



UNIVERSIDADE DE
COIMBRA



David Emanuel Ramos Duarte

IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DE UM SISTEMA DE TRAÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores na área de especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz e apresentada ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra.

Maio de 2019



UNIVERSIDADE DE
COIMBRA

FACULDADE
DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA

Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Implementação e teste de um sistema de tração para veículos elétricos

David Emanuel Ramos Duarte

Membros do júri

Presidente: Jaime Baptista dos Santos

Orientador: Sérgio Manuel Ângelo da Cruz

Vogal: André Manuel dos Santos Mendes

Mai de 2019

Agradecimentos

Agradeço desde já ao meu orientador de dissertação, Prof. Doutor Sérgio Cruz pela orientação e apoio prestado, pelas sugestões pertinentes, ensinamentos transmitidos e pelo nível de exigência que colocou neste trabalho, o que permitiu retirar o máximo proveito ao longo da realização deste trabalho.

Quero agradecer à minha família, principalmente aos meus pais, pelo apoio incondicional e enorme compreensão, carinho, paciência durante todo o percurso académico. Agradeço aos meus tios pela preocupação e disponibilidade para ajudar. Também à minha avó, que sempre me apoiou durante toda a minha vida e ainda mais nesta longa e dura jornada estando sempre presente e pronta a dar um conselho.

Gostaria de manifestar o meu agradecimento ao Instituto de Telecomunicações – Pólo de Coimbra, por todos os materiais e espaços disponibilizados durante a realização deste trabalho.

Um agradecimento especial a todos os meus colegas de laboratório, que sempre se mostraram disponíveis para ajudar. Não me posso esquecer ainda do meu grande amigo Tiago Couto, que se mostrou sempre disponível para ajudar de alguma forma, nem que fosse apenas com momentos de descontração e distração. Agradeço também aos meus grandes amigos do Lunch & Co. por nesta fase final estarem sempre prontos a proporcionar momentos de descontração e diversão.

Quero ainda agradecer aos meus amigos do secundário, que me acompanham já há algum tempo e que me apoiaram nos melhores e piores momentos.

Por fim, agradeço aos meus amigos/as e colegas da Universidade, que fizeram destes anos, os melhores da minha vida; sem eles não teria sido o mesmo.

David Duarte

Resumo

O principal objetivo deste trabalho consistiu no desenvolvimento, implementação e teste, tanto a nível de hardware como de software, de um sistema de tração do veículo elétrico do IT - Pólo de Coimbra, baseado num motor síncrono de relutância (SynRM), e comandado a partir da plataforma de controlo digital dSPACE MicroAutobox II.

O Capítulo 1, de forma introdutória, expõe um enquadramento geral do tema no qual o trabalho se desenvolveu. É apresentada a história dos veículos elétricos e o seu desenvolvimento ao longo do tempo, destacando as principais vantagens face às alternativas existentes no mercado, que evidenciam a motivação para a realização deste trabalho. É ainda abordado o projeto no qual está inserida a dissertação, destacando os principais componentes utilizados, desde o SynRM, o sistema de controlo preditivo utilizado e a plataforma Microautobox II, explicando quais as razões que levaram à sua utilização.

É efetuada, no Capítulo 2, uma caracterização do modelo do motor utilizado, destacando as suas principais vantagens comparativamente a outros motores convencionais existentes na indústria. Nesta secção, são também apresentados detalhes relativos à sua construção, estrutura e fenómenos de saturação magnética e saturação magnética cruzada, bem como as consequências que estes fenómenos impõem no sistema de controlo.

O principal objetivo do Capítulo 3 consiste na apresentação da estratégia de controlo utilizada no acionamento elétrico do veículo, justificando a opção pela estratégia implementada e apresentando-a de forma detalhada.

O Capítulo 4 introduz a plataforma de controlo Microautobox II definindo-a e apresentando-a com as diferentes placas que a constituem. Aborda as especificações inerentes de cada placa, apresentando todas as alterações realizadas no modelo de controlo, construído previamente em ambiente Simulink, de modo a fazer corresponder os blocos implementados no modelo com as entradas e saídas utilizadas, para o correto funcionamento do sistema de tração.

Inicialmente no Capítulo 5 é apresentada a montagem experimental, de modo a identificar os diferentes componentes do sistema de tração, no entanto o principal foco deste capítulo recai na apresentação dos resultados obtidos a partir dos diferentes ensaios realizados.

Para concluir, segue-se o capítulo 6 onde são expostas as conclusões deste trabalho, acompanhadas de sugestões de implementações futuras.

Palavras Chave: Veículo Elétrico, Modelo de Controlo Preditivo, Microautobox II, Motor Síncrono de Relutância, Sistema de Tração.

Abstract

The main objective of this work is the development, implementation and test, at the level of both hardware and software, of the traction drive system of the electric vehicle of IT – Polo de Coimbra, based on a synchronous reluctance motor (SynRM), and commanded with a dSPACE MicroAutobox II digital control platform.

Chapter 1, of introductory nature, sets out a general framework of the theme on which the work has been developed. This chapter presents the history of electric vehicles and their development over time, highlighting the main advantages over the alternatives in the market, which show the motivation to carry out this work. It is also approached the project in which the thesis is inserted, highlighting the main components used, from the SynRM, such as the predictive control system used and the platform Microautobox II, explaining the reasons that led to its use.

In Chapter 2 is performed a characterization of the SynRM model used, highlighting some of its main advantages compared to other conventional motors in the industry. In this section, details are also presented concerning their construction and structure and phenomena of magnetic saturation and cross-magnetic saturation, as well as the consequences they have on the control system.

The main goal of Chapter 3 is to present the control strategy used in the traction drive of the electric vehicle, justifying the option for the implemented strategy and presenting it in detail.

Chapter 4 introduces the Microautobox II control platform by defining and presenting it with the different boards that constitute it. It discusses the inherent specifications of each board, presenting all the changes made in the control model, previously built in Simulink environment, in order to match the blocks implemented in the model with the inputs and outputs used, for the correct operation of the traction system.

Initially in Chapter 5 the experimental setup is presented, in order to identify the different components of the traction system, however the main focus of this chapter lies in the presentation of the results obtained from the different tests performed.

To conclude, chapter 6 presents the conclusions of this work, accompanied by suggestions for future implementations.

Keywords: Electric Vehicle, Model Predictive Control, Microautobox II, Synchronous Reluctance Motor.

Índice

Índice	v
Índice de Figuras	vii
Índice de Tabelas	x
Lista de Símbolos.....	xi
Acrónimos	xiii
1. Introdução	1
1.1. Enquadramento	1
1.2. Motivação e Objetivos da Dissertação	3
2. Motor Síncrono de Relutância	5
2.1. História, Construção e Funcionamento do SynRM	5
2.2. Modelo Matemático do SynRM	8
2.2.1 Modelo Matemático Geral do SynRM	8
2.2.2 Efeitos da Saturação Magnética e Saturação Magnética Cruzada.....	10
3. Controlo Preditivo de Corrente do SynRM.....	15
3.1. Introdução ao Controlo Preditivo	15
3.2. Controlo Preditivo de Corrente com Minimização de Corrente	17
3.2.1 Descrição Geral do Controlo Preditivo de Corrente.....	17
3.2.2 Estimador de Posição com Injeção de Sinais de Alta Frequência.....	19
4. Implementação do Controlo na Microautobox II	23
4.1. Microautobox II.....	23
4.2. Interface do Modelo de Controlo em Simulink	26
4.2.1 Placa 1511	27
4.2.2 Placa 1553	33
5. Resultados Experimentais	39
5.1. Esquema da Montagem Experimental	39
5.2. Procedimento de Arranque do Sistema de Tração.....	42
5.3. Estimação da Posição Inicial do Rotor	46

5.4.	Funcionamento com Carga a Velocidade Nula	47
5.5.	Funcionamento em Vazio	49
5.6.	Rampa de Aceleração	50
5.7.	Funcionamento com Travagem Regenerativa	51
5.8.	Funcionamento em Marcha-Atrás	53
6.	Conclusão e Trabalho Futuro	55
6.1	Conclusão	55
6.2	Trabalho Futuro	56
	Referências	57
	Anexo A – Especificações da Microautobox II	62
	Anexo B – Implementação do Modelo de Controlo	63
	Anexo C – Ligações dos Diversos Componentes na Microautobox II	65
	Anexo D – Principais Componentes do Acionamento Elétrico.....	67

Índice de Figuras

Fig. 1.1 - Esquema geral dos componentes que constituem o VE	4
Fig. 2.1 - Motor síncrono de relutância [20].	5
Fig. 2.2 - Estatores dos motores MI e SynRM, respetivamente [22].	6
Fig. 2.3 - SynRMs laminados transversalmente: a) Geometria; b) linhas de fluxo do eixo d; c) linhas de fluxo do eixo q; d) eixos de referência [7].	6
Fig. 2.4 - Tipos de rotor do SynRM: a) rotor de polos salientes simples; b) rotor laminado axialmente; c) rotor laminado transversalmente [24].	7
Fig. 2.5 - Circuito equivalente do SynRM, em eixos dq [29].	9
Fig. 2.6 - Representação dos eixos utilizados ao longo do trabalho [33].	10
Fig. 2.7 - Definição de indutâncias aparentes e incrementais [38].	13
Fig. 2.8 - Valores medidos dos parâmetros L^{app} e L^{inc} do SynRM usado nos ensaios laboratoriais: a) valores das indutâncias L_d^{app} e L_q^{app} ; b) valores das indutâncias l_d^{inc} e l_q^{inc} ; c) valores das indutâncias l_{dq}^{inc} e l_{qd}^{inc} [36].	14
Fig. 3.1 - Princípio de funcionamento do MPC [42].	16
Fig. 3.2 - Diagrama de blocos do controlo preditivo de corrente com minimização de corrente [41].	17
Fig. 3.3 - a) Inversor trifásico de 2 níveis; b) Vetores de tensão gerados à saída do inversor [14]	18
Fig. 3.4 - Método de processamento de sinal usado na estimação da posição do rotor.	21
Fig. 4.1 - Estrutura e design da Microautobox II [17].	23
Fig. 4.2 - Constituição da Microautobox II com identificação das diferentes placas.	24
Fig. 4.3 - Biblioteca ou blocksets utilizados na interface Simulink, correspondentes às placas: a) 1511; b) 1553.	26
Fig. 4.4 - Fichas conectoras ZIF que se ligam às placas de controlo, 1511 e 1553, presentes na Microautobox II.	27
Fig. 4.5 - Layout da pinagem das fichas conectoras da Microautobox II [48].	28
Fig. 4.6 - Bloco correspondente à saída digital.	29
Fig. 4.7 - Bloco correspondente à entrada digital.	29
Fig. 4.8 - Ilustração da rede CAN composta por 2 condutores, CAN_High e CAN_Low, tendo resistências de 120Ω em ambas as extremidades [49].	30
Fig. 4.9 - Resistências de terminação do tipo SMD 0805, aplicadas na placa 1511.	30

Fig. 4.10 - Formato das mensagens CAN com o comprimento em bits de cada campo [52].	31
Fig. 4.11 - Exemplos dos blocos de transmissão, recepção e configuração geral, respectivamente, utilizados no protocolo de comunicação CAN inserido no modelo de controlo.	32
Fig. 4.12 - Layout dos contactos existentes na ficha conectora da placa 1553 da Microautobox II [50].	34
Fig. 4.13 - Bloco que interliga as placas via software.	35
Fig. 4.14 - Representação do bloco específico para o encoder correspondente à entrada digital utilizada nesta placa.	35
Fig. 4.15 - Bloco correspondente às entradas analógicas.	35
Fig. 4.16 - Curvas características do binário desenvolvido pelo motor em função da tensão de saída dos pedais de aceleração e travagem.	36
Fig. 4.17 - Curva característica que relaciona o binário desenvolvido durante a travagem com a velocidade do rotor, na qual T_x depende do valor do pedal do travão.	37
Fig. 5.1 - Representação do diagrama de blocos do sistema de tração.	39
Fig. 5.2 - Acionamento elétrico do veículo: 1- Placa de distribuição de sinais, 2- Motor Síncrono de Relutância, 3- Inversor.	40
Fig. 5.3 - Placa de Distribuição de Sinais provenientes da Microautobox II.	41
Fig. 5.4 - Fluxograma correspondente ao processo de arranque do sistema de tração.	45
Fig. 5.5 - Onda de corrente de alta frequência injetada segundo o eixo q .	46
Fig. 5.6 - Resultados experimentais obtidos nos ensaios relativos à determinação da posição inicial do rotor sem encoder: a) Posição angular do rotor real e estimada; b) Erro entre a posição angular real e estimada.	47
Fig. 5.7 - Resultados experimentais relativos ao SynRM com rotor travado e com carga variável no tempo: a) Velocidade real; b) Binário eletromagnético estimado e de referência; c) Valor do pedal do acelerador; d) Correntes de fase do motor.	48
Fig. 5.8 - Resultados experimentais com o SynRM a funcionar em vazio a velocidade constante: a) Velocidade real; b) Binário eletromagnético estimado e de referência; c) Correntes de alimentação do motor.	49
Fig. 5.9 - Resultados experimentais do arranque do SynRM: a) Velocidade do SynRM; b) Binário eletromagnético; c) Valor de tensão fornecido pelo pedal do acelerador; d) Corrente de alimentação na fase a; e) Tensão no barramento DC.	50

Fig. 5.10 - Resultados experimentais de travagem regenerativa: a) Velocidade do SynRM; b) Binário eletromagnético; c) Valor de tensão fornecido pelo pedal do acelerador; d) Corrente de alimentação na fase a; e) Tensão no barramento DC.....	52
Fig. 5.11 - Resultados experimentais do ensaio de marcha-atrás: a) Velocidade do SynRM; b) Binário eletromagnético; c) Valor de tensão fornecido pelo pedal do acelerador; d) Corrente de alimentação na fase a.....	54
Fig. A.1 - Especificações presentes na plataforma de controlo Microautobox II [47].	62
Fig. A.2 - Visão geral do modelo implementado.....	63
Fig. A.3 - Visão específica da injeção do sinal de alta frequência.....	63
Fig. A.4 - Visão geral do sistema de controlo implementado.....	64
Fig. A.5 - Visão específica do processamento de ISAF para estimação da posição inicial do rotor.....	64
Fig. A.6 - Caixa com: placa de distribuição de sinais; placa emissora de sinais digitais para os IGBT's através de fibra ótica; tracobpower para alimentação das diferentes placas de +/-15 V....	67
Fig. A.7 - Inversor constituído por: Circuito de medição e acondicionamento de sinais.; IGBTs e respetivos drivers; Barramento DC composto por um condensador de 970 μ F; Contactores e fusível.....	67
Fig. A.8 - Motor SynRM acoplado á caixa de velocidades do veículo.....	68
Fig. A.9 - Plataforma de controlo em tempo real Microautobox II que se encontra colocada atrás do porta-luvas.....	68
Fig. A.10 - Estator e rotor do motor ABB de 11 kW utilizado.....	69

