

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Controlo direto do binário e do fluxo do motor de
relutância comutado para propulsão de veículos
elétricos**

Henrique Araújo Silva

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Rui Manuel Esteves Araújo

Outubro de 2025

Resumo

A crescente procura por soluções para a tração elétrica que se demonstrem sustentáveis e de baixo custo tem impulsionado o interesse por Motores de Relutância Comutada (MRC), cuja simplicidade construtiva e densidade de potência os tornam particularmente atrativos. No entanto, a sua não linearidade intrínseca, associada à significativa ondulação de binário, torna o desenvolvimento de metodologias de controlo uma tarefa complexa e desafiadora.

Neste contexto, a presente dissertação tem como principal objetivo o estudo, desenvolvimento e comparação de dois métodos de controlo aplicados a esta classe de motores, são eles: um controlador baseado em histerese da corrente e um controlador direto do binário e fluxo, com apoio em estimadores. Estes controladores foram projetados com vista a minimizar as desvantagens intrínsecas do motor, promovendo um bom desempenho do mesmo.

A abordagem adotada compreende tanto a fase de modelação e simulação, desenvolvida integralmente em ambiente *MATLAB/Simulink*, como a sua posterior transição para uma plataforma experimental com base num microcontrolador. Na fase inicial deste trabalho, foi também estudado o funcionamento dos MRC e as suas particularidades de comando que exigiram adaptações aos métodos de controlo desenvolvidos.

Com o intuito de garantir continuidade entre as fases de simulação e implementação, foi desenvolvido um projeto modular, que permitindo alternar entre ambientes de simulação e execução em tempo real. A arquitetura de hardware foi implementada com recurso a dois núcleos de processamento, distribuindo de forma eficiente as tarefas de controlo, aquisição de dados e comunicação com o computador, para controlo e monitorização do sistema.

Os resultados de simulação obtidos permitiram validar o funcionamento dos dois métodos de controlo e algoritmos desenvolvidos em diferentes condições operacionais e aferir o impacto de cada abordagem no desempenho dinâmico do motor. A dissertação conclui com uma reflexão sobre os principais desafios enfrentados, os contributos alcançados e sugestões para trabalho futuro, tendo em consideração o seu papel na transição para a mobilidade elétrica sustentável.

Palavras-chave: Motor de relutância comutada, acionamento elétricos, controlo direto de binário, sistemas de controlo, programação de microcontroladores.

Abstract

The growing demand for sustainable and cost-effective electric traction solutions has intensified interest in Switched Reluctance Motors (SRM), whose simple construction and power density make them particularly attractive. However, their inherent nonlinearity, combined with significant torque ripple, makes the development of control methodologies a complex and challenging task.

In this context, the main objective of this dissertation is the study, development, and comparison of two control methods applied to this class of motors: a current hysteresis-based controller and a direct torque and flux controller supported by estimation techniques. These controllers were designed to minimize the intrinsic drawbacks of the motor.

The adopted approach includes both the modeling and simulation phase, fully developed in the *MATLAB/Simulink* environment using *Simscape Electrical*, and its subsequent transition to an experimental platform based on a microcontroller. The initial phase of the work also involved the study of the operating principles of SRM and the specific drive constraints that required tailored adaptations of the control strategies.

To ensure continuity between the simulation and implementation phases, a modular project was developed, enabling seamless switching between simulation and real-time execution environments. The hardware implementation relied on dual-core architecture, effectively distributing control, data acquisition, and communication tasks with the host computer for system monitoring and supervision.

The results obtained validated the operation of both control methods and algorithms developed under various operating conditions and highlighted the impact of each approach on the motor's dynamic behavior. This dissertation concludes with a reflection on the main challenges faced, the contributions achieved, and suggestions for future work, considering its relevance in the transition towards sustainable electric mobility.

Keywords: Switched Reluctance Motor, electric drives, direct torque control, control systems, microcontroller programming.

Agradecimentos

A realização desta dissertação representa o culminar de uma etapa exigente, mas profundamente enriquecedora, do meu percurso académico. Ao longo deste processo, contei com o apoio, orientação e incentivo de diversas pessoas a quem quero expressar o meu mais sincero agradecimento.

Em primeiro lugar, agradeço ao Professor Rui Esteves Araújo, meu orientador, pelo acompanhamento atento, disponibilidade e orientações técnicas que foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho. A sua exigência académica e rigor científico foram determinantes para a qualidade do projeto.

À Faculdade de Engenharia, agradeço por todo o conhecimento, recursos e oportunidades proporcionadas ao longo dos últimos anos, que foram essenciais para a minha formação como engenheiro.

Aos meus pais e à minha irmã, o meu mais profundo agradecimento pelo apoio incondicional e incentivo constantes, mas acima de tudo por acreditarem em mim mesmo nos momentos mais exigentes. Sem eles, este percurso e todos os desafios a que me propus ao longo dos últimos anos não teriam sido possíveis.

Aos meus amigos e restantes familiares mais próximos, obrigado por estarem sempre presentes e por me ajudarem a manter o equilíbrio entre a vida académica e pessoal. Em particular, ao Guilherme, pela irmandade e apoio desde o primeiro ao último dia deste percurso...

Não posso deixar de agradecer em particular ao meu colega Hugo da Silva pela disponibilidade, partilha de conhecimentos e discussões técnicas ao longo deste trabalho.

A todos, o meu sincero obrigado.

Índice

Resumo.....	iii
Abstract	v
Agradecimentos	vii
Índice	ix
Lista de figuras	xi
Lista de tabelas.....	xiv
Abreviaturas e Símbolos	xv
Capítulo 1.....	1
Introdução.....	1
1.1 - Contextualização e Aplicações do Trabalho	1
1.2 - Definição do Problema e Objetivos	2
1.3 - Motivação e Relevância	3
1.4 - Abordagem Metodológica	3
1.5 - Objetivos de Desenvolvimento Sustentável das Nações Unidas	4
1.6 - Estrutura do Documento	5
Capítulo 2.....	7
Fundamentação Teórica do Motor de Relutância Comutada	7
2.1 - Estrutura e Componentes do MRC.....	7
2.2 - Princípio de Funcionamento	8
2.3 - Comportamento Dinâmico dos MRC.....	9
2.4 - Indutância de Fase e Regimes de Operação.....	10
2.5 - Modelo Matemático.....	11
2.6 - Enquadramento e Desafios	12
2.7 - Estrutura do Conversor Eletrónico de Potência	14
Capítulo 3.....	17
Revisão Bibliográfica dos Métodos de Controlo de Binário	17
3.1 - Método de Controlo Direto de Binário	18
3.2 - Método de Controlo Indireto de Binário	22
3.3 - Comparativo entre Métodos de Controlo de Binário	23
3.4 - Métricas de Avaliação	24
3.5 - Limitações e Oportunidades	25
3.6 - Contribuição do Trabalho Proposto	25
Capítulo 4.....	27

Desenvolvimento e Validação em Simulação dos Métodos de Controlo	27
4.1 - Modelo da Máquina de Relutância Comutada	27
4.2 - Ambiente de Simulação	30
4.3 - Desenvolvimento do Método Histerético	31
4.4 - Desenvolvimento do Método por Controlo Direto do Binário e Fluxo	35
Capítulo 5	45
Análise dos Resultados Obtidos em Ambiente de Simulação	45
5.1 - Condições de Simulação	45
5.2 - Resultados do Método Histerético	47
5.3 - Resultados do Método por Binário e Fluxo	51
5.4 - Comparação entre Métodos	55
Capítulo 6	57
Implementação Experimental e Validação em Plataforma de Testes	57
6.1 - Descrição da Plataforma Experimental	57
6.2 - Preparação para a implementação em hardware	59
6.3 - Testes Preliminares ao <i>Hardware</i> e DSP	61
6.4 - Desenvolvimento da interface gráfica e funcional do controlador	66
6.5 - Implementação do Método histerético	68
6.6 - Implementação do Método CDB	72
6.7 - Análise das Vantagens da Estrutura Implementada	75
Capítulo 7	77
Conclusão	77
7.1 - Conclusões Finais	77
7.2 - Trabalho Futuro	78
Referências	81
Anexo A	85
<i>Framework</i> de Desenvolvimento para Sistemas Embarcados em <i>Simulink</i>	85
Anexo B	88
Geração da Tabela do Estimador de Binário	88
Anexo C	90
Função MATLAB para Definição do Fluxo de Referência	90

Lista de figuras

Figura 1.1 - Diagrama panorâmico do projeto.	2
Figura 2.1 - Modelo de um Motor de Relutância Comutada [20].	8
Figura 2.2 - Relação entre Indutância de Fase e Posição do Rotor [20].....	10
Figura 2.3 - Característica do fluxo de um MRC [1].	12
Figura 2.4 - Característica do binário de um MRC [1].	12
Figura 2.5 - Diagrama do conversor AMP de 4 fases [3].....	15
Figura 2.6 - Estados de funcionamento do conversor AMP: a) estado de magnetização, b) estado de desmagnetização, c) estado de Freewheeling [3].	15
Figura 3.1 - Métodos de Controlo para MRC.....	17
Figura 3.2 - Esquemático de controlo direto de binário [7].	19
Figura 3.3 - Esquemático de controlo instantâneo direto de binário [7].	20
Figura 3.4 - Esquemático do controlo preditivo de binário [7].	21
Figura 4.1 - Curvas de fluxo magnético em função da corrente de fase, para diferentes posições do rotor.	28
Figura 4.2 - Curvas de fluxo magnético por ângulo do rotor, para diferentes valores de corrente de fase.	28
Figura 4.3 - Estrutura do conversor da máquina em <i>Simulink</i>	29
Figura 4.4 - Estrutura para simulação do motor, inercia, carga e sensores.	30
Figura 4.5 - Configuração do solver utilizada na simulação.	31
Figura 4.6 - Estrutura geral do sistema com o MRC, controlador e sensores.....	32
Figura 4.7 - Bloco de controlo histerético implementado em <i>Simulink</i>	32
Figura 4.8 - Subsistema de aplicação da lógica de comutação.	33
Figura 4.9 - Subsistema de controlo de velocidade.....	33
Figura 4.10 - Adaptação do Controlo Histerético à Arquitetura de 6 Comandos.	34
Figura 4.11 - Subsistema seletor de pares de fases.....	35

Figura 4.12 - Arquitetura geral do sistema de controlo por binário e fluxo em Simulink.	36
Figura 4.13 - Subsistema <i>Controller</i>	36
Figura 4.14 - Subsistema do estimador de binário por tabela de interpolação.	37
Figura 4.15 - Subsistema estimador do binário por fluxo.	37
Figura 4.16 - Resultados de simulação dos estimadores de binário.	38
Figura 4.17 - Subsistema do estimador de Fluxo Magnético.	39
Figura 4.18 - Subsistema do estimador de sector.	40
Figura 4.19 - Subsistema gerador de comando.	40
Figura 4.20 - Subsistema para obtenção da referência de binário.	41
Figura 4.21 - Sequência de blocos para o algoritmo de referência de fluxo.	41
Figura 4.22 - Subsistema de reconstrução da corrente.	42
Figura 4.23-Resultado do método de reconstrução das correntes.	43
Figura 5.1 - Cenário de teste 1 com método histerético.	47
Figura 5.2 - Cenário de teste 2 com método histerético.	48
Figura 5.3 - Cenário de teste 3 com método histerético.	49
Figura 5.4 - Cenário de teste 4 com método histerético.	50
Figura 5.5 - Cenário de teste 1 com método CDB.	51
Figura 5.6 - Cenário de teste 2 com método CDB.	52
Figura 5.7 - Cenário de teste 3 com método CDB.	53
Figura 5.8 - Cenário de teste 4 com método CDB.	54
Figura 6.1 - Plataforma experimental.	58
Figura 6.2 - Sistema de teste do bloco GPIO.	61
Figura 6.3 - Esquema de teste dos ADCs e DACs.	62
Figura 6.4 - Resultado do conversor ADC.	62
Figura 6.5 - Resultado do conversor ADC.	62
Figura 6.6 - Esquema de teste com base no gerador de comando do método CDB.	63
Figura 6.7 - Validação do conversor ADC e do bloco Estimador de Setor.	63
Figura 6.8 - Validação da geração e transmissão dos sinais de comando.	64
Figura 6.9 - Teste de Funcionamento do Modulo QEP.	64
Figura 6.10 - Validação do modulo QEP.	64

Figura 6.11 - Esquema do CPU transmissor.....	65
Figura 6.12 - Esquema do CPU recetor.....	65
Figura 6.13 - Resultado do sinal do contador transmitido através do canal 1.	66
Figura 6.14 - Resultado do sinal quadrático transmitido através do canal 2.	66
Figura 6.15 - Interface gráfica e funcional do controlador.....	67
Figura 6.16 - Verificação da comunicação SCI do <i>host</i> com a placa de controlo.	68
Figura 6.17 - Organização do sistema para o controlador histerético.	69
Figura 6.18 - Bloco " <i>Serial Receive</i> " no modo de execução em hardware.	70
Figura 6.19 - Bloco " <i>Power Converter and Motor - Plant Model</i> " no modo de execução em <i>hardware</i>	71
Figura 6.20 - Diagrama <i>Simulink</i> para o CPU1 no controlo histerético.	71
Figura 6.21 - Subsistema <i>Sensors_eQEP</i>	71
Figura 6.22 - Subsistema <i>Current_ADC</i> do método histerético.	72
Figura 6.23 - Organização do sistema para o controlador DTC.	73
Figura 6.24 - Subsistema <i>Voltage_ADC</i>	74
Figura 6.25 - Subsistema <i>Torque_ADC</i>	74
Figura 6.26 - Subsistema <i>Current_ADC</i> do método CDB.	75

Lista de tabelas

Tabela 3.1 - Comparativo entre métodos de controlo direto e indireto de binário.	23
Tabela 3.2 - Comparativo entre métodos de controlo de binário direto.	24
Tabela 4.1 - Parâmetros do motor.....	28
Tabela 5.1 - Cenários de teste dos métodos desenvolvidos.	47
Tabela 5.2 - Tabela comparativa dos métodos implementados.	56
Tabela 6.1 - Tipologia de erros da comunicação IPC.	65

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

ADC	Conversor Analógico Digital
AMP	Assimétrico de Meia Ponte
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CCH	Controlo de Corrente por Histerese
CDB	Controlo Direto do Binário
CIDB	Controlo Instantâneo Direto do Binário
CLA	<i>Control Law Accelerator</i>
CPB	Controlo Preditivo de Binário
CPCC	Controlo Preditivo de Conjunto Contínuo
CPCF	Controlo Preditivo de Conjunto Finito
CPU	Unidade Central de Processamento
DAC	Conversor Digital Analógico
DEEC	Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FEM	Força Eletromotriz
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
IPC	<i>Inter-Processor Communication</i>
McBSP	<i>Multichannel Buffered Serial Port</i>
MEEC	Mestrado de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
MRC	Motor de Relutância Comutada
ODS	Objetivos de Desenvolvimento Sustentável
PDS	Processador Digital de Sinais
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivative
PWM	Modulação por Largura de Pulso
QEP	<i>Quadrature Encoder Pulse</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
MRC	<i>Switched Reluctance Motor</i>
TSF	Funções de Partilha de Binário
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>

Lista de símbolos

a	Ângulo
B_s	Arco do estator
B_r	Arco do rotor
T	Binário
i	Corrente elétrica
k_f	Coeficiente de atrito viscoso
W_c	Coenergia
S	Estados de comutação
λ	Fluxo concatenado
Φ	Fluxo magnético
f	Frequência
L	Indutância
P_r	Número de polos do rotor
θ	Posição angular
P	Potência
R	Resistência elétrica
V	Tensão elétrica
ω	Velocidade angular

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo, é apresentada a área científica e de engenharia em que se contextualiza o presente trabalho, bem como a definição do problema a resolver, os objetivos, a motivação e a relevância deste estudo. Serão também discutidas as possíveis aplicações e implicações práticas dos resultados obtidos, assim como a abordagem preliminar para a solução proposta. Por fim, define-se o campo de ação do trabalho e apresenta-se a estrutura global do documento.

1.1 - Contextualização e Aplicações do Trabalho

O presente trabalho insere-se na área da Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, com um foco específico na eletrónica de potência e controlo de máquinas elétricas para sistemas de propulsão de veículos elétricos.

O motor de relutância comutada (MRC) apresenta-se como uma solução promissora devido à sua simplicidade construtiva, robustez e custo competitivo, sendo um candidato viável para aplicações que necessitam de elevada eficiência energética, nomeadamente a mobilidade elétrica.

A eletrificação dos sistemas de transporte tem vindo a crescer rapidamente, impulsionada pelas preocupações ambientais e pela necessidade de reduzir a dependência dos combustíveis fósseis. No entanto, a implementação bem sucedida de motores elétricos em veículos depende de soluções eficientes de controlo, especialmente no que diz respeito ao desempenho dinâmico e à redução das desvantagens intrínsecas dos MRC, como a ondulação de binário [1].

O projeto proposto a resolução tem aplicação direta na propulsão de veículos elétricos. Este estudo demonstra experimentalmente a eficácia de técnicas avançadas de controlo, como o Controlo Preditivo de Conjunto Contínuo (CPCC), Controlo Preditivo de Conjunto Finito (CPCF)

e o Controlo Direto do Binário (CDB), reforçando a viabilidade e os benefícios desta aplicação para a mobilidade elétrica, com impactos positivos significativos, tais como [2]:

- Redução da emissão de gases de efeito estufa, promovendo a sustentabilidade ambiental;
- Redução dos custos de produção e manutenção dos sistemas de propulsão;
- Melhoria da eficiência energética e desempenho dinâmico, tornando os veículos elétricos mais atrativos para o mercado.

1.2 - Definição do Problema e Objetivos

O principal desafio abordado nesta dissertação é o desenvolvimento de um controlador de binário e fluxo para um motor de relutância comutada, utilizando abordagens modernas como o controlo direto do binário ou controlo preditivo através de um processador digital de sinais (PDS) para garantir operação em tempo real [2]. Estas técnicas foram selecionadas por apresentarem elevado desempenho na redução da ondulação de binário e robustez face às não linearidades dos MRC [1]. A solução proposta visa minimizar duas das principais limitações deste tipo de motor:

- *Ripple* de binário de arranque, que afeta o desempenho inicial do motor;
- Ondulação de binário em regime estacionário, que compromete a operação suave e eficiente do motor.

Estes problemas são exacerbados pela natureza não linear do MRC, resultante da saturação magnética e da sua arquitetura. Assim, o objetivo é conceber um controlador que permita suavizar estas perturbações e melhorar o desempenho global do sistema.

Na Figura 1.1 é possível visualizar um diagrama que representa de uma forma generalizada o projeto desenvolvido. Trata-se de um sistema realimentado, onde o foco será o desenvolvimento do controlador direto de binário e do estimador de binário, representados na Figura pelas duas caixas a azul. O sistema tem como entrada o binário desejado que é de seguida comparado com o binário estimado, alimentando posteriormente o controlador direto de binário [3]. A saída do sistema é a energia mecânica produzida pela rotação do motor.

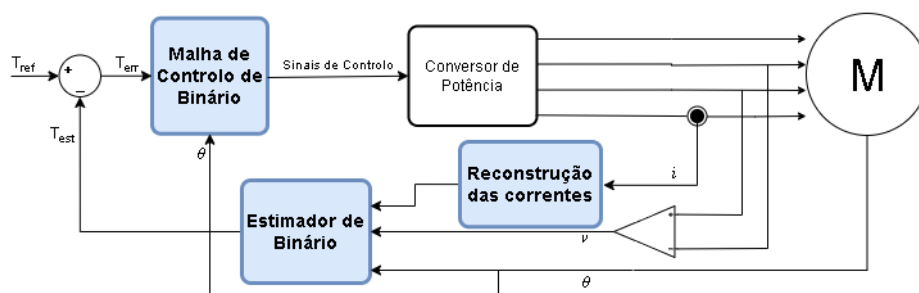


Figura 1.1 - Diagrama panorâmico do projeto.

Tendo conhecimento do problema proposto para resolução, os objetivos específicos definidos são os seguintes:

- Compreender os princípios de funcionamento do motor de relutância comutada, incluindo as suas vantagens e limitações;
- Estudar e implementar algoritmos de controlo de binário capazes de mitigar a ondulação de binário;
- Desenvolver um estimador de binário, que forneça feedback preciso ao controlador sem a necessidade de sensores dispendiosos;
- Validar o controlador em plataforma experimental, avaliando o seu desempenho em condições reais de funcionamento;
- Analisar os resultados e propor melhorias adicionais.

1.3 - Motivação e Relevância

A motivação principal para este trabalho reside na necessidade de desenvolver sistemas de propulsão mais eficientes, sustentáveis e acessíveis, contribuindo para a evolução da mobilidade elétrica. O motor de relutância comutada, apesar das suas limitações, apresenta um enorme potencial devido a:

- Custo reduzido, resultante da ausência de ímanes permanentes e da simplicidade construtiva;
- Elevada robustez e fiabilidade;
- Capacidade de operar numa ampla faixa de potência.

Ao resolver os problemas de ripple de binário e ondulação, poderá ser possível tornar o MRC uma alternativa viável e competitiva face aos motores convencionais utilizados atualmente.

1.4 - Abordagem Metodológica

A abordagem inicial para resolver o problema será estruturada em três fases principais:

- Análise teórica e modelagem do motor de relutância comutada, incluindo a caracterização da ondulação de binário e sua relação com a corrente e a posição do rotor;
- Desenvolvimento do controlador, com implementação inicial em simulação digital utilizando as ferramentas *Matlab* e *Simulink*, com validação dos resultados obtidos [5];
- Implementação experimental do controlador em plataforma real.

O ponto de partida foi o estudo dos controladores já existentes, identificando as suas limitações e desenvolvendo uma solução otimizada para a aplicação em estudo.

O trabalho não aborda outros tipos de motores ou métodos de controlo fora do escopo direto do MRC, uma vez que o foco principal é explorar e otimizar técnicas de controlo específicas

para motores de relutância comutada. Tal abordagem é justificada pela sua relevância na mobilidade elétrica, devido à simplicidade construtiva, robustez e custo reduzido dos MRC. O desenvolvimento de algoritmos dedicados a estes motores é essencial para mitigar problemas como a ondulação de binário e melhorar a sua eficiência global [1]. A exclusão de outros tipos de motores ou métodos de controlo permite um aprofundamento mais detalhado e específico no comportamento não linear dos MRC e nos desafios associados ao seu controlo. Também serão excluídas considerações relacionadas com a eletrónica de potência que não interfiram diretamente no desenvolvimento do controlador.

1.5 - Objetivos de Desenvolvimento Sustentável das Nações Unidas

O presente trabalho está alinhado com os Objetivos de Desenvolvimento Sustentável (ODS) das Nações Unidas, destacando a eficiência e as aplicações dos motores de relutância comutada (MRC) na redução de emissões e no consumo energético. Desta forma, esta investigação não só contribui para o desenvolvimento tecnológico de sistemas de propulsão elétrica, mas também promove soluções concretas que abordam os desafios globais relacionados com a energia e o clima. O estudo em desenvolvimento enquadra-se particularmente nos objetivos número 7, 11 e 13.

- **ODS 7: “Garantir o acesso a uma energia acessível, confiável, sustentável e moderna.”**

O desenvolvimento de técnicas de controlo avançadas para motores de relutância comutada (MRC), como o Controlo Direto do Binário (CDB), contribui significativamente para o aumento da eficiência dos motores elétricos em aplicações de propulsão elétrica. Isso resulta na redução das perdas energéticas e no máximo aproveitamento da energia elétrica. Além disso, a evolução de motores de relutância comutada eficientes permite otimizar o uso da energia elétrica, o que, por sua vez, facilita a transição energética ao favorecer a adoção de fontes renováveis e limpas de energia. A utilização de MRC em sistemas elétricos também se revela uma opção economicamente viável, especialmente devido à sua robustez e baixo custo de produção. [1]

- **ODS 11: “Tornar as cidades inclusivas, seguras, resilientes e sustentáveis.”**

A integração de motores de relutância comutada em veículos elétricos tem um impacto direto na redução das emissões poluentes, especialmente em áreas urbanas. Isso contribui para a melhoria da qualidade do ar e para a redução dos níveis de ruído, criando ambientes urbanos mais saudáveis e sustentáveis. Com o aumento da capacidade desta tecnologia, prevê-se que os custos de produção diminuam a longo prazo, tornando a eletrificação do transporte mais acessível. Dessa forma, a aplicação bem sucedida desses motores em condições reais promove a mobilidade elétrica urbana, beneficiando uma maior parte da população [2].

- **ODS 13: “Tomar medidas urgentes para combater a mudança climática e os seus impactos.”**

A redução do consumo energético e das emissões de gases de efeito estufa é alcançada pela maior eficiência dos motores de relutância comutada (MRC) em sistemas de propulsão elétrica. A utilização desses motores como alternativa aos motores a combustão interna representa um passo crucial para a descarbonização do setor de transportes. Além disso, a capacidade dos MRC de operar com maior eficiência, juntamente com o uso de fontes de energia limpa, fortalece a transição global para uma economia de baixo carbono.

1.6 - Estrutura do Documento

O presente documento está organizado da seguinte forma:

- Capítulo 1 - Introdução: apresentação do contexto, definição do problema, objetivos, motivação e estrutura do trabalho;
- Capítulo 2 - Fundamentos Teóricos e Aspectos Fundamentais: revisão teórica sobre a constituição e funcionamento do MRC, características dinâmicas, modelo matemático e desafios;
- Capítulo 3 - Revisão Bibliográfica: métodos de controlo do binário e comparativo entre estes, métricas de avaliação, identificação de limitações;
- Capítulo 4 - Desenvolvimento em Simulação dos Métodos de Controlo: ambiente de desenvolvimento e simulação, método de controlo histerético e método de controlo direto por binário e fluxo;
- Capítulo 5 - Resultados em Ambiente de Simulação: elaboração dos cenários de teste, análise dos resultados dos métodos de controlo e comperação destes;
- Capítulo 6 - Implementação Experimental em Plataforma Hardware: descrição da plataforma experimental, testes preliminares, desenvolvimento da interface gráfica e implementação dos métodos de controlo;
- Capítulo 7 - Conclusão: conclusões finais e trabalho futuro no projeto.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica do Motor de Relutância Comutada

Este capítulo apresenta os aspectos teóricos essenciais para a compreensão dos motores de relutância comutada. Inicialmente, discute-se o princípio de funcionamento, as relações dinâmicas e o modelo matemático do motor em causa. Em seguida, explora-se desafios a enfrentar e soluções possíveis encontradas na literatura.

2.1 - Estrutura e Componentes do MRC

Os Motores de Relutância Comutada são projetados para oferecer simplicidade de construção e alta eficiência em diversas aplicações, tornando-o uma hipótese interessante para veículos elétricos. Os principais componentes de um MRC são o estator, o rotor, o conversor eletrônico de potência e os sensores de posição [8].

O Estator contém enrolamentos concentrados, que constituem os polos do mesmo, responsáveis por gerar campos magnéticos direcionados. Os enrolamentos são distribuídos pelo estator de forma a facilitar a comutação rápida entre as fases e permitir um alto desempenho dinâmico do motor com uma produção eficiente de binário [5].

O Rotor não possui enrolamentos nem ímanes permanentes nos seus polos, sendo estes apenas formados por um núcleo laminado que minimiza perdas por correntes de Foucault e maximiza a eficiência. A simplicidade de construção do rotor reduz o custo desta tipologia de motores e aumenta a sua durabilidade [10].

O Conversor Eletrônico de Potência controla a sequência de alimentação das fases do estator, ajustando a tensão e a corrente fornecidas em tempo real de acordo com a posição do rotor. O desenvolvimento de melhores estruturas de conversão permitem minimizar ondulações de binário e aumentar a eficiência energética do motor [9].

Os Sensores de Posição identificam a posição angular do rotor, fornecendo informação ao conversor eletrônico de potência que, deste modo, sincroniza a comutação das fases. Em configurações avançadas, o controle pode ser efetuado através de algoritmos de estimativa de posição sem sensores [6].

2.2 - Princípio de Funcionamento

Os MRC são máquinas que convertem energia elétrica em energia mecânica por meio da variação da relutância magnética no circuito magnético. O binário é produzido através da procura do rotor em alinhar-se com a posição de menor relutância no estator. Este princípio fundamental pode ser descrito em três etapas que são a indução de fluxo magnético, o consequente alinhamento do rotor e a comutação de fases [1].

Na primeira etapa é aplicada corrente numa fase do estator que cria um campo magnético, que gera forças de atração entre os polos do rotor e do estator. De seguida, o rotor move-se para a posição onde o campo magnético está sujeito a uma menor resistência, posição de menor relutância, produzindo um binário eletromagnético. Ocorrendo assim o alinhamento dos polos do rotor com os polos excitados do estator. Por fim, à medida que este alinhamento se verifica o controlador efetua a comutação das fases do motor, que consiste em desligar a corrente na respetiva fase e induzir na fase seguinte, mantendo o movimento rotacional [3]. Este fenómeno é possível devido ao desfasamento do rotor e do estator criado na construção do MRC.

Considere um motor de relutância comutada com um estator de 6 polos e um rotor de 4 polos, tal como representado na Figura 2.1. Quando os polos do rotor r_1 e r_1' estão alinhados com os polos do estator c e c' , a aplicação de corrente na fase a cria um fluxo magnético entre os polos do estator a e a' e os polos do rotor r_2 e r_2' [20]. Este fluxo atrai os referidos polos do rotor na direção dos polos excitados do estator, gerando binário e movimento rotacional. Quando o alinhamento é alcançado, a corrente da respetiva fase é desligada e ligada a fase seguinte, dando continuidade ao movimento do rotor [7].

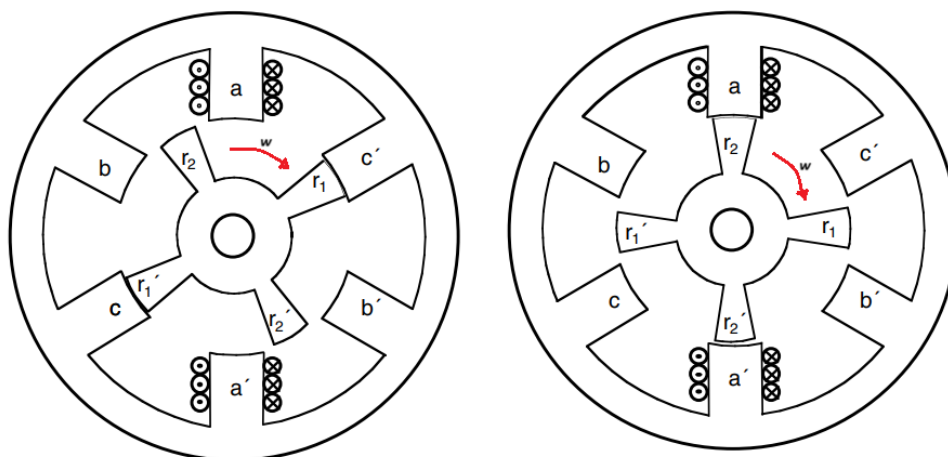


Figura 2.1 - Modelo de um Motor de Relutância Comutada [20].