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Entradas e saídas presentes na MicroAutoBox II utilizada neste trabalho.	25
Tabela 2 - Entradas/saídas utilizadas na placa 1511.	27
Tabela 3 - Variáveis transmitidas e recebidas pela MicroAutobox no protocolo CAN, com o valor correspondente no campo de identificação da mensagem.....	32
Tabela 4 - Entradas/saídas utilizadas na placa 1553.	33
Tabela 5 - Parâmetros do SynRM.	41
Tabela 6 - Identificação das ligações presentes nas fichas conectoras da Microautobox II.	65
Tabela 7 - Layout das fichas conectoras com os diferentes tipos de entradas/saídas referentes à placa 1511 da Microautobox II [58].....	66
Tabela 8 - Layout das fichas conectoras com os diferentes tipos de entradas/saídas referentes à placa 1553 da Microautobox II [61].....	66

Lista de Símbolos

B	Coeficiente de atrito viscoso do motor	N.m.s/rad
J	Momento de inércia do rotor e carga do motor	kg.m ²
K_p	Ganho proporcional do controlador	
K_i	Ganho Integral do controlador	
L_d, L_q	Indutâncias de magnetização dos enrolamentos estatóricos do motor, em eixos dq	H
L^{app}	Indutância aparente do motor	H
L_d^{app}, L_q^{app}	Indutâncias aparentes do motor, em eixos dq	H
$L_{dq}^{app}, L_{qd}^{app}$	Indutâncias aparentes cruzadas	H
L^{inc}	Indutância incremental do motor	H
$\hat{L}_{dhfi}^r, \hat{L}_{qhfi}^r$	Indutâncias de alta frequência dos enrolamentos estatóricos do motor no sistema de eixos dq estimado	H
R_s	Resistência elétrica dos enrolamentos estatóricos do motor	Ω
T_{em}	Binário eletromagnético desenvolvido pelo motor	N.m
T_L	Binário de carga aplicado ao motor	N.m
f_{fhi}	Frequência dos sinais injetados de alta frequência	Hz
i_{ds}, i_{qs}	Correntes elétricas de alimentação do motor, em eixos dq	A
$\hat{i}_{ds}, \hat{i}_{qs}$	Correntes estatóricas estimadas, em eixos dq	A
i_{ds}^p, i_{qs}^p	Correntes estatóricas previstas, em eixos dq	A
i_{ds}^*, i_{qs}^*	Valor de referência das correntes estatóricas, em eixos dq	A
\hat{i}_{hfi}	Vetor espacial da corrente elétrica de alta frequência num referencial estacionário	A
i_{inj}	Amplitude da corrente elétrica de alta frequência injetada no motor	A
i_α, i_β	Correntes estatóricas num referencial estacionário	A
l_d^{inc}, l_q^{inc}	Indutâncias incrementais do motor, em eixos dq	H
$l_{dq}^{inc}, l_{qd}^{inc}$	Indutâncias incrementais cruzadas	H

p	Número de pares de polos do motor	
v_{ds}, v_{qs}	Tensões de alimentação do motor, em eixos dq	V
$v_{dhfi}^{\hat{r}}$	Componente da tensão de alta frequência nos enrolamentos estatóricos do motor segundo o eixo d estimado	V
\underline{v}_s	Vetor espacial da tensão de alimentação do motor	V
$\underline{v}_{\alpha\beta}$	Vetor espacial da tensão do estator num referencial estacionário	V
ξ	Razão de saliência do SynRM	
θ_e	Angulo elétrico do rotor	rad
$\hat{\theta}_e$	Posição angular elétrica do rotor estimada com o algoritmo ISAF	rad
θ_{err}	Erro entre a posição real do rotor e a posição estimada	rad
ψ_{ds}, ψ_{qs}	Fluxos estatóricos do motor, em eixos dq	Wb
Ω_m	Velocidade angular mecânica de rotação do rotor	rad/s
ω_e	Velocidade angular elétrica do rotor	rad/s

Acrónimos

CAN	<i>Controller Area Network</i>
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set MPC</i> – Controlo Preditivo Baseado em Modelos de Estados Contínuos
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i> – Controlo Direto de Binário
FCS-MPC	<i>Finite Control Set MPC</i> – Controlo Preditivo Baseado em Modelos de Estados Finitos
FOC	<i>Field Oriented Control</i> – Controlo por Orientação do Campo
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada
IPMSM	<i>Interior Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes Internos
ISAF	Injeção de Sinais a Altas Frequências
MI	Motor de Indução
MCI	Motor de Combustão Interna
MPC	<i>Model Predictive Control</i> – Controlo Preditivo Baseado em Modelos
MTPA	<i>Maximum torque per ampere</i> – Máximo Binário por Ampére
PI	<i>Proportional integral</i> – Proporcional e Integral
SynRM	<i>Synchronous reluctance motor</i> – Motor Síncrono de Relutância
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> – Distorção Harmónica Total
VE	Veículo Elétrico

1. Introdução

1.1. Enquadramento

Os primeiros veículos elétricos (VEs) são datados do final do século XIX [1], no entanto perderam protagonismo contra a concorrência do motor de combustão interna (MCI) uma vez que naquela altura, com a expansão do sistema rodoviário e com uma vasta rede de postos de gasolina, o desenvolvimento de motores de combustão interna e a queda nos seus preços devido à produção em massa, impulsionaram os carros com MCI [2].

Com a crise de petróleo na década de 1970, o interesse na pesquisa de VEs aumentou, impulsionando o seu ressurgimento. No entanto, a baixa densidade de energia e os elevados preços das baterias impediram novamente os veículos elétricos de serem competitivos face aos veículos com MCI.

Atualmente existe um crescente interesse na pesquisa e produção de VEs, consequência do aumento dos custos de combustível fóssil e dos elevados níveis de poluição ambiental provocados pela utilização dos tradicionais motores de combustão [3]. O interesse nestes veículos, aliado ao desenvolvimento de novos componentes e estratégias de controlo implementadas nos mesmos, promoveu um aumento no desempenho e eficiência dos VEs [4]. Estes têm o potencial de se tornar uma alternativa viável face aos veículos convencionais, dado que para além de serem ecológicos, são mais eficientes na conversão de energia.

A indústria automóvel tem apostado nos últimos anos na produção de VEs, que têm por base o motor de indução (MI) ou o motor síncrono de ímanes permanentes no interior do rotor (IPMSM) [5]. Estes dois tipos de motores são as principais escolhas dos fabricantes, isto porque os MIs são baratos e robustos [6], e no caso dos IPMSMs têm elevada densidade de potência e eficiência, no entanto quando comparados com os motores síncronos de relutância (SynRMs) apresentam algumas desvantagens. Os IPMSMs que são constituídos por ímanes de terras raras, componentes caros e limitados e apresentam restrições na temperatura de forma a evitar a desmagnetização dos ímanes permanentes [7], [8]. Já o motor de indução tem maiores perdas no rotor, menor densidade de potência e menor produção de binário quando comparado com um SynRM do mesmo tamanho. Isto deve-se à ausência de gaiola no rotor dos SynRMs, reduzindo as perdas por efeito de Joule e consequentemente a temperatura, logo para o mesmo binário nominal os MIs apresentam temperaturas mais elevadas quando comparados com os SynRMs [9].

A seguir são apresentadas as vantagens inerentes ao SynRM que contribuem para que este motor seja tido em consideração em aplicações de tração nos VEs: baixas perdas no rotor, uma estrutura de rotor robusta que evita preocupações com a desmagnetização a temperaturas elevadas, ausência de ímãs permanentes e custo de produção equiparado aos MIs devido à eliminação da gaiola do rotor [7]. Possui ainda uma vantagem sobre os MIs, devido à sua saliência e rotor anisotrópico que ajudam em técnicas de controlo sem sensor de posição [10].

De modo a usufruir da eficiência máxima do motor é essencial implementar um controlo adequado. Vários métodos de controlo foram propostos nas últimas décadas, sendo o controlo por orientação do campo (FOC) e o controlo direto de binário (DTC) as duas estratégias clássicas de controlo mais usadas no mercado. Ambas são aplicadas em abundância na indústria atualmente, no entanto quando comparadas com novas estratégias de controlo, tal como o controlo preditivo baseado em modelos (MPC), apresentam algumas desvantagens. No caso do FOC, existe alguma complexidade na estimação do fluxo do rotor com base no modelo da máquina, por ser demasiado sensível aos parâmetros da mesma. Apresenta uma resposta dinâmica limitada devido à largura de banda das malhas de controlo de corrente e o controlador não permite incorporar facilmente restrições. Já no caso do DTC, as desvantagens centram-se na existência de oscilações de binário e um THD elevado na corrente, que conduzem a perdas mais elevadas no motor. No DTC, tal como no FOC, a incorporação de restrições também não é fácil [11], [12].

Mais recentemente, o MPC emergiu como um poderoso método de controlo no campo da eletrónica de potência e dos acionamentos, devido aos seus conceitos simples e intuitivos, permitindo ao mesmo tempo ter em conta várias restrições de uma forma efetiva, conforme descrito em [13]. São estes fatores que tornam o MPC numa alternativa viável em detrimento dos métodos clássicos de controlo, uma vez que apesar de ser um método que necessita de um nível de processamento maior, as unidades de processamento atuais permitem que seja implementado nos sistemas, que por sua vez são também mais complexos.

O MPC pode ser subdividido em dois tipos de controlo: controlo preditivo baseado em modelos de estados contínuos (CCS-MPC) ou controlo preditivo baseado em modelos de estados finitos (FCS-MPC). Este trabalho focou-se apenas na utilização do FCS-MPC. O princípio de funcionamento do FCS-MPC prevê a resposta do sistema para todos os estados de comutação do inversor possíveis, considerando a natureza discreta do mesmo e gera os impulsos de comando correspondentes ao vetor de tensão que minimiza a função custo. Consequentemente, não requer um modulador e, por isso, apresenta uma frequência de comutação variável [14]. Posteriormente, este assunto será mais aprofundado, para uma melhor compreensão do funcionamento deste tipo de controlo por parte do leitor.

As estratégias de controlo atuais são implementadas em plataformas de controlo digital e executadas em tempo discreto, sendo necessário ter em conta as especificações do motor para que, aquando da sua conceção, seja possível sintonizar os parâmetros do controlador. Atualmente, estas plataformas apresentam uma capacidade computacional crescente, suportando algoritmos de controlo que exijam cálculos pesados, tais como o FCS-MPC. Para que este controlo seja implementado no sistema de tração, necessita de um controlador com as características já acima mencionadas e que permita realizar todas as comunicações com todas as plataformas de controlo existentes no veículo. Para o efeito, foi usada uma plataforma de controlo digital denominada de MicroAutobox II que, conforme refere a dSPACE, é específica para implementação em aplicações na indústria automóvel. Esta especificidade resulta de uma combinação exclusiva de entradas e saídas configuráveis e de um formato extremamente compacto e robusto (resistente ao choque e vibração). Isto permite que a Microautobox II possa ser testada em veículos de forma a verificar a confiabilidade das suas funções como controlador. Além das entradas e saídas padrão, apresenta diferentes protocolos de comunicação, o que facilita a integração com outras plataformas no controlo do veículo, tais como: CAN, CAN FD, LIN, K / L-Line, FlexRay e Ethernet. Para implementar a estratégia de controlo na Microautobox II é necessário recorrer à ligação Ethernet de forma a possibilitar a comunicação desta com um computador [15].

1.2. Motivação e Objetivos da Dissertação

O instituto de Telecomunicações da Universidade de Coimbra desenvolveu o projeto IPTMOBIL, com o intuito de aprofundar a investigação na substituição de veículos movidos com um motor de combustão interna (MCI) por VEs. Desta forma o projeto do qual esta dissertação faz parte, consistiu na transformação de um veículo com um MCI para um veículo elétrico.

Das diferentes partes que foram necessárias adaptar para efetuar esta transformação, desde colocar e dimensionar baterias para alimentar o motor, todo o sistema de comunicação entre diferentes plataformas de controlo, remoção do MCI e adaptação para o motor elétrico, com tudo o que está inerente a esta mudança, esta tese incide no controlo do sistema de tração do VE, estando identificada pela região marcada a vermelho na Fig. 1.1.

Face aos argumentos expostos anteriormente, e atendendo ao facto de que esta dissertação está enquadrada num projeto singular, onde pela primeira vez um SynRM é usado como motor de tração, controlado com controlo preditivo de corrente através da plataforma de controlo MicroAutobox II, existe um forte interesse em analisar os resultados obtidos que advêm da montagem deste sistema de tração.

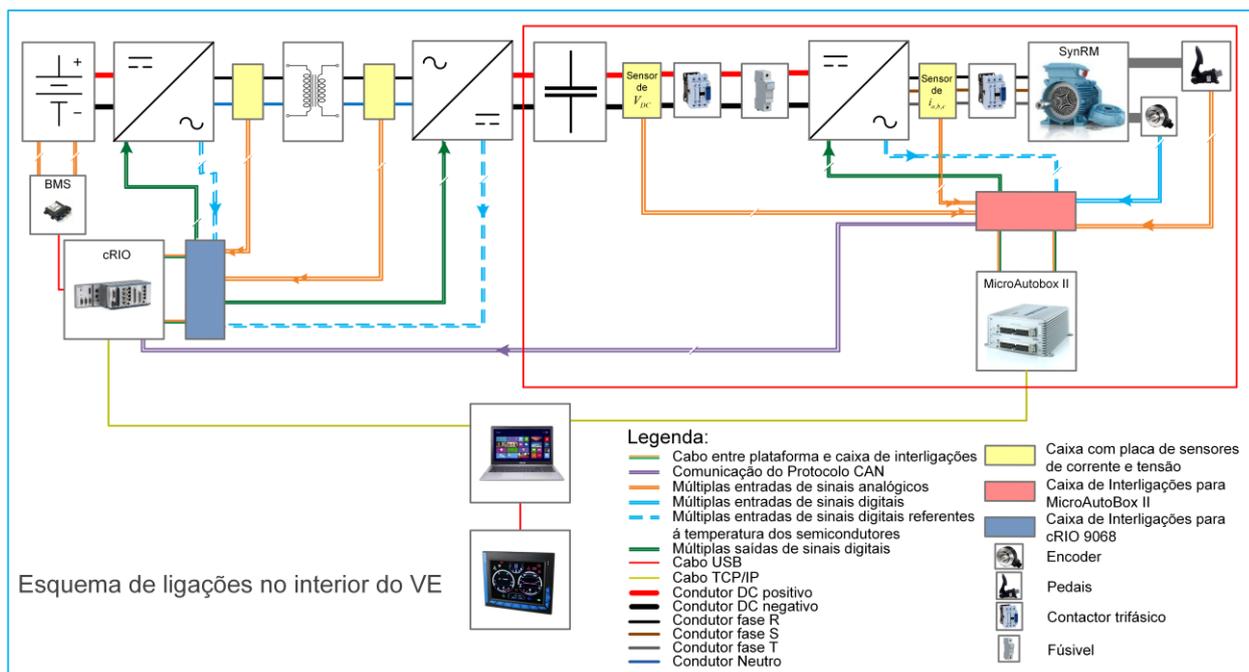


Fig. 1.1 - Esquema geral dos componentes que constituem o VE

Neste contexto, como já descrito previamente, o principal objetivo deste trabalho recaí no desenvolvimento, implementação e validação, tanto a nível de hardware como de software, de um sistema de tração de um veículo elétrico. Outro dos objetivos incide na verificação dos resultados obtidos como termo de comparação com outros trabalhos, de forma a justificar a escolha dos equipamentos usados na montagem do acionamento, como confirmação se o tipo de motor, controlo ou plataforma de controlo foram os mais adequados. Pretende-se que o acionamento desenvolvido neste trabalho apresente uma elevada robustez e desempenho, permitindo dessa forma a sua implementação em aplicações de tração elétrica, particularmente em veículos elétricos.

Neste trabalho, inicialmente foi feito um estudo prévio sobre a estratégia de controlo que iria ser implementada no acionamento desenvolvido. Posto isto, a estratégia já previamente elaborada foi adaptada para permitir: a possibilidade de ser implementada na Microautobox II e a introdução dum novo algoritmo relativo á estimação da posição inicial do rotor.

Tal como o motor, a estratégia de controlo utilizada foi ainda pouco explorada em termos de aplicação em VEs e por isso é um dos objetivos desta dissertação tirar conclusões da utilização do controlo preditivo baseado em modelos de estados contínuos num SynRMs, considerando as propriedades magnéticas não-lineares. Foram realizados ensaios com o intuito de extrair resultados do sistema de tração, permitindo analisar o seu desempenho e funcionamento, através da operacionalidade do veículo elétrico.

2. Motor Síncrono de Relutância

2.1. História, Construção e Funcionamento do SynRM

Os primeiros motores síncronos de relutância surgiram no início do século XX, tendo sido retratados em 1923 por Kostko [16], tornando-se num dos motores mais antigos abordados na literatura de máquinas elétricas.

Inicialmente tinham uma gaiola no rotor cuja função era permitir o arranque direto do motor e prevenir oscilações de velocidade do rotor. O desempenho destes motores estava comprometido, dado que esta gaiola impunha uma diminuição da sua densidade e fator de potência e do seu binário, fatores que justificavam a sua diminuta utilização [17].

Os novos progressos na área de eletrónica de potência, com a evolução dos semicondutores e de novas tecnologias, permitiram o desenvolvimento de estratégias inovadoras que desencadearam um novo interesse na pesquisa destes motores. Como exemplo, A. Vagati em 1990, propôs um controlo em circuito fechado nos SynRMs e novas geometrias para a estrutura do rotor [18], [19], o que permitiu novas possibilidades para o uso destes motores. Atualmente estes motores não têm gaiola de arranque, apresentando uma construção idêntica à ilustrada na Fig. 2.1 e no anexo D, evitando-se as desvantagens referidas anteriormente [17].



Fig. 2.1 - Motor síncrono de relutância [20].

A ausência de enrolamentos no rotor, uma vez que é constituído somente por material ferromagnético, possibilita o funcionamento do motor a temperaturas mais baixas, comparativamente ao IM, resultando num elevado desempenho devido à quase inexistência de perdas rotóricas e, conseqüentemente, numa vida útil superior [21].

Este motor, no que diz respeito à sua construção, não apresenta quaisquer contactos entre o estator e o rotor, utilizados habitualmente nos motores síncronos de polos salientes, conduzindo

a uma maior fiabilidade e a uma redução da sua manutenção [21]. Comparativamente ao IM, o estator do SynRM é semelhante como se pode observar através da Fig. 2.2, tendo por base chapas de material ferromagnético isoladas entre si. Apenas o processo de bobinagem dos enrolamentos do estator é que difere, permitindo com a mesma carcaça disponibilizar potências superiores no caso do SynRM [22].

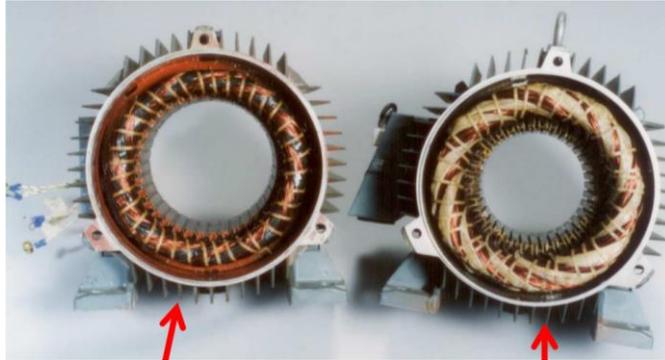


Fig. 2.2 - Estatores dos motores MI e SynRM, respetivamente [22].

O princípio de funcionamento deste motor assenta no conceito de relutância mínima, na qual o rotor tende a deslocar-se no sentido de alinhar o eixo direto com o fluxo magnético criado pelas correntes nos enrolamentos estatóricos. O SynRM apresenta uma relutância variável no entreferro, com um valor pequeno segundo o eixo direto, também denominado eixo d , e um valor elevado segundo o eixo em quadratura ou eixo q . Na Fig. 2.3 estão ilustrados os eixos anisotrópicos, a geometria e as linhas de fluxo do rotor de um SynRM de 4 polos, equivalente ao motor utilizado neste trabalho. As linhas de fluxo presentes no caminho do eixo d , fluem através dos caminhos de ferro do rotor de forma paralela às barreiras de fluxo, como mostrado na Fig. 2.3b. Já as linhas de fluxo segundo o eixo q têm que atravessar as barreiras de fluxo do rotor, oferecendo assim alta relutância como mostrado na Fig. 2.3c. Assim sendo, é possível afirmar que o fluxo magnético produzido pelas correntes nos enrolamentos do estator tem maior facilidade em atravessar o eixo d do que o eixo q . A Fig. 2.3d apresenta os eixos dq de referência do rotor usados normalmente.

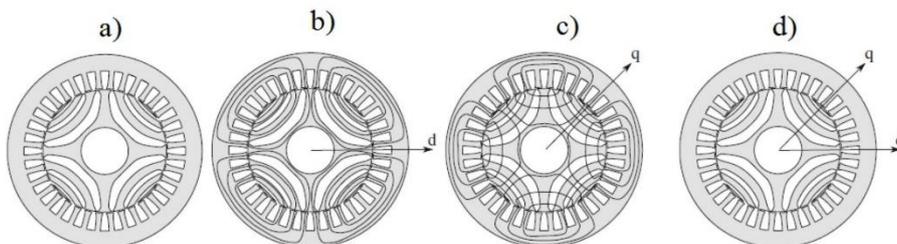


Fig. 2.3 - SynRMs laminados transversalmente: a) Geometria; b) linhas de fluxo do eixo d ; c) linhas de fluxo do eixo q ; d) eixos de referência [7].

O rotor é construído de modo a obter-se uma saliência elevada, dado que, por forma a maximizar o binário desenvolvido pelo motor, é necessário um aumento do rácio de L_d sobre L_q designado de razão de saliência, dada por [23]:

$$\xi = \frac{L_d}{L_q}. \quad (2.1)$$

Com base no tipo de laminação, os principais tipos de rotor são classificados em: rotor de polos salientes simples, rotor axialmente laminado e rotor transversalmente laminado, como mostra a Fig. 2.4, respetivamente [24]. A Fig. 2.4a exibe um rotor de polos salientes simples, laminado transversalmente, ao qual foi removido algum material ferromagnético. A Fig. 2.4c corresponde a uma laminação transversal, onde é possível identificar a geometria que caracteriza o rotor dos SynRM. Lâminas finas que juntamente com um material que fornece isolamento e as unifica, fornece uma integridade mecânica na estrutura do rotor que suporta forças de rotação em operações de alta velocidade.

Na Fig. 2.4b, as lâminas axiais são empilhadas e moldadas ao longo do eixo do rotor, juntamente com o material que fornece isolamento elétrico e magnético. Este tipo de laminação aumenta significativamente o número de barreiras de fluxo por polo, proporcionando um grande impulso à saliência magnética da máquina [7]. A elevada saliência não só beneficia o fator de potência, como também a densidade de binário por volume e o rendimento da máquina. No entanto, a desvantagem do rotor laminado axialmente é a sua vulnerabilidade às perdas de ferro que restringe as vantagens de eficiência. Além disso, a construção do rotor laminado axialmente apresenta desafios de produção significativos que impediram o seu uso comercial. Assim, a laminação transversal continua a ser a escolha preferida em muitas aplicações devido à sua fabricação simples e baixas perdas de ferro [23].

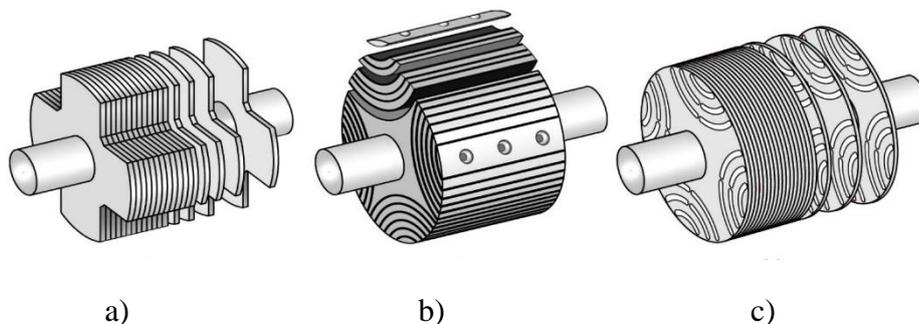


Fig. 2.4 - Tipos de rotor do SynRM: a) rotor de polos salientes simples; b) rotor laminado axialmente; c) rotor laminado transversalmente [24].

A utilização de eletrónica de potência permite controlar o motor utilizando uma das várias estratégias de controlo disponíveis atualmente, tal como a apresentada em [25]. Para que a estratégia seja implementada necessita de um modelo do acionamento. Assim é preciso ter um modelo do motor o mais preciso possível, de modo a utilizá-lo no desenvolvimento ou aperfeiçoamento de novas estratégias.

É relevante que o modelo desenvolvido contemple as características não-lineares do SynRM presentes no circuito magnético [26]–[28]. Estas não linearidades verificam-se na variação dos valores das indutâncias dos enrolamentos estatóricos quando percorridas por correntes segundo diferentes eixos. A tal efeito denomina-se de saturação magnética e saturação magnética cruzada que será abordado posteriormente.

Tendo em conta o efeito anunciado, torna-se mais complicado medir as indutâncias dos enrolamentos estatóricos do motor, bem como desenvolver um modelo onde sejam bem caracterizadas. Uma caracterização deficiente influencia o binário desenvolvido pelo motor, através da relação binário - saliência do motor. Desta forma, o modelo matemático deve considerar este efeito para que os resultados obtidos sejam credíveis durante a operação do acionamento.

2.2 Modelo Matemático do SynRM

Não obstante do facto de que o principal objetivo desta dissertação recai na implementação e validação de uma estratégia de controlo num sistema de tração com um SynRM, é necessário conhecer o modelo matemático deste motor por forma a que a parametrização do mesmo permita identificar e caracterizar os valores das diferentes grandezas, importantes na aplicação do controlo no sistema.

2.2.1 Modelo Matemático Geral do SynRM

O modelo genérico do motor é exposto num referencial síncrono, na qual o sistema trifásico de tensões, correntes e fluxos é transformado num sistema bifásico, em eixos dq , através da Transformação de Park.

Na Fig. 2.5 é possível observar o circuito equivalente do modelo clássico do SynRM, na qual v_{ds} e v_{qs} correspondem à tensão aplicada aos enrolamentos estatóricos segundo os eixos dq , R_s a resistência dos enrolamentos estatóricos do motor e i_{ds} e i_{qs} as correntes elétricas que percorrem os enrolamentos estatóricos do motor segundo os eixos dq . Os fluxos encadeados nos enrolamentos estatóricos segundo os eixos dq são dados por ψ_{ds} e ψ_{qs} e ω_e representa a velocidade angular elétrica de rotação do rotor respetivamente [29].

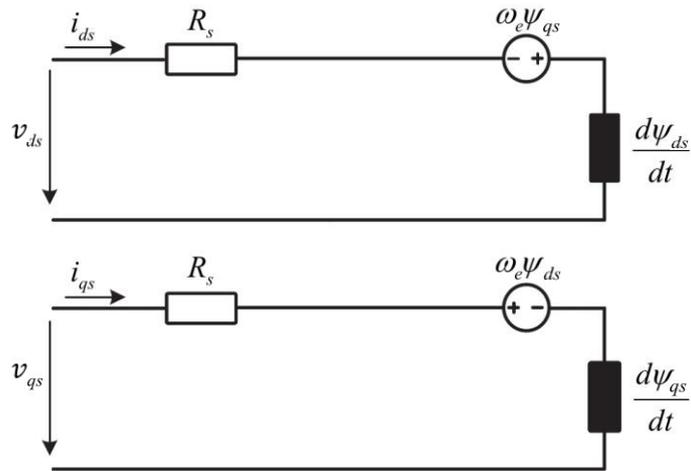


Fig. 2.5 - Circuito equivalente do SynRM, em eixos dq [29].