2.3 - Comportamento Dinâmico dos MRC

O comportamento dinâmico de um motor descreve o modo como o motor responde perante alterações às condições de operação a que este está sujeito, como variações de carga, velocidade ou tensão de alimentação. Estas respostas são fundamentais para prever e controlar o desempenho da máquina em sistemas dinâmicos.

No contexto dos MRC, este estudo é particularmente relevante para a operação do motor, uma vez que este é baseado na variação da indutância e do fluxo magnético. Os principais comportamentos dinâmicos que influenciam a operação e o controlo dos MRC são os seguintes:

- **Indutância Dependente da Posição:** A indutância das fases nos MRC varia de acordo com a posição angular do rotor, apresentando valores máximos quando os polos do rotor se encontram alinhados com os polos excitados do estator. Esta é uma característica não linear e influencia diretamente a produção de binário e o controlo dinâmico. O controlo avançado baseado na otimização da indutância pode melhorar a eficiência em regimes de alta velocidade, mitigando as variações de binário causadas por esta não linearidade [4].
- **Produção de Binário:** Nos MRC, o Binário é gerado pela variação da coenergia associada ao alinhamento do rotor com os polos do estator, sendo por isso diretamente proporcional à taxa de variação da indutância em relação à posição do rotor. Assim a relação binário-corrente é não linear, especialmente quando o motor se encontra sob saturação magnética. O controlo direto do binário permite uma produção mais estável, mesmo em condições dinâmicas, ao priorizar o alinhamento ideal do rotor [2].
- **Efeitos Não Lineares:** Devido à dependência da indutância e do fluxo magnético em relação à posição do rotor e à corrente, o comportamento do MRC é altamente não linear. Por exemplo, a saturação magnética impacta significativamente a indutância e o binário, dificultando o controlo preciso em altas correntes. E as ondulações de binário resultam da comutação entre fases e da variação de indutância, perfis otimizados de binário e controlo baseado na aprendizagem da máquina são estratégias utilizadas para mitigar esse problema [3].
- **Capacidade de Resposta ao Controlo:** É altamente dependente da integração com inversores e algoritmos de controlo. Controladores modernos podem ajustar dinamicamente os parâmetros do motor para responder rapidamente a mudanças na carga e na velocidade. Perfis otimizados em tempo real são eficazes para ajustar automaticamente o controlo, garantindo uma resposta rápida em aplicações críticas [9].

2.4 - Indutância de Fase e Regimes de Operação

Tal como referido no capítulo anterior, a relação entre a indutância de fase e a posição do rotor é uma característica dinâmica de grande relevância para a correta operação dos MRC, uma vez que influencia diretamente a produção de binário. Esta relação colabora diretamente para um melhor controlo das técnicas do motor e definição das suas limitações [1, 5].

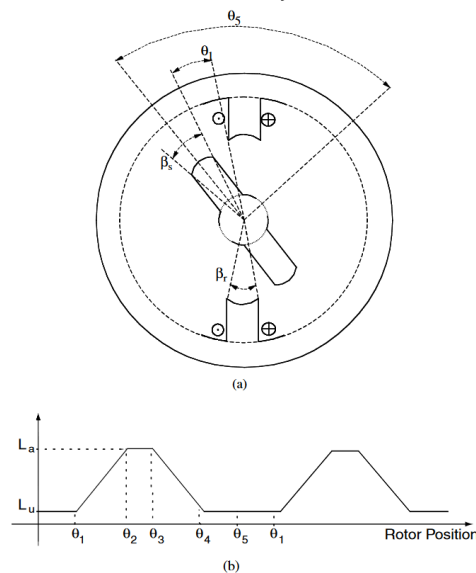


Figura 2.2 - Relação entre Indutância de Fase e Posição do Rotor [20].

A Figura 2.2 esboça a relação entre indutância de fase e posição do rotor de um MRC para uma corrente de fase constante [20]. Trata-se de uma simplificação a um comportamento ideal, o qual não é verificado na operação real devido à saturação que cria em cada topo um perfil curvo [7].

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi}{P_r} - (B_s + B_r) \right] \quad (2.1)$$

$$\theta_2 = \theta_1 + B_s \quad (2.2)$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (B_r - B_s) \quad (2.3)$$

$$\theta_4 = \theta_3 + B_s \quad (2.4)$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{P_r} \quad (2.5)$$

Os ângulos expressos na Figura 2.2 são calculados pelas expressões demonstradas em cima, e numeradas de 2.1 a 2.5. Nestas, o B_r e o B_s representam, respetivamente, os arcos do rotor e do estator, tal como é visível na Figura 2.2, e o P_r representa o número de polos do rotor [20].

O funcionamento dos MRC pode ser dividido em quatro regimes principais de indutância [3]:

- Indutância Não Alinhada: Quando os polos do rotor e do estator não estão alinhados, predomina o fluxo pelo ar. Isto conduz a uma baixa e constante indutância, este regime ocorre entre $0-\theta_1$ e $\theta_4-\theta_5$ [12].
- Indutância Crescente: Durante o aumento da sobreposição dos polos do rotor e do estator, onde o binário motriz é gerado. Nesta fase o fluxo ocorre principalmente pelas

lâminas do estator e do rotor, desta forma a indutância aumenta diretamente com o aumento da sobreposição do rotor e do estator. Esta fase verifica-se de θ_1 - θ_2 [6].

- Indutância Alinhada: Quando os polos estão completamente sobrepostos, a indutância é máxima e constante, o que resulta numa geração nula de binário. Deste modo, a corrente pode ser reduzida até zero sem gerar binário negativo. Esta fase ocorre entre θ_2 - θ_3 [4].
- Indutância Decrescente: Durante o afastamento dos polos do rotor e do estator, ou seja, de θ_3 - θ_4 . Neste regime verifica-se o comportamento oposto ao de θ_1 - θ_2 , ocorrendo a diminuição da indutância. A operação nesta zona resulta em binário negativo, ou seja, na conversão de energia mecânica em elétrica [11].

2.5 - Modelo Matemático

O modelo matemático do MRC é fundamental para o desenvolvimento de técnicas de controlo e simulações, possibilitando um melhor desempenho da máquina elétrica. Uma vez que a utilização de testes por tentativa e erro em sistemas reais pode ser um método de desenvolvimento bastante trabalhoso, demorado e dispendioso, é necessário aplicar o modelo matemático do motor no ambiente de simulação pretendido e realizar os testes de uma forma mais eficiente e prática. Obtendo assim os resultados de uma forma precisa e imediata de acordo com a qualidade do modelo matemático desenvolvido e da sua aplicação [2, 8].

A Equação de Tensão está representada abaixo e é a relação entre a resistência da fase, a corrente e o fluxo concatenado.

$$V_{fase} = R_s * i + \frac{d\lambda(i, \theta)}{dt} \quad (2.6)$$

A Equação de Fluxo representa a dependência da indutância em relação à posição do rotor e da corrente de fase. E é representada na expressão 2.7.

$$\lambda(i, \theta) = L_s(i, \theta) * i \quad (2.7)$$

O Binário Eletromagnético representa a coenergia, que é o binário desenvolvido por uma fase num polo do rotor. Visível no conjunto de expressões em baixo

$$\begin{aligned} W_c &= \int_0^i \lambda(i, \theta) di \\ T_j &= \frac{\delta W_c(\theta)}{\delta \theta} \\ T_e &= \sum_{j=1}^m T_j(i, \theta) \end{aligned} \quad (2.8)$$

A Equação Mecânica obtém-se através do momento de inércia, o coeficiente de atrito viscoso e a velocidade angular do rotor. E é visível na equação 2.9.

$$T_e - T_{load} = \frac{J(d\omega_r)}{dt} + K_f \omega_r \quad (2.9)$$

Estas relações permitem prever o comportamento dinâmico do motor e orientar um melhor desenvolvimento do respetivo controlador. Simulações baseadas em modelos matemáticos

podem prever com alta precisão o desempenho do MRC em diferentes condições de operação [17, 32, 36].

Em condições de funcionamento real, a saturação magnética impacta a indutância e, consequentemente, o comportamento do motor. Sendo por isso necessário utilizar modelos aprimorados que consideram esses efeitos para otimizar o desempenho do motor [10, 33, 34].

2.6 - Enquadramento e Desafios

Os MRC destacam-se como alternativa promissora para diversas aplicações, em especial na propulsão elétrica, onde a eficiência energética e a sustentabilidade são requisitos essenciais. Estes motores apresentam inúmeras vantagens, tais como a simplicidade e baixo custo de produção, devido à ausência de ímãs permanentes, a elevada tolerância a falhas e a elevada eficiência em altas velocidades [13, 20].

No que diz respeito a desafios, os MRC enfrentam dificuldades significativas devido às suas características não lineares. Deste modo, estes motores têm sido alvo de estudo de modo a viabilizar uma adoção mais ampla e eficiente [12].

Os Motores de Relutância Comutada sofrem de uma elevada saturação. Tal como pode ser observado no gráfico da Figura 2.3, a característica de fluxo magnético destes motores não é linear e, como tal, a indutância entre o estator e o rotor também é não linear. No gráfico da característica do fluxo do motor, a linha azul representa a posição de rotor desalinhada e a linha amarela a posição de rotor alinhada. A influência da saturação na característica do motor começa a ser visível a partir de cerca de 5 A, sendo neste ponto que a relação binário-corrente aumenta significativamente [1, 6].

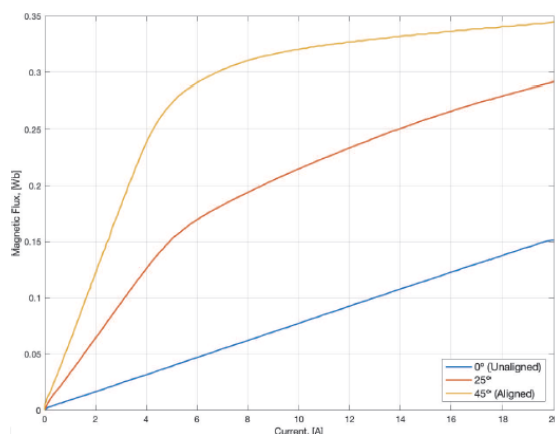


Figura 2.3 - Característica do fluxo de um MRC [1].

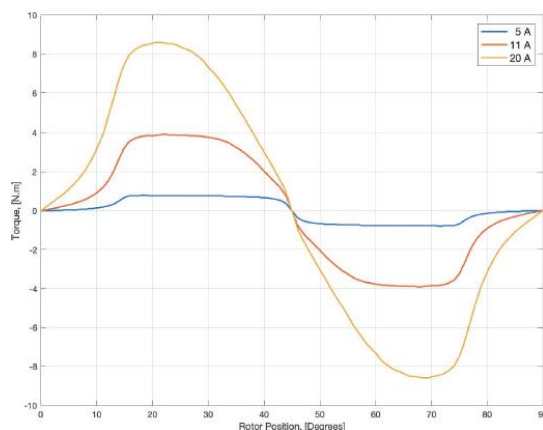


Figura 2.4 - Característica do binário de um MRC [1].

Na Figura 2.4, é apresentado o gráfico da característica de binário do MRC para 3 valores de corrente diferente, 5A, 11A e 20A. Este gráfico representa apenas uma fase ao longo de 90° do rotor, pois os restantes 360° são uma repetição para os outros 3 polos de funcionamento do rotor. Podemos observar que o binário produzido não é constante para uma corrente constante,

chegando mesmo a variar entre binário positivo, de 0° a 45° , e binário negativo, de 45° a 90° [1]. Esta ondulação do binário é um dos principais desafios ao construir um controlador para um motor deste tipo [14, 35].

Os MRC apresentem alta eficiência em regimes específicos, em condições extremas de carga e velocidade podem ocorrer perdas elevadas, deste modo deve-se ter em particular consideração as perdas energéticas destes. As principais perdas a relatar estão relacionadas com o cobre, o núcleo de ferro, as perdas mecânicas e as perdas por histerese [2, 8].

Em comparação com outras máquinas convencionais de corrente alternada, esta tarefa torna-se mais exigente nos MRC. A geometria da máquina e as condições de operação tornam a caracterização das perdas num MRC uma tarefa complexa, tornando-se este um dos principais desafios no estudo destes motores [2].

No que diz respeito a este motor em particular, as perdas no núcleo são as mais difíceis de estimar, devido ao comportamento não linear dos materiais não magnéticos e como tal merecem particular atenção. As fórmulas de cálculo empíricas são geralmente consideradas na estimativa de perdas no núcleo, mas estas demonstram-se insuficientes para o MRC [2]. No entanto, as perdas no cobre são geralmente simples de obter e também as mais significativas. Assim, uma das principais melhorias a obter seria o desenvolvimento de um método de controlo que reduza as correntes excessivas, sendo, para tal, necessário o uso de modelos matemáticos aprimorados [10, 18].

A não linearidade intrínseca do MRC dificulta a previsão precisa do desempenho sob diferentes condições de operação. Essa característica exige modelos matemáticos avançados que incorporem efeitos de saturação magnética, perdas por histerese e correntes parasitas e dinâmicas de variação de fluxo em altas velocidades [4, 17].

Os ruídos acústicos e as vibrações causadas por este tipo de motores são também uma das principais dificuldades a ultrapassar. Estas acontecem devido às forças magnéticas associadas às ondulações de binário e à comutação de fases da corrente. Em aplicações como veículos elétricos, o ruído e as vibrações do motor pode ser um fator limitante à sua utilização. Como solução, pode-se considerar a otimização do binário de saída e a seleção de materiais com melhores propriedades magnéticas na construção do rotor dos MRC [7, 9].

A ondulação de binário é outro dos problemas mais críticos nos MRC, resultante da variação da indutância e da comutação entre fases. Essas ondulações reduzem a suavidade do movimento rotacional, geram vibrações mecânicas e acústicas e impactam negativamente a vida útil dos componentes mecânicos acoplados ao motor. As principais soluções propostas resumem-se à utilização de técnicas de controlo avançadas em conjunto com o uso de conversores mais sofisticados [14, 16].

2.7 - Estrutura do Conversor Eletrônico de Potência

Os conversores eletrônicos de potência desempenham um papel crucial no acionamento e controlo de MRC, sendo estes os responsáveis por fornecer a energia necessária para excitar sequencialmente as diferentes fases do estator e gerir a comutação entre estas [12].

Estes conversores devem atender a vários requisitos para garantir uma operação eficiente e confiável. Primeiramente, cada fase deve ser controlada de modo independente para assegurar a correta comutação entre estas e uma produção equilibrada de binário. Esta comutação deve ser efetuada em alta velocidade para diminuir as perdas energéticas e a ondulação de binário durante o funcionamento do motor. O conversor também deve ser capaz prevenir ao máximo o armazenamento de energia magnética durante o ciclo de operação e, caso esta aconteça, deve ser capaz de gerir esta energia de modo a devolvê-la à fonte de alimentação ou dissipá-la com eficiência, evitando o sobreaquecimento da máquina [9, 15].

Os conversores de seguida apresentados são os mais amplamente discutidos e aplicados no contexto do controlo de Motores de Relutância Comutada. Estas tipologias representam as configurações típicas e mais relevantes para aplicações práticas, considerando fatores como eficiência, custo e complexidade [10].

- **Conversor R-Dump:** É uma tipologia de baixo custo de implementação, no entanto apresenta um nível de eficiência limitada devido à baixa capacidade de dissipação de energia armazenada. Este conversor é maioritariamente utilizado em operações de baixa velocidade [11].
- **Conversor Assimétrico de Meia Ponte (AMP):** Apresentam alta eficiência, com um controlo simples e independência de fases. Por outro lado, é necessário um elevado número de semicondutores, aumentando o custo e a complexidade da produção e implementação deste modelo [7, 15].
- **Conversor C-Dump:** Proporciona um controlo independente das diferentes fases do estator, no entanto não apresenta um nível de eficiência satisfatório, durante o freewheeling. Este tipo de conversores é aplicado em operações de baixa velocidade [13].
- **Conversores de Dois Estágios:** É um modelo que possibilita uma densidade de potência e eficiência nas suas aplicações. Porém implica um elevado investimento monetário inicial e possui uma complexidade de implementação alta. Uma das aplicações mais comuns para este conversor é em sistemas de energia renovável, como por exemplo turbinas eólicas [12, 16].
- **Conversor Ressonante:** Este conversor possibilita uma redução de perdas energéticas significativas e uma operação em alta frequência. Em contrapartida apresenta uma baixa densidade de potência e uma elevada sensibilidade a interferências eletromagnéticas [14].

O AMP é um dos conversores mais amplamente utilizados para MRC devido à sua alta eficiência e flexibilidade, e por este mesmo motivo será o conversor utilizado no desenvolvimento prático do projeto em estudo [7]. Cada braço do conversor inclui dois interruptores semicondutores e dois díodos, tal como a configuração demonstrada na Figura 2.5 onde é visível um comutador de 4 fases, permitindo três estados operacionais em cada fase: magnetização, freewheeling e desmagnetização [3].

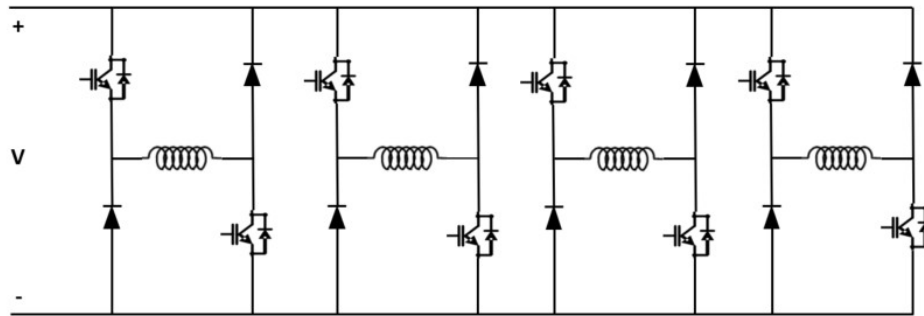


Figura 2.5 - Diagrama do conversor AMP de 4 fases [3].

No estado de Magnetização, ambos os interruptores estão fechados, permitindo a circulação de corrente através do enrolamento da fase, representado na Figura 2.6a. No estado de desmagnetização, ambos os interruptores estão abertos e a corrente retorna para a fonte de tensão através dos díodos, visível na Figura 2.6b [3]. Por fim, no estado de Freewheeling, apenas um dos interruptores permanece fechado enquanto a corrente circula por esse comutador para o diodo correspondente, e é assim contida no braço do conversor, tal como demonstrado na Figura 2.6c [9, 15].

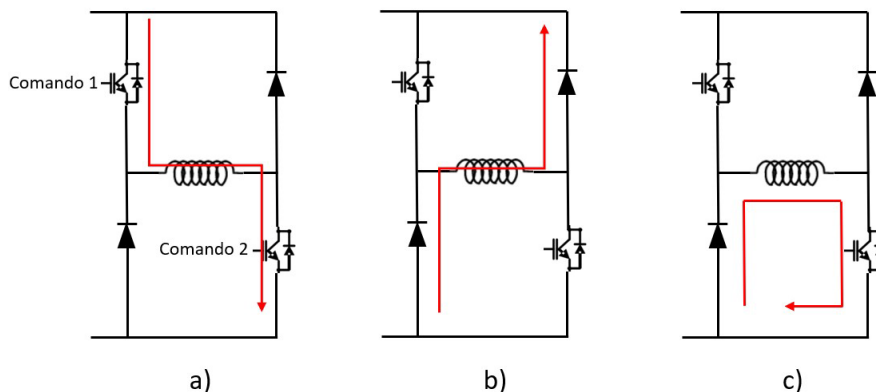


Figura 2.6 - Estados de funcionamento do conversor AMP: a) estado de magnetização, b) estado de desmagnetização, c) estado de Freewheeling [3].

Embora os conversores atuais atendam à maioria dos requisitos dos MRC, ainda existem alguns desafios que estão constantemente a ser alvo de estudo de modo a permitir o desenvolvimento desta indústria. A redução de perdas energéticas, com conversores mais sofisticados que otimizam o freewheeling, a diminuição dos custos e complexidade de instalação, de modo a permitir uma aplicação mais ampla em diferentes cenários, e a capacidade de operação em altas velocidades, sem sacrificar a eficiência do conversor, são alguns dos desafios mais estudados e debatidos na comunidade atualmente [16, 19].

Capítulo 3

Revisão Bibliográfica dos Métodos de Controlo de Binário

Este capítulo analisa os desenvolvimentos recentes nos métodos de controlo aplicados ao motor de relutância comutada. Os principais métodos já existentes podem se dividir em controlo por impulso de tensão, controlo da corrente e controlo do binário, direto ou indireto. O controlo por impulso é utilizado principalmente para aplicações de alta velocidade, enquanto o controlo de corrente e binário são utilizados para alto desempenho e maior eficiência [15]. Na Figura 3.1, pode-se encontrar alguns dos principais métodos utilizados dentro destas tipologias.

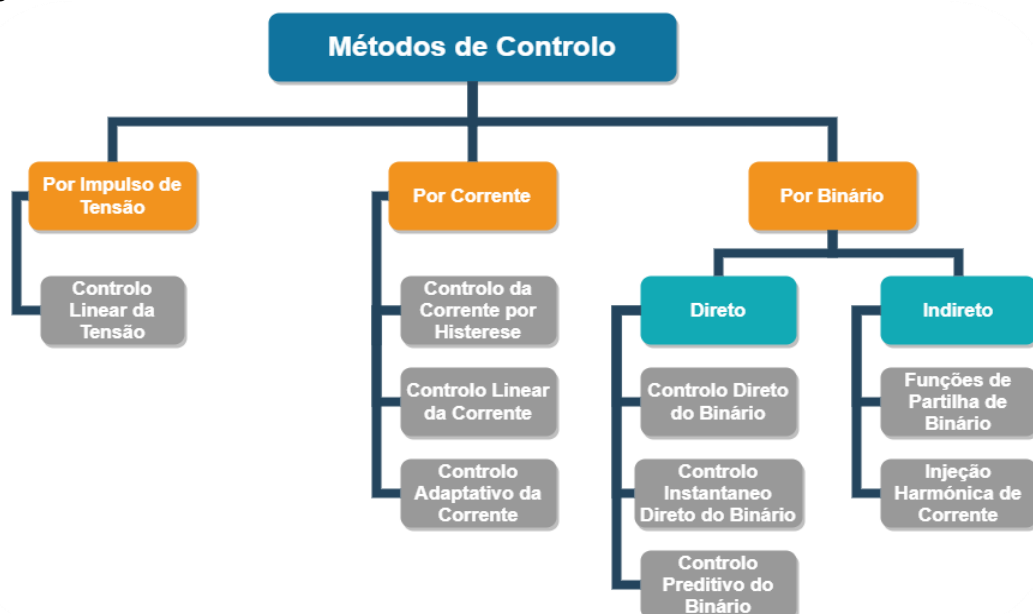


Figura 3.1 - Métodos de Controlo para MRC.

Neste trabalho será dado foco apenas aos métodos de controlo por binário, pois demonstram ser os mais apropriados para enfrentar desafios significativos nos MRC, tais como a elevada não linearidade destes motores e às ondulações de binário inerentes [7].

Este capítulo começa por apresentar os métodos de controlo direto do binário, destacando as principais técnicas utilizadas neste. De seguida é realizada uma pequena introdução aos métodos de controlo indireto do binário, estes métodos não serão tão relevantes durante o desenvolvimento do projeto proposto, no entanto, a comparação entre os métodos de controlo direto e indireto do binário permite compreender melhor as vantagens e debilidades de cada abordagem [16].

Por fim, ainda serão apresentadas as métricas de avaliação do desempenho do motor, de modo a permitir qualificar cada método e resultados obtidos, e também as limitações e dificuldades de cada abordagem de controlo, para permitir compreender as necessidades e aspetos a considerar em desenvolvimentos futuros.

3.1 - Método de Controlo Direto de Binário

Os métodos de controlo direto do binário (CDB) distinguem-se pela sua estrutura simples, robustez e rápida resposta dinâmica. Ao contrário das abordagens que requerem um loop interno de corrente, o CDB regula diretamente o binário com base no feedback do binário e na manipulação dos transístores de potência. Os métodos de controlo direto de binário para MRC determinando e aplicando os vetores de tensão adequados, com base nos erros previamente calculados de binário e fluxo. Deste modo, pode ser concluído que o CDB considera tanto o binário como o fluxo como variáveis de controlo primárias, posicionando-se como uma solução eficiente e eficaz para a gestão precisa do binário em MRC [6, 13].

3.1.1 - Controlo Direto do Binário

O método de Controlo Direto do Binário foi inicialmente desenvolvido para máquinas de indução, mas recentemente começou a ser adaptado a MRC, visando mitigar a ondulação de binário. Este método baseia-se no controlo direto de variáveis fundamentais do motor como o fluxo magnético concatenado e o binário, sem a necessidade de uma malha de controlo da corrente. Deste modo, este controlador pode ser graficamente representado por um diagrama de blocos semelhante ao da Figura 3.2 [7].

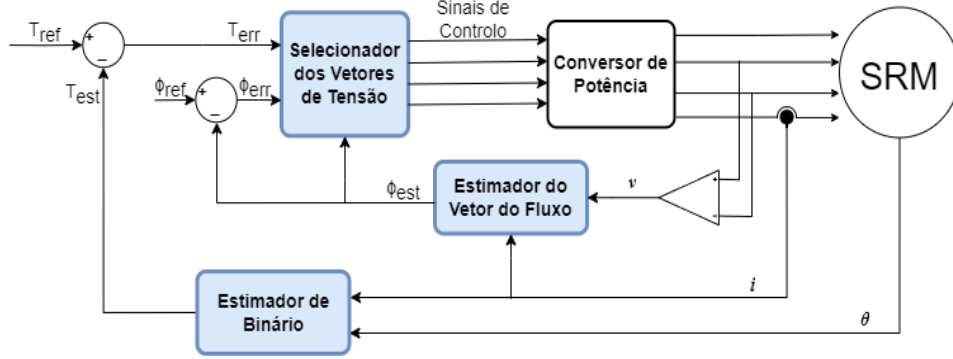


Figura 3.2 - Esquemático de controlo direto de binário [7].

No CDB, o binário eletromagnético é aproximado pela relação expressa em 3.1, onde i é a corrente da fase, ϕ é o fluxo magnético, e θ é a posição do rotor. Esta equação sugere que o binário pode ser controlado ajustando-se a variação do fluxo em função da posição do rotor [14].

$$T = i * \left. \frac{d\phi}{d\theta} \right|_{i=\text{constante}} \quad (3.1)$$

Para uma correta e rigorosa implementação do método CDB é fundamental estabelecer a relação entre o fluxo e a tensão de fase. Esta relação está demonstrada na equação 3.2, onde V_s é a tensão no estator e $R_s i_s$ é a queda de tensão na resistência do estator, já λ_0 é o fluxo inicial. Caso a queda de tensão do estator seja muito baixa, esta relação pode ser aproximada para a equação 3.3.

$$\lambda_s = \int_0^\pi (V_s - R_s i_s) dt - \lambda_0 \quad (3.2)$$

$$\Delta\lambda_s = V_s * \Delta t \quad (3.3)$$

O funcionamento do método CDB segue assim 4 passos principais, sendo eles:

1. Estimação de Variáveis: Mede-se ou estima-se o fluxo concatenado e o binário.
2. Erro e Bandas de Histerese: O erro entre as variáveis desejadas e as estimadas é comparado com limites predefinidos nas bandas de histerese.
3. Seleção de Vetores de Tensão: Dependendo do setor do vetor de fluxo e do erro, seleciona-se o vetor de tensão adequado a partir de uma tabela de decisão.
4. Aplicação do Vetor de Tensão: O vetor de tensão selecionado é aplicado no conversor, ajustando o fluxo e o binário para mantê-los dentro do pretendido [7, 18].

O CDB apresenta uma dinâmica rápida, ideal para veículos elétricos, e uma estrutura simples e robusta. No entanto, apresenta ondulação de binário, apesar de ser desenvolvido para mitigar estas, complexidade computacional, devido ao cálculo em tempo real de vetores de tensão e da estimação de binário, e enfrenta limitações em alta velocidade [13, 20].

A utilização de métodos mais precisos para o cálculo do fluxo e do binário bem como a implementação de um controlador preditivo de binário apresentam-se como as melhores soluções para aumentar a eficiência geral do sistema e diminuir a ondulação do binário [19, 21, 27, 28].

3.1.2 - Controlo Instantâneo Direto do Binário

O Controlo Instantâneo Direto do Binário (CIDB) é outra abordagem possível para o controlo dos MRC. Baseia-se na estimativa direta do binário e na utilização de controladores de histerese para gerar os sinais de comutação apropriados, sem depender de malhas internas de controlo de corrente, assemelhando-se neste aspeto ao CDB. O esquema gráfico deste método pode ser visualizado na Figura 3.3, através desta podemos também concluir que o CIDB se pode distinguir do CDB pela inexistência do bloco de estimação vetorial do fluxo, sendo o controlo baseado apenas no binário instantâneo [7, 15].

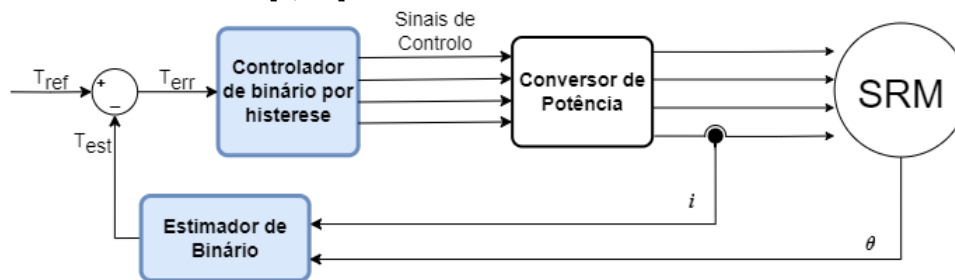


Figura 3.3 - Esquemático de controlo instantâneo direto de binário [7].

Para o funcionamento deste método é fulcral o cálculo do binário total instantâneo, este é efetuado através da equação 3.1, apresentada anteriormente para o método CDB. Deste modo, este é estimado utilizando observadores baseados em características magnéticas do motor. Este cálculo é crucial para determinar o erro em relação ao binário de referência e gerar os sinais de comutação indicados para o controlo do motor em tempo real [8, 11].

Este método compara o binário estimado com o valor de referência e determinando se o erro entre estes se encontra dentro da banda de histerese pré-definida. De seguida, os sinais de comutação são gerados diretamente com base no erro instantâneo do binário e na posição do rotor, permitindo ajustes em tempo real para reduzir ondulações no binário [9, 12].

O CIDB foi adaptado para funcionar em todos os quadrantes operacionais, permitindo o controlo da máquina como motor ou gerador. Para além disto, este apresenta-se como um método de estrutura simples e resposta dinâmica rápida, sendo eficiente na regulação da ondulação do binário. No entanto, este método é bastante sensível a ruídos, uma vez que este pode afetar a medição e estimação do binário. Outra dificuldade deste método é a execução em altas velocidades, devido ao elevado processamento que o CIDB requer, quando são necessárias transições rápidas entre fases este pode não conseguir responder eficientemente [16, 27, 29].

O desenvolvimento e aperfeiçoamento deste método poderia ser efetuado utilizando controlo preditivo de integrado, utilizar modulação PWM, em vez de controlo por histerese, e utilização de mapas de características para prever o comportamento com maior previsão [14, 18].

3.1.3 - Controlo Preditivo de Binário

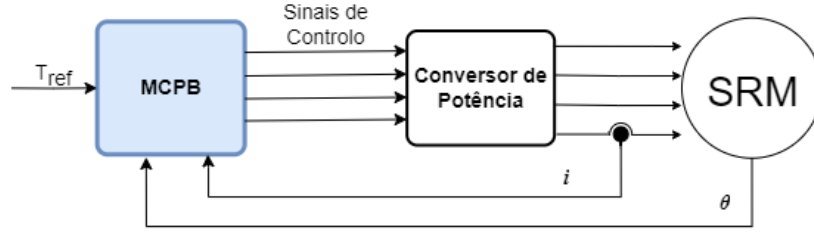


Figura 3.4 - Esquemático do controlo preditivo de binário [7].

O método de Controlo Preditivo de Binário (CPB) é uma técnica avançada que prevê o comportamento futuro do sistema e determina a ação de controlo ótima em tempo real. Este método tem ganho destaque no controlo de MRC, devido à sua capacidade de lidar com sistemas não lineares e restrições impostas pelo motor e o conversor. Este método tem sido utilizado em conjunto com o CDB e o CIDB, tal como foi referido nos subcapítulos anteriores, aumentando a eficácia destes exponencialmente. A Figura 3.4 demonstra o esquemático do CPB, tal como as respetivas entradas e saídas de variáveis do sistema [15, 16, 17].

O CPB utiliza o estado atual de diversas variáveis como a corrente, a posição do rotor e a tensão aplicada para prever o comportamento futuro do binário, do fluxo e de outras variáveis que possam ser necessárias. Esta previsão pode ser realizada através de uma expressão derivada da equação 3.4, utilizada em sistema discretos. Onde $x(k)$ é o estado atual, $u(k)$ é o vetor de entrada e $f(\cdot)$ representa o modelo do sistema [16, 27, 30].

$$x(k+1) = f(x(k), u(k)) \quad (3.4)$$

Para além desta, é importante definir uma função de custo que permita avaliar o desempenho do sistema sob os diferentes estados previstos, considerando erros e perdas indesejadas. A expressão 3.5 é uma possível função de custo de um CPB, onde T_{ref} é o binário de referência, $T_{total}(k+2)$ é o binário total previsto, ω_1 e ω_2 são fatores de ponderação de decisão, $i(k+2)$ é a corrente prevista e $S(k)$ é a função com os diferentes estados de comutação [7-31]. Os fatores de ponderação ω_1 e ω_2 devem ser ajustados durante a aplicação do método de modo a otimizar o desempenho em diferentes condições operacionais.

$$J = (T_{ref} - T_{total}(k+2))^2 + \omega_1 \sum (i(k+2))^2 + \omega_2 \sum (S(k+1) - S(k))^2 + g(i(k+2)) \quad (3.5)$$

Neste método, os estados de comutação são selecionados de acordo com os estados que minimizam o valor da função de custo e são aplicados na próxima execução do método de controlo.

O CPB permite uma redução de ondulação de binário bastante elevada, através da configuração da função de custo para priorizar a minimização desta ondulação. No entanto, uma das vantagens deste método é que este permite incluir vários objetivos diferentes na mesma função de custo, graças à sua flexibilidade. Este método também permite gerir as características não lineares do MRC com alta precisão e com uma resposta dinâmica de alta velocidade. No entanto, este método apresenta uma elevada complexidade computacional, o que exige um hardware de alto desempenho [21, 27].

3.2 - Método de Controlo Indireto de Binário

Os métodos de controlo indireto do binário baseiam-se na regulação do binário de saída através do controlo da corrente de fase, aproveitando a relação entre corrente e binário eletromagnético nos MRC. Estas abordagens calculam, de forma otimizada e geralmente assíncrona, as correntes de referência e os ângulos de comutação para diferentes condições de operação. Entre os métodos de controlo indireto destacam-se as funções de partilha do binário (FPB) e as técnicas de perfilagem de corrente, como a injeção harmónica de corrente. Estes métodos oferecem uma estrutura de controlo e uma implementação prática relativamente simples, onde o desempenho do controlo de binário depende fortemente dos algoritmos para criação das correntes de referência e dos procedimentos para gestão dos sinais de comutação [11, 18].

3.2.1 - Funções de Partilha de Binário

As funções de partilha de binário, FPB, distribuem o binário total a ser produzido entre as fases ativas durante a sua comutação, devido à natureza pulsante do binário de fase de saída nestes motores. O método FPB realiza essa distribuição de forma a gerar referências de binário adequadas para cada fase. Este método utiliza uma função não linear para converter a referência de binário na correspondente referência de corrente, sendo o desempenho do controlo de binário significativamente influenciado pela FPB utilizada [4, 11].

As FPB podem ser classificadas em três categorias principais: analíticas, que representam a abordagem mais direta e de fácil implementação utilizando funções matemáticas simples, de alocação dinâmica, considera as capacidades instantâneas de cada fase para otimizar a comutação destas, e otimizadas numericamente, que utiliza algoritmos de otimização para determinar a corrente de referência permitindo alcançar eficiência energética e suavidade do binário.

As FPB têm-se demonstrado como uma das alternativas mais viáveis dos métodos de controlo indireto, não só devido à redução da ondulação do binário, mas também para melhorar a média do binário à saída, reduzir as perdas de cobre e otimizar a velocidade livre de ondulações.

3.2.2 - Injeção Harmónica de Corrente

A injeção harmónica de corrente manipula seletivamente os componentes harmónicos da corrente para melhorar a qualidade do binário em MRC. Em regime estacionário, os perfis de corrente e de indutância são periódicos, o que permite analisar o impacto de cada componente harmónica da corrente sobre o binário de saída. A média do binário é principalmente influenciada pelas componentes de corrente continua e pela componente harmónica de primeira e segunda ordem, enquanto as harmónicas de quarta e quinta ordem afetam significativamente a ondulação do binário [11, 18].

A implementação desta técnica consiste na injeção ativa e seletiva de harmónicas de corrente com amplitudes e fases otimizadas para minimizar a ondulação do binário e maximizar a sua média. A corrente injetada pode ser obtida através da equação 3.6.

$$I_{inj} = \sum_{n=1}^N I_n \cos(nNr_s\theta + \phi_n) \quad (3.6)$$

3.3 - Comparativo entre Métodos de Controlo de Binário

Os métodos de controlo direto de binário diferem significativamente dos métodos indiretos, na tabela 3.1 é realizado um comparativo geral entre estas duas topologias tendo por base os métodos apresentados e alguns critérios essenciais à sua aplicação.

Tabela 3.1 - Comparativo entre métodos de controlo direto e indireto de binário.

Critério	Métodos Diretos	Métodos Indiretos
Precisão no controlo	Alta (especialmente no PCB)	Média
Complexidade de implementação	Elevada (CDB, PCB)	Baixa a Moderada
Robustez	Média	Alta
Redução da ondulação de binário	Excelente (PCB)	Boa
Aplicações ideais	Tração elétrica, alta dinâmica	Sistemas menos exigentes

Os métodos diretos são mais adequados para aplicações exigentes e de alta precisão, enquanto os métodos indiretos oferecem uma solução prática e robusta em cenários onde a simplicidade e a robustez são mais valorizadas do que a precisão extrema. A escolha depende dos requisitos específicos do sistema e das capacidades computacionais disponíveis, no caso do projeto em desenvolvimento os métodos de controlo direto do binário demonstram uma melhor solução devido à sua maior precisão e eficácia na redução da ondulação do binário.

A tabela 3.2 expõem um comparativo entre os três métodos de controlo de binário direto no que diz respeito à complexidade de implementação, à praticidade em aplicações e à redução de ondulação de binário. Tornando possível compreender as vantagens e desvantagens destes métodos quando comparados entre eles.

O CDB é uma solução versátil para o controlo dos MRC, no entanto o CIDB é mais simples e eficaz na redução das ondulações de binário em baixa velocidade. Já o PCB oferece a abordagem mais avançada, permitindo controlo personalizado e otimizado, mas exige maior capacidade computacional e precisão na modelagem. A escolha entre estas estratégias deve considerar os requisitos específicos da aplicação, como desempenho dinâmico, complexidade de implementação e redução de ripple.

Tabela 3.2 - Comparativo entre métodos de controlo de binário direto.

Critério		CDB	CIDB	PCB
Complexidade de Implementação	Modelagem Necessária	Moderada (fluxo e binário)	Simples (binário apenas)	Elevada (modelo preciso)
	Exigência Computacional	Média	Baixa	Alta
	Facilidade de Implementação	Moderada	Simples	Complexa
Praticidade em Aplicações Reais	Versatilidade	Alta (binário e fluxo)	Média (foco no binário)	Alta (múltiplos objetivos)
	Adequação para Alta Velocidade	Limitada	Limitada	Boa
	Desempenho Dinâmico	Bom	Excelente	Excelente
Redução de Ondulação de Binário	Método de Redução	Indireto (vetores de tensão)	Direto (sinais de comutação)	Otimizado (função de custo)
	Efetividade	Boa	Melhor que CDB em baixa velocidade	Excelente

3.4 - Métricas de Avaliação

As métricas de avaliação do desempenho do motor são essenciais para qualificar o desempenho de cada método, de modo a compreender quais as debilidades de cada um e quais as melhores aplicações para cada método. Para os motores de relutância comutada os principais pontos a avaliar são a ondulação de binário, o ruído acústico e vibrações, a eficiência energética, a complexidade computacional e a tolerância à falha [6, 7, 8].

A ondulação do binário expressa a suavidade do binário produzido pelo motor em regime permanente. E pode ser quantificada através da equação 3.7, em que T_{ond} , T_{max} , T_{min} e T_{med} equivalem à percentagem de ondulação do binário, ao binário máximo, mínimo e médio, respetivamente.

$$T_{ond}\% = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{med}} * 100 \quad (3.7)$$

O ruído acústico e vibração estão diretamente relacionados com a ondulação de binário, pois são gerados a partir da ondulação do motor, que é gerada pela ondulação do binário. Em ambiente de simulação não se pode obter nem o ruído, nem a vibração, logo utiliza-se apenas a ondulação do binário, mas em ambiente real é essencial diminuir estas perturbações.

A eficiência energética avalia o consumo e dispêndio de energia nos diferentes regimes de operação, procurando obter o máximo rendimento da máquina, para tal é necessário diminuir perdas relacionadas com o cobre, o núcleo de ferro, as perdas mecânicas e as perdas por histerese.

No que diz respeito à complexidade do sistema, em aplicações de veículos VE é vantajosa a utilização de um controlo sem sensores, uma vez que deste modo é descartada uma complexidade extra de instalação e promove-se a diminuição do ruído de funcionamento e da temperatura do sistema, devido à utilização de um menor número de componentes. Deste modo, o sistema torna-se dependente de um menor número de sensores e também é mais robusto e tolerável à falha, sendo menos sensível a variações de parâmetros e cargas.

3.5 - Limitações e Oportunidades

As principais limitações apresentadas nos métodos de controlo direto do binário incluem as altas ondulações de binário, tal como é típico destes motores, a dependência de modelos precisos essenciais para métodos preditivos e complexidade de implementação de algumas soluções apresentadas.

Por outro lado, o uso de modelos preditivos, aprendizagem computacional e controladores híbridos, que combinam a utilização de métodos diretos e indiretos, emergem como soluções promissoras para a resolução destes problemas, mas que ainda se encontram numa fase embrionária de desenvolvimento.

3.6 - Contribuição do Trabalho Proposto

O projeto proposto para esta dissertação insere-se no domínio da eletrónica de potência e controlo aplicado à mobilidade elétrica, contribuindo para a evolução tecnológica dos sistemas de tração elétrica. Esta investigação propõe soluções para controlo de MRC baseadas no binário e fluxo, explorando métodos inovadores para mitigar a ondulação de binário e melhorar a eficiência do sistema. Ao fundamentar-se em estudos prévios, que identificam os méritos e limitações do MRC e das estratégias de controlo existentes, este trabalho integra-se na pesquisa já consolidada ao propor refinamentos metodológicos e validar a sua eficácia através de simulações e testes experimentais.

Assim, esta dissertação não só procura preencher lacunas identificadas na literatura, como também contribui para o avanço da tecnologia de motores de relutância comutada, promovendo soluções sustentáveis e eficientes para a mobilidade elétrica, um setor crucial na transição energética global.

Capítulo 4

Desenvolvimento e Validação em Simulação dos Métodos de Controle

Este capítulo apresenta o desenvolvimento e a validação dos métodos de controle aplicados à máquina de relutância comutada (MRC), realizados em ambiente de simulação. Foram implementadas duas abordagens distintas: o controle histerético convencional e o controle direto por binário e fluxo (CDB). O processo inicia-se com a definição do modelo da máquina, cuja parametrização foi realizada com base em dados do fabricante e em literatura especializada. A implementação dos algoritmos de controle foi efetuada no ambiente *MATLAB/Simulink*, com uma estrutura modular que permite a reutilização e comparação entre diferentes estratégias. Para cada método, descrevem-se a lógica de funcionamento, os blocos de controle utilizados e os critérios de comutação. Os resultados obtidos são analisados em termos de desempenho dinâmico, qualidade do binário desenvolvido e resposta da corrente de fase. Adicionalmente, são discutidas as modificações necessárias à adaptação dos algoritmos para execução em tempo real, tendo em vista a sua posterior implementação numa plataforma DSP.

4.1 - Modelo da Máquina de Relutância Comutada

A tipologia da máquina considerada neste trabalho é uma MRC de 4 fases com 8 polos no estator e 6 polos no rotor, selecionada por ser uma topologia comum em aplicações industriais de potência média e por apresentar um bom compromisso entre densidade de potência e simplicidade construtiva. A caracterização do modelo de simulação baseou-se no motor real a ser utilizado posteriormente, recorrendo assim aos dados fornecidos pelo fabricante para a definição dos parâmetros de utilização.

Na tabela 4.1 pode-se visualizar estes parâmetros, nomeadamente a corrente máxima por fase, a resistência do estator, a inércia do rotor, coeficiente de amortecimento e tensão contínua.

Tabela 4.1 - Parâmetros do motor.

$I_{\max}$	6A
R_s	10Ω
J_m	$0.006\text{Kg}\cdot\text{m}^2$
d	$0.0002\text{N}\cdot\text{m}/(\text{rad/s})$
V_{dc}	300V

As figuras 4.1 e 4.2 apresentam, respetivamente, as curvas de fluxo em função do ângulo do rotor e da corrente de fase, utilizadas para a construção do modelo.

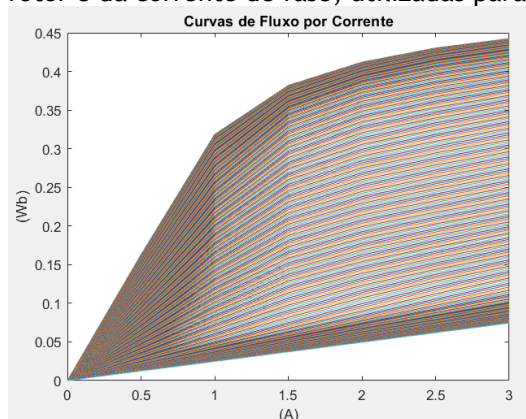


Figura 4.1 - Curvas de fluxo magnético em função da corrente de fase, para diferentes posições do rotor.

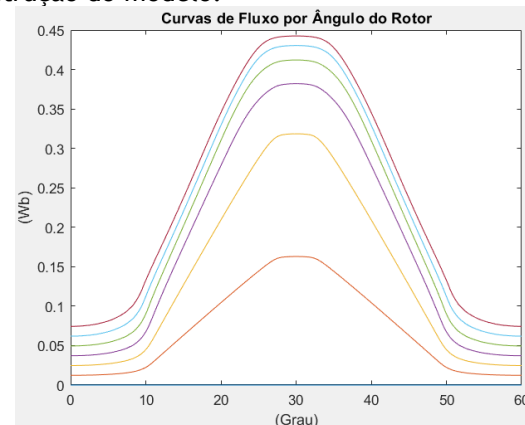


Figura 4.2 - Curvas de fluxo magnético por ângulo do rotor, para diferentes valores de corrente de fase.

As curvas evidenciam o comportamento não linear e fortemente dependente da posição da máquina. Em particular, é possível observar a saturação magnética nas zonas de alinhamento, regiões onde há indutância máxima, bem como uma variação quase linear nas regiões de desalinhamento, o que justifica o uso de modelos interpolados em substituição de expressões analíticas simplificadas.

A figura 4.1 apresenta as curvas de fluxo para diferentes posições de alinhamento do rotor, sendo que o rotor desalinhado (0°) é a curva de baixo e o rotor alinhado é a curva superior no gráfico. Já a figura 4.2 apresenta a evolução do fluxo entre duas posições diferentes de polos desalinhados (desalinhado, alinhado e desalinhado) para diferentes valores de corrente. A curva inferior no gráfico corresponde à curva de corrente mínima, que promove fluxo menor, e a curva superior corresponde à corrente máxima.

4.1.1 - Arquitetura de Comando da Máquina

O principal desafio encontrado nesta fase foi a necessidade de reconfiguração da lógica de controlo para a arquitetura real da máquina utilizada. Embora o modelo a utilizar simulasse

uma máquina de relutância comutada de quatro fases com oito sinais de comando (dois por fase), a versão física do motor disponível apenas permite controle através de seis sinais de comando, organizados de forma agrupada, sendo que cada duas fases partilhavam um sinal de comando. A Figura 4.3 demonstra esta estrutura do conversor de 6 comandos da máquina implementada em *Simulink*, de modo a realizar uma simulação fiel ao motor real.

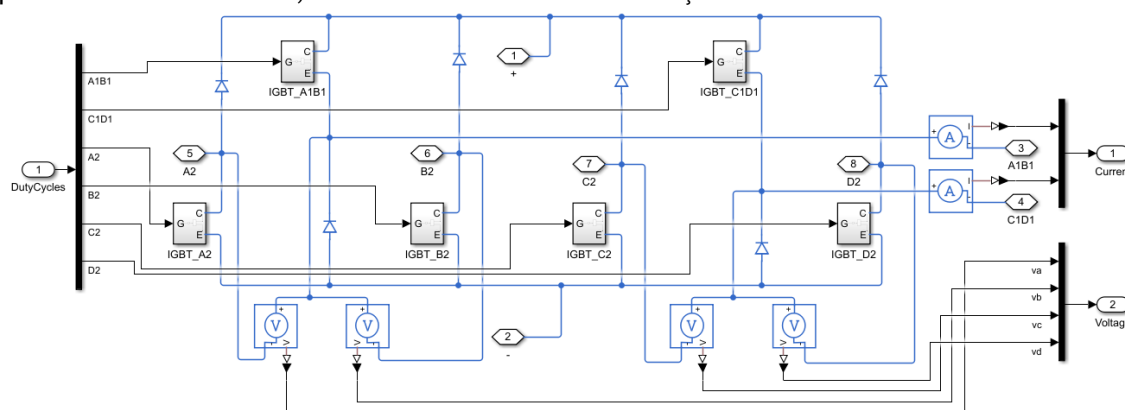


Figura 4.3 - Estrutura do conversor da máquina em *Simulink*.

Para além desta reestruturação das fases, esta máquina disponibiliza apenas dois canais de medição de corrente, um por cada duas fases, colocados no membro de comando partilhado entre estas, e 4 canais de medição de tensão, um para cada fase, disponibilizando assim as tensões isoladas por fase.

Esta arquitetura de comando da máquina deve-se a uma necessidade de diminuir os custos de produção do sistema, uma vez que desta forma é possível montar o circuito recorrendo a apenas seis transistores em vez dos tradicionais oito, bem como apenas se utiliza dois medidores de corrente, no lugar dos típicos quatro normalmente apresentados em sistema com esta máquina. Para além disto, esta estrutura torna a montagem do sistema também mais simples, uma vez que requer um menor número de ligações, facilitando a comunicação entre a placa controladora e o motor.

4.1.2 - Adaptação do Comando à especificidade da Máquina

A estrutura de comando aplicada na máquina em causa apresenta alguma vantagem tal como já foi anteriormente explicado. No entanto, foi necessário reformular todo o raciocínio do bloco de decisão responsável pela geração dos comandos de comutação, adaptando-o às novas condições físicas. Este processo incluiu várias alterações das quais se pode destacar as seguintes:

- Redução do número de sinais de saída do bloco de controlo para seis;
- Implementação de uma lógica de agrupamento das fases, assegurando a coerência da ativação e desativação das fases comuns;
- Utilização de uma lógica de comutação com base na posição do rotor, de modo a permitir a reconstrução dos sinais e uma lógica de controlo coerente;

- Adaptação da lógica de deteção de corrente ativa por fase, assegurando que a comutação ocorre dentro das janelas angulares predefinidas;
- Implementação de uma reconstrução lógica parcial das correntes de fase não medidas.

Estas modificações foram integradas de forma modular no controlador. No entanto, as adaptações efetuadas nos dois métodos de controlo desenvolvidos não foram as mesmas, tendo sido estudada a melhor solução para cada um deles em separado. Deste modo, estas soluções desenvolvidas serão posteriormente explicadas em detalhe no subcapítulo correspondente a cada método.

4.2 - Ambiente de Simulação

Para suportar o desenvolvimento e validação dos algoritmos de controlo aplicados à máquina de relutância comutada, foi construído um ambiente de simulação através da ferramenta *MATLAB/Simulink*, mas também integrando bibliotecas de *Simscape*. Esta abordagem permite simular com elevado rigor o comportamento do sistema, mantendo a fidelidade dos fenómenos físicos associados à comutação e à não linearidade da máquina. O processo de instalação da ferramenta *MATLAB/Simulink* e todas os componentes necessários para o desenvolvimento de um projeto semelhante ao exposto neste documento encontra-se descrito no Anexo A.

O modelo da MRC foi implementado utilizando um conjunto de blocos pré-existentes da biblioteca *Simscape* para simular o motor, a inercia, a carga e os sensores necessários para os métodos de controlo, Figura 4.4. O motor foi parametrizado de acordo com os dados reais da máquina em estudo e com duas ligações entre os sinais a1 e b1 e os sinais c1 e d1, de modo a permitir simular a estrutura de comando explicada no subcapítulo anterior e demonstrada na Figura 4.3.

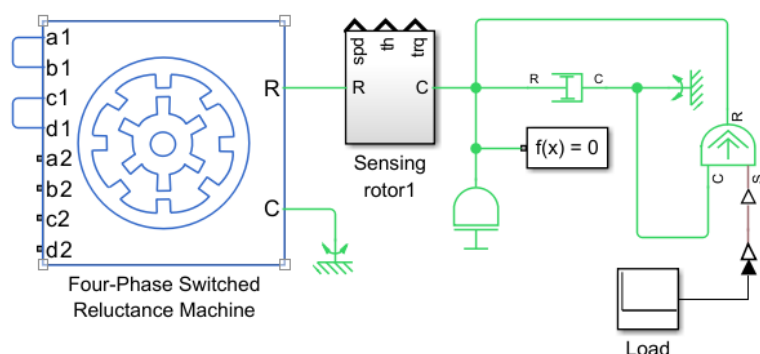


Figura 4.4 - Estrutura para simulação do motor, inercia, carga e sensores.

Esta escolha permite representar com elevada precisão os efeitos não lineares da variação de relutância e as dinâmicas deste motor.

O controlo foi desenvolvido exclusivamente com blocos *Simulink*, organizados em subsistemas distintos de acordo com as necessidades de cada método de controlo. Os sinais de atuação sobre o conversor são gerados a partir de decisões baseadas na posição angular do

rotor e nas medições ou estimativas da corrente, binário e fluxo, consoante o algoritmo em questão.

A simulação foi executada com um *solver* de *step* variável, permitindo ao método de simulação ajustar dinamicamente o tamanho do *step* de integração com base na dinâmica do sistema. Na configuração do sistema foi definido um *step* máximo de 10 μ s com uma tolerância relativa de 1ms, conforme se apresenta na Figura 4.5.

Solver selection

Type: Variable-step Solver: auto (Automatic solver selection)

▼ Solver details

Max step size: 1e-5 Relative tolerance: 1e-3

Min step size: auto Absolute tolerance: auto

Initial step size: auto ☒ Auto scale absolute tolerance

Shape preservation: Disable All

Number of consecutive min steps: 1

Figura 4.5 - Configuração do solver utilizada na simulação.

Esta abordagem garante um bom compromisso entre precisão numérica e tempo de simulação, sendo particularmente adequada para sistemas comutados, onde as transições abruptas de corrente e tensão exigem resoluções temporais finas.

Durante esta fase de desenvolvimento, optou-se por manter o modelo de controle em tempo contínuo, de modo a permitir uma afinação mais precisa dos parâmetros e facilitar a identificação de instabilidades ou fenómenos transitórios indesejados. Contudo, prevê-se que, numa fase posterior de transição para a implementação prática em DSP, seja necessária a discretização dos blocos de controle e a definição de uma frequência de amostragem compatível com a arquitetura de controle digital.

4.3 - Desenvolvimento do Método Histerético

O controle histerético por corrente é uma técnica bastante utilizada no controle de máquinas de relutância comutada devido à sua elevada robustez, simplicidade de implementação e boa resposta transitória. Neste método, o valor da corrente em cada fase é mantido dentro de uma banda de histerese centrada numa referência, através da comutação direta dos interruptores do conversor. A atuação dos dispositivos de potência é assim controlada por comparadores, de modo a ligar ou desligar cada fase consoante o desvio da corrente em relação ao valor desejado.

O desenvolvimento deste tipo de controlador numa fase inicial do projeto foi efetuado de modo a permitir aferir o comportamento da máquina e validar os parâmetros operacionais básicos antes de avançar para métodos de controle mais sofisticados.

4.3.1 - Estrutura Geral do Sistema de Controlo Histerético

O método foi implementado em ambiente Simulink, com todos os blocos de controlo organizados num subsistema dedicado, conforme ilustrado na Figura 4.6.

Neste trabalho, a posição angular e a velocidade de rotação do rotor são adquiridas a partir de um sensor ideal incluído na biblioteca do *Simscape Electrical*, e usada como condição para a ativação da comutação.

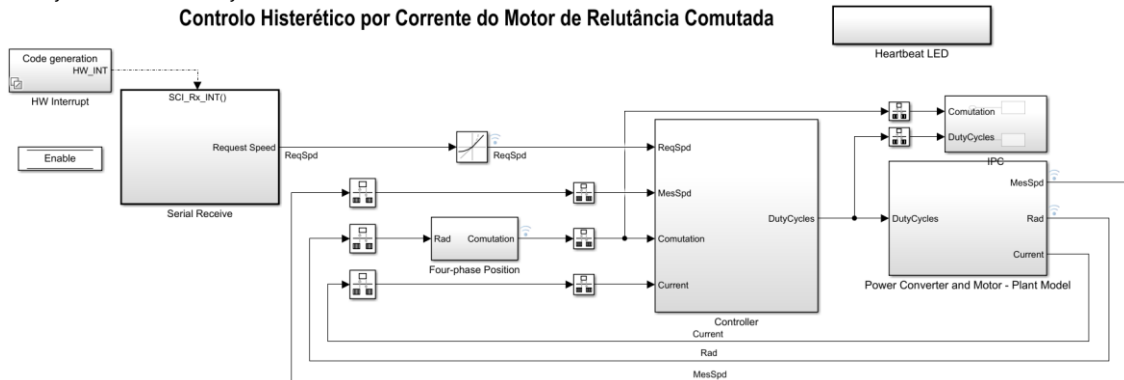


Figura 4.6 - Estrutura geral do sistema com o MRC, controlador e sensores.

Este controlador foi implementado com base na medição da corrente instantânea de cada fase da máquina, sendo esta mantida dentro de uma banda de histerese simétrica de $\pm 0,3A$ em torno de uma corrente de referência definida pelo controlo de velocidade. A Figura 4.7 apresenta o detalhe do subsistema de controlo histerético.

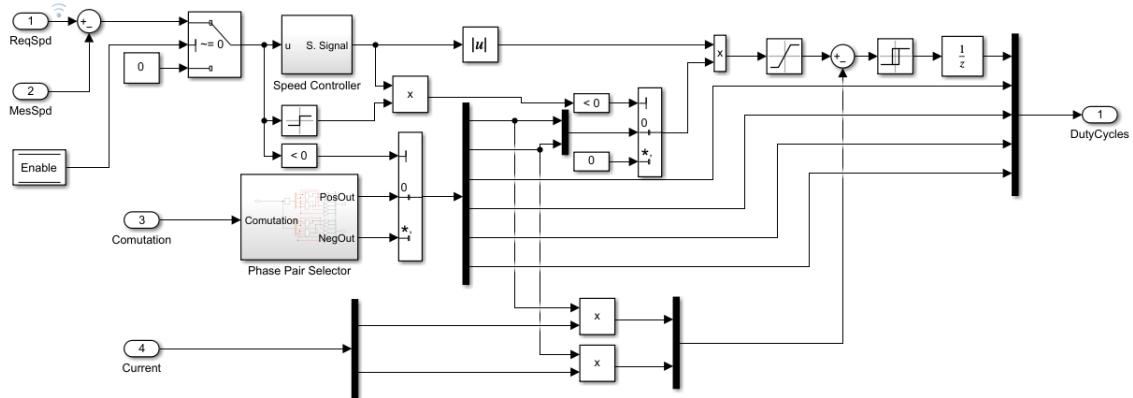


Figura 4.7 - Bloco de controlo histerético implementado em Simulink.

A lógica de controlo é independente por fase, ou seja, cada fase possui o seu próprio *loop* de controlo histerético, operando dentro de janelas angulares definidas com base na posição do rotor.

A atuação dos interruptores do conversor ocorre segundo a seguinte lógica:

- Se $i_{fase} < I_{ref} - 0,3A$, a fase é ligada;
- Se $i_{fase} > I_{ref} + 0,3A$, a fase é desligada.

Esta lógica é válida apenas durante a janela angular correspondente à zona de indutância crescente da máquina, que, neste caso, foi definida entre $\theta_{on} = \frac{\pi}{5}rad$ e $\theta_{off} = \frac{\pi}{3}rad$ (ou seja, entre 36° e 60° elétricos). Tal como se pode observar na Figura 4.8, que apresenta a

lógica de comutação incorporada no modelo, esta é responsável por definir os instantes de ativação e desativação de cada fase com base na posição angular do rotor.

Durante a transição entre fases consecutivas, é permitida uma pequena sobreposição de condução, de modo a suavizar o binário resultante e a garantir a continuidade da energia fornecida à carga.

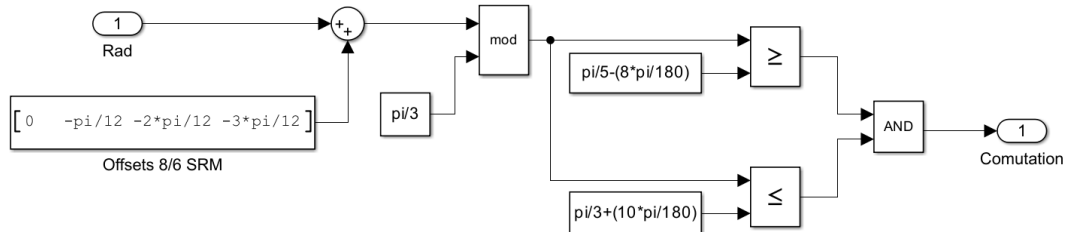


Figura 4.8 - Subsistema de aplicação da lógica de comutação.