Pode-se constatar, através da Fig. 2.5 que as equações das tensões que regem o SynRM com base nas considerações expostas, são dadas, em eixos dq , por [29], [30]:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} \end{cases} \quad (2.2)$$

Se considerarmos uma linearidade magnética teremos conseqüentemente, com o aumento da corrente elétrica, um aumento do fluxo estático de forma linear, estando as equações que correspondem a este comportamento apresentadas a seguir:

$$\psi_{ds} = L_d i_{ds} \quad (2.3)$$

$$\psi_{qs} = L_q i_{qs} \quad (2.4)$$

na qual L_d e L_q correspondem às indutâncias dos enrolamentos estáticos do motor segundo os eixos dq .

Relativamente ao binário eletromagnético deste motor, dado por [29], pode-se afirmar que é proporcional ao produto entre estas duas correntes:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \quad (2.5)$$

sendo p o número de pares de polos do motor.

No circuito apresentado na Fig. 2.5, não foi considerada a resistência de perdas no ferro do motor, por forma a simplificar o modelo matemático uma vez que, a obtenção precisa do seu valor

é uma tarefa complicada levando a que não seja considerada. Além disso, as perdas de ferro são baixas para o SynRM laminado transversalmente como discutido anteriormente e, portanto, são desprezadas [31].

2.2.2 Efeitos da Saturação Magnética e Saturação Magnética Cruzada

Outra questão importante nos SynRMs prende-se com a complexidade do controlo dos mesmos devido às suas características não lineares apresentadas, quando expostos a fenómenos de saturação magnética [27]. O fenómeno ocorre aquando de um aumento da corrente elétrica que percorre os enrolamentos estatóricos do motor, fazendo com que o nível de fluxo estatórico gerado provoque uma variação do valor das indutâncias dos enrolamentos estatóricos.

Convencionalmente, uma primeira abordagem do modelo matemático, dada em (2.2) envolve a assunção de um modelo linear que representa o circuito magnético. No entanto, devido ao facto do SynRM apresentar saliência no rotor, as características de saturação são diferentes segundo os eixos dq [32]. Como é possível verificar através da Fig. 2.6, o caminho do fluxo segundo o eixo d é composto maioritariamente por ferro e segundo o eixo q é composto por ar, logo teremos um valor de indutância maior segundo o eixo direto.

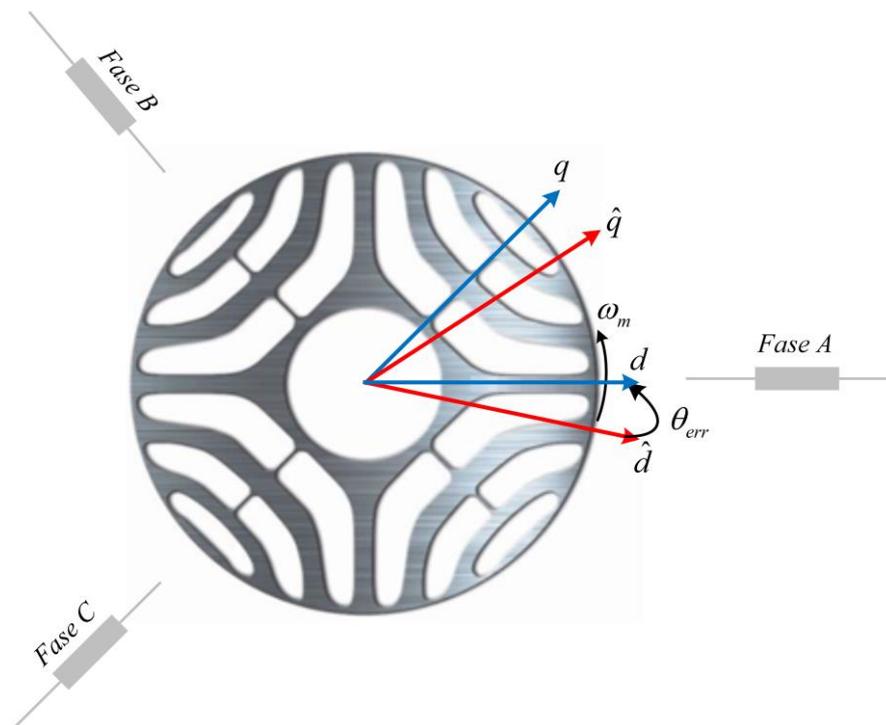


Fig. 2.6 - Representação dos eixos utilizados ao longo do trabalho [33].

Ainda sobre esta figura, estão representados os sistemas de eixos utilizados ao longo deste trabalho. Temos a representação dos eixos: rotacionais (dq) e rotacionais estimados ($\hat{d}\hat{q}$). Sobre os últimos eixos, são utilizados quando não temos qualquer informação sobre a posição do rotor do motor através do sensor de posição e giram, tal como os eixos dq , à mesma velocidade que o rotor do SynRM. A diferença entre o eixo d e o eixo \hat{d} corresponde ao erro entre a posição angular real do rotor e a estimada, dada por θ_{err} [33].

Para representar este comportamento magnético não-linear, o modelo deve incluir não apenas a saturação simples, como também a saturação cruzada. Este fenómeno, também característico dos SynRMs, ocorre quando a passagem de corrente elétrica segundo um eixo, interfere no valor da indutância do enrolamento presente no outro eixo [34]. Deve-se à simultaneidade na partilha de material ferromagnético pelos fluxos nos eixos dq do rotor, permitindo que um aumento das correntes elétricas imponha uma diminuição do valor das indutâncias L_d e L_q , contribuindo para a redução do binário eletromagnético desenvolvido [24]. Desta forma, é de extrema importância caracterizar os modelos com saturação magnética, para que não seja posta em causa a estimação da saliência do motor ou o desempenho do motor ou do controlo [28].

Por forma a enquadrar estes efeitos de saturação, são introduzidos conceitos específicos de indutância com o intuito de reformular o modelo matemático apresentado. Inicialmente, para caracterizar o novo modelo de controlo é introduzida a indutância aparente L^{app} , definida em (2.6) [35], [36].

$$L^{app} = \begin{bmatrix} L_d^{app}(i_{ds}, i_{qs}) & L_{dq}^{app}(i_{ds}, i_{qs}) \\ L_{qd}^{app}(i_{ds}, i_{qs}) & L_q^{app}(i_{ds}, i_{qs}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{i_{ds}} & \frac{\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{i_{qs}} \\ \frac{\psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{i_{ds}} & \frac{\psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{i_{qs}} \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Os termos da diagonal principal definem as indutâncias aparentes como a relação entre o fluxo e a corrente do mesmo eixo, especificada para um determinado ponto de operação. Segundo [37], as indutâncias aparentes representam o nível de fluxo magnético da máquina para um dado ponto de operação e por isso, são usados nas representações do circuito eletromagnético do SynRM. Já os termos da diagonal contrária em (2.6) são definidos como a relação entre o fluxo e a corrente de eixos opostos, L_{dq}^{app} e L_{qd}^{app} , representando o efeito de saturação cruzada nas

indutâncias, sendo por isso designadas de indutâncias aparentes cruzadas. Estas podem ser desprezadas devido ao baixo valor que apresentam comparativamente às indutâncias L_d^{app} e L_q^{app} .

Substituindo as equações em (2.2) por (2.6) obtemos:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \left[\frac{\partial \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{\partial \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} \frac{di_{qs}}{dt} \right] - \omega_e (\psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \left[\frac{\partial \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{\partial \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} \frac{di_{qs}}{dt} \right] + \omega_e (\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})) \end{cases} \quad (2.7)$$

Outras indutâncias que são tidas em conta neste novo modelo são as indutâncias incrementais apresentadas em (2.8) [35].

$$\mathbf{L}^{inc} = \begin{bmatrix} l_d^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) & l_{dq}^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) \\ l_{qd}^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) & l_q^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} \\ \frac{\partial \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

São definidas como derivadas parciais do fluxo e representam a taxa de variação do fluxo magnético em relação às correntes i_{ds} e i_{qs} num ponto de operação específico. Assim, carregam a informação sobre o comportamento transitório do motor [37].

Na Fig. 2.7 é ilustrada a curva típica fluxo - corrente, onde estão representadas as indutâncias aparentes e incrementais. A indutância incremental representa o declive da linha tangente ao ponto de operação, enquanto que a indutância aparente corresponde ao declive da reta que relaciona o fluxo com a corrente, passando pela origem e no ponto de operação.

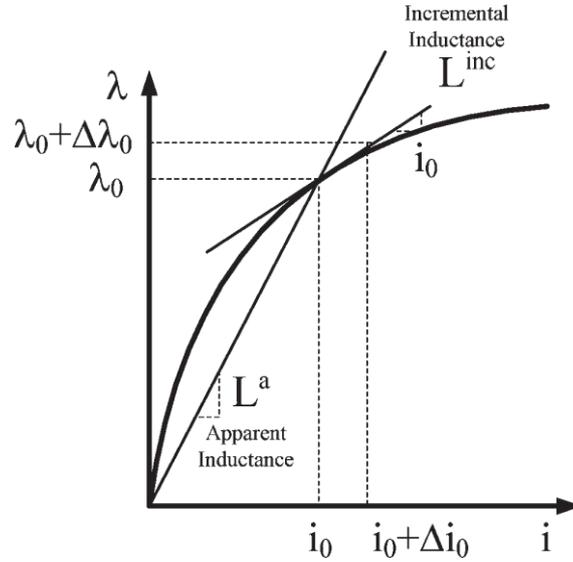


Fig. 2.7 - Definição de indutâncias aparentes e incrementais [38].

Assim, as equações de tensão apresentadas em (2.7) podem ser escritas como [35]:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + l_d^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) \frac{di_{ds}}{dt} + l_{dq}^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_e (L_q^{app} i_{qs}) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + l_{qd}^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) \frac{di_{ds}}{dt} + l_q^{inc}(i_{ds}, i_{qs}) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e (L_q^{app} i_{ds}) \end{cases} \quad (2.9)$$

Relativamente ao binário eletromagnético deste motor, considerando as indutâncias introduzidas neste modelo matemático, teremos a equação de binário em função das indutâncias aparentes como:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (L_d^{app} - L_q^{app}) i_{ds} i_{qs}. \quad (2.10)$$

Neste modelo estão incluídas as indutâncias aparentes e incrementais provenientes dos efeitos de saturação magnética e de saturação magnética cruzada. Tendo em conta estes fenómenos, é imperativo obter uma estimacão para os parâmetros L^{app} e L^{inc} , o mais precisa possível. Assim, para efeitos de obtenção de valores destes parâmetros foi utilizada a metodologia apresentada em [36], da qual se obtiveram as ilustrações presentes na Fig. 2.8.

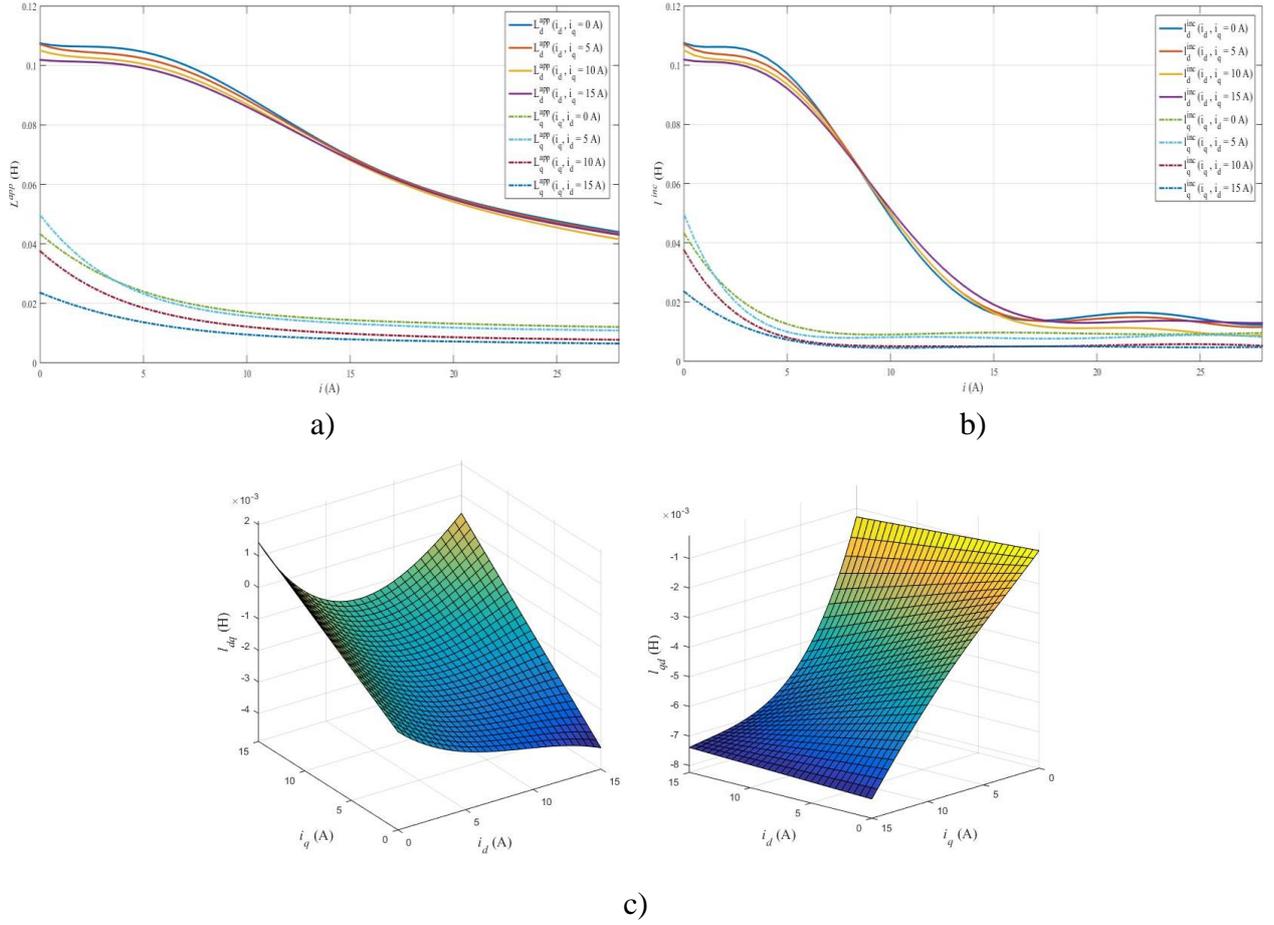


Fig. 2.8 - Valores medidos dos parâmetros L^{app} e L^{inc} do SynRM usado nos ensaios laboratoriais: a) valores das indutâncias L_d^{app} e L_q^{app} ; b) valores das indutâncias l_d^{inc} e l_q^{inc} ; c) valores das indutâncias l_d^{inc} e l_q^{inc} [36].