O sinal de referência de corrente resulta da saída de um controlador de velocidade proporcional, este visível no subsistema da Figura 4.9. Este bloco gera a corrente de referência com base no erro entre a velocidade desejada e a medida. Da saída deste bloco é apenas considerado o valor absoluto, uma vez que a referência de corrente não pode ser negativa.

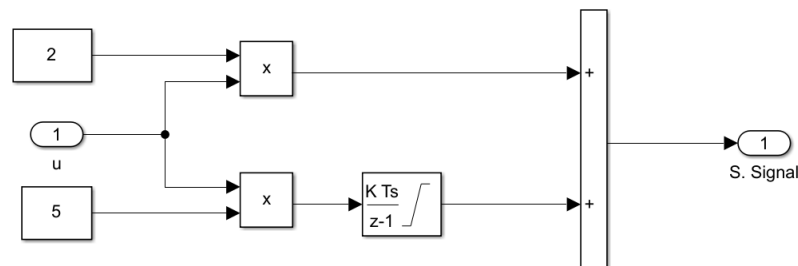


Figura 4.9 - Subsistema de controle de velocidade.

4.3.2 - Adaptação do Método Histerético aos Terminais da Máquina.

A Figura 4.10 destaca as alterações efetuadas no controlador histerético de modo a comunicar com a máquina através do conversor de 6 sinais.

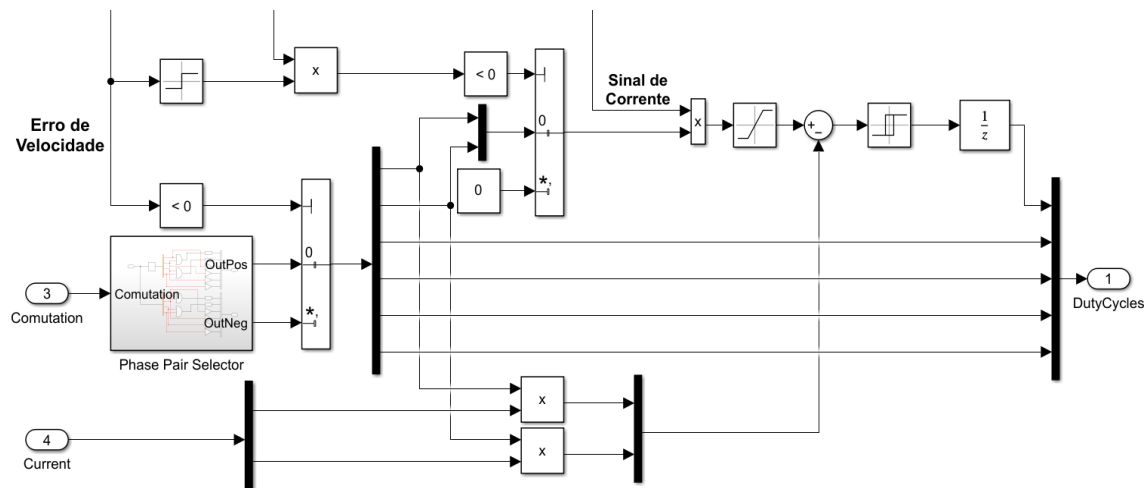


Figura 4.10 - Adaptação do Controlo Histerético à Arquitetura de 6 Comandos.

Para controlar o conversor de 6 sinais demonstrada anteriormente na Figura 4.3, decidiu-se dividir os sinais de controlo em 2 grupos.

Um grupo de 4 sinais que estão individualizados por fases, estando representados na Figura 4.3 como sendo os transístores na parte inferior do conversor. Este grupo será diretamente controlado pelos sinais resultantes da comutação das fases através da posição do rotor, ou seja, os sinais obtidos através do subsistema apresentado na Figura 4.8.

O segundo grupo de sinais de controle refere-se aos transistores partilhados entre fases, estes representados na parte superior da Figura 4.3. Estes sinais serão resultado do controlo histerético em si, resultado da diferença entre o sinal de referência de corrente obtido e as duas correntes diretamente medidas no conversor. Deste modo não é necessário efetuar a reconstrução dos 4 sinais de corrente individualizados, podendo simplesmente considerar a corrente das duas fases em conjunto. Apenas se realiza uma individualização das duas correntes obtidas, utilizando para tal os dois primeiros sinais resultantes da saída do subsistema demonstrado na Figura 4.11.

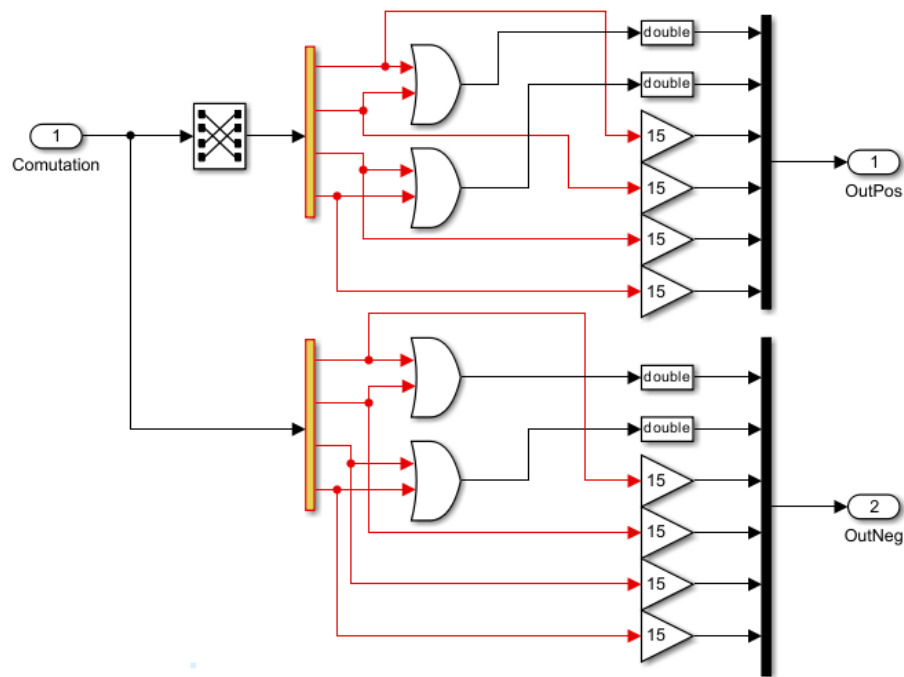


Figura 4.11 - Subsistema seletor de pares de fases.

Neste subsistema realiza-se uma separação para o caso de velocidades positivas e negativas, bem como a junção das fases de comutação nos mesmos pares que a leitura de corrente é efetuada, de modo a permitir posteriormente uma correta individualização das correntes.

4.4 - Desenvolvimento do Método por Controle Direto do Binário e Fluxo

O controle direto por binário e fluxo representa uma abordagem moderna e eficiente para a operação de máquinas de relutância comutada, permitindo um desempenho dinâmico superior e uma regulação mais precisa em comparação com métodos mais tradicionais, como o controle histerético. Este método baseia-se na avaliação do binário e do fluxo magnético da máquina, sendo os sinais de comando gerados diretamente a partir dos erros entre os valores estimados e as respectivas referências.

Ao controlar diretamente variáveis eletromecânicas fundamentais, o método CDB permite reduzir significativamente o *ripple* de binário, ajustar a frequência de comutação e otimizar a eficiência energética da máquina, tornando-se assim particularmente atrativo para aplicações particularmente exigentes como a mobilidade elétrica.

4.4.1 - Estrutura Geral do Sistema de Controle CDB

A Figura 4.12 ilustra a estrutura geral do sistema de controle CDB e a Figura 4.13 ilustra o bloco *Controller*, onde ocorre o processamento do método CDB.

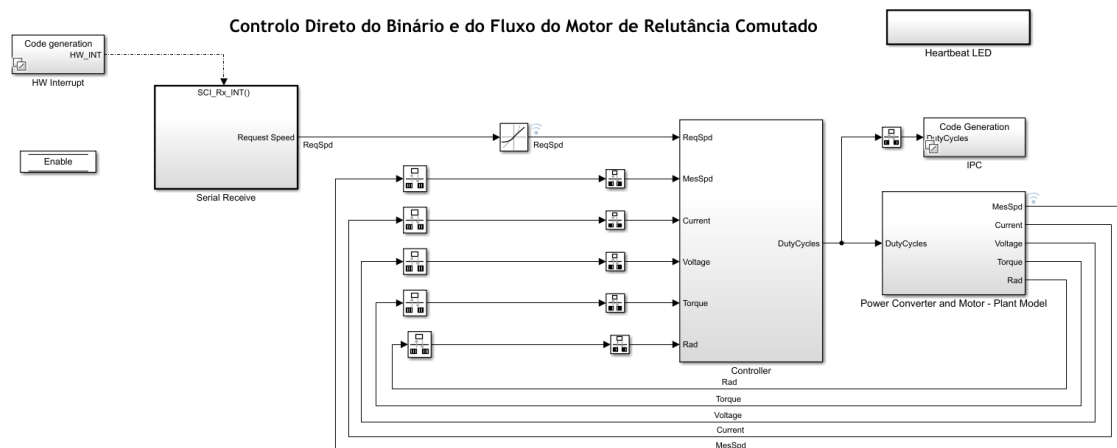


Figura 4.12 - Arquitetura geral do sistema de controle por binário e fluxo em Simulink.

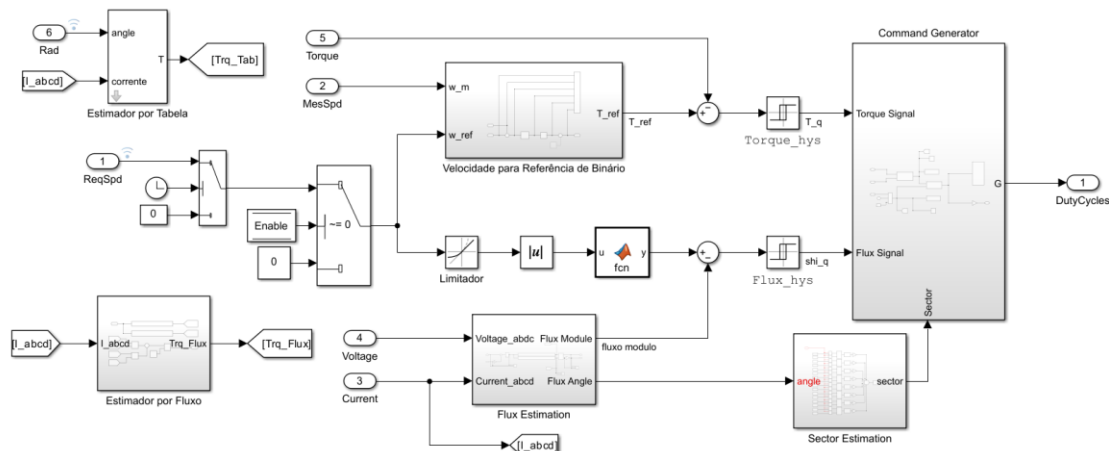


Figura 4.13 - Subsistema *Controller*.

O modelo incorpora os seguintes módulos principais:

- Geração de referência de binário a partir da velocidade desejada requerendo a utilização de limitadores de saturação para proteção dos sinais e suavização do comando;
- Estimador de binário por tabela, com base numa *Lookup Table 2D* de interpolação de binário, e por fluxo, com base no cálculo do binário eletromagnético instantâneo através das correntes e fluxo do motor;
- Estimador de fluxo por integração da tensão aplicada e da corrente da máquina;
- Bloco de decisão, que determina a comutação do estado de cada fase com base nos erros de binário e fluxo;
- Estimador de setor angular, que define em que janela de comutação se encontra o rotor baseado na sua posição angular;
- Conversor eletrônico de quatro fases e máquina MRC modelada por um bloco *Simscape* realista.

4.4.2 - Estimadores de Binário

Para a estimativa do binário eletromagnético foram estudadas duas possibilidades. A primeira foi realizada por interpolação de uma tabela bidimensional, *Lookup Table 2D*, baseada nos valores de corrente instantânea da fase ativa e na posição angular do rotor.

$$T(\theta, i) = \text{Lookup2D}(\theta, i) \quad (4.1)$$

Esta tabela foi previamente gerada com base em dados fornecidos pelo fabricante do fluxo de fase em diferentes condições de corrente e posição angular, utilizando a expressão 3.1 anteriormente apresentada. A implementação deste raciocínio, pode ser visualizada na Figura 4.14, sendo que a tabela em si foi previamente construída através de um código desenvolvido em *Matlab*, passível de ser analisado no Anexo B deste documento.

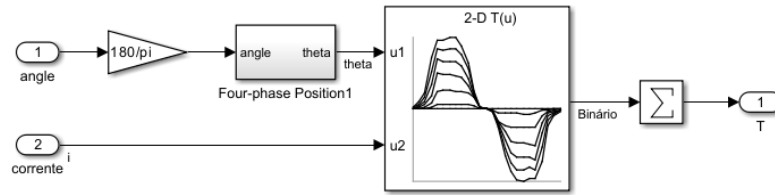


Figura 4.14 -Subsistema do estimador de binário por tabela de interpolação.

O segundo método estudado foi a estimação por fluxo do motor, representado na Figura 4.15, que se baseia na fórmula clássica do cálculo do binário eletromagnético a partir do produto vetorial entre o vetor de corrente e o vetor de fluxo no referencial estacionário α - β .

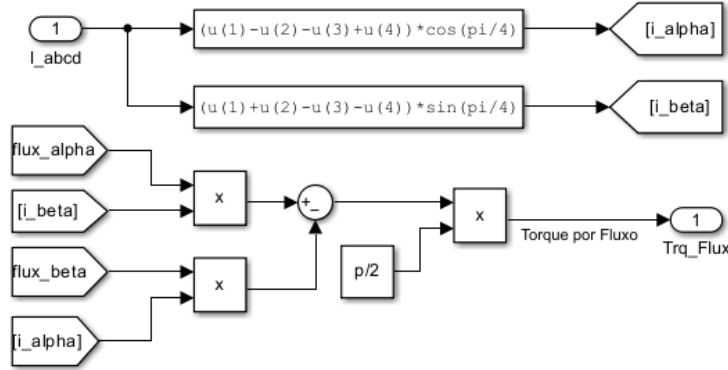


Figura 4.15 - Subsistema estimador do binário por fluxo.

O processo inicia-se com a transformação das correntes de fase do motor de relutância comutada, designadas por I_{ABCD} , para o referencial α - β , utilizando uma transformação linear ponderada das quatro correntes de fase e adaptada à topologia da máquina.

Em paralelo, o vetor de fluxo nos eixos α e β , denominado flux_alpha e flux_beta , é utilizado em conjunto com os componentes de corrente no mesmo referencial. A estimativa do binário é obtida aplicando a expressão:

$$T = \frac{p}{2} (\varphi_{\alpha} * i_{\beta} - \varphi_{\beta} * i_{\alpha}) \quad (4.2)$$

Onde p representa o número de polos do rotor e o fator $\frac{p}{2}$ é necessário para converter o resultado da expressão vetorial para o binário mecânico resultante no eixo do rotor.

Este método assume que as medições ou estimações dos fluxos estão disponíveis e corretamente alinhadas com as correntes. A sua principal vantagem reside na capacidade de fornecer uma estimativa contínua e relativamente precisa do binário sem recurso a sensores mecânicos. Contudo, depende fortemente da precisão dos modelos de fluxo e da correta transformação dos sinais, podendo ser sensível a ruído ou imperfeições na aquisição de dados.

Na Figura 4.16, pode-se visualizar um cenário de teste realizado aos estimadores de binário, onde estes foram comparados com o binário do motor e a carga aplicada. Este teste foi realizado na plataforma do controlador direto por binário com as fases de alimentação do motor individualizadas e com feedback do binário diretamente medido do motor, de modo a isolar a análise aos estimadores de binário e retirar do circuito outros processos como a reconstrução da corrente que será explicada posteriormente.

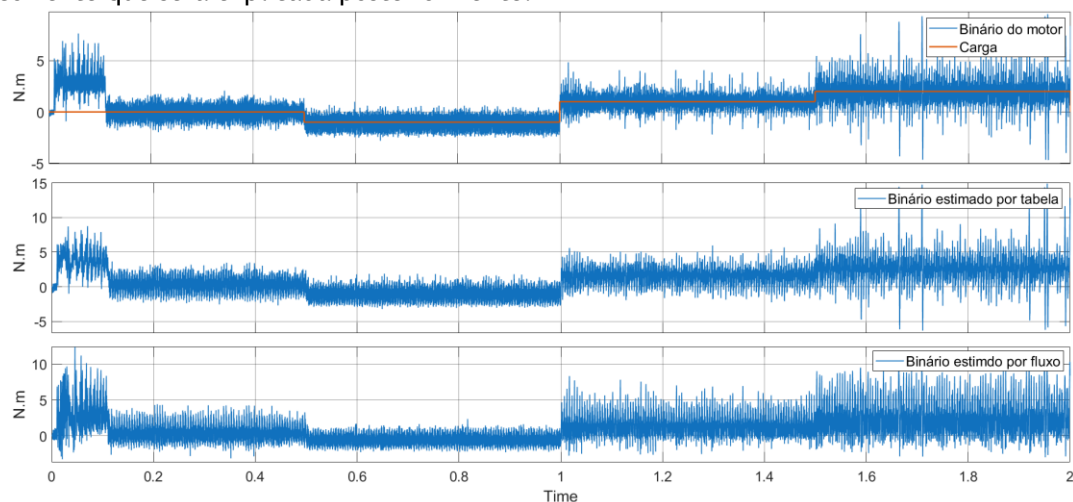


Figura 4.16 - Resultados de simulação dos estimadores de binário.

Este teste foi realizado colocando a velocidade de referência constante em 500rpm e variando a carga a cada 0,5 segundo entre os valores 0, -1, 1, 2Nm. Deste modo, o ensaio não considera variações de velocidade, analisando apenas o seguimento dos estimadores a variações na carga do sistema, inicialmente nula durante a aceleração e alcance do regime estacionário, de seguida a favor do movimento do motor e por fim, oposta ao movimento do motor.

A análise destes estimadores, num cenário em que o controlador respondeu de modo positivo aos sinais de entrada no sistema mantendo a velocidade constante e sem oscilações, foi o pretendido, conseguem detetar e acompanhar variações de carga de modo fiel.

No que diz respeito ao estimador por tabela, este demonstra uma resposta coerente em amplitude com o binário do motor, no entanto, tal como seria de esperar apresenta maior sensibilidade a ruídos e flutuações quando comparado com o binário medido diretamente. Relativamente ao estimador por fluxo, este também conseguiu acompanhar os valores do binário do motor, contudo, apresenta maior variações de amplitude quando o sistema se encontra sobre carga, nomeadamente em acelerações e cargas superiores a 1Nm.

Por consequência, conclui-se que, apesar de ambos os estimadores conseguirem corresponder a diversas variações e cenários de carga, os resultados apresentados pelo estimador de tabela são melhores e mais fiéis à evolução direta do binário do motor.

4.4.3 - Estimadores de Fluxo e Setor

A estimativa do fluxo magnético por fase foi realizada através da equação clássica de integração da tensão indutiva, com compensação da componente resistiva, tal como demonstrado na equação 4.3.

$$\lambda(t) = \int [v(t) - R * i(t)] dt \quad (4.3)$$

A estimativa foi aplicada individualmente a cada fase ativa, permitindo monitorizar a evolução do fluxo magnético em tempo real, sendo a magnitude do vetor de fluxo utilizada como métrica de controlo. Este estimador foi implementado através do uso de blocos de *Simulink*, como demonstra a Figura 4.17.

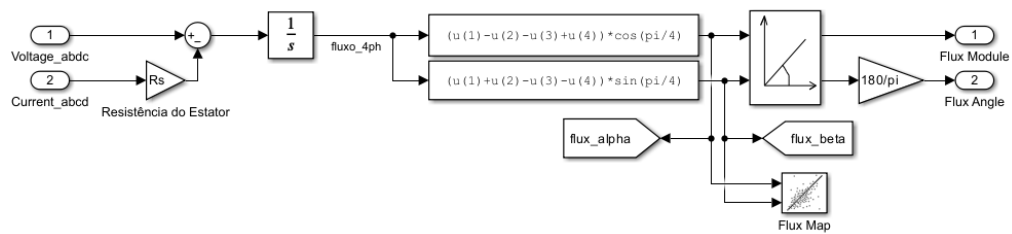


Figura 4.17 - Subsistema do estimador de Fluxo Magnético.

O subsistema visível na Figura 4.18 tem como objetivo estimar o setor angular do rotor com base na sua posição instantânea, para tal é utilizado como entrada do sistema o ângulo do fluxo resultante do estimador de fluxo magnético.

O espaço angular de 360° é dividido em oito setores de 45°, cada um definido por comparações entre a posição angular e os limites dos setores. A lógica é implementada com blocos > e <=, combinados com operadores AND, que ativam o setor correspondente, entre 1 e 8. Esta informação é depois utilizada para selecionar os vetores de comando adequados, assegurando a aplicação correta das referências em função da posição do rotor.

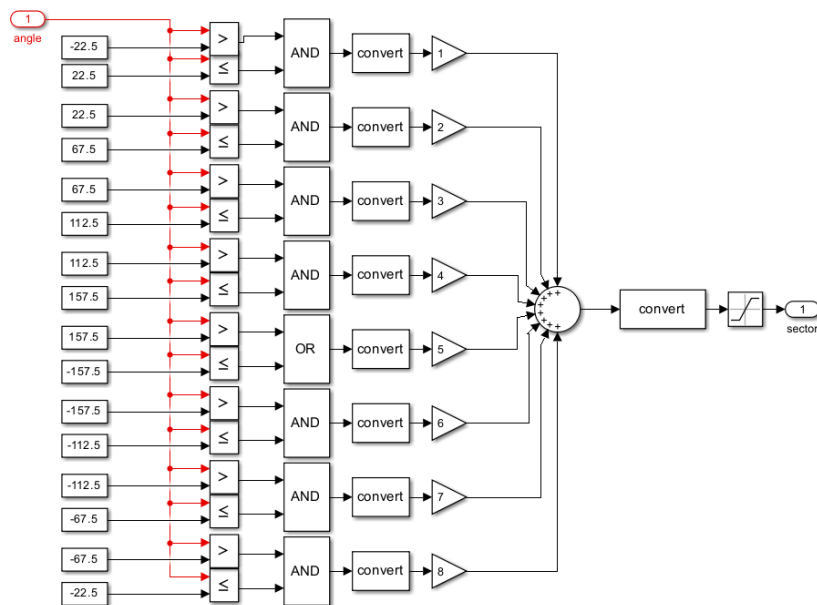


Figura 4.18 - Subsistema do estimador de sector.

4.4.4 - Estratégia de Comando

O bloco "*Command Generator*", representado em detalhe na Figura 4.19, implementa a lógica central do controlo CDB. Este módulo compara os valores estimados com os seus respetivos valores de referência e, com base em regras definidas, toma decisões sobre a ativação ou desativação de cada fase.

A lógica de decisão tem em consideração o sinal de erro do binário e do fluxo e segue os seguintes princípios:

- Estado de ativação: Quando o erro de binário é positivo, isto é o binário está abaixo do desejado, e o módulo do fluxo magnético ainda não atingiu o limite superior estabelecido;
- Estado de desativação: Quando o binário excede a referência ou o fluxo atinge o limite máximo admissível;
- Estado de manutenção: Quando os valores estão dentro de margens toleráveis.

Estas decisões são também moduladas por um detetor de setor angular, que assegura que a comutação apenas ocorre dentro de zonas de indutância crescente, maximizando o binário útil gerado.

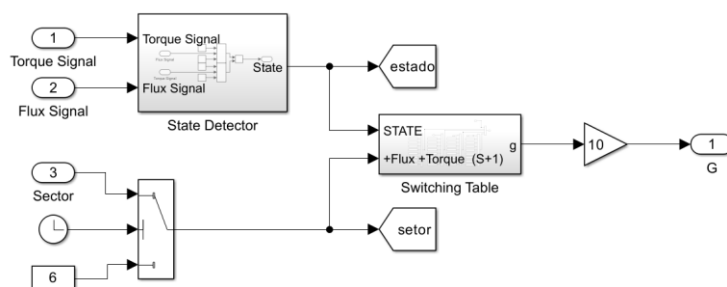


Figura 4.19 - Subsistema gerador de comando.

4.4.5 - Geração da Referência de Binário e de Fluxo

A referência de binário é gerada com base no erro entre a velocidade de referência e a velocidade medida. Esse erro é processado por um controlador proporcional-integral, de modo a permitir o funcionamento da máquina a uma velocidade constante. A saída do controlador é depois limitada por um saturador, de forma a restringir o binário de referência a um valor máximo absoluto predefinido de 3.5Nm, prevenindo sobrecargas ou esforços excessivos na máquina.

Em caso de operação em sentido inverso, o sistema inverte o sinal do binário através da identificação do sentido de rotação, evitando falhas de transição. Este processo está detalhado na Figura 4.20.

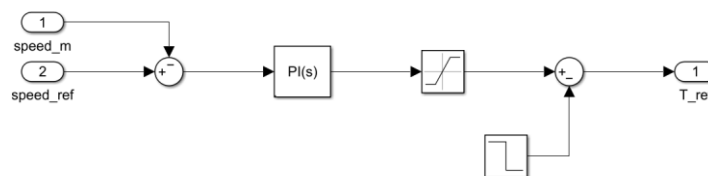


Figura 4.20 - Subsistema para obtenção da referência de binário.

A seleção de um controlador proporcional-integral ocorre devido à dupla componente deste. A componente proporcional é ideal para reagir ao erro de forma imediata e a componente integral realiza um acumulado do erro de modo a corrigir desvios permanentes. Esta opção é de uma simplicidade computacional baixa e de custo acessível, e ainda apresenta um bom desempenho para um sistema de 1ª ordem. Sendo assim uma escolha sensata mesmo quando comparado com outras opções mais elaboradas, mas também pesadas computacionalmente, como os controladores PID que acrescentam mais uma componente derivativa ao sistema.

A geração da referência de fluxo magnético utilizada no controlador baseia-se, tal como o binário, diretamente na velocidade de referência do motor. O processo, realizado através da sequência de blocos visíveis na Figura 4.21, tem início com a leitura obtenção do valor absoluto da velocidade de referência que é depois introduzida num bloco *MATLAB Function* em ambiente *Simulink* o qual executa um código que estabelece a correspondência entre intervalos de velocidade e os respetivos valores de fluxo magnético de referência. De realçar que o valor de referência da velocidade deve ser passado por um limitador de taxa, de modo a suavizar as acelerações e desacelerações pretendidas.

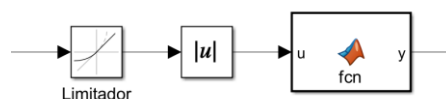


Figura 4.21 - Sequência de blocos para o algoritmo de referência de fluxo.

O código *Matlab* utilizado nesta função encontra-se no Anexo C do presente documento. A correspondência entre a velocidade e o fluxo é feita através de uma lógica condicional que define fluxos mais elevados para velocidades baixas, assegurando binário suficiente para arranques e acelerações, e fluxos progressivamente mais reduzidos à medida que a velocidade

aumenta, de modo a limitar as perdas e respeitar as restrições da tensão de alimentação. A mesma lógica aplica-se simetricamente para velocidades negativas permitindo um funcionamento coerente em ambos os sentidos de rotação.

O valor máximo de referência de fluxo é 0,4Wb e o valor mínimo é de 0,25Wb, sendo que no caso particular da velocidade pretendida ser nula, o fluxo de referência também é nulo. Estes valores foram obtidos através da análise do gráfico do fluxo magnético do motor, anteriormente demonstrado na Figura 4.1. A implementação via bloco *MATLAB Function* facilita a integração direta no laço de controlo e permite uma reconfiguração simples dos valores de fluxo e dos limiares de velocidade caso seja necessário adaptar o sistema a outras condições de operação.

4.4.6 - Adaptação do Método CDB aos Terminais da Máquina.

A adaptação do método de controlo direto de binário e de fluxo à arquitetura da máquina em estudo foi realizada efetuando uma reconstrução direta das correntes medidas no conversor de potência. Tal como explicado anteriormente, a estrutura do conversor de potência utilizada nesta máquina, representada na Figura 4.3, apenas permite a leitura de dois sinais de corrente, cada um com um conjunto de duas fases sequenciais. Deste modo foi realizada a reconstrução através do subsistema apresentado na Figura 4.22.

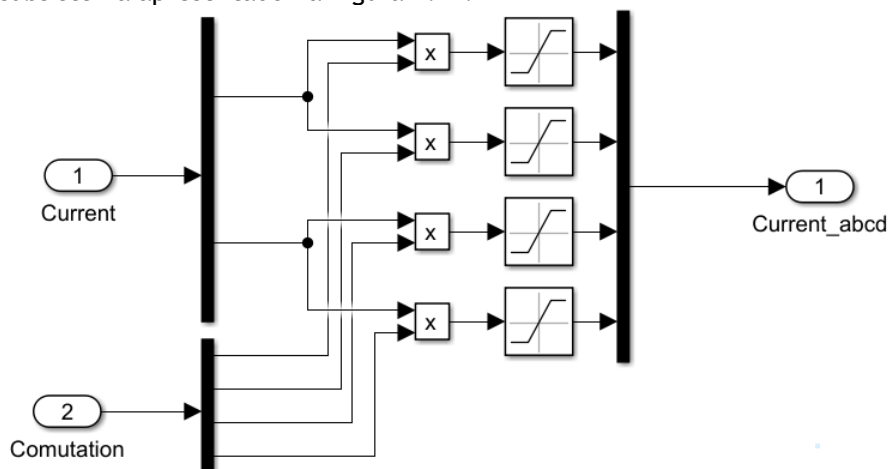


Figura 4.22 - Subsistema de reconstrução da corrente.

Este raciocínio baseia-se num cruzamento das correntes medidas com 4 os sinais de comutação anteriormente obtidos através do sistema apresentado na Figura 4.8, mas neste caso com uma zona de indutância definida entre definida entre $\theta_{on} = 0 \text{ rad}$ e $\theta_{off} = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{10} \text{ rad}$. Por fim, a corrente é limitada entre 0A e 6A, uma vez que este é o intervalo recomendado para a corrente no motor e é previsível que as correntes medidas sejam superiores devido à sobreposição das correntes de duas fases consecutivas.

De modo a avaliar o desempenho do algoritmo desenvolvido para a reconstrução das correntes, foi realizado um teste ao sistema no qual a velocidade de referência pretendida era constante nas 500rpm e a carga aplicada ao motor era de 0Nm. O sistema conseguiu responder

de um modo positivo a este teste e os resultados da reconstrução das correntes de fase em regime permanente encontram-se na Figura 4.23.

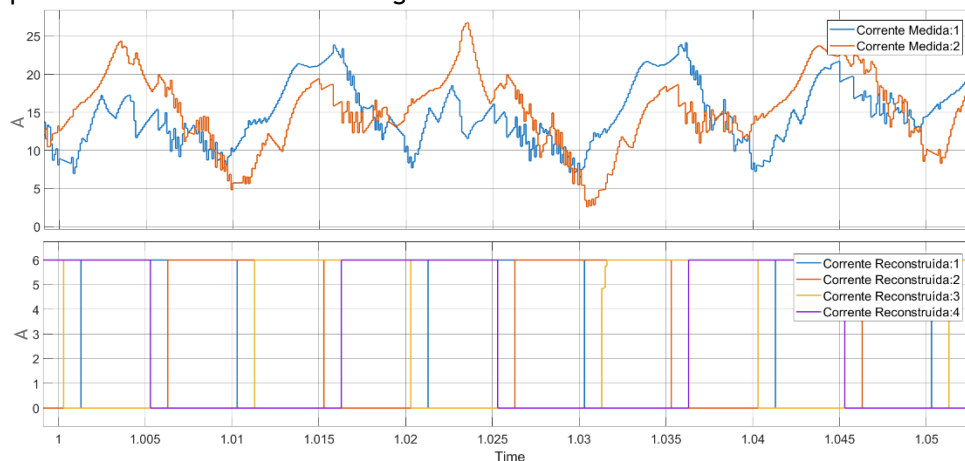


Figura 4.23-Resultado do método de reconstrução das correntes.

Analisando este resultado, observa-se que a corrente medida nas fases do motor é substancialmente mais elevada do que a esperada, apresentando um valor médio de 15,5A ao longo do ensaio realizado. Este facto leva igualmente a que as correntes resultantes do algoritmo de reconstrução alcancem o valor máximo recomendado de 6A com regularidade.

Assim, é possível concluir que os resultados obtidos neste processo de reconstrução não são os desejados e necessários para o correto funcionamento do sistema. A principal razão para a debilidade deste procedimento deve-se à existência de sobreposição das correntes, mas principalmente às correntes de desmagnetização na alimentação do motor. Devido à configuração adotada na alimentação do motor, figuras 4.3 e 4.4, é inexequível desagregar as correntes sobrepostas de um modo completamente eficaz e ainda é mais complicado desconsiderar as correntes de desmagnetização presentes nas fases da máquina. O artigo referenciado [26] aborda a temática da reconstrução de correntes e correntes de desmagnetização, no entanto não permitiu uma inspiração exata uma vez que a estrutura do sistema não é a mesma.

Devido à incompleta reconstrução dos sinais de corrente, a utilização dos métodos de estimação de binário tornou-se inviável nesta fase de desenvolvimento do projeto. Uma vez que para os estimadores de binário é sempre necessária a corrente das 4 fases e esta se encontrava limitada, ocorre uma estimação através de uma reconstrução ineficaz o que leva a valores de binário irrealistas. Deste modo, nesta fase do projeto, foi utilizado um sensor de binário para a medição e inclusão direta do valor no sistema. Através deste sensor de binário, os resultados obtidos são positivos e serão demonstrados e analisados no capítulo seguinte.

.

Capítulo 5

Análise dos Resultados Obtidos em Ambiente de Simulação

Este capítulo apresenta a análise e discussão dos resultados obtidos por simulação para os dois métodos de controlo desenvolvidos: o método histerético e o método baseado em binário e fluxo. A análise tem como objetivo avaliar o desempenho de cada estratégia em termos de resposta dinâmica à velocidade de referência, comportamento das correntes de fase, suavidade do binário eletromagnético e robustez face às variações das condições de operação.

As simulações foram realizadas com parâmetros e condições de teste equivalentes para ambos os métodos, garantindo uma base de comparação objetiva. Para cada abordagem, os resultados são apresentados de forma sistematizada, seguidos de uma discussão crítica sobre os respetivos pontos fortes e limitações.

Por fim, é realizada uma comparação direta entre os dois métodos com base em métricas técnicas, que permitirá suportar decisões sobre a viabilidade e aplicabilidade prática de cada solução no contexto da implementação em hardware, abordada no capítulo seguinte.

5.1 - Condições de Simulação

De forma a avaliar o desempenho dos métodos de controlo desenvolvidos foram definidos e implementados quatro cenários distintos de teste em ambiente de simulação. Estes testes foram cuidadosamente escolhidos de modo a permitirem uma comparação direta e justa entre os dois métodos, sob condições realistas e representativas de funcionamento de um motor de relutância comutada (MRC). A diversidade dos perfis de velocidade e carga definidos permite

observar o comportamento dos controladores em diferentes regimes dinâmicos, incluindo acelerações, travagens, variações bruscas de carga e operação em vazio.

O Teste 1 tem uma duração total de 7,5 segundos e foi concebido para avaliar a velocidade máxima passível de alcançar com cada método e também a resposta dinâmica dos controladores a variações graduais de velocidade. O perfil de velocidade segue uma evolução em rampa com incrementos e decrementos de 250 rpm, no intervalo de 0 até 1750 rpm e de volta até 0 rpm. Durante este teste, o motor opera em vazio, ou seja, sem aplicação de binário externo. Este cenário é fundamental para analisar o seguimento de referência sem interferência da carga, isolando o comportamento do controlador face às variações de velocidade.

O Teste 2, com uma duração de 3 segundos, foi desenhado para avaliar o comportamento dos controladores em regimes de alta velocidade, nomeadamente entre 1000 rpm e 1300 rpm. Paralelamente, introduz-se uma carga variável em forma de escada alternada, inicialmente com carga nula, de seguida com carga positiva, ou seja, oposta ao movimento e por fim com carga negativa, ou seja, favorável ao movimento. Os valores em específico das cargas variáveis são os seguintes: 0, 1, -1, 0, 1, -1 Nm. Esta combinação de elevada rotação com alterações rápidas no binário de carga permite testar a robustez e capacidade de compensação dos métodos de controlo perante perturbações externas.

O Teste 3 foca-se na operação em baixas velocidades, com um perfil de rotação entre 400 rpm e 600 rpm, ao longo de 3 segundos. A carga aplicada segue uma sequência alternada de valores positivos e negativos, semelhante à apresentada no teste 2, mas neste caso de maior amplitude: 0, -2, 2, 0, -2, 2 Nm. Este cenário é particularmente exigente para controladores de MRC, dada a dificuldade inerente ao controlo do binário e à presença de ripple de binário em regimes de baixa velocidade. Assim, este teste é essencial para avaliar a precisão e suavidade de controlo nestas condições.

Por fim, o Teste 4, com 4 segundos de duração, representa um cenário misto, com variações num regime de velocidades medianas entre 700 rpm, 900 rpm, 500 rpm e paragem total (0 rpm), combinadas com uma carga alternada e de sentido oposto ao movimento: 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1 Nm. Este teste simula um perfil mais irregular, aproximando-se de situações reais de funcionamento de máquinas com variação de carga e paragens bruscas, avaliando a estabilidade e adaptação dos controladores a transientes não lineares.

A tabela 5.1 sintetiza as características dos cenários de teste simulados. A escolha destes testes procurou garantir uma cobertura equilibrada de diferentes condições operacionais do motor, assegurando que tanto o desempenho estático como dinâmico dos métodos de controlo pudesse ser avaliado de forma rigorosa e abrangente. Esta abordagem permite ainda identificar pontos fortes e limitações de cada método em cenários críticos, fornecendo uma base sólida para a análise comparativa final.

Tabela 5.1 - Cenários de teste dos métodos desenvolvidos.

Teste	Duração (s)	Perfil de Velocidade (rpm)	Perfil de Carga (Nm)
Teste 1	7,5	0 → 1750 → 0 (± 250 rpm)	0 (vazio)
Teste 2	3	1000 → 1300	0, 1, -1, 0, 1, -1
Teste 3	3	400 → 600	0, -2, 2, 0, -2, 2
Teste 4	4	700 → 900 → 500 → 0	1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1

5.2 - Resultados do Método Histerético

5.2.1 - Primeiro Cenário

A Figura 5.1 demonstra o resultado do controlo histerético ao primeiro cenário definido. Analisando a evolução da velocidade neste caso, podemos concluir que o método alcança a velocidade máxima pretendida de 1750rpm, e que o mesmo começa a apresentar algumas dificuldades a partir das 1000rpm, demorando mais tempo a chegar à velocidade pretendida. No que diz respeito à desaceleração, o método acompanha sempre o valor de referência demonstrando-se bastante responsivo.

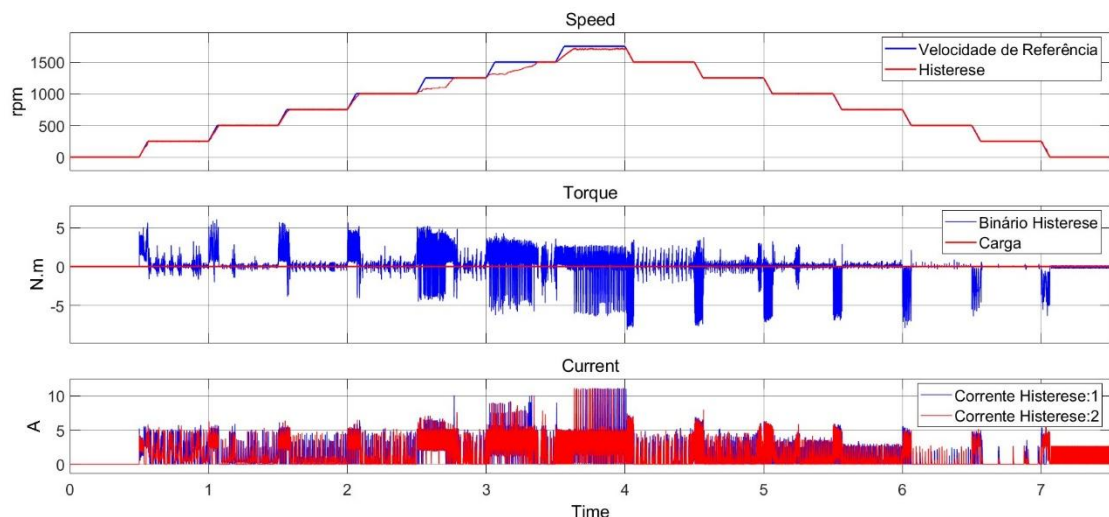


Figura 5.1 - Cenário de teste 1 com método histerético.

Com carga nula, o binário gerado reflete essencialmente o esforço necessário para vencer a inércia e atrito interno do sistema durante os transientes de velocidade. É visível um binário maior nos momentos de aceleração e desaceleração, com oscilações mais pronunciadas à medida que a velocidade aumenta, o que reflete a ação de controlo histerético.

O gráfico inferior apresenta as correntes medidas diretamente do motor, tal como representado na Figura 4.3. O perfil da corrente acompanha o comportamento do binário, com picos visíveis nos instantes de variação de velocidade. A presença de comutação frequente é também evidente e característica deste tipo de controlo, sendo visível momentos em que a alimentação do motor é ligada e desligada.

5.2.2 - Segundo Cenário

Este cenário está visível na Figura 5.2 e exige respostas rápidas do controlador, devido à elevada aceleração necessária neste caso. O controlador histerético mantém a velocidade próxima da referência durante a primeira aceleração apenas com um pequeno atraso e flutuações reduzidas, na segunda aceleração o controlador demonstra mais dificuldade a alcançar a velocidade pretendida, mas ainda assim consegue corresponder apenas com algumas oscilações mais pronunciadas e um atraso maior. Mostrando que o desempenho consegue corresponder a velocidades mais elevadas.

O binário apresenta oscilações mais marcadas, respondendo às alterações de carga. A componente oscilatória do binário, que permanece dentro de uma banda, mostra como o controlador responde alternando rapidamente o estado de comutação para estabilizar a velocidade perante cargas perturbadoras. Perante cargas opostas à velocidade, o sistema torna-se um pouco mais instável e demonstra mais dificuldades, mas ainda se mantém numa região de funcionamento razoável. Para cargas a favor da velocidade, o controlador não apresenta qualquer dificuldade, mantendo um funcionamento perfeito à circunstância.

A corrente reflete diretamente a resposta do sistema à carga e à necessidade de corrigir a velocidade. O perfil da corrente exhibe variações em amplitude e frequência, coerente com o comportamento oscilatório do binário e o aumento da velocidade, respetivamente.

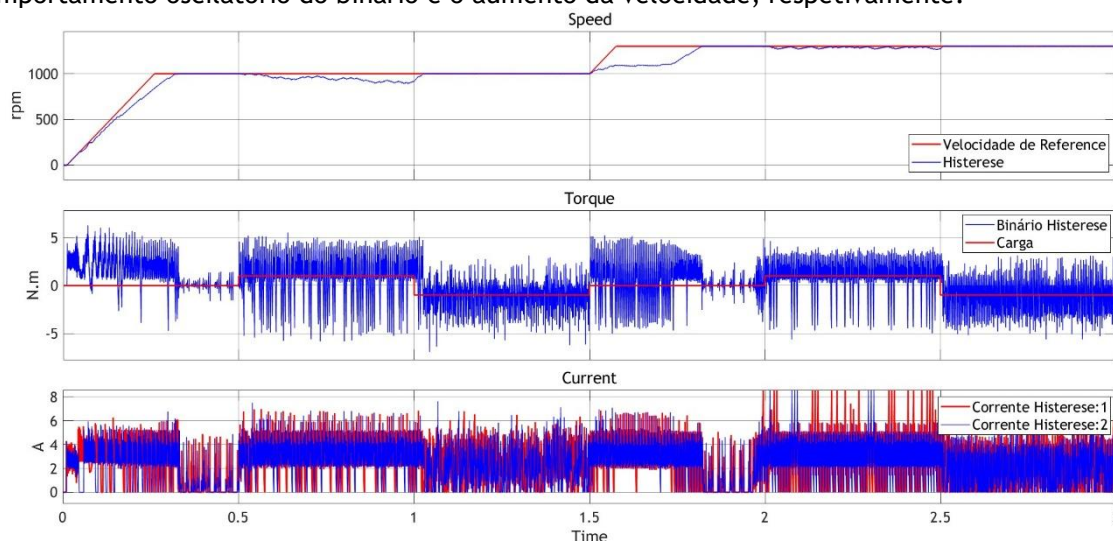


Figura 5.2 - Cenário de teste 2 com método histerético.

5.2.3 - Terceiro Cenário

A Figura 5.3 representa o cenário de funcionamento a baixas velocidades. A resposta do controlador é mais afetada pela carga do que nos testes anteriores. Nota-se que a histerese mantém a velocidade dentro da banda, embora com maior erro de seguimento durante os transientes, o que é aceitável dado o desafio adicional de cargas mais intensas. Neste cenário, o controlador apresentou oscilações de velocidade mais notórias nas fases de maior carga aplicada, devido a esta ser consideravelmente maior ao cenário testado anteriormente, no entanto conseguiu manter o funcionamento da máquina numa banda de velocidade desejável.

As oscilações de binário são mais evidentes aqui, tanto pela baixa rotação (menos inércia para absorver variações) como pelo aumento da carga. O controlo histerético reage com comutações mais frequentes e amplitudes maiores, refletindo um esforço de controlo mais elevado.

O perfil de corrente mostra-se ainda mais irregular, com flutuações amplas e rápidas. Este padrão está diretamente relacionado com a necessidade de contrariar as variações bruscas da carga. As comutações são frequentes, evidenciando o esforço do sistema em manter o controlo num regime de carga e velocidade exigente.

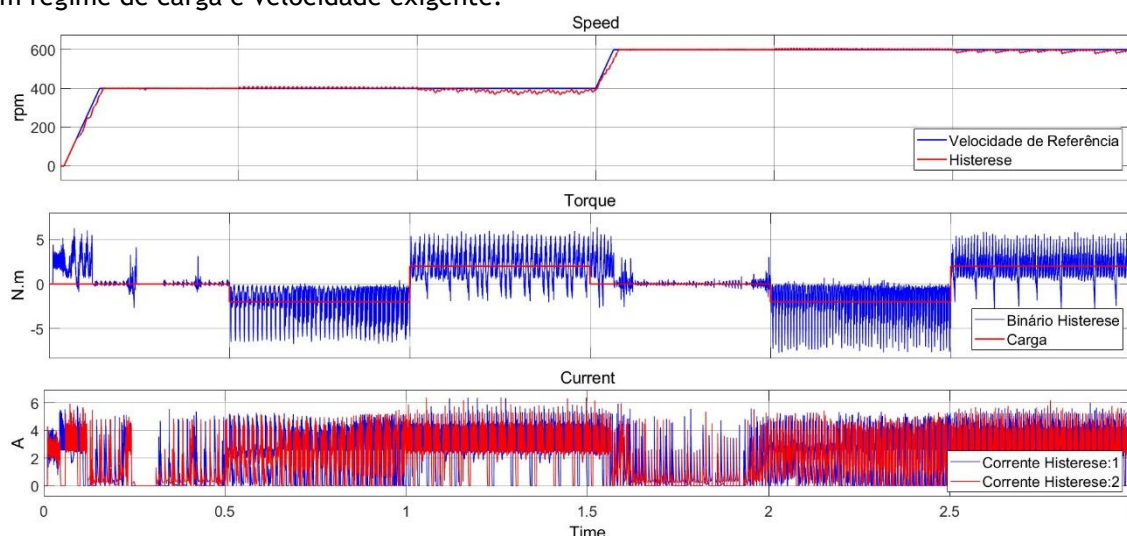


Figura 5.3 - Cenário de teste 3 com método histerético.

5.2.4 - Quarto Cenário

O resultado do teste deste cenário com o controlo histerético encontra-se visível na Figura 5.4. A resposta do controlador histerético mostra uma boa capacidade de seguimento, com desvios mínimos entre a referência e a velocidade real. As flutuações da velocidade real mantêm-se dentro da banda de histerese e, embora visíveis, são reduzidas, demonstrando estabilidade e rapidez de resposta em variações ascendentes e descendentes.

O binário gerado alterna com variações de carga periódicas de ± 1 Nm ao longo de todo o teste, refletindo um comportamento oscilante típico de cargas instáveis ou alternadas. O binário de controlo mostra uma elevada densidade de comutação, isto indica que o controlador

está a atuar agressivamente para compensar simultaneamente as variações de velocidade e a alternância de carga. A forma do binário sugere que o sistema permanece dentro de limites estáveis, mas à custa de grande atividade de controlo.

A corrente apresenta oscilações intensas, com variações frequentes e amplitudes elevadas. A alternância de carga ± 1 Nm impõe exigências constantes ao controlador, que responde com elevada frequência de comutação. Após os 3,5s, observa-se uma redução considerável da corrente, acompanhando a descida da velocidade para 0 rpm, evidência de que o sistema reage bem à desaceleração com carga alternada.

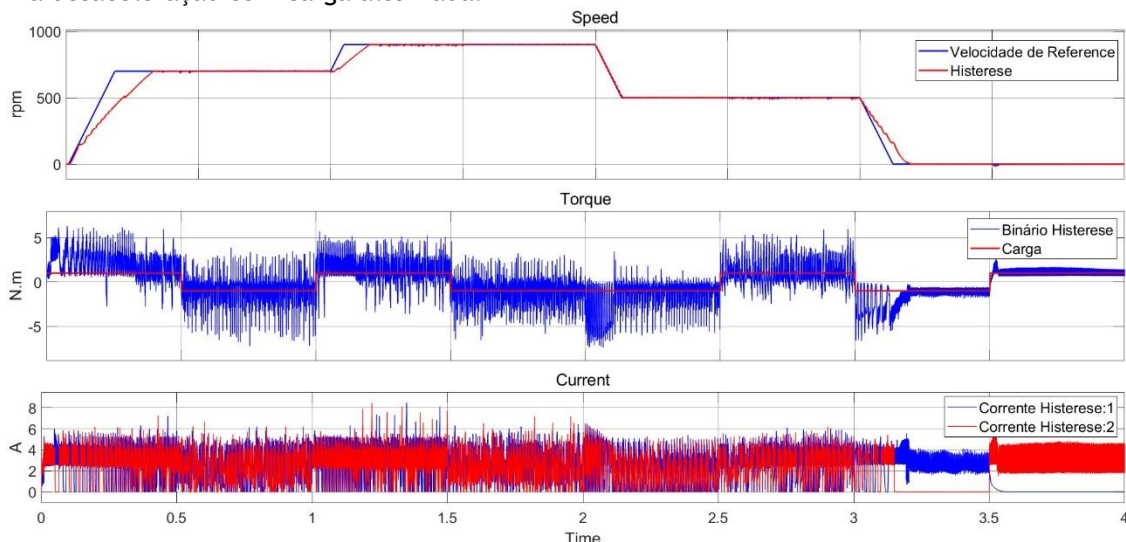


Figura 5.4 - Cenário de teste 4 com método histerético.

5.2.5 - Análise e Discussão crítica

Os quatro testes permitem avaliar o comportamento do controlo histerético em diferentes condições operacionais. O teste 1 confirma que o controlo histerético alcança uma elevada velocidade de funcionamento, neste caso de 1750rpm, conseguindo obter esta velocidade de forma progressiva e sem carga, mas com oscilações típicas do método. O teste 2 mostra um desempenho robusto em alta velocidade, conseguindo lidar com cargas leves num bom nível de estabilidade. O teste 3 demonstra a capacidade de resposta do sistema em cenários mais críticos, como baixa velocidade e carga elevada, embora à custa de maior ripple no binário e corrente. O teste 4 representa um cenário realista com velocidades médias e carga alternada, tendo obtido resultados positivos em termos de estabilidade da velocidade e resposta de binário.

Este conjunto de ensaios foi bem escolhido, pois cobre diferentes regimes dinâmicos de velocidade e níveis de carga, permitindo avaliar tanto a robustez como a sensibilidade do controlo histerético. O quarto cenário foi particularmente útil para avaliar o desempenho do controlo histerético em condições de esforço contínuo e flutuação moderada, servindo de contraponto aos outros testes mais específicos.

5.3 - Resultados do Método por Binário e Fluxo

5.3.1 - Primeiro Cenário

A Figura 5.5 mostra o seguimento da velocidade de referência pela velocidade real, que é bastante eficaz. O sistema responde com boa precisão aos incrementos e decrementos da referência de velocidade entre 0 e 1750 rpm, com passos de 250 rpm. Há um ligeiro atraso nas transições, especialmente nos incrementos em velocidades superiores a 1000rpm, o que é natural num sistema realista, mas não se observam erros sistemáticos ou oscilações persistentes. Assim, deste teste podemos concluir que o método permite o funcionamento do sistema a 1750rpm, também é de destacar a dificuldade na paragem total do sistema, apresentando alguma oscilação no sistema antes de parar por completo.

No que diz respeito ao gráfico do binário observa-se uma oscilação constante do mesmo, que ocorre devido à alternância de forma agressiva entre estados para manter o controlo, resultando em pequenas flutuações mesmo em ausência de carga. Essa variação é mais visível durante acelerações e desacelerações, o que é compatível com o funcionamento do algoritmo. No entanto, estas oscilações apresentam valores demasiado elevados para aqueles que seriam expectáveis deste método.

No que diz respeito às correntes medidas diretamente do motor, nota-se uma ondulação significativa, mas maioritariamente constante, o que está diretamente associado ao comportamento do binário e à estratégia CDB. As oscilações não indiciam instabilidade, mas confirmam a natureza discreta e binária do controlo. A frequência da corrente aumenta com o aumento da velocidade, como seria esperado, refletindo o esforço de aceleração.

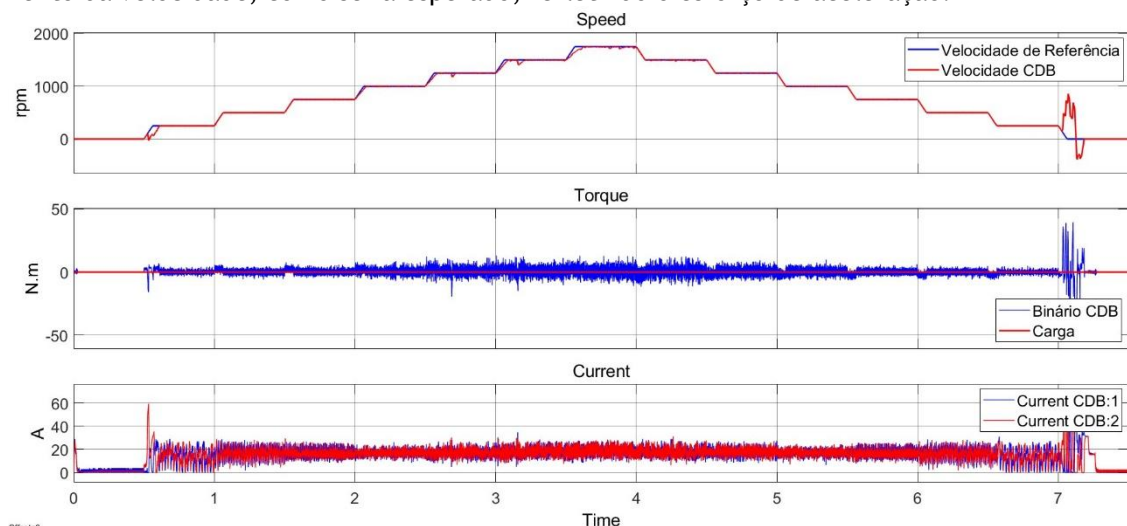


Figura 5.5 - Cenário de teste 1 com método CDB.

5.3.2 - Segundo Cenário

Os resultados do segundo cenário de teste encontram-se na Figura 5.6. Mais uma vez, verifica-se um excelente seguimento da referência, mesmo em acelerações acentuadas como de 0rpm para 1000rpm. A resposta do sistema é rápida, com tempos de estabelecimento curtos e sem sobre-elevações de velocidade. A diferença entre a velocidade medida e a referência é quase imperceptível na maioria do tempo, o que demonstra bom desempenho do controlo CDB em regimes de alta velocidade.

Aqui o binário assume um papel fundamental, pois existe variação de carga simulada entre -1 e 1 Nm. O gráfico mostra oscilações rápidas e significativas no binário aplicado, indicando uma resposta enérgica do controlo à introdução da carga. As transições de binário ocorrem de forma imediata em resposta às mudanças de carga, embora com variação significativa característica.

A corrente elétrica segue o padrão do binário. Com o aumento da carga, há um claro aumento da corrente média nas duas fases, e nota-se a flutuação associada à ação do CDB. As oscilações são mais intensas durante as mudanças bruscas de carga, como era esperado. Apesar da agressividade do controlo, não se verifica nenhum comportamento instável. A corrente mantém-se dentro de limites coerentes com o esforço aplicado.

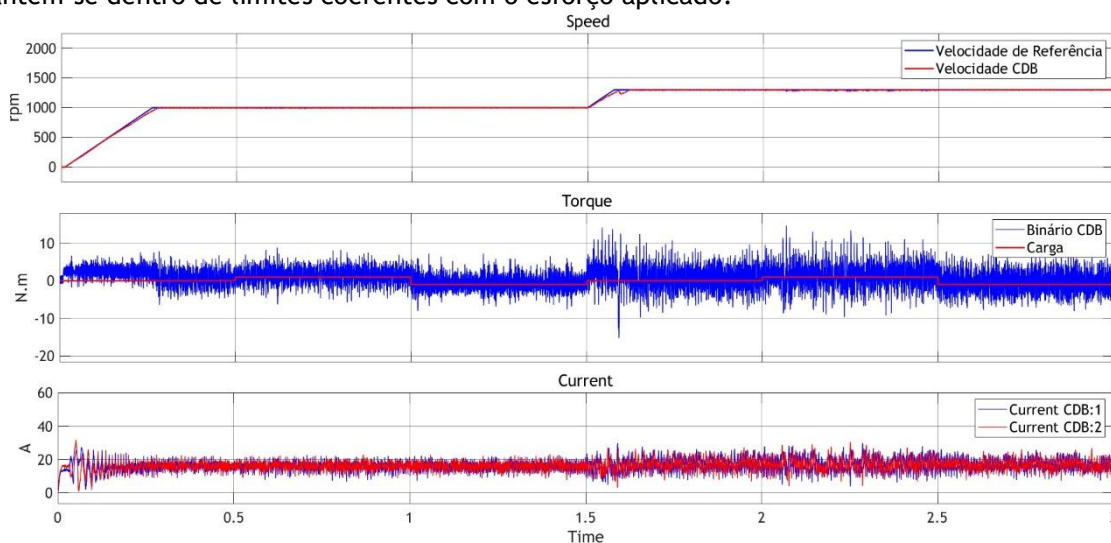


Figura 5.6 - Cenário de teste 2 com método CDB.

5.3.3 - Terceiro Cenário

Na Figura 5.7, pode-se visualizar os resultados do método de controlo por binário e fluxo no cenário 3. Apesar de ser um teste em baixas velocidades, o seguimento mantém-se bastante bom, nesta região de simulação os controladores comutados podem ter maior dificuldade devido a tempos de comutação maiores e menos resolução dinâmica. Ainda assim, verifica-se uma resposta rápida e sem sobre-elevações.

Este teste evidencia um dos pontos mais críticos deste controlador. Apesar de o motor estar a funcionar em baixa velocidade, a carga aplicada tem grandes variações, o que representa um

esforço relevante, ainda assim o sistema não entra em instabilidade. O controlo por binário mostra-se bastante reativo, o binário comutado responde de forma rápida às perturbações, alternando entre valores extremos para manter a velocidade desejada. No entanto, a oscilação do binário é ainda mais pronunciada do que nos testes anteriores, reflexo direto da dificuldade de manter a estabilidade em regimes lentos com cargas elevadas e alternadas.

O gráfico de corrente reflete perfeitamente as exigências de binário. Correntes de maior amplitude surgem sempre que há uma alteração de carga. As variações de corrente são rápidas e simétricas, o que indica que o controlo está a reagir bem tanto a cargas positivas como negativas. Como esperado, o ruído é mais significativo do que nos testes a alta velocidade, devido ao tempo de resposta necessário para compensar o binário aplicado com menor velocidade angular. Ainda assim, a corrente mantém-se coerente e sem picos instáveis.

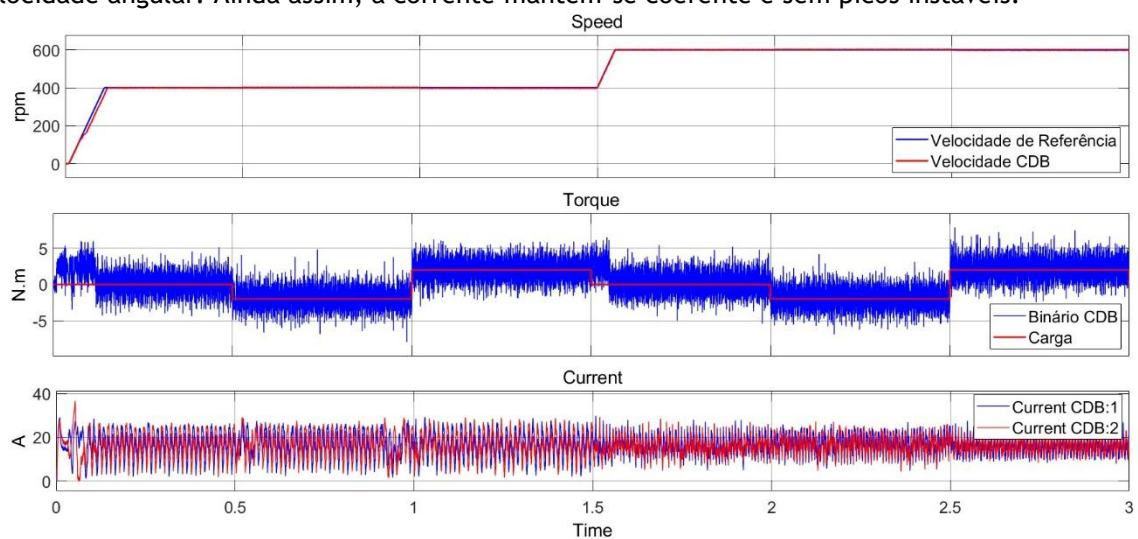


Figura 5.7 - Cenário de teste 3 com método CDB.