As indutâncias correspondentes às curvas na Fig. 2.8 são armazenadas numa tabela de interpolação 2D para cada eixo. As seis tabelas geradas, duas para as indutâncias aparentes, duas para as indutâncias incrementais e duas para as indutâncias incrementais cruzadas, são inseridas no sistema de controle para que se faça corresponder, a cada instante, os valores destas indutâncias com os valores das correntes i_{ds} e i_{qs} .

Como forma de completar o modelo matemático, é necessário introduzir as equações de movimento. O comportamento mecânico dos SynRMs é caracterizado em (2.11), relacionando o binário eletromagnético T_{em} produzido pela máquina, o binário de carga T_L , o momento de inércia do rotor J , o coeficiente de atrito viscoso B e a velocidade angular mecânica Ω_m [37]:

$$T_{em} - T_L = J \frac{d\Omega_m}{dt} + B\Omega_m. \quad (2.11)$$

3. Controlo Preditivo de Corrente do SynRM

3.1. Introdução ao Controlo Preditivo

Para a realização deste trabalho foi utilizado o método de controlo preditivo de corrente baseado em modelos de estados finitos para o controlo do acionamento elétrico, em detrimento dos demais métodos anteriormente retratados.

Os métodos de controlo preditivo podem ser classificados como: controlo deadbeat, controlo histerético, controlo baseado em trajetória e controlo preditivo baseado em modelos (MPC) [39]. Esta tese baseia-se numa estratégia de controlo MPC que foi previamente implementada em [40].

A estratégia de controlo preditivo utiliza o modelo do sistema para prever o futuro comportamento das variáveis de controlo, durante um horizonte temporal predefinido, e obter uma resposta ótima de acordo com um critério definido, dado por uma função custo [41]. Os conceitos teóricos foram desenvolvidos no século XX, no entanto devido à elevada exigência pedida aos processadores através dos inúmeros cálculos inerentes ao controlo, este método não foi implementado em larga escala. Atualmente, o aumento do nível de processamento, permitiu um crescente interesse, e conseqüentemente, um desenvolvimento desta estratégia.

O modelo usado para calcular as predições é expresso como um modelo discreto em espaço de estados, com a variável de estado \mathbf{x} e a entrada externa \mathbf{u} [42]:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (3.1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k). \quad (3.2)$$

As variáveis de estado no instante k e $k+1$ são representadas, pelo vetor $\mathbf{x}(k)$ e $\mathbf{x}(k+1)$ respetivamente, o vetor $\mathbf{y}(k)$ representa o vetor de saída e o vetor $\mathbf{u}(k)$ representa as variáveis de saída do controlador no instante k . \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} representam as matrizes de dinâmica do sistema, entrada, saída e avanço. Em (3.1), o valor da variável de estado \mathbf{x} em $k+1$ é previsto para a entrada externa \mathbf{u} no instante k , usando os dados medidos do vetor \mathbf{x} no instante k .

A função custo que representa o comportamento desejado do sistema é definida considerando as referências, estados futuros e atuações futuras num horizonte temporal de $k+N$:

$$\mathbf{G} = f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{x}(k+1), \mathbf{u}(k+N)). \quad (3.3)$$

Na Fig. 3.1 está representado o princípio de funcionamento do MPC.

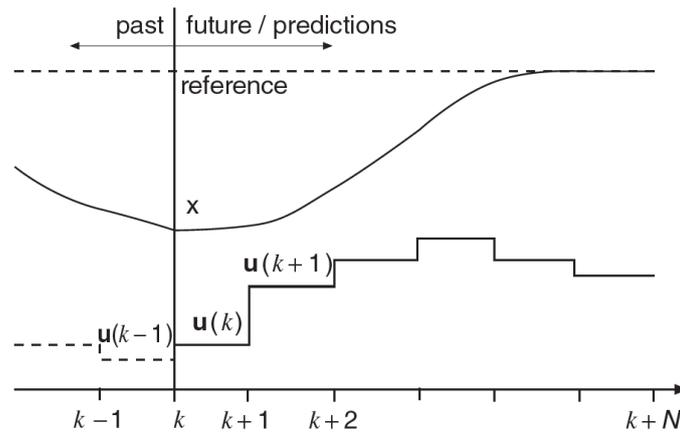


Fig. 3.1 - Princípio de funcionamento do MPC [42].

Associa-se a estratégia MPC a um problema de otimização com um princípio de funcionamento que consta prever os futuros valores da variável de estado do sistema num horizonte predefinido no tempo $k + N$ usando o modelo do sistema e as medidas até ao instante k . A sequência de atuações ótimas é calculada, minimizando a função custo G e o primeiro elemento desta sequência é aplicada. Todo este processo é repetido para cada instante de amostragem.

Definindo as correntes do estator como variáveis de estado temos que no instante k estas correntes são medidas e o estado de comutação que minimiza o erro no instante $k + 1$ é selecionado e aplicado no instante k , de modo que a corrente de carga atinga o valor previsto em $k + 1$. Como o inversor trifásico tem sete vetores de tensão diferentes, a corrente é prevista e a função custo calculada sete vezes. Assim, dependendo da frequência de amostragem e da velocidade do microprocessador utilizado, o tempo entre a medição das correntes de carga e a aplicação do novo estado de comutação pode assumir um valor considerável [42]. Se o tempo de cálculo for significativo comparativamente ao tempo de amostragem, haverá um atraso entre o instante em que as correntes são medidas e o instante de aplicação do novo estado de comutação.

A solução para compensar esse atraso passa por aplicar o vetor de tensão apenas no instante de amostragem seguinte. Desta forma, o algoritmo de controlo acompanha a nova ordem de acontecimentos:

- Medição das correntes do estator.
- Aplicação do estado de comutação (calculado no intervalo anterior).
- Estimação do valor das correntes no instante $k + 1$, considerando o valor do estado de comutação aplicado.

- Previsão das correntes de carga para o instante $k + 2$ considerando todos os possíveis estados de comutação.
- Avaliação da função custo para cada previsão.
- Seleção do estado de comutação que minimiza a função custo.

Tal como demonstrado em [43], justifica-se a inclusão da compensação do atraso de maneira a melhorar o desempenho do controlo preditivo em termos de redução das oscilações na corrente e, conseqüentemente, no binário.

3.2. Controlo Preditivo de Corrente com Minimização de Corrente

3.2.1 Descrição Geral do Controlo Preditivo de Corrente

O FCS-MPC implementado utiliza o controlo preditivo de corrente, onde impõe as correntes do estator, no referencial síncrono do rotor, como variáveis de controlo e tem como entrada externa o binário de referência. É ilustrado na Fig. 3.4 o diagrama de blocos da estratégia de controlo aplicada no sistema.

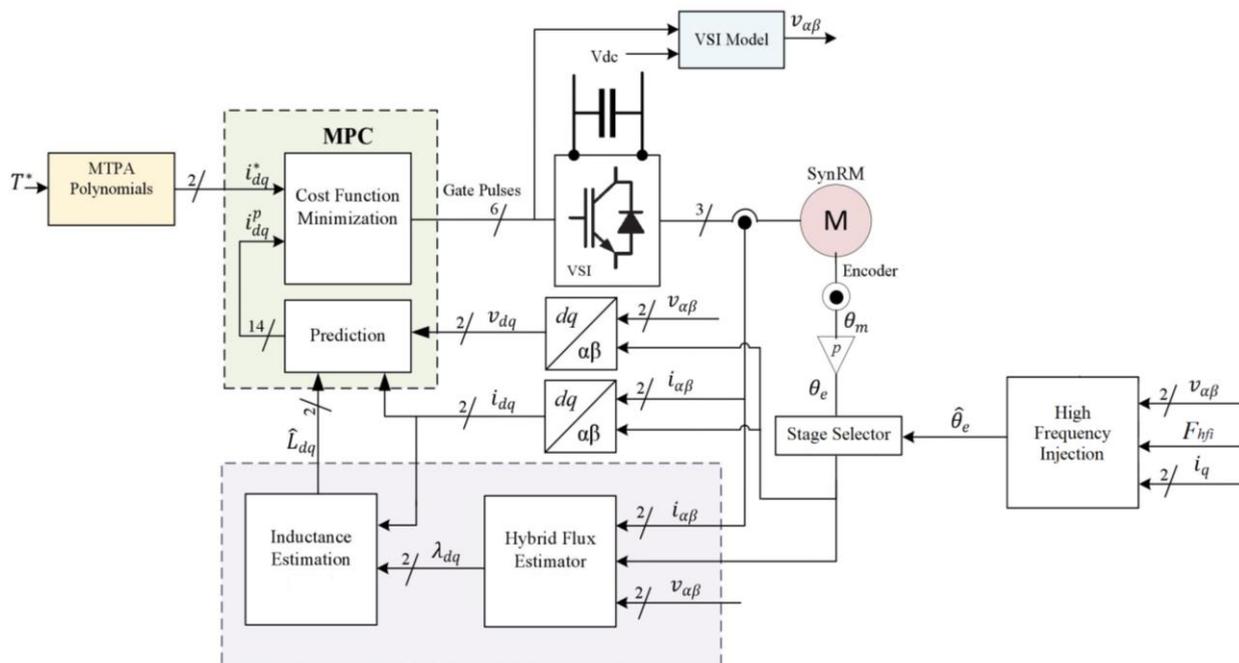


Fig. 3.2 - Diagrama de blocos do controlo preditivo de corrente com minimização de corrente [41].

As correntes do estator medidas segundo o referencial síncrono rotórico, correspondem às variáveis de controlo do controlo preditivo de corrente [44]. Utilizadas no bloco *Prediction* da Fig.

3.4 para a estimação das correntes do estator no instante $k + 1$, são representadas por \hat{i}_{ds} e \hat{i}_{qs} , de acordo com (3.4) e (3.5), respetivamente [45].

$$\hat{i}_{ds}(k+1) = i_{ds}(k) + \frac{T_s}{\delta l^{inc}} (v_{ds}(k) - R_s i_{ds}(k) + \omega_e \psi_{qs}(k)) - \frac{T_s}{\delta l^{inc}} \frac{l_{dq}^{inc}}{l_q^{inc}} (v_{ds}(k) - R_s i_{ds}(k) + \omega_e \psi_{qs}(k)) \quad (3.4)$$

$$\hat{i}_{qs}(k+1) = i_{qs}(k) + \frac{T_s}{l_q^{inc}} (v_{ds}(k) - R_s i_{ds}(k) - \omega_e \psi_{qs}(k)) - \frac{T_s}{l_q^{inc}} \frac{l_{dq}^{inc}}{T_s} (\hat{i}_{ds}(k+1) - i_{ds}(k)). \quad (3.5)$$

Em (3.4) e (3.5) $i_{ds}(k)$ e $i_{qs}(k)$ representam as correntes medidas do estator, $v_{ds}(k)$ e $v_{qs}(k)$ representam o vetor de tensão aplicado no instante k , T_s corresponde ao período de amostragem, e δl^{inc} é definida em (3.6).

$$\delta l^{inc} = l_d^{inc} - \frac{l_{dq}^{inc} l_{dq}^{inc}}{l_q^{inc}}. \quad (3.6)$$

As correntes previstas para o instante $k + 2$ utilizam as mesmas equações apresentadas em (3.4) e (3.5) deslocadas uma amostra à frente, com os valores obtidos das correntes estimadas no instante $k+1$, em conjunto com todos os vetores de tensão distintos do inversor. O inversor utilizado é um inversor de fonte tensão de dois níveis com oito vetores de tensão, seis ativos e dois nulos como mostra a Fig. 3.5.

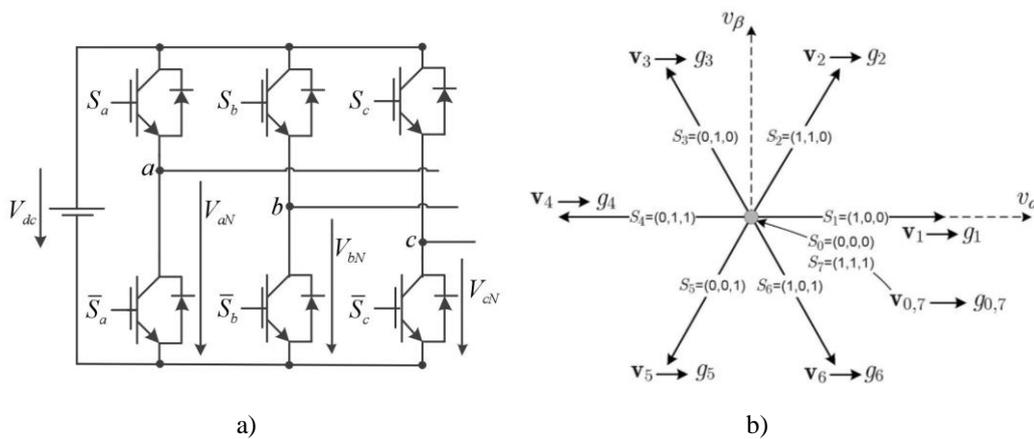


Fig. 3.3 - a) Inversor trifásico de 2 níveis; b) Vetores de tensão gerados à saída do inversor [14].