5.3.4 - Quarto Cenário

Neste teste, representado na Figura 5.8, o seguimento da velocidade é, novamente, bastante eficaz, mesmo quando há alterações frequentes e rápidas de carga. As transições de velocidade ocorrem com suavidade, sem sinais de atraso grave ou nem sobre-elevações significativas. No entanto, tal como já tinha sido demonstrado na Figura 5.5, a paragem total do sistema apresenta algumas oscilações e instabilidade. O controlador consegue efetuar a desaceleração para 0rpm, no entanto demora um intervalo de tempo mais significativo e não ideal.

A carga aplicada tem padrão alternado e oposto às acelerações e desacelerações do sistema, o que força o sistema a realizar muitas correções num curto espaço de tempo. O binário gerado segue essas variações com precisão, mas volta a mostrar oscilações intensas, em particular em fases de aceleração como entre os instantes 1s e 1,5s. Este comportamento é característico do método CDB, que alterna rapidamente os estados de comutação para manter o binário dentro dos limites exigidos.

As correntes das fases mostram, como nos testes anteriores, oscilações rápidas e amplas que acompanham a frequência da carga aplicada. Em termos de comportamento da corrente, esta aumenta imediatamente sempre que há necessidade de aplicar binário extra e de seguida. Nota-se também que, à medida que a velocidade diminui na fase final do teste, a corrente necessária para manter o binário aumenta ligeiramente.

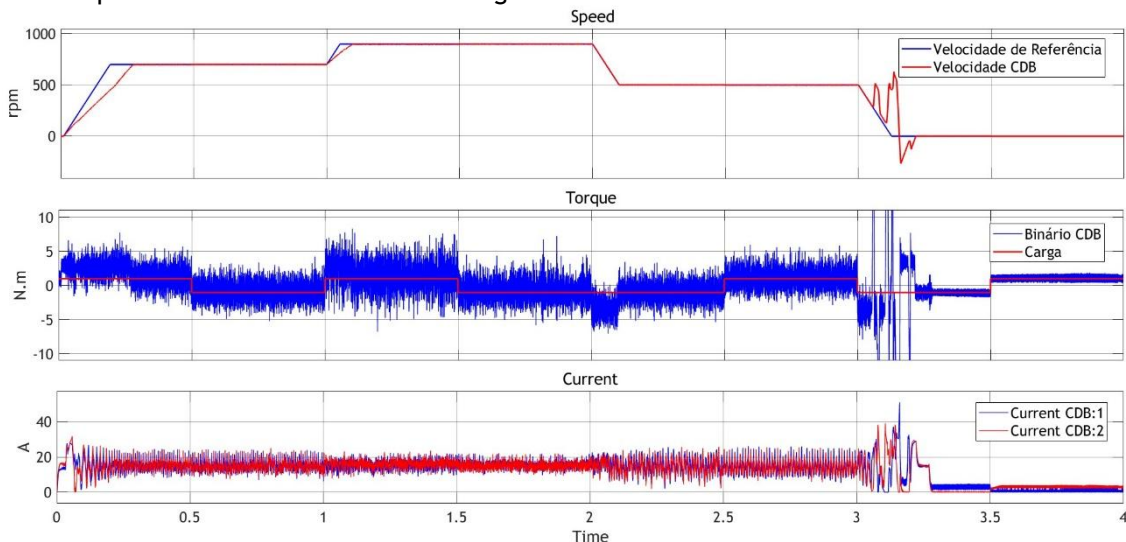


Figura 5.8 - Cenário de teste 4 com método CDB.

5.3.5 - Análise e Discussão crítica

Os quatro testes realizados em simulação demonstram a fiabilidade e estabilidade do controlo por binário na condução precisa do motor MRC sob diferentes perfis de velocidade e carga. Em todos os cenários, o controlador mostrou-se capaz de seguir a referência de velocidade de modo globalmente satisfatório e rápido, mesmo quando sujeito a alterações bruscas e exigentes de carga.

O Teste 1, com acelerações e desacelerações em vazio, confirmou a capacidade do CDB em lidar com diferentes níveis de velocidade sem comprometer a estabilidade, e demonstrou que o controlo permite uma velocidade do motor de 200rpm.

No Teste 2, que envolveu velocidades elevadas e cargas alternadas, o sistema respondeu prontamente, revelando bom desempenho dinâmico e robustez perante perturbações rápidas.

No Teste 3 foram impostas velocidades mais baixas, mas com cargas alternadas mais elevadas. Ainda assim, o controlo continuou maioritariamente eficaz, embora com oscilações mais visíveis no binário e nas correntes, e apresentou dificuldade em aguentar a velocidade na última fase do teste devido à carga extrema.

No teste 4 foram efetuadas variações de carga mais intensas e frequentes numa banda de velocidades mediana, o controlo manteve-se responsivo, embora com oscilações idênticas ao do teste 3 no binário e nas correntes. Estas flutuações são características do método CDB e refletem a sua natureza comutada, sendo o preço a pagar por uma resposta rápida e direta ao binário exigido.

No geral, o controlo por binário demonstrou-se robusto, responsivo e adequado para uma vasta gama de condições operacionais, mantendo sempre a referência de velocidade dentro de margens aceitáveis. A sua simplicidade e eficácia fazem dele uma abordagem viável para aplicações que valorizem rapidez na resposta e tolerância a perturbações externas.

A principal falha detetada neste método foi a desaceleração total do motor até à paragem. Neste caso, o sistema apresentou oscilações mais significativas e também alguma demora a alcançar o estado pretendido, mas ainda assim conseguiu sempre parar por completo independentemente da carga aplicada ao motor no momento de travagem. Esta falha está provavelmente relacionada com uma debilidade do método de reconstrução das correntes quando a velocidade é zero.

De notar que, tal como explicado no capítulo anterior, estas simulações foram realizadas com o sistema a realizar a medição direta do binário no rotor e a aplicar o método de reconstrução das correntes. Esta apresenta-se assim como uma limitação atual do mesmo, uma vez que foi impossível aplicar a estimação de binário devido à reconstrução das correntes de fase motor, tal como demonstrado.

5.4 - Comparação entre Métodos

No que diz respeito à complexidade de implementação, o controlo histerético é claramente mais simples. A sua estrutura é direta, dispensando modelações detalhadas do motor ou do sistema, sendo por isso mais fácil de desenvolver e ajustar. Em contraste, o método CDB exige uma modelagem precisa do motor, como a caracterização do mapa de binário, o que implica maior exigência computacional, além de ser mais complexo de implementar. A facilidade de implementação recai assim fortemente a favor do controlo histerético, que, além de simples, é menos dependente da plataforma de hardware.

Contudo, quando se considera a praticidade em aplicações reais, o método CDB revela-se mais versátil e adaptável a uma gama mais ampla de situações, principalmente quando se pretende obter elevada qualidade e fiabilidade de controlo. A sua adequação para altas velocidades é superior, permitindo um funcionamento mais estável e com menor ripple em regimes extremos. Em termos de desempenho dinâmico, os testes mostraram que o CDB reage de forma mais precisa e suave às variações de carga e velocidade, ao passo que o controlo histerético apresenta oscilações mais notórias e menos previsíveis.

Relativamente à redução de ondulação de binário, o CDB utiliza algoritmos mais otimizados e comutação precisa para limitar este fenómeno. O controlo histerético, por sua natureza, resulta numa comutação rápida que induz maior ripple tanto no binário como na corrente. A efetividade do método CDB na redução do ripple nem sempre foi evidente, provavelmente devido a outras debilidades no controlo desenvolvimento, nomeadamente o algoritmo para reconstrução das correntes de fase do motor necessário para o circuito em estudo.

Analisando as características observadas dos controladores, ambos os métodos foram capazes de atingir velocidades elevadas, mas o CDB conseguiu atingir resultados superiores com maior estabilidade. De igual forma, demonstrou maior capacidade de manter a referência de velocidade sob cargas variáveis, tanto para baixas como altas velocidades. Em relação à tolerância à falha, o controlo histerético apresenta uma vantagem marginal devido à sua simplicidade estrutural e menor dependência de sensores. No que toca ao consumo de corrente, o controlo histerético apresentou melhores resultados, sendo a corrente média deste, 1,5A, mais baixa quando comparada com a corrente média do método CDB, 16,1A. O mesmo se aplica aos valores de pico da corrente, onde o controlo histerético obteve 6,3A e o controlo CDB 27,A. Estes valores foram obtidos em cenários de simulação idênticos para ambos os métodos e esta é uma fragilidade que aparenta ser proveniente do método de reconstrução das correntes.

A tabela 5.2 realiza uma pequena síntese do comparativo dos 2 métodos implementados tendo por base os resultados de simulação e as características debatidas. No que diz respeito ao ruído acústico e vibrações mecânicas do sistema, estas são características impossíveis de parametrizar ou avaliar em simulador, estando dependentes da plataforma de implementação.

Tabela 5.2 - Tabela comparativa dos métodos implementados.

Critério	Controlo Histerético	Controlo Direto por Binário
Modelagem Necessária	Baixa	Alta
Exigência Computacional	Baixa	Elevada
Facilidade de Implementação	Alta	Moderada
Versatilidade	Moderada	Alta
Adequação para Alta Velocidade	Moderada	Elevada
Desempenho Dinâmico	Menos suave	Suave e preciso
Efetividade na redução do Ripple	Fraca	Boa
Resistência à Carga	Média	Alta
Tolerância à Falha	Alta	Média
Consumo de Corrente	Mais baixa e oscilante	Mais elevada e constante

Ambos os métodos apresentam vantagens e desvantagens claras consoante a aplicação desejada. O controlo histerético destaca-se pela sua simplicidade e baixo custo de implementação, podendo ser uma escolha viável para protótipos ou aplicações com baixos requisitos de precisão. Por outro lado, o controlo direto por binário, embora mais exigente em termos computacionais, oferece um desempenho mais robusto e estável, sobretudo em cenários de carga variável e velocidades elevadas. Assim, de acordo com os resultados obtidos, a escolha entre os dois métodos deve ser efetuada de acordo com o contexto da aplicação, equilibrando exigências de desempenho com simplicidade e recursos disponíveis.

Capítulo 6

Implementação Experimental e Validação em Plataforma de Testes

Este capítulo descreve a implementação prática e a validação experimental dos métodos de controlo previamente desenvolvidos em simulação, utilizando uma plataforma de teste composta por uma placa de controlo digital (DSP), um conversor estático trifásico e uma máquina de relutância comutada. Inicia-se com a caracterização da arquitetura experimental, incluindo os principais componentes de *hardware* e respetivas interfaces. Seguidamente, são apresentados os procedimentos de teste e verificação do DSP, com especial enfoque na análise dos tempos de execução, comunicação com periféricos e resposta às variáveis do sistema. A implementação de cada estratégia de controlo é detalhada, evidenciando os desafios associados à discretização, limitações computacionais e sincronização dos sinais de comutação. Por fim, são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos com cada método, sendo efetuada uma análise comparativa com os resultados da simulação, de forma a avaliar o desempenho real, a robustez e a viabilidade da aplicação dos controladores em ambientes industriais.

6.1 - Descrição da Plataforma Experimental

A validação prática dos métodos de controlo desenvolvidos foi realizada numa bancada experimental composta por diversos elementos essenciais à operação, monitorização e aquisição de dados. A estrutura do sistema foi concebida de modo a permitir a implementação direta dos algoritmos de controlo em tempo real, recorrendo a hardware de aquisição e processamento dedicado, sensores de medição, fontes de alimentação e sistemas de carga mecânica, neste caso emulada através de um motor de indução.

A Figura 6.1 ilustra a estrutura geral da bancada experimental, destacando os principais elementos envolvidos e a sua interligação funcional. Esta configuração assegura a robustez, flexibilidade e repetibilidade necessárias para a análise experimental dos controladores propostos.

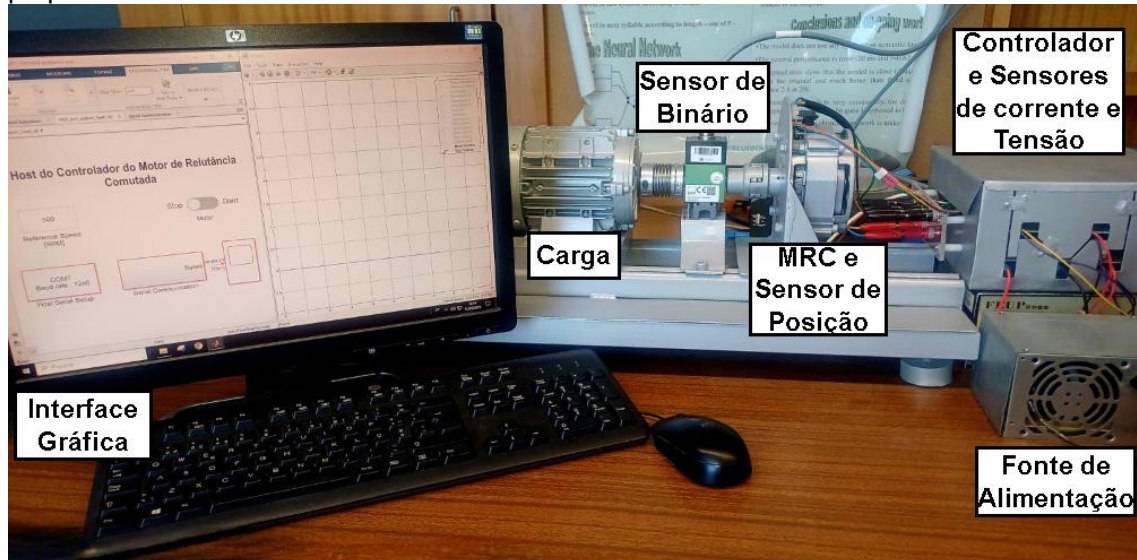


Figura 6.1 - Plataforma experimental.

6.1.1 - Unidade de Processamento e Controlo

O controlo da MRC é realizado por uma placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, da *Texas Instruments*, baseada no microcontrolador TMS320F28379D da família C2000 Delfino. Esta unidade apresenta uma arquitetura de elevado desempenho, sendo equipada com dois núcleos de processamento C28x de 32 bits, com suporte a operações em virgula flutuante e frequência de operação de até 200 MHz por núcleo. Adicionalmente, inclui uma unidade de *Control Law Accelerator*, CLA, dedicada ao processamento paralelo de tarefas de controlo, libertando os núcleos principais para operações de maior complexidade.

Em termos de memória, a placa dispõe de 1 MB de memória *Flash on-chip* para armazenamento do *firmware* e 204 KB de memória *RAM* distribuídos entre os diferentes blocos de execução e buffers temporários. Estas capacidades tornam a plataforma adequada para a implementação de algoritmos de controlo complexos e para a gestão eficiente de tarefas em tempo real.

O microcontrolador encontra-se especialmente vocacionado para aplicações de controlo de motores e conversores de potência, integrando 24 módulos de geração de PWM de alta resolução e 3 módulos QEP que permitem a leitura precisa da posição e velocidade angular do rotor. Estas funcionalidades são essenciais para a implementação das estratégias de controlo por binário e fluxo, bem como para o acionamento eficiente da máquina.

A conversão de sinais analógicos é assegurada por quatro ADC de 12 ou 16 bits, cada um com até 12 canais e capacidade de amostragem simultânea, o que possibilita a leitura coordenada de sinais de corrente e tensão em tempo real. No domínio da comunicação, a plataforma

oferece uma vasta gama de interfaces, incluindo três módulos CAN, quatro módulos SPI, quatro UARTs e duas portas McBSP, bem como suporte a Ethernet, permitindo a integração com sensores, atuadores e redes industriais de comunicação.

O código de controlo é desenvolvido em ambiente *Simulink* e exportado diretamente para a placa através do *Embedded Coder*, permitindo a geração automática de código C otimizado e a sua programação via ligação USB.

6.1.2 - Sensores e Drivers

O sistema de aquisição de variáveis elétricas e mecânicas integra:

- Sensor de binário entre os eixos da carga e do MRC, para medição direta do binário desenvolvido e possível análise do mesmo;
- Sensores de corrente de fase, dois canais integrados no sistema de controlo para monitorização das correntes da máquina;
- Sensores de tensão de fase, quatro canais integrados no conversor, um por cada fase, para monitorização das correntes da máquina;
- Sensores de posição do rotor, acoplados ao eixo da MRC, fornecendo a informação angular essencial para a comutação das fases e permitindo também a obtenção da velocidade de rotação da máquina.

Os sinais captados são condicionados eletronicamente e utilizados para alimentar os algoritmos de controlo e estimadores desenvolvidos.

Os sinais de comando gerados pelo DSP são enviados para uma placa de potência com drivers de comutação integrados, dimensionada para a excitação das bobinas da MRC, de acordo com a lógica de controlo implementada.

6.1.3 - Fonte de Alimentação, Sistema de Carga e Estrutura Mecânica

A alimentação da máquina MRC é assegurada por uma fonte de alimentação DC regulada, conectada a um retificador trifásico ligado à rede. Este sistema fornece a tensão contínua necessária à excitação das fases da máquina.

A carga mecânica é implementada através de um motor de indução trifásico, operado em malha aberta, acoplado mecanicamente à MRC por meio de um acoplamento flexível. Esta configuração permite aplicar uma carga passiva à MRC durante os testes, simulando condições reais de operação sem necessidade de um banco de carga ativo.

6.2 - Preparação para a implementação em hardware

A transição do ambiente de simulação para a execução em tempo real de um sistema de controlo representa um dos momentos mais críticos no desenvolvimento de soluções embebidas. Esta etapa implica não apenas a discretização dos algoritmos de controlo, mas

também a sua adaptação às particularidades do hardware de implementação, incluindo a conectividade entre as diferentes partes do hardware e software.

Neste trabalho, o controlador desenvolvido para a máquina de relutância comutada foi adaptado de forma a ser implementado em tempo real numa plataforma de controlo digital baseada na arquitetura *Texas Instruments F28379D*. A geração de código foi realizada diretamente a partir do modelo *Simulink*, recorrendo ao suporte fornecido pelas ferramentas *Embedded Coder* e *C2000 Support Package* da *MathWorks*. Esta solução de desenvolvimento de código demonstrou-se bastante útil para processo de transição do controlador, assegurando a continuidade entre os resultados obtidos em simulação e a sua replicação em ambiente real. No entanto, também apresentou algumas dificuldades, nomeadamente na configuração e comunicação em tempo real entre os dois CPUs do microcontrolador e o computador *host*.

Nos próximos subcapítulos são abordados alguns dos principais pontos considerados aquando da implementação dos controlos no *hardware*. Para além destes tópicos, a adaptação de cada método será elaborada posteriormente no capítulo correspondente.

6.2.1 - Discretização e Ajustes Temporais

Para garantir uma implementação robusta em tempo real, o controlador foi discretizado e parametrizado com base num tempo de amostragem fixo, de acordo com os requisitos de latência e capacidade de processamento do microcontrolador. A principal alteração realizada foi a passagem do tempo de amostragem do controlo para 10 μ s.

Foi ainda efetuada a substituição de blocos dependentes do tempo contínuo por estruturas discretas baseadas em ciclos de execução periódicos, garantindo previsibilidade e repetibilidade nas decisões de comutação.

Os blocos *Simscape* não são compatíveis com a geração de código através das ferramentas anteriormente descritas pelo que tiveram de ser substituídos por estruturas equivalentes modeladas em *Simulink* puro.

6.2.2 - Gestão de Interrupções e Ciclos de Controlo

A execução do controlo é realizada com recurso a interrupções periódicas, programadas com base em temporizadores internos do microcontrolador. Cada ciclo de controlo é responsável por:

- Aquisição das medições de corrente e posição angular;
- Atualização das variáveis internas do controlador;
- Comunicação com o computador *host*.

A utilização de interrupções temporizadas garante a sincronização precisa entre aquisição e comutação, permitindo manter a estabilidade do sistema mesmo sob variações nas condições de carga.

6.2.3 - Otimizações de Complexidade Computacional

Considerando os recursos limitados disponíveis na execução em tempo real, foram implementadas algumas otimizações no modelo, nomeadamente:

- Simplificação da estrutura de controlo CDB, agrupando funções de estimativa e decisão num único bloco funcional;
- Utilização de tabelas de interpolação pré-processadas para acelerar a estimativa do binário eletromagnético;
- Simplificação do código eliminando operações redundantes ou não determinísticas.

Para além disto, é importante destacar a utilização da unidade de ponto flutuante disponível no microcontrolador, permitindo cálculos matemáticos complexos com maior precisão e eficiência. Este recurso facilitou a implementação dos controladores PI, da estimativa de binário por tabela e de operações como interpolações e divisões, reduzindo o tempo de execução e evitando erros de quantização. Promovendo uma elevada fidelidade numérica.

6.3 - Testes Preliminares ao *Hardware* e DSP

Antes da implementação final do controlo na plataforma experimental, foram realizados testes preliminares com o objetivo de verificar a correta funcionalidade dos principais periféricos do microcontrolador e assegurar a robustez da integração entre *software* e *hardware*. Esta etapa foi fundamental para garantir que a aquisição e transmissão de sinais críticos estivesse corretamente configurada, para que assim as medições sejam fiáveis e o sistema tenha capacidade de resposta adequada às exigências da aplicação em tempo real.

Os principais módulos testados foram as entradas e saídas digitais GPIO's, os conversores ADCs e DACs e os periféricos QEP's. Para além destas verificações foram ainda realizados alguns testes para avaliar a capacidade de cálculo do DSP bem como a comunicação entre os dois CPU's do microcontrolador.

6.3.1 - Verificação dos GPIO

Foram testadas as entradas e saídas digitais programadas para o envio de sinais de comutação para os semicondutores, bem como os sinais de diagnóstico. Para tal foi inicialmente realizado um pequeno teste com o esquemático da Figura 6.2, que permitiu fazer o led da placa piscar a uma frequência previamente definida utilizando o bloco de controlo GPIO.



Figura 6.2 - Sistema de teste do bloco GPIO.

Foi verificada a correspondência entre os pinos configurados em *Simulink* e *pinout* oficial da placa, garantindo a integridade adequada. Neste caso foi configurado o GPIO 34 correspondente ao led vermelho da placa, o teste foi também realizado para ambos os CPU's.

6.3.2 - Teste dos conversores ADCs e DACs

Os conversores ADCs serão posteriormente utilizados para a leitura dos sinais analógicos provenientes dos sensores de corrente e tensão. Nesta fase foi realizado um pequeno teste de comunicação com o esquemático da Figura 6.3. Os DACs, presentes na mesma figura, foram testados como ferramenta auxiliar para validação de variáveis internas do sistema.

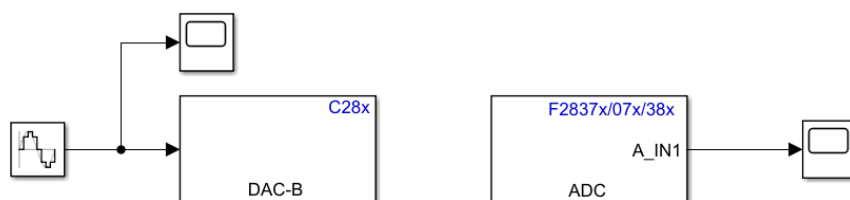


Figura 6.3 - Esquema de teste dos ADCs e DACs.

A linearidade da saída dos DAC's e a sua estabilidade foram analisadas com um osciloscópio, estando o resultado presente na Figura 6.4. Enquanto os ADC's foram visualizados através do bloco *scope* do *Simulink*, resultado presente na Figura 6.5, de modo apurar a fiabilidade de conversão dos mesmos.

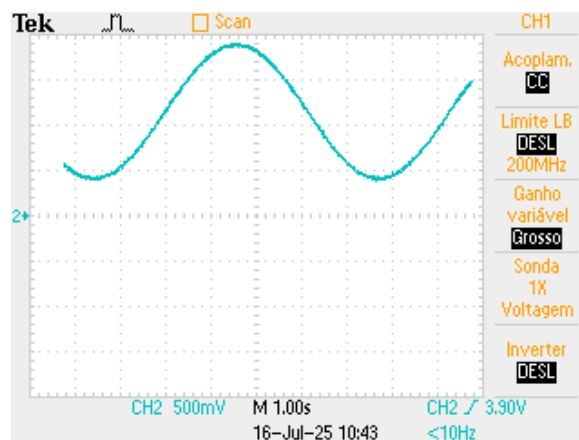


Figura 6.4 - Resultado do conversor ADC.

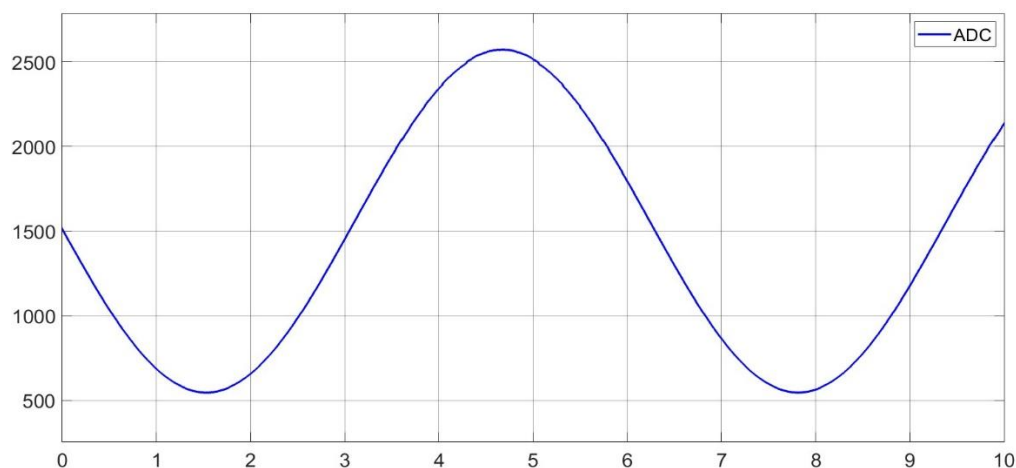


Figura 6.5 - Resultado do conversor ADC.

6.3.3 - Avaliação da Capacidade de Cálculo do DSP

De modo a avaliar a capacidade de cálculo e operações do DSP testou-se o desempenho da mesma sob carga e com a utilização dos blocos GPIO e ADC, de forma a simular uma situação similar com a qual o microcontrolador estará sujeito no sistema. Para tal montou-se o esquema presente na Figura 6.6, que inclui uma parte do raciocínio que será utilizado no controlo direto por binário e fluxo.

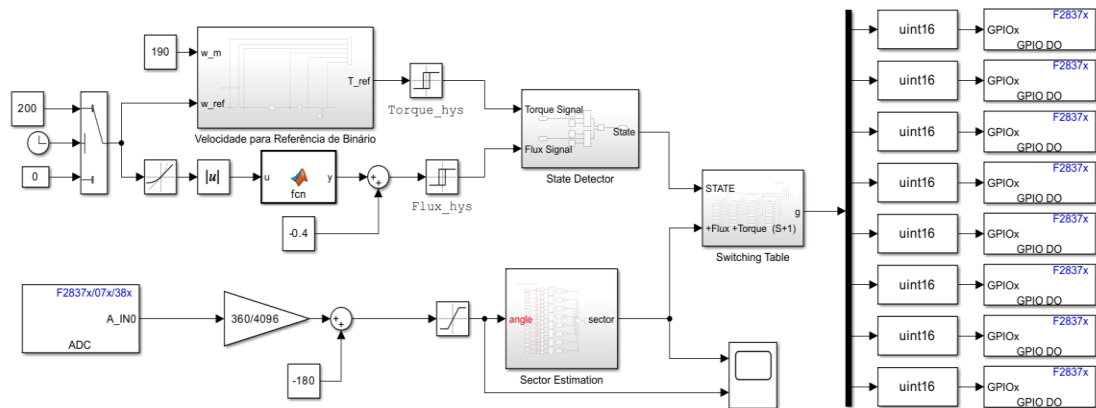


Figura 6.6 - Esquema de teste com base no gerador de comando do método CDB.

Neste teste foi colocada uma onda triangular como *input* através do conversor ADC e observados os *outputs* do comando gerados nos GPIOs 0, 2, 4, 5, 6, 8, 10 e 11 recorrendo ao uso de um osciloscópio.

Na Figura 6.7 pode-se visualizar os sinais presentes no *scope* da Figura 6.6, que incluem o resultado do sinal triangular adquirido através do bloco ADC e também o resultado do bloco estimador de setor. Na Figura 6.8 encontram-se os dois primeiros sinais PWM transmitidos nos GPIOs do esquema da Figura 6.6, validando assim a geração e transmissão dos sinais de comando.

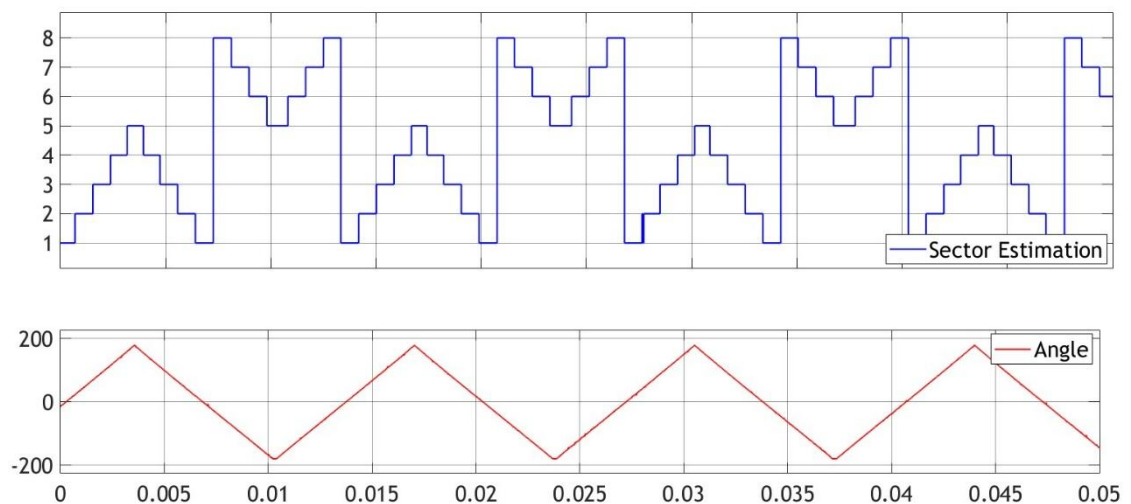


Figura 6.7 - Validação do conversor ADC e do bloco Estimador de Setor.

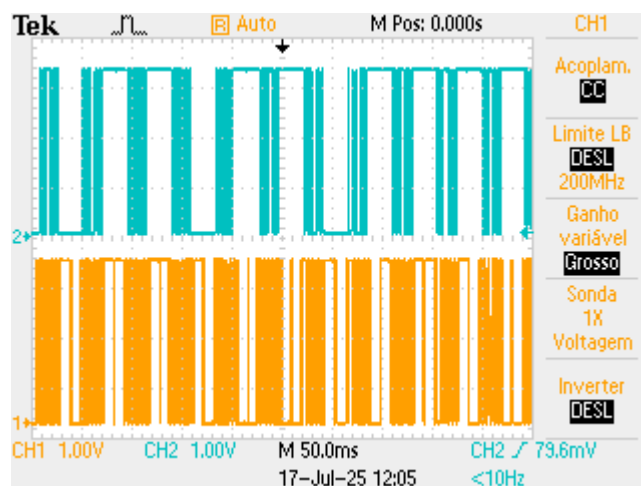


Figura 6.8 - Validação da geração e transmissão dos sinais de comando.