Como existem dois vetores nulos, para eliminar a redundância na previsão apenas vamos considerar um. No entanto, se o vetor nulo for o escolhido para a minimização da função custo, dentre os dois vetores possíveis, é escolhido aquele que produz o menor número comutações dos

IGBTs. Assim sendo, como se verifica pela Fig. 3.4, o controlo através da leitura da tensão no barramento DC, verifica todos os estados de comutação no inversor, através do bloco *VSI Model* e gera os impulsos de comutação no inversor que correspondam aos vetores de tensão que minimizem a função custo. A função custo definida em (3.7) e implementada no controlo preditivo de corrente, utiliza as correntes previstas no bloco *Prediction* e as correntes de referência provenientes do bloco *MTPA Polynomials*. Esta função corresponde ao erro quadrático entre as correntes previstas do estator (i_{ds}^p e i_{qs}^p) e as correntes de referência (i_{ds}^* e i_{qs}^*).

$$G = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+2))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+2))^2. \quad (3.7)$$

As correntes de referência utilizadas na equação (3.7) provêm de polinômios em função do binário de referência, fornecido pelo utilizador, satisfazendo a condição MTPA e garantindo a minimização da corrente do estator. A estratégia MTPA consiste em maximizar a relação entre o binário eletromagnético e a corrente de alimentação do motor. Esta relação depende do ângulo de corrente formado entre a componente da corrente segundo o eixo d e o fasor da corrente de alimentação. Em condições ideais, o valor do ângulo de corrente, que garante a condição de binário máximo por corrente de alimentação é 45° . No entanto os efeitos da saturação magnética e saturação magnética cruzada provocam um desvio do ângulo de corrente em relação à posição que este teria em condições ideais.

3.2.2 Estimador de Posição com Injeção de Sinais de Alta Frequência

No controlo preditivo utilizado, implementou-se um método que possibilita a estimação da posição inicial do rotor, explorando as propriedades anisotrópicas do mesmo através da sua saliência magnética. O processo, apresentado no bloco *High Frequency Injection (HFI)* e *Stage Selector* na Fig. 3.4, é realizado durante a fase inicial do acionamento de modo a determinar a primeira posição do rotor ($\hat{\theta}_e$), e tem como objetivo fazer coincidir os eixos estimados (\hat{dq}) com os eixos reais (dq), apresentados na Fig. 2.6. Dependendo do valor no bloco *Stage Selector* o ângulo utilizado no controlo pode corresponder ao ângulo estimado ou ao ângulo enviado pelo encoder.

O processo de estimação consiste na injeção de sinais de alta frequência (ISAF), que neste caso correspondem a sinais de corrente nos enrolamentos do estator, com uma frequência muito superior comparativamente à frequência da componente fundamental de alimentação do motor. As correntes injetadas têm uma amplitude i_{inj} e uma frequência angular elétrica ω_{hfi} dada por:

$$\dot{i}_{hf\hat{i}} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{dhf\hat{i}} \\ \dot{i}_{qh\hat{i}} \end{bmatrix} = i_{inj} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos(\omega_{hf\hat{i}} t) \end{bmatrix} - \dot{i}_{DC}, \quad (3.8)$$

onde $i_{inj} = 2 \text{ A}$, $\omega_{hf\hat{i}} = 2\pi f_{hf\hat{i}}$ com $f_{hf\hat{i}}$ a assumir o valor de 250 Hz e uma componente DC de valor 1 A, cuja função é explicada no capítulo seguinte. O valor de $f_{hf\hat{i}}$ apresentado anteriormente, foi escolhido após a realização de alguns ensaios relativos à determinação da posição inicial do rotor, com o intuito de verificar qual o valor de frequência que permitisse obter um valor de posição inicial mais próximo do valor real. Para diferentes valores de frequência presentes no intervalo [100 – 500 Hz], foi com o valor de 250 Hz que se obtiveram os melhores resultados.

A injeção do vetor de corrente no referencial rotórico pode ser feita segundo o eixo d ou q , no entanto, para o funcionamento deste sistema optou-se pela injeção segundo o eixo q , uma vez que foi aquele que apresentou melhores resultados, ou seja, menores oscilações e maior precisão no ângulo estimado. Posteriormente são caracterizadas as equações de tensão segundo os eixos dq , contemplando os termos da impedância cruzada, fundamentais para o processo de estimação do ângulo [46]:

$$\begin{bmatrix} v_{dhf\hat{i}}^{\hat{r}} \\ v_{qh\hat{i}}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dhf\hat{i}}^{\hat{r}} & Z_{chf\hat{i}}^{\hat{r}} \\ Z_{chf\hat{i}}^{\hat{r}} & Z_{qh\hat{i}}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{dhf\hat{i}}^{\hat{r}} \\ \dot{i}_{qh\hat{i}}^{\hat{r}} \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

em que $Z_{dhf\hat{i}}^{\hat{r}}$ e $Z_{qh\hat{i}}^{\hat{r}}$ correspondem às indutâncias de alta frequência dos enrolamentos estáticos do motor no sistema de eixos dq estimado e $Z_{chf\hat{i}}^{\hat{r}}$ corresponde à componente de impedância cruzada entre os eixos d e q estimados.

É necessário avaliar a tensão induzida no eixo contrário ao do eixo onde o sinal foi injetado, uma vez que é essa componente da tensão que é analisada. Aquando da injeção do sinal de corrente, se os eixos dq estimados e reais estiverem alinhados, é visível uma tensão segundo o eixo q , e uma tensão residual, próxima de zero segundo o eixo d . No caso de não estarem alinhados, a tensão no eixo d apresenta um valor diferente de zero. Assim, a componente segundo o eixo d da tensão extraída é utilizada para estimar a posição angular.

Utilizando apenas a componente segundo o eixo d , é possível simplificar em (3.9), substituindo a equação (3.8), obtendo-se:

$$v_{dhf\hat{i}}^{\hat{r}} = Z_{chf\hat{i}}^{\hat{r}} \times \dot{i}_{qh\hat{i}}^{\hat{r}} \quad (3.10)$$

As impedâncias de alta frequência dos enrolamentos estáticos do motor no sistema de eixos dq estimado utilizadas nesta dissertação são caracterizadas em (3.11) [46].

$$\begin{cases} \Delta Z_{dqhf\hat{i}} = j(L_d^{\hat{i}} - L_q^{\hat{i}})2\pi f_{hf\hat{i}} + \Delta R_s \\ Z_{chf\hat{i}}^{\hat{i}} = \frac{1}{2} \Delta Z_{dqhf\hat{i}} \sin(2\tilde{\theta}_{err}) \end{cases}, \quad (3.11)$$

na qual $\Delta Z_{dqhf\hat{i}}$ representa a variação da impedância entre os eixos d e q estimados com a posição, correspondendo à saliência magnética presente neste motor, ΔR_s representa a variação da resistência dos enrolamentos estáticos do SynRM e $f_{hf\hat{i}}$ a frequência da onda de corrente injetada que vai afetar diretamente o valor das impedâncias.

Como $j\omega_{hf\hat{i}}L \gg R_s$ para altas frequências, a resistência estática pode ser desprezada, permitindo que a tensão de alta frequência no eixo d possa ser expressa por [46]:

$$v_{dhf\hat{i}}^{\hat{i}} = \frac{1}{2} (j\omega_{hf\hat{i}} \Delta L_{dq}) \sin(2\theta_{err}) \times i_{inj} \cos(\omega_{hf\hat{i}} t) \quad (3.12)$$

Verifica-se a partir de (3.12) que a tensão de alta frequência é proporcional à variação da impedância dos enrolamentos estáticos do motor segundo o eixo rotacional. A diferença entre impedâncias $Z_{dhf\hat{i}}^{\hat{i}}$ e $Z_{qhf\hat{i}}^{\hat{i}}$ concede a esta componente, informação sobre a posição do rotor [46], mas para tal é necessário isolá-la da componente fundamental de forma a obter essa informação. De modo a isolar esta componente vamos proceder à desmodulação do sinal, enquadrada no processamento de sinal implementado e que está ilustrado na Fig. 3.6.

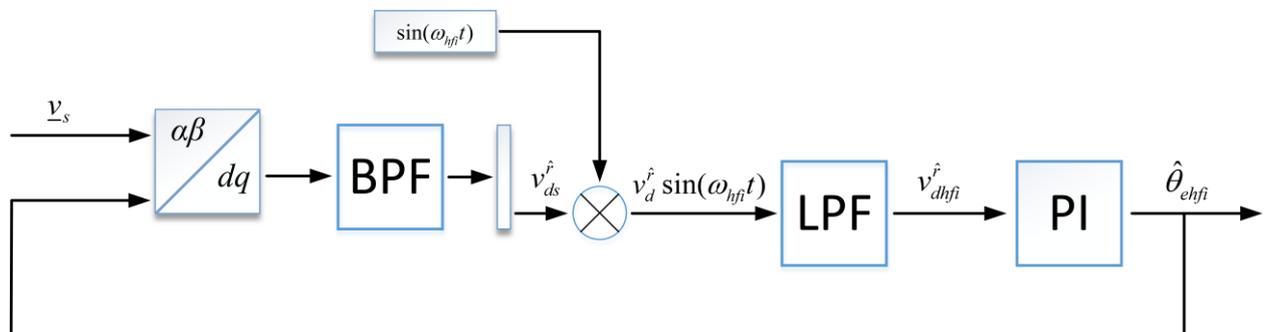


Fig. 3.4 - Método de processamento de sinal usado na estimação da posição do rotor.

Como é possível verificar através da Fig. 3.6, a tensão medida durante a injeção do sinal de corrente segundo o eixo q em coordenadas de fase é transformada para eixos dq estimados, sendo para o efeito utilizado o ângulo estimado, uma vez que durante o processo de injeção não é

usado o ângulo real. Posteriormente é aplicado um filtro passa-banda com limites superior e inferior de 260 e 240 Hz respetivamente, com o intuito de atenuar as frequências presentes no sinal de tensão que não correspondessem à frequência 250 Hz do sinal de corrente injetado. Posto isto, é feita a operação de desmodulação do sinal de tensão segundo o eixo d . É de seguida aplicado um filtro passa-baixo, de modo a eliminar todas as componentes espectrais que não o termo contínuo, correspondente ao sinal com frequência de 250 Hz. O valor da frequência de corte escolhida para o filtro passa-baixo foi de 100 Hz, uma vez que deve ter em conta a pretensão de eliminar a componente fundamental, portanto é tipicamente inferior a $\frac{\omega_{hf}}{2}$. Após a aplicação do filtro passa-

baixo o sinal entra num controlador PI, que na sua génese controla a resposta do sinal através dos seus ganhos K_p e T_i com valores de 0.003 e 10 respetivamente, de modo a que a sua resposta seja rápida, mas não apresente overshoot, com o intuito de à saída obtermos a posição angular do rotor.

A amplitude da corrente injetada deve ser a menor possível, de forma a não produza movimentação do rotor. Contudo o valor da corrente não deve ser demasiado baixo senão não origina tensões suficientes que permitam determinar a posição do rotor. Assim, para os ensaios realizados verificou-se que para um valor de amplitude de 2 A, o processo de estimação apresentava os resultados pretendidos.

A utilização deste método neste projeto tornou-se imprescindível devido ao facto de permitir identificar a posição inicial do rotor ainda com o rotor do SynRM imóvel.

4. Implementação do Controlo na Microautobox II

4.1. Microautobox II

Após a apresentação e descrição do sistema de controlo preditivo, foram efetuadas algumas alterações, permitindo a sua utilização no âmbito do desenvolvimento deste trabalho. O controlo, já previamente elaborado em ambiente Simulink, foi implementado numa plataforma de controlo digital designada por Microautobox II, apresentada na Fig. 4.1.

Esta plataforma define-se como uma plataforma de controlo em tempo real que permite executar a estratégia de controlo de forma rápida, podendo operar sem a intervenção do utilizador [47]. Permite ainda a ligação com o computador através de um cabo RJ45, por forma a realizar a transferência do controlo para a MicroAutoBox II, parametrização do modelo e análise de dados.

Um dos seus principais campos de aplicação e desenvolvimento é na indústria automóvel, uma vez que apresenta características únicas para a sua implementação neste setor, tais como a sua robustez, compactidade e portabilidade, fundamentais na realização deste trabalho.



Fig. 4.1 - Estrutura e design da Microautobox II [17].

Tal como é possível notar do lado esquerdo da Fig. 4.1, a Microautobox II (1401/1511/1512) apresenta diferentes conectores, dos quais foram usados: o conector para a alimentação da Microautobox II (24 V) e o conector Ethernet que permite fazer a ligação entre a plataforma digital e o computador através do protocolo TCP/IP, possibilitando a transferência do modelo de controlo para a memória RAM. Do lado direito da figura verifica-se que este módulo possui dois conectores de Zero Insertion Force (ZIF) ao qual as fichas conectoras se vão ligar, permitindo à Microautobox II receber e enviar os diferentes sinais nas placas 1511 e 1553 para o controlo do sistema de tração.

A Microautobox II utilizada neste trabalho apresenta na sua base de constituição 3 placas, identificadas na Fig. 4.2, das quais: uma placa base 1401 e duas FPGAs, a placa 1511 e a 1553, sendo a placa 1553 uma placa específica para o controlo de motores.

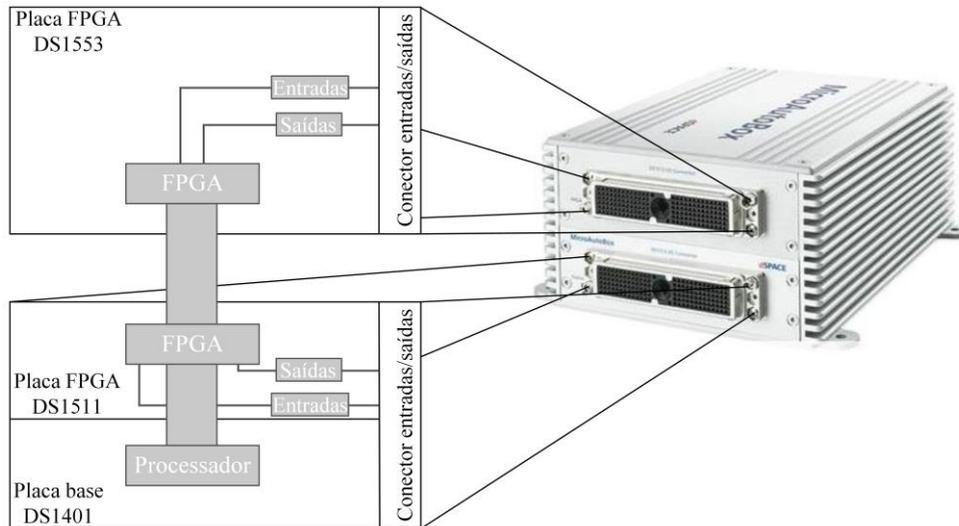


Fig. 4.2 - Constituição da Microautobox II com identificação das diferentes placas.