6.3.4 - Validação dos QEP

Os módulos QEP foram testados com o sensor de posição do MRC, para tal o motor foi conectado à placa através do módulo QEP_A e utilizou-se o programa visível na Figura 6.9 para obter a posição do rotor, sentido de rotação e velocidade.

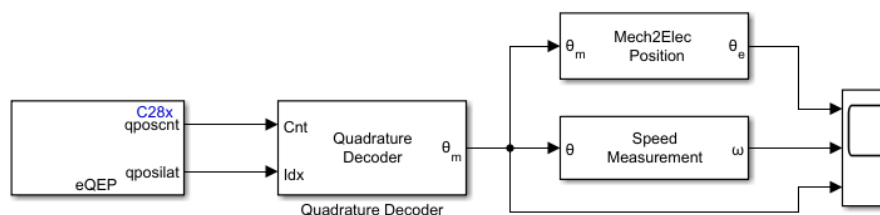


Figura 6.9 - Teste de Funcionamento do Modulo QEP.

Os resultados desta validação são os presentes na Figura 6.10. Onde se pode verificação a detecção de velocidades positivas e negativas, bem como a alteração do sinal de posição em concordância com a velocidade.

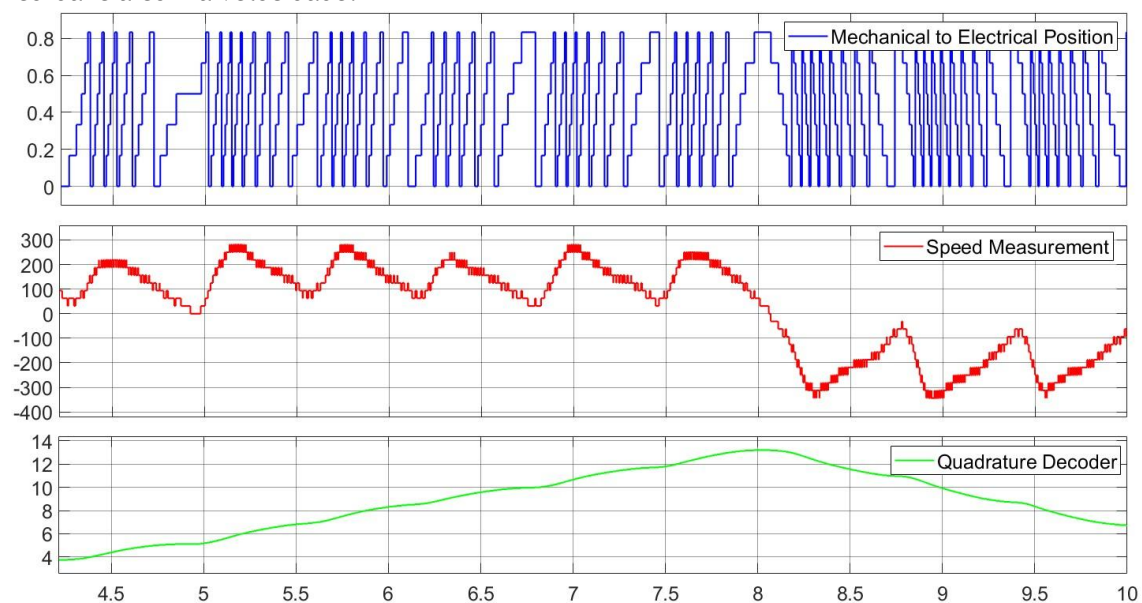


Figura 6.10 - Validação do modulo QEP.

6.3.5 - Comunicação entre CPUs

No caso do uso de múltiplos núcleos, como os dois núcleos presentes no microcontrolador em causa, foram efetuados testes de partilha de dados e sincronização. Para tal foi necessário criar dois ficheiros em separado, um para cada CPU, e desenvolver o esquemático para cada um utilizando a biblioteca já existente no *Simulink*. Estes esquemas podem ser visualizados na Figura 6.11 e 6.12.

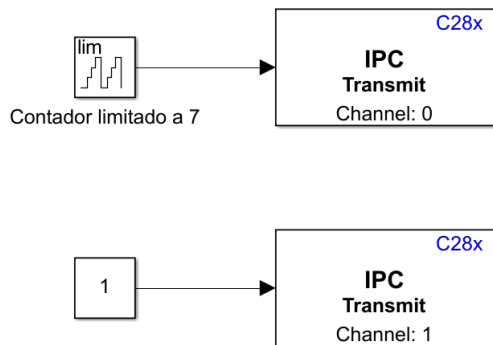


Figura 6.11 - Esquema do CPU transmissor.

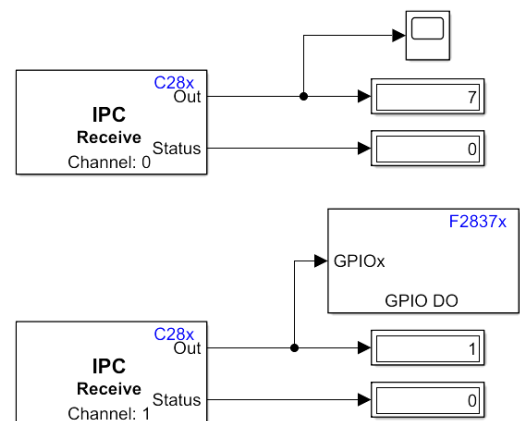


Figura 6.12 - Esquema do CPU recetor.

A comunicação entre os CPUs é feita através de *Inter-Processor Communication*, IPC, recorrendo aos blocos *Simulink* previamente existentes e desenvolvidos para a comunicação entre os dois CPU. Nesta comunicação podem ser seleccionados até 31 canais de comunicação, o bloco de transmissão envia o sinal através do canal seleccionado e o bloco de receção recebe o sinal na saída "Out" do mesmo canal. O bloco de receção possui ainda uma segunda saída denominada de "Status", que indica se a comunicação ocorreu dentro do esperado ou se existiu algum erro e de que tipologia. Na tabela abaixo pode-se visualizar os diferentes tipos de erros que podem ocorrer.

Tabela 6.1 - Tipologia de erros da comunicação IPC.

0	Sem erros
1	Dados não disponíveis
2	Incompatibilidade de tipo de dados
4	Incompatibilidade de comprimento dos dados
6	Incompatibilidade de tipo e comprimento dos dados

Nestes testes, o CPU 1 foi programado como CPU transmissor, enviando dois sinais. Um sinal fruto do e um contador limitado ao valor 7 e um sinal quadrático de amplitude 1 e frequência de 1Hz. O CPU 2 foi definido como recetor. No qual o primeiro sinal pode ser observado através de um *scope*, cujo resultado é visível na Figura 6.13, e o segundo sinal é enviado para o GPIO0

tendo por isso sido analisado em osciloscópio, o resultado do mesmo encontra-se na Figura 6.14.

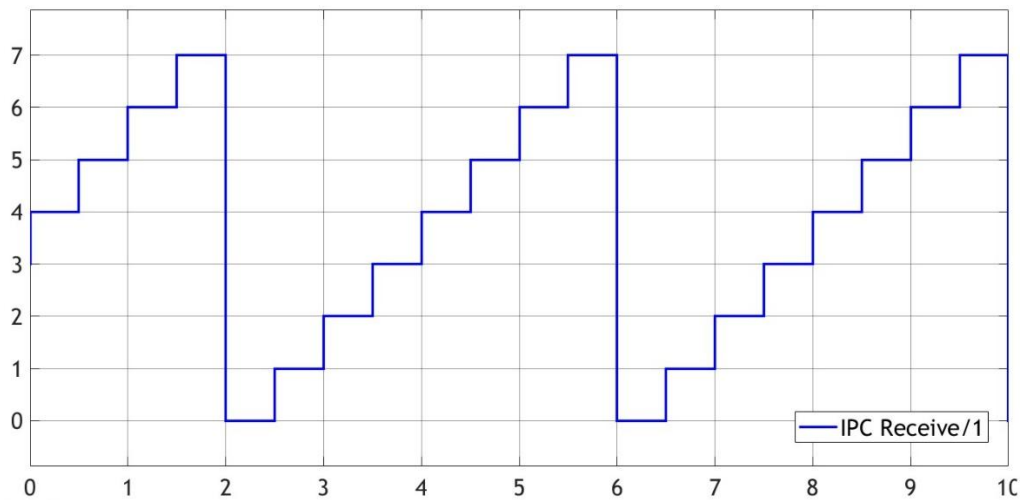


Figura 6.13 - Resultado do sinal do contador transmitido através do canal 1.

Estas comunicações IPC realizadas entre os CPUs utilizam um espaço de memória RAM dedicada especificamente a esta comunicação, de modo a simplificar e otimizar a troca de informação entre os CPUs. Para cada comunicação realizada, uma parte dessa memória é temporariamente utilizada, sendo que o espaço utilizado corresponde ao tamanho da variável a ser transmitida, por exemplo para uma variável *single* será utilizado 32 bits de memória.

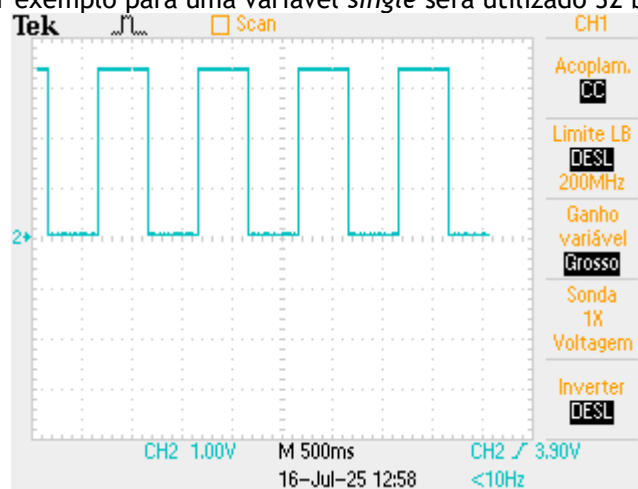


Figura 6.14 - Resultado do sinal quadrático transmitido através do canal 2.

6.4 - Desenvolvimento da interface gráfica e funcional do controlador

A criação e implementação de uma interface que atuasse como *host* no computador local revelou-se essencial para facilitar a interação entre o utilizador e o sistema de controlo embutido na placa DSP. Este ambiente permitiu o envio de comandos de controlo, como velocidade de referência e o sinal de ligar e desligar o controlador, e a receção de dados de monitorização provenientes do sistema, como medições de corrente e tensão, velocidade,

posição do rotor, sinais de controlo dos transístores ou outros sinais, desde que sejam configurados na placa para enviar os mesmos por comunicação série para o *host*, onde o utilizador pode visualizar todos os sinais através do bloco *scope* em tempo real.

Esta abordagem evita a necessidade de reprogramar constantemente o microcontrolador para cada nova condição de teste, permitindo maior flexibilidade, segurança e rapidez no processo de experimental, bem como numa futura utilização contínua.

6.4.1 - Caracterização do *Host* Desenvolvido

O programa desenvolvido foi efetuado através da ferramenta *Matlab/Simulink*, tal como o restante controlar, e encontra-se representado na Figura 6.15. Este programa funciona como interface gráfica e funcional entre o utilizador e a placa de controlo do motor e possui as seguintes funcionalidades principais:

- Definição da velocidade de referência, em rotações por minuto, introduzida diretamente no bloco de entrada;
- Comando para ligar e desligar o motor, através de um botão gráfico de ativação;
- Configuração da comunicação série, com a especificação da porta COM e baud rate de 12 Mbps, garantindo alta velocidade de transmissão de dados;
- Envio dos sinais de controlo para a placa;
- Receção de sinais provenientes da placa para monitorização do sistema, como velocidades medidas, correntes, posição do rotor, sinais de comutação dos transístores internos ou outras várias consideradas úteis.

Host do Controlador do Motor de Relutância Comutada



Figura 6.15 - Interface gráfica e funcional do controlador.

6.4.2 - Método de Comunicação Utilizado

A comunicação entre o *host* e a placa de controlo é realizada através de comunicação série SCI. Este é um método de comunicação serial assíncrona, onde os dados são transmitidos bit a

bit, em sequência, através de um único canal, utilizando a porta COM do computador que se encontra ligada ao controlador. Esta escolha deve-se à sua simplicidade de implementação.

A comunicação foi configurada com um baud rate elevado de 12 Mbps, de forma a permitir a troca de dados em tempo real, essencial para aplicações de controlo de motores. Os sinais de monitorização do sistema são agrupados e codificados em pacotes binários, enviados de forma periódica a partir do CPU dois da placa para o *host*. Os comandos de controlo definidos pelo utilizador através da interface gráfica são enviados sempre que há alterações nos parâmetros de entrada, assegurando que o sistema embarcado recebe os comandos com a mínima latência possível.

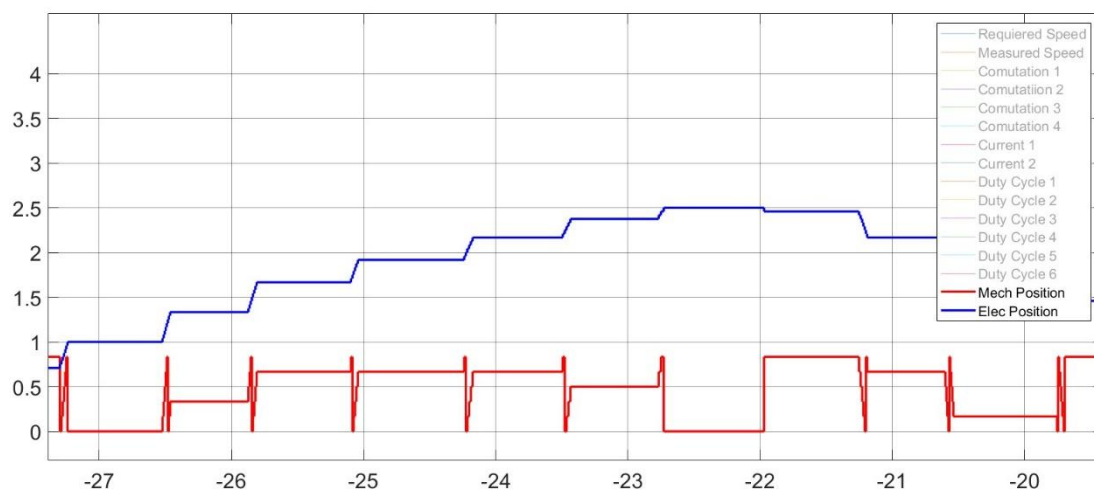


Figura 6.16 - Verificação da comunicação SCI do *host* com a placa de controlo.

Na Figura 6.16 podemos verificar um teste da receção dos sinais de monitorização do sistema no *host*. Nesta figura, visualiza-se a posição mecânica e elétrica, enviadas pela placa de controlo após obterem estes sinais através do sensor de posição do sistema. Estes sinais são analisados através do bloco *scope* da Figura 6.15, e é através da seleção dos sinais na legenda deste bloco que se pode definir aqueles que se pretende visualizar.

6.5 - Implementação do Método histerético

Após a validação da estratégia de controlo por histerese em ambiente de simulação, procedeu-se à sua adaptação para execução em ambiente real, recorrendo à geração automática de código a partir do projeto em Simulink. Esta transição para *hardware* exigiu a adequação de diversos blocos e subsistemas de simulação, garantindo a compatibilidade com os periféricos físicos disponíveis na placa de controlo digital.

6.5.1 - Utilização do Variant Manager

No âmbito deste projeto, foi desenvolvido um único modelo para cada controlador, tanto para a simulação como para a implementação prática. Através da definição de variantes no *Variant Manager* do *Simulink*, foi possível selecionar automaticamente os blocos e subsistemas

adequados a cada ambiente através de uma variável de controlo, que alterna o seu valor entre “sim” ou “codegen”, dependendo se o código será simulado ou executado em *hardware*, respetivamente. Com este método, foi possível manter a lógica de controlo central inalterada, alterando apenas os blocos responsáveis pela aquisição de sensores e envio de sinais, consoante o ambiente de execução.

Esta abordagem permitiu garantir compatibilidade estrutural entre os dois ambientes e reutilizar a estrutura de cada modelo, simplificando o desenvolvimento do mesmo e também a sua utilização. Assim, assegurou-se que os testes e validações realizados em simulação se mantinham consistentes aquando da execução real. Além disso, facilitou a manutenção e escalabilidade do código, centralizando as alterações e reduzindo a duplicação de lógica.

Esta capacidade de alternância transparente entre modos de execução revelou-se crucial para garantir um desenvolvimento modular, validado e progressivo, com grande reaproveitamento do trabalho efetuado previamente em simulação.

6.5.2 - Organização do Processamento entre CPU1 e CPU2

De modo a retirar maior partido da arquitetura do processador selecionado para este projeto, a implementação do controlador em *hardware* foi dividida entre dois processadores presentes neste, no entanto esta implementação em dois núcleos implicou a definição concreta das responsabilidades destes. Na Figura 6.17 encontram-se um esquemático que sintetiza a arquitetura e divisão entre o CPU1, CPU2 e *Host*, juntamente com a plataforma experimental.

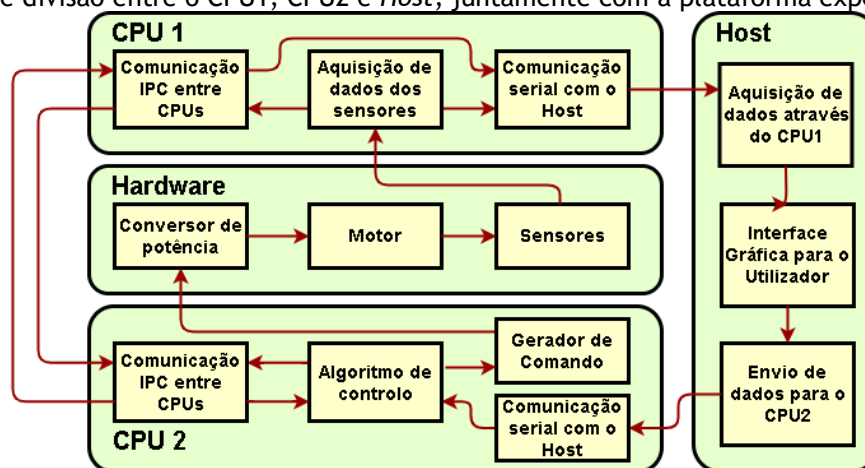


Figura 6.17 - Organização do sistema para o controlador histerético.

O CPU1 ficou responsável pela aquisição dos diferentes sinais dos sensores, o que implica a utilização de dois conversores analógico-digitais para obter os sinais de corrente e a utilização de dois periféricos eQEP, para a leitura da posição e velocidade do rotor. O CPU1 é ainda responsável pelo envio dos dados de monitorização para a interface *host*, através de comunicação série.

No caso do CPU2, este executa o algoritmo de controlo histerético na sua totalidade recebendo a informação dos sensores provenientes do CPU1 e os comandos de controlo da

interface *host*. É também neste CPU2 que se geram e transmitem os sinais PWM para o conversor de potência do motor para controlar as fases deste.

6.5.3 - Comunicação e Integração com os Periféricos

Tendo por base as opções tomadas e explicadas anteriormente para a adaptação do controlador histerético, podemos infligir que o aspeto geral deste se mantenha idêntico ao apresentado na Figura 4.6. Sendo que neste projeto do controlador que se aplica ao CPU2 apenas foram realizadas alterações em alguns blocos, onde foi necessário criar o esquema para implementação prática em paralelo com os esquemas de simulação já criados.

A primeira alteração ocorreu no bloco “*Serial Receive*”, onde se recebem as informações de controlo introduzidas pelo utilizador na interface gráfica. Esta alteração encontra-se representada na Figura 6.18. Desta comunicação recebe-se o valor para a velocidade de referência e a variável de ativação do sistema.



Figura 6.18 - Bloco “*Serial Receive*” no modo de execução em hardware.

Esta variável de ativação é guardada numa variável global do sistema e interfere diretamente no controlador, desabilitando este quando o utilizador pretende de modo a parar o sistema.

Ainda no que diz respeito a esta comunicação do *host* para o CPU2 da placa, foi criada uma interrupção no bloco “*HW Interrupt*”. Esta interrupção apenas influencia o sistema quando este é executado em *hardware* e é responsável por acionar a receção de informação do bloco “*Serial Receive*” apenas quando o utilizador altera a informação de entrada, de modo a diminuir a carga no processador.

Relativamente ao bloco “*Power Converter and Motor - Plant Model*”, este também sofreu alterações de modo a enviar os sinais de controlo para o conversor de potência, através do conjunto de blocos GPIO, e receber os sinais dos sensores obtidos no CPU1. Estas alterações estão representadas na Figura 6.19.

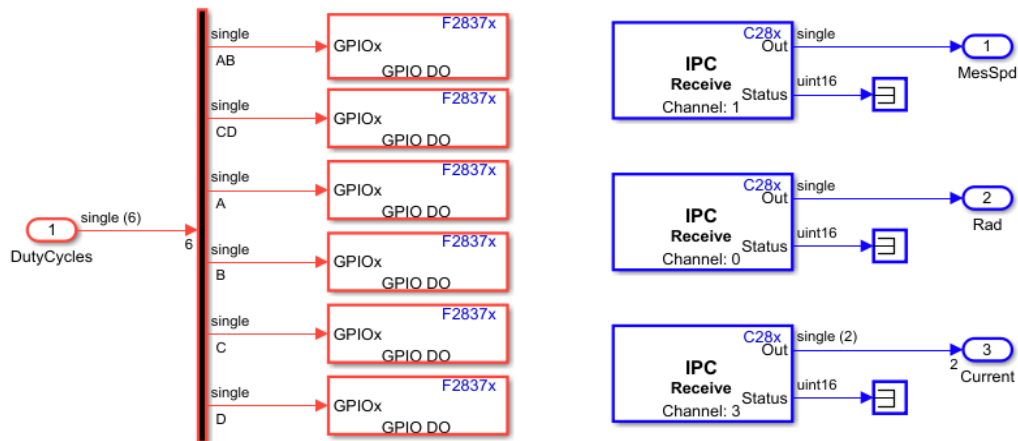


Figura 6.19 - Bloco "Power Converter and Motor - Plant Model" no modo de execução em hardware.

No que diz respeito ao CPU1 foi criado um programa específico em separado do original de modo a permitir que este CPU execute as funções definidas. Na Figura 6.20 é possível visualizar este projeto, igualmente criado em ambiente *Simulink* com recurso a blocos previamente existentes nas bibliotecas disponíveis.

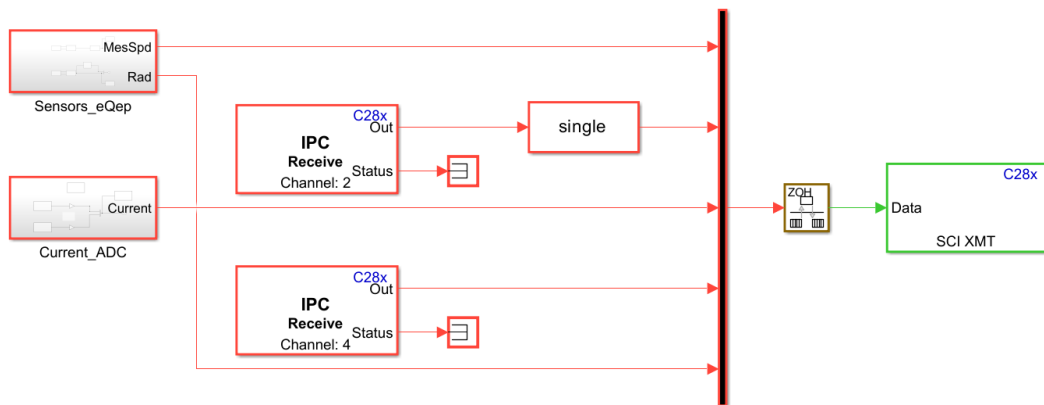


Figura 6.20 - Diagrama *Simulink* para o CPU1 no controlo histerético.

Este CPU recebe sinais do CPU2 responsável pelo controlo, agrupa-os com os sinais obtidos dos sensores e envia-os por comunicação SCI para a interface gráfica de modo a permitir a monitorização do sistema. Para além disto, O subsistema *Sensors_eQEP* inclui o raciocínio para obtenção da velocidade e da posição do rotor através dos periféricos eQEP1 e eQEP2, tal como visível na Figura 6.21.

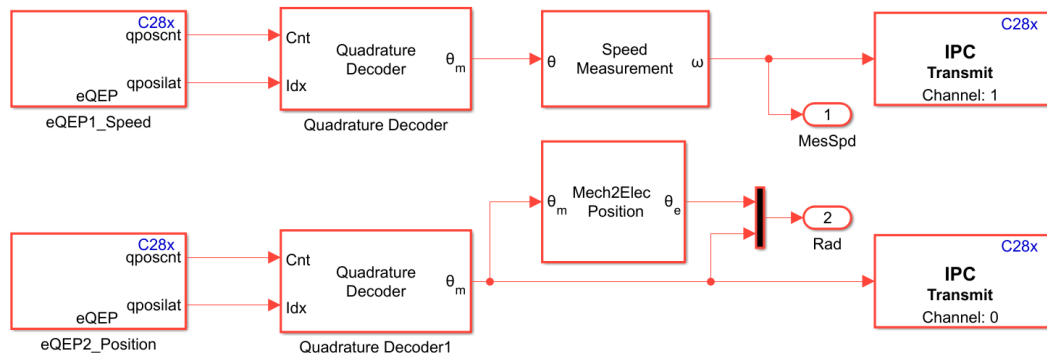


Figura 6.21 - Subsistema *Sensors_eQEP*.

O motivo para a utilização de dois sensores separados para a posição e corrente, deve-se com o facto que o sensor de posição interno do motor, ideal para a leitura de posição devido ao correto alinhamento do mesmo com o rotor, não apresenta detalhe suficiente para efetuar uma leitura de velocidade suficiente para o sistema. Por esse motivo a velocidade é medida com um sensor dedicado e acoplado ao rotor na parte externa do motor.

E o subsistema *Current_ADC* é responsável pela aquisição dos sinais de correntes através dos dois sensores implementados no sistema, como se pode observar na Figura 6.22.

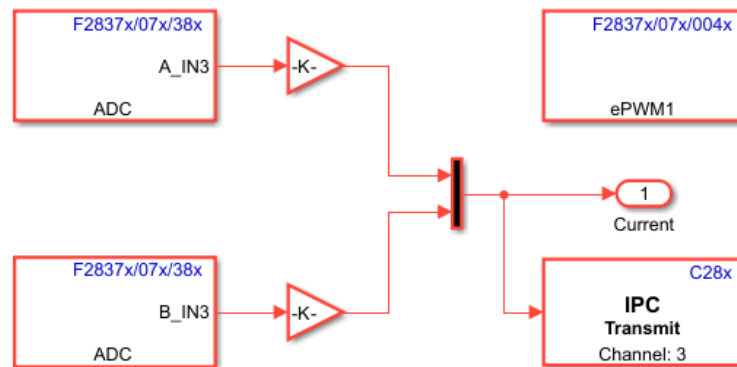


Figura 6.22 - Subsistema *Current_ADC* do método histerético.

Os módulos ADCs utilizados foram o A e B, ambos utilizando a entrada 3 de cada módulo. Para configurar corretamente os ADCs foi também necessário utilizar uma interrupção, neste caso foi definida para tal a utilização do ePWM1, que configurado corretamente leva os sensores de corrente a efetuarem as medições num período temporal definido e constante, evitando medições repetitivas e excesso de carga no processador. Ao sinal recebido dos módulos ADC foi necessário aplicar um ganho de modo a compensar a transformação realizada durante a conversão. Este ganho segue a seguinte expressão:

$$K = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (6.1)$$

Onde V_{ref} é tensão das entradas digitais da placa, que neste caso é 3.3V, e n é o número de bits para que os ADCs estão configurados, no nosso projeto é 12 bits.

6.6 - Implementação do Método CDB

Após o desenvolvimento e simulação de ambos os métodos de controlo e a adaptação experimental do método histerético realizada, seguiu-se a fase de implementação do método de controlo direto do binário e do fluxo em ambiente real.

Para este processo foi adotada uma abordagem semelhante à já realizada no método histerético, recorrendo à geração automática de código a partir do projeto em Simulink e à utilização da ferramenta *Variant Manager* de modo a permitir utilizar o mesmo projeto em ambiente de simulador ou em ambiente experimental. A utilização deste recurso foi realizada

tal como explicado no subcapítulo anterior para o método histerético, simplificando assim o processo de implementação deste método.

6.6.1 - Organização do Processamento entre CPU1 e CPU2

Tal como na implementação do método histerético, para a implementação do método de controlo por binário e fluxo também foi retirado partido de ambos os CPUs do microcontrolador. Na Figura 6.23 pode-se visualizar um fluxograma que sintetiza a organização entre os CPUs, computador *Host* e a plataforma experimental.

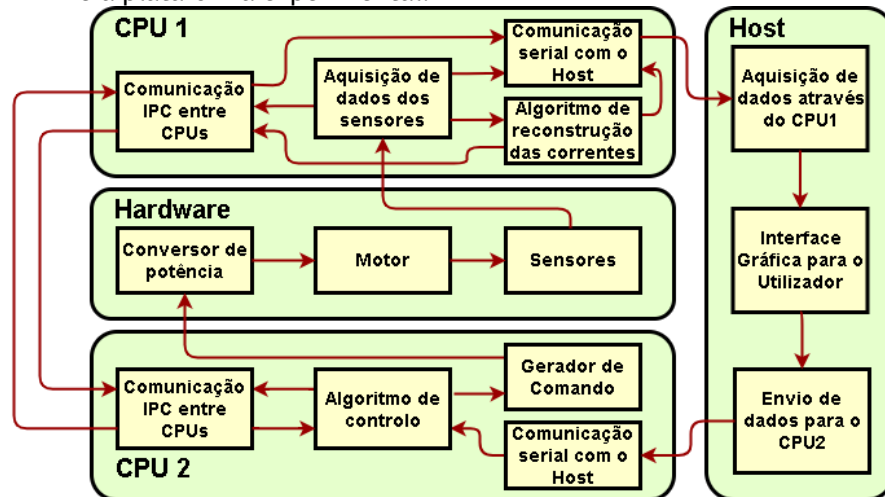


Figura 6.23 - Organização do sistema para o controlador DTC.

A organização entre os CPUs mantém-se idêntica à anteriormente apresentada para o método histerético, sendo o CPU 1 responsável pela aquisição de dados e comunicação com o computador *Host*, através de comunicação série, o CPU 2 é responsável pela realização do algoritmo de controlo e geração do sinal de comando e o *Host* é responsável pela realização da interface com o utilizador e monitorização dos dados de controlo.