Analisando cada uma das placas que constituem a Microautobox II é possível indicar os diferentes processos inerentes a cada placa. Começando pela placa 1401, é de referir que a mesma funciona como um processador na qual, juntamente com a memória RAM associada, processa em tempo real as entradas e saídas provenientes das restantes placas, permitindo o controlo do sistema de tração em conjunto com o modelo de controlo preditivo desenvolvido.

Relativamente às restantes placas, a placa 1511 foi utilizada com o propósito de, através da ficha conectora que tem na sua extremidade, permitir a comunicação com outras unidades de controlo tais como a plataforma de controlo cRIO, através de protocolo de comunicação CAN, e de permitir a monitorização de variáveis inerentes ao controlo do inversor. Já a placa 1553, anteriormente referida, permite a medição das variáveis inerentes ao controlo do motor, através da ficha conectora que apresenta na sua extremidade. A placa 1553 denominada de “AC Motor Control” (ACMC) é uma solução especialmente adaptada para aplicações de controlo de motores elétricos que utilizem sensores de efeito Hall, encoders, resolvers, etc [47]. Esta placa vem com uma livreria “Real Time Interface” (RTI) dedicada, apresentada na Fig. 4.3 b), de modo a interligar-se ao modelo de controlo do utilizador, permitindo que o mesmo seja executado no hardware da MicroAutoBox II em tempo real, ao qual a eletrónica de potência e o motor estão ligados.

A Tabela 1, apresenta de uma forma genérica as entradas e saídas presentes na MicroAutoBox II, no entanto é feita posteriormente uma enumeração e caracterização das

especificidades de cada placa, por forma a justificar as opções tomadas no que diz respeito a entradas e saídas, tanto digitais como analógicas, sendo apresentado no anexo A as especificações referentes à Microautobox II da qual as placas acima mencionadas fazem parte.

Tabela 1 - Entradas e saídas presentes na MicroAutoBox II utilizada neste trabalho.

	Placa	Pin ZIF	Tipo de Sinal	Descrição
MicroAutoBox II	1511	D2-D6, E2-E6, F2-F6, G2-G6, H2-H6, J2-J6, K2-K6, L2-L6	Saída Digital	40 canais disponíveis (1 canal corresponde a 1 sinal).
		M2-M6, N2-N6, P2-P6, R2-R6, S2-S6, T2-T6, U2-U6, V2-V6	Entrada Digital	40 canais disponíveis.
		Z3-Z6, Y3-Y6, X3-X6, W3-W6	Entrada Analógica	16 canais disponíveis.
		Z2, Y2, X2, W2	Saída Analógica	4 canais disponíveis.
		M1	Saída de Energia	Saída da fonte de alimentação. Ligado a N1 alimenta todas as entradas/saídas com níveis lógicos compatíveis com CMOS/TTL (5 V - 0 V).
		N1	Entrada interna de Energia	Esta entrada alimenta todos os circuitos de entrada e saída digitais, internamente, na placa 1511. Conectada a M1, obtém-se níveis lógicos compatíveis com CMOS/TTL para as suas entradas/saídas.
		A1, A4, B1, B4, C1 ... C6, D1, E1, F1, G1, H1, J1, K1, L1, S1, T1, U1, V1, W1, X1, Y1, Z1, a1, b1, b4, c1, c4	Terra	Usar o pino mais próximo, como referência para os sinais correspondentes, a fim de manter os níveis de ruído no mínimo. A carcaça da MicroAutoBox também está conectada à terra.
		A2-A3, B2-B3, b2-b3, c2-c3	Protocolo CAN	4 controladores do protocolo CAN.
	1553	R3-R6, S3-S6, H3-H6, G3-G6, F3-F5, T4, C6, X5-X6, W5	Saída Digital	24 canais para sinais baseados no nível lógico CMOS/TTL (5 V – 0 V).
		D3-D5, E3-E6, F6, U3-U6, V5-V6, T3, T5	Entrada Digital	8 canais que podem ser colocados em modo single-ended ou diferencial.
A2-A6, B4-B6, c2-c3, b2, a2, Z2, Y2, c5		Entrada Analógica	8 canais disponíveis.	
C3-C6, D6		Saída Analógica	2 canais disponíveis.	
E2, F2		Saída de Energia	Saída da fonte de alimentação (5 V, max. 75 mA).	
A1-L1, S1-c1		Terra	Contactos terra da MicroAutoBox II	

4.2 Interface do Modelo de Controlo em Simulink

Por forma a efetuar a comunicação entre o ambiente de hardware e software, foi necessário recorrer a bibliotecas específicas da Microautobox em ambiente Simulink, usando os blocos respetivos para as entradas/saídas analógicas e digitais, que visam a leitura e envio de valores das diferentes variáveis analisadas. Os diferentes *blocksets* são exclusivos para cada placa, ou seja, os blocos apenas podem ser utilizados para a placa a que estão destinados, tal como é possível verificar na Fig. 4.3.

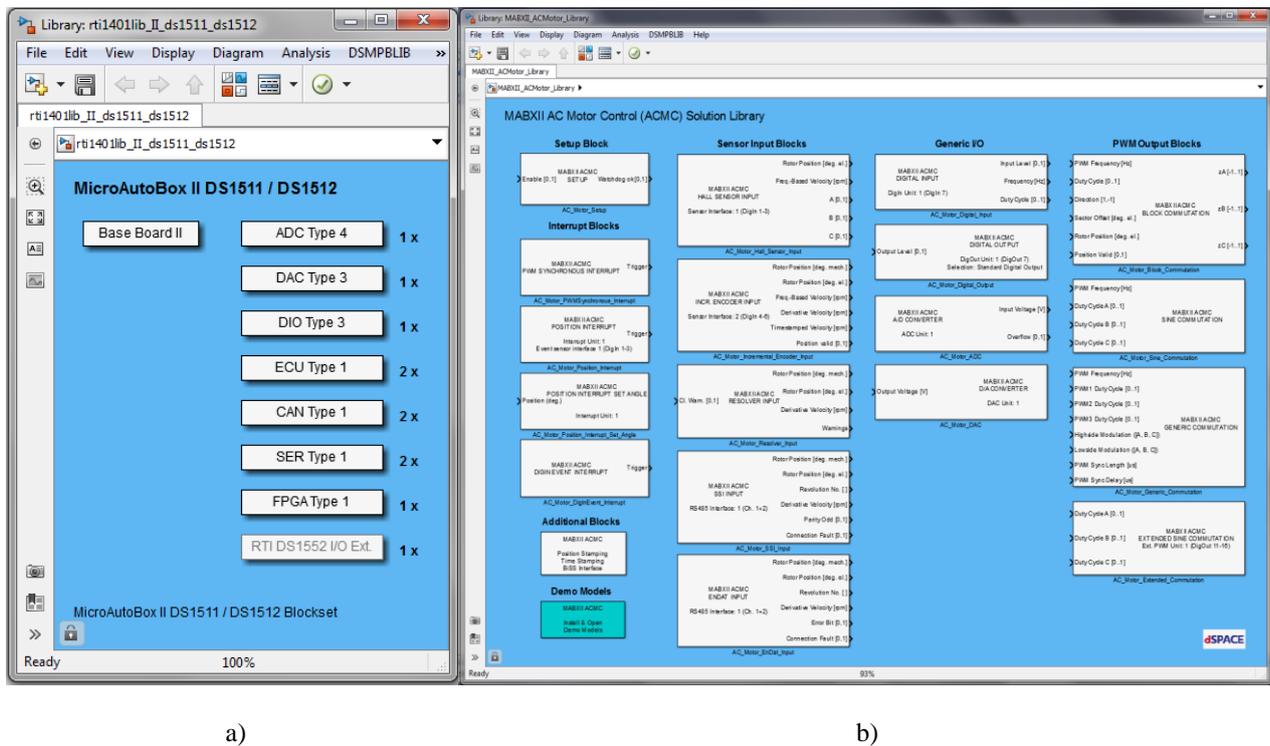


Fig. 4.3 - Biblioteca ou blocksets utilizados na interface Simulink, correspondentes às placas: a) 1511; b) 1553.

Como consequência desta comunicação, a interface do modelo de controlo preditivo previamente desenvolvido sofreu algumas alterações, que vão desde a introdução de blocos relativos às diferentes entradas/saídas das distintas placas até a alterações ao nível de estrutura do modelo. O modelo de controlo é apresentado no anexo B, como forma ilustrativa e explicativa das alterações efetuadas. É exibida no anexo C, a tabela das variáveis consideradas no controlo do sistema de tração, apresentando os diferentes parâmetros que as caracterizam: nível de tensão, pinos, placas e componentes correspondentes, descrição do sinal, etc.

Foram tidas em conta, aquando das alterações efetuadas no modelo de controlo, várias considerações de modo a fazer corresponder os pinos de entrada/saída com o sinal pretendido e o respetivo bloco, ou a permitir a comunicação com as outras plataformas de controlo existentes no

carro através de protocolo de comunicação CAN. Desta forma, foi feita uma pesquisa nos diferentes manuais, respetivos de cada placa [48]–[50], de maneira a fazer corresponder corretamente as alterações no modelo de controlo com as ligações físicas das fichas conectoras, apresentadas na Fig. 4.4.



Fig. 4.4 - Fichas conectoras ZIF que se ligam às placas de controlo, 1511 e 1553, presentes na Microautobox II.

4.2.1 Placa 1511

Fazendo uma análise pormenorizada e explicativa das ligações realizadas, é necessário identificar as placas e os sinais que cada uma detém como entrada/saída através da ficha conectora.

Iniciando pela placa 1511, dos tipos de entradas/saídas apresentados na Tabela 1, foram utilizadas as que estão identificadas na Tabela 2.

Tabela 2 - Entradas/saídas utilizadas na placa 1511.

Pin ZIF	Tipo de sinal	Descrição do sinal
L2	Saída Digital	Sinal de Comando do IGBT 1 (Braço 1 cima)
K2	Saída Digital	Sinal de Comando do IGBT 2 (Braço 1 baixo)
J2	Saída Digital	Sinal de Comando do IGBT 3 (Braço 2 cima)
H2	Saída Digital	Sinal de Comando do IGBT 4 (Braço 2 baixo)
G2	Saída Digital	Sinal de Comando do IGBT 5 (Braço 3 cima)
F2	Saída Digital	Sinal de Comando do IGBT 6 (Braço 3 baixo)
F1	Terra	Contacto terra de referência aos sinais de gate dos IGBTs
E2	Saída Digital	Sinal de controlo do deadtime dos IGBTs do braço 1

D2	Saída Digital	Sinal de controlo do deadtime dos IGBTs do braço 2
L3	Saída Digital	Sinal de controlo do deadtime dos IGBTs do braço 3
V2	Entrada Digital	Sinal de erro do Driver 1
U2	Entrada Digital	Sinal de erro do Driver 2
T2	Entrada Digital	Sinal de erro do Driver 3
K3	Saída Digital	Sinal de enable dos IGBTs (habilita/desabilita os IGBTs)
c2	Protocolo CAN	Contacto dedicado à transmissão das variáveis para o cRIO (CAN_High)
c3	Protocolo CAN	Contacto dedicado à transmissão das variáveis para o cRIO (CAN_Low)
c1	Terra	Contacto terra de referência aos sinais enviados para o cRIO
b2	Protocolo CAN	Contacto dedicado à receção das variáveis do cRIO (CAN_High)
b3	Protocolo CAN	Contacto dedicado à receção das variáveis do cRIO (CAN_Low)
b1	Terra	Contacto terra de referência aos sinais enviados pelo cRIO
N1	Entrada de Energia	Contacto que alimenta as entradas/saídas digitais nesta placa
M1	Saída de Energia	Saída da fonte de alimentação para as entradas/saídas digitais (5 V)

Abordando cada tipo de entradas ou saídas acima mencionadas, é possível explicar as opções tomadas no desenvolvimento do trabalho. A maioria das entradas e saídas desta placa estão direccionadas para o controlo da ponte inversora colocada no sistema de tração, isto porque optou-se por separar os sinais referentes ao controlo dos semicondutores nesta placa, enquanto que as entradas analógicas e digitais relacionadas com o controlo do motor estão aplicadas na placa 1553.

Para os diferentes tipos de sinais acima descritos, fez-se por corresponder os diversos pinos presentes na ficha conectora desta placa, respeitando o layout apresentado na Fig. 4.5 e na Tabela 7 presente no anexo C.

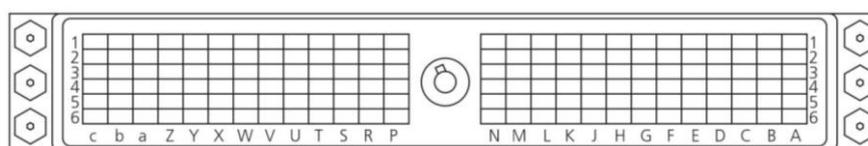


Fig. 4.5 - Layout da pinagem das fichas conectoras da Microautobox II [48].

As saídas digitais apresentam o maior número de contactos utilizados nesta placa, uma vez que foram utilizados 6 contactos para o envio dos sinais de gate dos IGBTs, permitindo a regulação da corrente e tensão à saída do inversor, 3 contactos relativos aos 3 sinais que permitem a regulação do deadtime, a partir de ambiente de software e um contacto referente ao sinal de enable dos IGBTs. Este último contacto corresponde ao sinal que é enviado pela MicroAutobox II para habilitar/desabilitar o funcionamento dos IGBTs, presentes no conversor de potência, quando os sinais de erro dos drivers estão inativos/ativos respetivamente, ou quando o contactor do motor

está fechado/aberto. A abertura ou fecho deste contactor ocorre quando se pretende carregar o carro ou durante o período de inicialização do acionamento.

A cada sinal corresponde individualmente um bloco tal como o apresentado na Fig. 4.6, utilizado em ambiente Simulink e que apenas permite o envio de um bit por sinal.

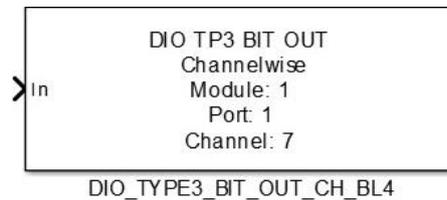


Fig. 4.6 - Bloco correspondente à saída digital.

Os 3 contactos utilizados para as entradas digitais, correspondem aos 3 sinais de erro enviados pelos três drivers presentes em cada braço do inversor. O sinal digital recebido pela MicroAutoBox II fica ativo quando ocorre um curto-circuito nalgum dos braços do inversor ou quando os drivers são alimentados por uma tensão inferior a 15 V. A cada entrada corresponde apenas um sinal digital com somente um bit, estando representado o bloco correspondente na Fig. 4.7.