As principais alterações relativamente à organização do método histerético estão relacionadas com o CPU1. Neste método o CPU1 ficou igualmente responsável pela aquisição dos sinais de tensão e binário do motor, necessário para a realização do método CDB. Também foi definido que será no CPU1 que o processo de reconstrução das correntes irá ocorrer, diminuindo o número de sinais a enviar para o CPU2, pois as correntes de fase e a posição do rotor apenas são utilizadas para a reconstrução da corrente, deste modo o controlador é distribuído de um modo mais equilibrado entre os CPUs.

6.6.2 - Comunicação e Integração com os Periféricos

As comunicações efetuadas para a integração do método de controlo direto do binário e do fluxo com os periféricos foram maioritariamente iguais às explicadas anteriormente para o método histerético, principalmente no que diz respeito a interações com o ambiente *Host*, comunicações entre CPUs, obtenção dos sinais de velocidade e posição e envio dos sinais de controlo para o conversor de potência.

A primeira grande diferença a implementar neste método foi a obtenção dos sinais de tensão por fase através de conversores analógico digitais, estando esta comunicação explícita na Figura 6.24 que representa o subsistema *Voltage_ADC* criado especificamente para este método. O módulo ADC utilizado foi o C, utilizando as entradas 2, 3, 4 e 5. Para configurar corretamente o ADC foi novamente necessária uma interrupção, neste caso foi definida para a utilização do ePWM2, que, corretamente configurado, comando os sensores de tensão de modo a efetuarem umas medições num período temporal definido e constante. Apesar de as 4 entradas pertencerem ao mesmo ADC, estas realizam as medições separadamente, devido à existência de uma pré configuração no Matlab que cria um comportamento de multiplexador nas entradas do mesmo ADC. Deste modo, procurou-se diminuir o ruído causados pela ligação de vários sinais no mesmo periférico ADC, ainda assim, foi também aplicado um bloco *Dead Zone* em cada medição de modo a retirar possíveis valores indesejados medidos.

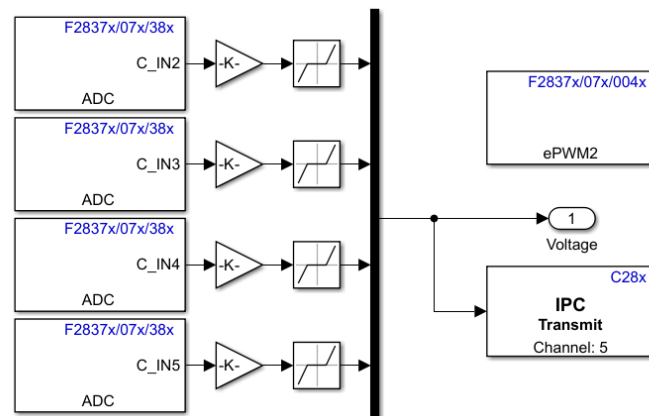


Figura 6.24 - Subsistema *Voltage_ADC*.

Para além destes também foi acrescentada a medição do binário instantâneo do motor através de um sensor analógico, que careceu novamente da utilização de ADCs. Este foi configurado utilizando o modulo ADC A e as suas entradas 0 e 1, sendo que a medição obtida através deste sensor é diferencial, ou seja, o valor real do binário do motor é o resultado da diferença das duas medições realizadas. O subsistem construído para a realização deste processo encontra-se na Figura 6.25. Este modulo está configurado com a interrupção ePWM1, de modo a sincronizar as leituras do Binário e da Corrente, visto que usam o mesmo periférico ADC.

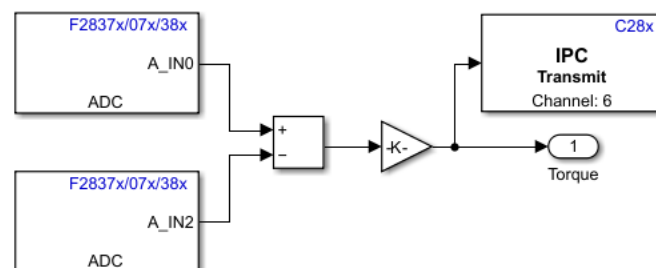


Figura 6.25 - Subsistema *Torque_ADC*.

Tal como nos ADCs utilizados para a obtenção dos sinais de corrente, estes também necessitam que lhes seja aplicado um ganho de modo a compensar a conversão realizada. Este ganho é igualmente calculado através da equação 6.1, sendo a tensão das entradas digitais da placa na mesma de 3.3V e o número de bits para que os ADCs estão configurados igualmente 12.

O processo de medição da corrente manteve-se idêntico, no entanto, dentro do subsistema Current_ADC foi acrescentado o algoritmo necessário para a reconstrução das correntes, tal como referido anteriormente. Assim, o novo subsistema pode ser visualizado na Figura 6.26.

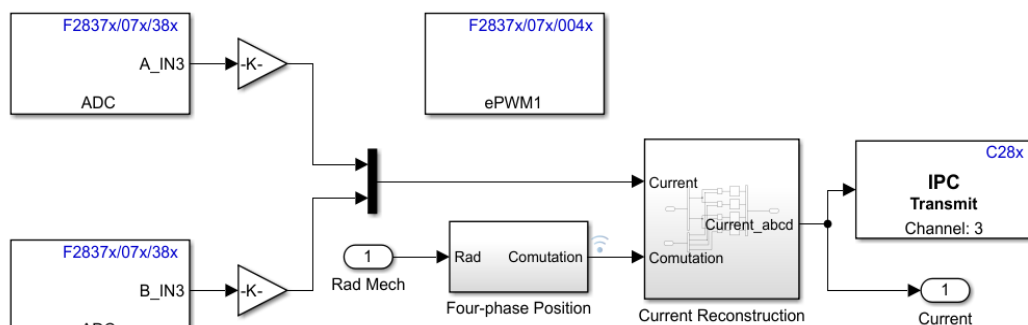


Figura 6.26 - Subsistema *Current_ADC* do método CDB.

6.7 - Análise das Vantagens da Estrutura Implementada

A estrutura adotada para o desenvolvimento e validação do sistema de controlo baseou-se numa divisão modular, distribuída e integrada, com claras vantagens ao nível da escalabilidade e eficiência do ciclo de desenvolvimento, como por exemplo a facilidade de adaptação do controlo durante as fases de teste do mesmo em ambiente laboratorial. Esta abordagem foi possível graças à utilização de um único modelo Simulink comum à fase de simulação e à fase de implementação no hardware, potenciando o uso de ferramentas como o *Variant Manager*, o uso coordenado de dois núcleos de processamento do microcontrolador TI F28379D e a presença de um ambiente Host dedicado ao controlo e supervisão do sistema.

A reutilização total do modelo de controlo, devido à utilização de um único projeto base, com variações definidas no *Variant Manager*, permite manter uma estrutura de código e blocos partilhada entre os cenários de simulação pura e implementação experimental. Isto reduz significativamente os erros de transcrição entre ambientes, assegura maior consistência nos testes e encurta os ciclos de validação e afinação.

A existência de dois núcleos no F28379D permite a divisão de tarefas e possibilita a distribuição da carga computacional. Enquanto o CPU1 assume tarefas de comunicação como a aquisição de dados sincronizada e comunicação com o host, o CPU2 pode ser alocado para operações principais do controlador e geração do sinal de comando. Esta separação reduz a latência e melhora a robustez do sistema e frente a possíveis adversidades.

A presença de um ambiente Host dedicado à monitorização e controlo em tempo real, através de comunicação série, permite a alteração de parâmetros de operação, recolha de dados e visualização em tempo real durante a experiência. Esta capacidade é fundamental para testes experimentais, nomeadamente na validação do desempenho dinâmico, afinação dos controladores e deteção de comportamentos não lineares ou inesperados.

A combinação entre *Embedded Coder*, *Simulink Real-Time*, *Variant Manager* e o suporte nativo ao F28379D acelera significativamente o processo de geração de código, respetiva compilação, carregamento no hardware e posterior teste, reduzindo a complexidade do processo. Desta forma, alterações feitas ao modelo podem ser propagadas para o *firmware* de forma quase imediata, permitindo iteração rápida com *feedback* direto da planta.

A sincronização da aquisição de sinais analógicos com o ciclo de controlo, realizada com base em *timers* internos do microcontrolador e blocos específicos para sincronização, contribui para melhorar a qualidade da realimentação e a estabilidade do sistema. Esta característica é essencial em motores com dinâmicas rápidas, como é o caso das máquinas de relutância comutada.

A estrutura modular e parametrizável permite a rápida adaptação do projeto a outras topologias de controlo, outros tipos de máquinas ou diferentes estruturas de hardware. Isto torna a abordagem especialmente vantajosa em contexto de investigação.

Em síntese, esta abordagem integrada permite uma transição quase transparente entre os domínios de simulação e implementação real, contribuindo para uma engenharia de controlo mais eficiente, fiável e válida com base em resultados experimentais reprodutíveis.

Capítulo 7

Conclusão

Neste capítulo são apresentadas as principais conclusões retiradas do trabalho desenvolvido, com destaque para os resultados obtidos e as soluções encontradas face aos desafios técnicos enfrentados. Adicionalmente, são sugeridas direções futuras que visam melhorar e aprofundar os métodos de controlo propostos, bem como explorar novas abordagens para otimização e validação experimental.

7.1 - Conclusões Finais

Ao longo desta dissertação, foi efetuado um estudo aprofundado sobre o controlo de Motores de Relutância Comutada, comparando duas abordagens distintas, o controlo por histerese de corrente e o controlo direto por binário e fluxo. A investigação procurou não apenas implementar estas estratégias num ambiente de simulação realista, como também transpor as mesmas para uma plataforma experimental, tirando partido das funcionalidades do ambiente *Matlab* e *Simulink* para a geração do algoritmo em código C e implementação do mesmo no microcontrolador *Texas Instruments LAUNCHXL-F28379D*.

O trabalho revelou-se particularmente exigente na adaptação do sistema de controlo às especificidades da máquina em estudo. Embora o motor fosse de quatro fases, o sistema de acionamento apenas disponibilizava seis sinais de comando e dois canais de medição de corrente, o que exigiu a reformulação completa da lógica de controlo e aquisição originalmente concebida para uma arquitetura de oito sinais de comando e quatro sensores. Foi necessário desenvolver e validar algoritmos de reconstrução de correntes de fase, assegurando que os dados obtidos a partir de apenas dois sensores permitissem uma estimativa coerente e confiável das quatro correntes de fase necessárias ao controlo eficaz do motor. Esta limitação impôs desafios significativos de modelação, sincronização e estabilidade num sistema em tempo real,

sendo superada através de uma implementação cuidada e modular, que quando implementada para a plataforma experimental foi repartida entre os dois núcleos do processador.

A utilização do *Variant Manager* permitiu a reutilização do mesmo projeto entre os ambientes de simulação e execução real, reduzindo erros, simplificando a manutenção e acelerando o desenvolvimento. O computador local que proporciona o controlo da bancada experimental, operando via comunicação série, garante uma monitorização eficaz das variáveis principais, como velocidade, binário e correntes de fase, e sendo essencial para a análise e validação dos resultados.

A análise comparativa entre os dois métodos em ambiente de simulação demonstrou que o controlo histórico apresenta um tempo de resposta rápido e robustez perante variações bruscas de carga, à custa de maiores oscilações no binário e corrente. Por sua vez, o método CDB mostrou uma operação mais suave e eficaz, com uma melhor gestão do binário aplicado, mas exigindo maior capacidade computacional e rigor na estimação de variáveis internas. O desenvolvimento de ambos os métodos em paralelo possibilitou a constante comparação de resultados e teste de algoritmo, uma vez que o método histerético é tipicamente mais simples e de fácil implementação atuou como comparativo para o principal método em estudo, o método de controlo direto por binário e fluxo. Em todo o caso, ambos os métodos demonstraram potencial, sendo a escolha entre eles dependente do perfil da aplicação e dos objetivos de desempenho estabelecidos para cada aplicação.

No conjunto, o trabalho desenvolvido proporciona uma abordagem coerente, estruturada e extensível para o desenvolvimento de metodologias de controlo para motores MRC, permitindo a transição natural de ambientes de simulação para sistemas experimentais reais e abrindo caminho para investigações mais avançadas no domínio da eletrónica de potência e controlo de máquinas não convencionais.

A abordagem adotada ao longo desta dissertação, baseada numa estrutura modular, reutilizável e adaptável entre ambientes de simulação e implementação, revela-se igualmente aplicável a outros sistemas de acionamento elétrico, como motores de indução ou motores síncronos. A separação clara entre as camadas de controlo, estimadores e interface com o hardware permite uma transição eficiente para diferentes topologias de máquina, bastando adaptar os modelos específicos e as estratégias de comutação ou modulação correspondentes. Esta flexibilidade torna o método desenvolvido uma base sólida para projetos futuros em controlo de acionamentos elétricos.

7.2 - Trabalho Futuro

Com base na experiência adquirida e nos resultados obtidos, identificam-se diversos caminhos de evolução para este trabalho. Em primeiro lugar, a lógica de reconstrução das correntes de fase poderá ser melhorada de modo a permitir uma maior individualização das

correntes sobrepostas e exclusão das correntes de desmagnetização. Deste modo tornaria passível a utilização de um dos métodos de controlo de binário estudado.

No âmbito do controlo CDB, destaca-se como oportunidade futura a integração de um controlo adaptativo ou preditivo, que ajuste dinamicamente os mapas de fluxo e binário com base em condições operacionais reais, incluindo variações térmicas, envelhecimento ou desvio de parâmetros. O uso de técnicas baseadas em *machine learning* pode também ser explorado para aumentar a precisão dos estimadores.

Por fim, a nível da plataforma experimental, a transição para hardware foi estudada, elaborada e demonstrada no presente documento. No entanto, devido a limitações na plataforma não foi possível realizar testes ao controlador na sua totalidade, apenas foram testados sistemas de forma isolada. Como tal, seria relevante validar a totalidade dos métodos implementados em cenários reais, tirando partido da plataforma experimental existente, onde exigências de fiabilidade, segurança e eficiência são primordiais.

Referências

- [1] M. Fernando Sequeira Pereira, A. Mamede, and R. Esteves Araújo, “Switched Reluctance Motor Drives: Fundamental Control Methods”, *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*. IntechOpen, Sep. 09, 2020. doi: 10.5772/intechopen.90476.
- [2] P. Sousa Melo and R. E. Araújo, “Switched Reluctance Motor Modeling and Loss Estimation Review”, *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*. IntechOpen, Sep. 09, 2020. doi: 10.5772/intechopen.92228.
- [3] J. V. Rodrigues, “*Controlo do Binário do Motor de Relutância Comutada*”, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2024.
- [4] A. Camila Ferreira Mamede, J. Roberto Camacho, and R. Esteves Araújo, “Review of Rotary Switched Reluctance Machine Design and Parameters Effect Analysis”, *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*. IntechOpen, Sep. 09, 2020. doi: 10.5772/intechopen.92409.
- [5] B. Gecer, N. F. O. Serteller and A. Ak, “Understanding a Switched Reluctance Motor Control and Analysis Methods Using Matlab/simulink”, 2021 IEEE World Conference on Engineering Education (EDUNINE), Guatemala City, Guatemala, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/EDUNINE51952.2021.9429155.
- [6] D. Xiao, S. R. Filho, G. Fang, J. Ye and A. Emadi, "Position-Sensorless Control of Switched Reluctance Motor Drives: A Review", in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 1, pp. 1209-1227, March 2022, doi: 10.1109/TTE.2021.3110867.
- [7] G. Fang, F. P. Scalcon, D. Xiao, R. P. Vieira, H. A. Gründling and A. Emadi, "Advanced Control of Switched Reluctance Motors (MRC): A Review on Current Regulation, Torque Control and Vibration Suppression", in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 280-301, 2021, doi: 10.1109/OJIES.2021.3076807.
- [8] V. Petrus, “*Switched reluctance motors for electric vehicle propulsion: comparative numerical and experimental study of control schemes*”, Ph.D. dissertation, École Polytechnique de Bruxelles - Electromécanicien, Université Libre de Bruxelles, Brussels, Belgium, 2012. URL: <http://hdl.handle.net/2013/ULB-DIPOT:oai:dipot.ulb.ac.be:2013/209575>
- [9] C. Gan, Y. Chen, Q. Sun, J. Si, J. Wu and Y. Hu, "A Position Sensorless Torque Control Strategy for Switched Reluctance Machines With Fewer Current Sensors," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 26, no. 2, pp. 1118-1128, April 2021, doi: 10.1109/TMECH.2020.3017864.
- [10] L. Ge, J. Zhong, J. Huang, N. Jiao, S. Song and R. W. De Doncker, "A Novel Model Predictive Torque Control of MRC With Low Measurement Effort," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 4, pp. 3561-3570, April 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3179564.
- [11] H. Cheng, H. Chen, e Z. Yang, "Average torque control of switched reluctance machine drives for electric vehicles," *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 5, pp. 459-468, May 2015. doi: 10.1049/iet-epa.2014.0424.
- [12] B. Bilgin, J. W. Jiang, e A. Emadi, Eds., “*Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications*”, 1st ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2018. doi: 10.1201/9780203729991.

- [13]B. Bilgin *et al.*, "Making the Case for Switched Reluctance Motors for Propulsion Applications," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 7, pp. 7172-7186, July 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.2993725.
- [14]H. Xia, H. Diao, X. Zhu, e Q. Cao, "Simulation of Switched Reluctance Motor with an optimized Direct Torque Control minimizing Torque Ripple," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2469, no. 1, p. 012015, 2023. doi: 10.1088/1742-6596/2469/1/012015.
- [15]D. F. Valencia, R. Tarvirdilu-Asl, C. Garcia, J. Rodriguez and A. Emadi, "A Review of Predictive Control Techniques for Switched Reluctance Machine Drives. Part I: Fundamentals and Current Control," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 1313-1322, June 2021, doi: 10.1109/TEC.2020.3047983.
- [16]D. F. Valencia, R. Tarvirdilu-Asl, C. Garcia, J. Rodriguez and A. Emadi, "A Review of Predictive Control Techniques for Switched Reluctance Machine Drives. Part II: Torque Control, Assessment and Challenges," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 1323-1335, June 2021, doi: 10.1109/TEC.2020.3047981.
- [17]M. Pereira and R. E. Araújo, "Model-Free Finite-Set Predictive Current Control With Optimal Cycle Time for a Switched Reluctance Motor," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 8, pp. 8355-8364, Aug. 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3222629.
- [18]N. Yan, X. Cao and Z. Deng, "Direct Torque Control for Switched Reluctance Motor to Obtain High Torque-Ampere Ratio," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5144-5152, July 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2870355.
- [19]M. D., S. D. Samithas, P. K. Balachandran, e S. Selvarajan, "Experimental analysis of enhanced finite set model predictive control and direct torque control in MRC drives for torque ripple reduction," *Scientific Reports*, vol. 14, no. 1, p. 16805, Jul. 2024. doi: 10.1038/s41598-024-65202-1.
- [20]R. Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications", 1st ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2001. doi: 10.1201/9781420041644.
- [21]C. Bharatiraja, M. Deepak and M. Krishnamurthy, "Performance Comparison of Enhanced Model Predictive Control and Model Predictive Direct Torque Control in MRC Drives," *2024 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITEC60657.2024.10599071.
- [22]S. Pratapgiri, P. P. V. Narsimha, "Direct torque control of 4 phase 8/6 switched reluctance motor drive for constant torque load", *2012 World Journal of Modelling and Simulation*, 8.3: 185-195.
- [23]L. E. Santo, M. Pereira and R. E. Araújo, "A Comparative Study of Torque Estimation Algorithms for Switched Reluctance Motors," *2023 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Milan, Italy, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/VPPC60535.2023.10403261.
- [24]R. B. Inderka and R. W. A. A. De Doncker, "High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1040-1045, July-Aug. 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.814579.
- [25]B. H. Jeong, K. Y. Lee, J. D. Na, G. B. Cho and H. L. Baek, "Direct torque control for the 4-phase switched reluctance motor drives," *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Nanjing, China, 2005, pp. 524-528 Vol. 1, doi: 10.1109/ICEMS.2005.202584.
- [26]Gan, C., Wu, J., Sun, Q., Yang, S., Hu, Y. and Jin, L., "Low-cost direct instantaneous torque control for switched reluctance motors with bus current detection under soft-chopping

- mode", 2016 IET Power Electronics, 9: 482-490. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0370>
- [27] A. Gholaminejad, S. Dhale and B. Nahid-Mobarakeh, "Evaluation of Direct Torque Predictive Control for MRC with Reduced Computation Resources," *2024 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Naples, Italy, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/ESARS-ITEC60450.2024.10819800.
- [28] A. Emadi, Y. J. Lee and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2237-2245, June 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922768.
- [29] M. Thirumalasetty and G. Narayanan, "High-Performance Torque Controller for Switched Reluctance Machine," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 60, no. 5, pp. 6923-6937, Sept.-Oct. 2024, doi: 10.1109/TIA.2024.3403974.
- [30] D. Mohanraj, J. Gopalakrishnan, B. Chokkalingam and J. O. Ojo, "An Enhanced Model Predictive Direct Torque Control of MRC Drive Based on a Novel Modified Switching Strategy for Low Torque Ripple," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 12, no. 2, pp. 2203-2213, April 2024, doi: 10.1109/JESTPE.2023.3343732.
- [31] L. Ge, B. Burkhart and R. W. De Doncker, "Fast Iron Loss and Thermal Prediction Method for Power Density and Efficiency Improvement in Switched Reluctance Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 6, pp. 4463-4473, June 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2922937.
- [32] J. Chowdhury, G. Kumar, K. Kalita, P. Kakoti and S. K. Kakoty, "Design, Modeling and Analysis of Transverse Flux Linear Switched Reluctance Actuator Using Decoupled Flux Method," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 61, no. 4, pp. 6272-6280, July-Aug. 2025, doi: 10.1109/TIA.2025.3547699.
- [33] J. Cai, X. Dou, A. David Cheok, Y. Yan and X. Zhang, "Overview of the Direct Torque Control Strategy in Switched Reluctance Motor Drives," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 11, no. 1, pp. 1617-1628, Feb. 2025, doi: 10.1109/TTE.2024.3408647.
- [34] X. Guo, S. Zeng, R. Zhong and W. Hua, "High-Precision Injection Current Sampling Scheme for Direct Drive Low-Speed Position Sensorless Control of Switched Reluctance Machine," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 11, pp. 13754-13765, Nov. 2024, doi: 10.1109/TIE.2024.3366219.
- [35] X. Sun, J. Wu, G. Lei, Y. Guo and J. Zhu, "Torque Ripple Reduction of MRC Drive Using Improved Direct Torque Control With Sliding Mode Controller and Observer," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 9334-9345, Oct. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3020026.
- [36] F. Wang, Y. Wei, J. Rodriguez and C. Garcia, "State-of-Art, Development, and Challenges of Model-Free Predictive Control on Motor Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 8, pp. 10846-10864, Aug. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2025.3559514.

Anexo A

Framework de Desenvolvimento para Sistemas Embarcados em Simulink

O presente anexo descreve o ambiente de desenvolvimento utilizada ao longo deste trabalho para o controlo do motor de relutância comutada e aquisição de dados experimentais. Esta *framework* é construída em *MATLAB/Simulink*, à qual se integram várias bibliotecas e ferramentas específicas para suporte de hardware embarcado, particularmente da família *Texas Instruments C2000*. Este ecossistema permite a geração automática de código a partir de modelos de alto nível em *Simulink*, facilitando a implementação de algoritmos de controlo em tempo real.

1. Instalação da Plataforma MATLAB/Simulink

O primeiro passo consiste na instalação do *MATLAB* e *Simulink*, disponíveis através da *MathWorks*. Para este projeto, foi utilizada a versão *MATLAB R2024b*, embora outras versões recentes com suporte a código embarcado possam ser compatíveis. Durante o processo de instalação, devem obrigatoriamente ser selecionados os seguintes *Add-Ons* e *bibliotecas*, essenciais para a integração com sistemas embarcados:

- *Simulink* - Ambiente de modelação e simulação baseado em blocos.
- *Embedded Coder* - Permite a geração de código C otimizado a partir de modelos *Simulink*, necessária para implementar o controlo em hardware real.
- *Simulink Coder* - Ferramenta base para a geração de código a partir de modelos *Simulink*.
- *MATLAB Coder* - Necessária para a geração de código C a partir de funções *MATLAB* utilizadas em blocos do tipo *MATLAB Function*.

- *C2000 Support Package for Texas Instruments - Add-on* específico que permite compilar, transferir e testar código diretamente em microcontroladores C2000 da *Texas Instruments*, incluindo periféricos de controlo e aquisição de dados.

A instalação de qualquer um destes *Support Packages* pode ser feita a partir da interface do MATLAB.

2. Code Composer Studio

O *Code Composer Studio* (CCS) é o ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) da *Texas Instruments* necessário para a compilação e depuração de código nos microcontroladores C2000. Embora o processo de geração de código seja automatizado através do *Embedded Coder* e *Simulink*, o CCS deve estar corretamente instalado para fornecer as ferramentas de compilação e os ficheiros de suporte ao dispositivo alvo.

A versão recomendada é CCS v12.0 ou superior e a sua instalação pode ser efetuada a partir do site oficial da *Texas Instruments*. Durante a instalação, deve ser selecionado o suporte à família *C2000 Real-Time MCUs*.

3. C2000Ware

O *C2000Ware* é o pacote de software da *Texas Instruments* que contém bibliotecas, exemplos, drivers e documentação essencial ao funcionamento dos microcontroladores da série *C2000*. Este pacote deve ser instalado separadamente e devidamente referenciado no ambiente *Simulink* para permitir a correta inclusão de periféricos como *ADCs*, *PWMs*, *GPIOs* e *timers* no processo de geração de código.

As principais funções deste software resumem-se a permitir acesso a bibliotecas de baixo nível para controlo de hardware, fornecer exemplos de configuração de periféricos ao utilizador e possibilitar a compatibilidade com o *Embedded Coder* para geração de código.

4. Configuração da Comunicação e Aquisição de Dados

Após a instalação de todas as ferramentas, o modelo em *Simulink* deve ser configurado para comunicar com o microcontrolador da série *C2000*. Os passos principais incluem:

- Seleção do modelo de hardware no *Simulink*, através do menu *Model Settings > Hardware Implementation*, no caso do projeto documento, a Launch-pad F28379D;
- Configuração do modelo para geração de código, através do menu *Model Settings > Code Generation*, escolher como sistema alvo o *Embedded Coder* com suporte para o DSP específico;
- Utilização de blocos de aquisição e atuação, tais como: *ADC blocks*, *PWM blocks*, *GPIO blocks*, *ePWM Timebase Sync*, entre outros;
- Utilização dos blocos “*To Workspace*” e “*Scope*” para registar as variáveis internas durante a simulação. Em modo embarcado, os dados podem ser enviados para o *host*

via SCI ou utilizando os blocos de *External Mode*, permitindo a visualização em tempo real.

5. Processo Típico de Desenvolvimento

No que diz respeito ao fluxo de trabalho utilizado ao longo do processo de desenvolvimento e implementação experimental, este foi o seguinte:

1. Modelação do controlador em *Simulink* com todos os blocos de lógica de controlo, aquisição e atuação;
2. Testes em modo de simulação offline, usando modelos do motor em ambiente *Simulink*;
3. Geração de código automático com recurso ao *Embedded Coder*;
4. Transferência do código para o microcontrolador via CCS.
5. Testes em tempo real com a plataforma física (motor, conversor, sensores), monitorizando as variáveis de controlo e adquirindo dados via *External Mode* ou comunicações SCI.

Anexo B

Geração da Tabela do Estimador de Binário

Para o desenvolvimento do método de controlo direto por binário e fluxo, foi necessária a criação de algoritmos para a estimação do binário, tal como explicado no subcapítulo 4.4.

Deste modo, o seguinte excerto de código MATLAB implementa a construção da tabela de binário eletromagnético (Bin) em função do ângulo elétrico e da corrente de fase, sendo esta uma etapa fundamental no método de controlo direto por binário. A tabela é obtida a partir de dados do fluxo de fase (ψ) em diferentes condições de corrente (i_{ph}) e posição angular (θ), permitindo assim interpolar o binário desenvolvido em qualquer ponto da malha de controlo.

A estrutura condicional implementada assegura que os valores de binário sejam corretamente atribuídos nas regiões crescentes e decrescentes do fluxo. Após a criação da matriz Bin, é aplicada uma interpolação cúbica (*spline*) para suavizar os dados e reduzir o ripple introduzido por discretizações, resultando numa superfície contínua e mais precisa para utilização no estimador de binário em tempo real.

```

1. %AUTOR: Henrique Silva
2. %LOCAL : Porto, Portugal
3.
4. i_max = 60; % Aumento da resolução angular para 1°
5. j_max = 7;
6. Bin = zeros(j_max, i_max+1);
7. bin_th = zeros(1, i_max+1);
8.
9. % Criar vetor de ângulos com maior resolução
10. th_res = linspace(0, 60, i_max+1);
11.
12. for y = 1:i_max
13.     th_index = round(y * (600 / i_max)); % Ajustar índice para resolução maior
14.     bin_th(y+1) = th(th_index+1);
15. end
16.
17. ang = 0;
18. ang_old = 0;
19. flux = 0;
20. flux_old = 0;
21.
22. for j = 1:j_max
23.     flux_old = psi(j,1);
24.     ang_old = 0;
25.

```

```

26.   for i = 1:i_max
27.       ang_index = round(i * (600 / i_max)) + 1;
28.       flux = psi(j, ang_index);
29.       ang = th(ang_index);
30.
31.       delta_ang = deg2rad(ang - ang_old);
32.       if delta_ang == 0
33.           T = 0;
34.       else
35.           T = iph(j) * (flux - flux_old) / delta_ang;
36.       end
37.
38.       if i < (i_max/2) + 1
39.           Bin(j, i) = T;
40.       elseif i > (i_max/2)
41.           Bin(j, i+1) = T;
42.       end
43.
44.       flux_old = flux;
45.       ang_old = ang;
46.   end
47. end
48.
49. % Aplicar interpolação cúbica para suavizar valores
50. for j = 1:j_max
51.     Bin(j, :) = interp1(th_res, Bin(j, :), th_res, 'spline');
52. end

```

Anexo C

Função MATLAB para Definição do Fluxo de Referência

O código apresentado corresponde a uma função MATLAB incorporada num bloco “*MATLAB Function*” do *Simulink*, cuja finalidade é gerar dinamicamente o valor do fluxo de referência a aplicar ao controlador de corrente do motor. Esta função define uma relação entre a velocidade do motor (variável de entrada u) e o nível de fluxo magnético desejado (y), implementando uma lógica escalonada com base em faixas de velocidade, tal como foi explicado no subcapítulo 4.4.

```

1. function y = fcn(u)
2.
3.     if u > 0 && u < 450
4.         y = 0.4;
5.
6.     elseif u >= 450 && u < 750
7.         y = 0.36;
8.
9.     elseif u >= 750 && u < 1000
10.        y = 0.32;
11.
12.    elseif u >= 1000
13.        y = 0.25;
14.
15.    elseif u <= 0 && u > -450
16.        y = 0.4;
17.
18.    elseif u <= -450 && u > -750
19.        y = 0.36;
20.
21.    elseif u <= -750 && u > -1000
22.        y = 0.32;
23.
24.    elseif u <= -1000
25.        y = 0.25;
26.
27.    else
28.        y = 0;
29.
30.    end
31.
32. end

```