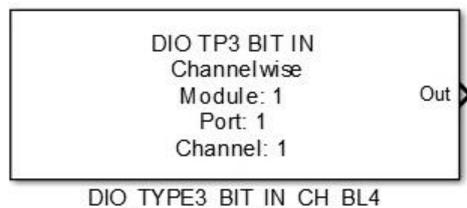


Fig. 4.7 - Bloco correspondente à entrada digital.

A comunicação entre as duas plataformas de controlo do veículo elétrico, cRIO e MicroAutoBox II, foi estabelecida através do protocolo de comunicação CAN.

As vantagens deste tipo de protocolo são [51]:

1. Elevada taxa de mensagens por segundo.
2. Alta confiabilidade através da verificação CRC.
3. Tem alta imunidade a interferências eletromagnéticas (EMI).

Para estabelecer esta ligação, foi necessário ter em conta algumas considerações, tais como o cabo e os terminais que estabelecem a comunicação entre as duas plataformas, as resistências tanto do cabo como de terminação, o tipo de protocolo utilizado (protocolo CAN 2.0A ou 2.0B), a identificação e tamanho dos dados transmitidos e a cadência de informação enviada de forma a que não ocorra nenhum conflito no barramento de comunicação.

Relativamente ao cabo, considerou-se um comprimento de 5m, de modo a permitir a ligação das duas plataformas no interior do carro e a não afetar significativamente a taxa de transmissão e o valor total de resistência. As resistências de terminação, fundamentais para o funcionamento do protocolo uma vez que minimizam a reflexão do sinal no barramento CAN, foram implementadas no começo e fim do barramento, tal como demonstra a Fig. 4.8.

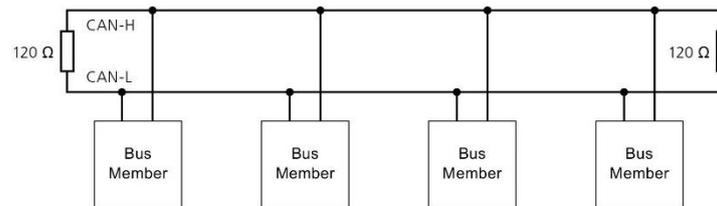


Fig. 4.8 - Ilustração da rede CAN composta por 2 condutores, CAN_High e CAN_Low, tendo resistências de 120 Ω em ambas as extremidades [49].

Estas resistências foram enquadradas dentro dos requerimentos obrigatórios do protocolo CAN, da qual a norma ISO 11898 faz parte [49], tendo sido implementadas em ambas as plataformas, no entanto no que à MicroAutoBox II diz respeito, foram soldadas na placa 1511, como se verifica na Fig. 4.9. Com um valor fixo de 120 Ω, respeitam a condição de potência mínima de dissipação, apresentada em [51] com um valor de 250 mW.

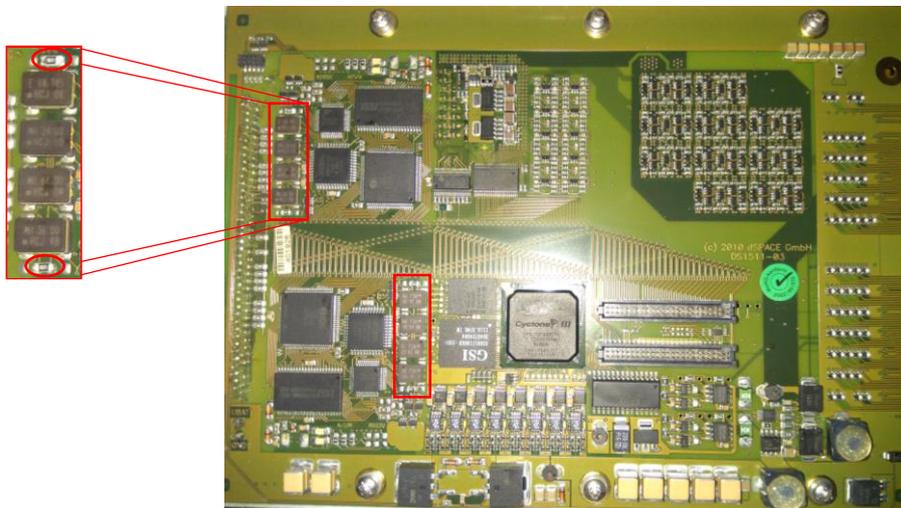


Fig. 4.9 - Resistências de terminação do tipo SMD 0805, aplicadas na placa 1511.

Os terminais do cabo que estabelece a ligação entre as duas plataformas são terminais de 9 pinos, no entanto, dos nove apenas cinco estão ligados aos condutores que provêm da MicroAutoBox II. Correspondem aos dois canais da comunicação CAN, o CAN_High e o CAN_Low, à massa dos canais, ao shield de forma a impedir interferências eletromagnéticas e à

alimentação externa requerida pelo cRIO e que é fornecida através de uma fonte de alimentação com um valor de 15 V.

Cada membro do barramento pode transmitir e receber dados, sendo que nesta rede CAN os membros são apenas as plataformas cRIO e MicroAutoBox II. A transmissão de dados no barramento deve ser organizada em mensagens, contendo todas as informações relevantes para a transmissão, como o bit de início, bits de identificação e bits de controlo. Cada mensagem é estruturada de acordo com a Fig. 4.10, apresentando a capacidade de transmitir até 8 bytes de dados.

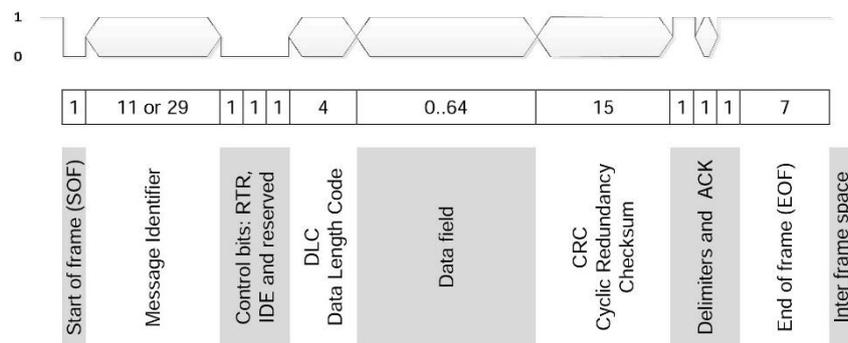


Fig. 4.10 - Formato das mensagens CAN com o comprimento em bits de cada campo [52].

Através da figura, é possível constatar que existem dois valores para o número de bits que constituem o campo de identificação da mensagem. É esta disparidade de valores que impõe uma diferenciação no tipo de protocolo CAN, isto é, no caso de termos apenas 11 bits para a identificação, corresponde ao protocolo CAN 2.0A utilizado, enquanto que ao valor de 29 bits corresponde o CAN 2.0B. É através deste campo que as plataformas de controlo fazem a identificação das variáveis transmitidas, tendo-se feito corresponder a cada variável um número diferente no campo de identificação da mensagem, tal como apresentado na Tabela 3.

O campo correspondente aos dados é limitado a 8 bytes, havendo a possibilidade de serem repartidos para a transmissão de diferentes variáveis, sendo esta repartição controlada através de blocos utilizados em ambiente Simulink e que a seguir são mencionados.

Os blocos apresentados na Fig. 4.11, foram inseridos no controlo com o intuito de permitirem o envio e receção da informação entre as duas plataformas, uma vez que é através destes blocos que é feita a configuração do protocolo de comunicação.



Fig. 4.11 - Exemplos dos blocos de transmissão, recepção e configuração geral, respetivamente, utilizados no protocolo de comunicação CAN inserido no modelo de controlo.

A cada bloco de transmissão ou recepção utilizado, está associada uma variável das demais que são transmitidas entre as duas plataformas. As variáveis presentes no controlo e que estão envolvidas no protocolo CAN são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Variáveis transmitidas e recebidas pela MicroAutobox no protocolo CAN, com o valor correspondente no campo de identificação da mensagem.

	Variáveis	Nº de identificação	Descrição do sinal
Enviadas pela MicroAutoBox II	Velocidade	10	Apresenta a velocidade do veículo no computador de bordo em km/h.
	Corrente do motor	11	Apresenta as correntes de fase <i>a</i> e <i>b</i> do motor no computador de bordo em amperes.
	Binário	12	Apresenta o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor no computador de bordo em N.m.
	Potência	13	Apresenta a potência mecânica no computador de bordo.
	Erros dos Drivers	14	Envia um sinal de três bits com a referência do driver que apresentou o erro de modo a identificar qual o braço da ponte inversora que está em erro.
	Posição do rotor	15	Apresenta a posição do rotor do motor no computador de bordo.
	Id de referência	16	Apresenta a corrente de referência i_d no computador de bordo.
	Iq de referência	17	Apresenta a corrente de referência i_q no computador de bordo.
	Proteções de tração	18	Indica no computador de bordo através dum valor numérico se o erro que o controlo apresenta se deve a uma sobrecorrente nas fases do motor ou sobretensão no barramento DC. O processo de distinção está feito do seguinte modo: 0- não há erro; 1- Sobrecorrente; 2- Sobretensão; 3- Tem ambos os erros.
	Sinal de Travão	21	Envia um sinal de um bit a indicar que o pedal do travão está pressionado de modo a iluminar as luzes de travão traseiras.
	Sobrevelocidade	22	Envia um sinal de um bit de modo ao cRIO apresentar um aviso no computador de bordo no caso da velocidade do motor ultrapassar as 1500 rpm.
	Ok Status	23	Confirma se estimação da posição inicial do rotor já foi realizada, de modo que o sistema esteja operacional.
	Start Code	26	Confirma se a MicroAutoBox II inicializou e está operacional, de modo que o cRIO aumente a tensão no barramento DC para 400 V e suceda a estimação da posição inicial do rotor.

Enviadas pelo cRIO	Marcha-atrás	30	Indica se a marcha-atrás está ativa e o rotor do motor desloca-se no sentido contrário.
	Cruise Control	31	O condutor impõe a velocidade que deseja, e o controlo impõe-a como velocidade de referência.
	Limitador de velocidade	32	O condutor impõe um limite de velocidade que deseja, e o controlo limita a velocidade do motor para que não ultrapasse esse valor.
	Travão de mão	33	Indica se o travão de mão está ou não acionado.
	Travagem Regenerativa	34	Indica se a travagem regenerativa está ou não selecionada, permitindo regenerar energia quando o pedal do travão é pressionado.
	SOC	35	Indica qual a percentagem de carga das baterias, de modo a perceber se é possível acionar a travagem regenerativa ou não, isto porque a partir de 95% não é possível ativar a travagem regenerativa.
	Contactador do motor	36	Sinal enviado pelo cRIO de modo a indicar que deu ordem de fecho do contactor para no controlo fazer o offset das correntes e habilitar/deshabilitar os impulsos de comando dos IGBTs.
	Botão de reset às proteções	37	Sinal de um bit enviado pelo cRIO de modo a resetear no controlo os erros relativos a sobrecorrente ou sobretensão indicados nas proteções de tração.
	Botão de reset estimação	38	Sinal de um bit enviado pelo cRIO que permite efetuar novamente a estimação da posição inicial do rotor no caso da estimação inicial ter estimado incorretamente.

Ainda nesta placa foram tidos em consideração os restantes contactos, tais como os contactos relativos à massa e à alimentação das entradas/saídas, de forma a que o nível de tensão dos contactos correspondentes às entradas/saídas digitais respeite o nível lógico CMOS/TTL ou seja, permaneça entre valores de 5 V a 0 V. Todos estes contactos, como já foi referenciado anteriormente, estão descritos em pormenor, no anexo C.

4.2.2 Placa 1553

Retratando agora a placa 1553, na Tabela 4 estão representadas as entradas e saídas utilizadas na MicroAutoBox II relativas a esta placa.

Tabela 4 - Entradas/saídas utilizadas na placa 1553.

Pin ZIF	Tipo de sinal	Descrição do sinal
E2	Saída de Energia	Fonte de alimentação de 5 V para alimentar o encoder.
E1	Terra	Contacto terra de referência à saída da fonte de alimentação de 5 V.
U3	Entrada Digital	Entrada que recebe o sinal correspondente ao canal A do encoder.
U5	Entrada Digital	Entrada que recebe o sinal correspondente ao canal \bar{A} do encoder.
T3	Entrada Digital	Entrada que recebe o sinal correspondente ao canal B do encoder.
U4	Entrada Digital	Entrada que recebe o sinal correspondente ao canal \bar{B} do encoder.
V6	Entrada Digital	Entrada que recebe o sinal correspondente ao canal N do encoder.

V5	Entrada Digital	Entrada que recebe o sinal correspondente ao canal \bar{N} do encoder.
F1	Saída de Energia	Fonte de alimentação (5 V) para alimentar o circuito de erro dos Drivers.
F2	Terra	Contacto terra de referência à saída da fonte de alimentação de 5 V.
A6	Entrada Analógica	Sinal correspondente à corrente de fase <i>a</i> medida pelo sensor de corrente.
C1	Terra	Contacto terra de referência ao sinal correspondente à corrente de fase <i>a</i> .
A5	Entrada Analógica	Sinal correspondente à corrente de fase <i>b</i> medida pelo sensor de corrente.
B1	Terra	Contacto terra de referência ao sinal correspondente à corrente de fase <i>b</i> .
A3	Entrada Analógica	Sinal correspondente à tensão de barramento DC medida pelo sensor de tensão.
A1	Terra	Contacto terra de referência ao sinal correspondente à tensão de barramento DC
a2	Entrada Analógica	Corresponde ao sinal de tensão enviado pela saída do pedal do acelerador.
a1	Terra	Contacto terra de referência ao sinal de tensão de saída do pedal do acelerador.
c5	Entrada Analógica	Corresponde ao sinal de tensão enviado pela saída do pedal de travão.
c1	Terra	Contacto terra de referência ao sinal de tensão de saída do pedal de travão.

A cada sinal acima mencionado fez-se por corresponder um contacto na ficha conectora destinado ao tipo de sinal utilizado e a sua respetiva massa, respeitando o layout apresentado na Fig. 4.12 e na Tabela 8 no anexo C.

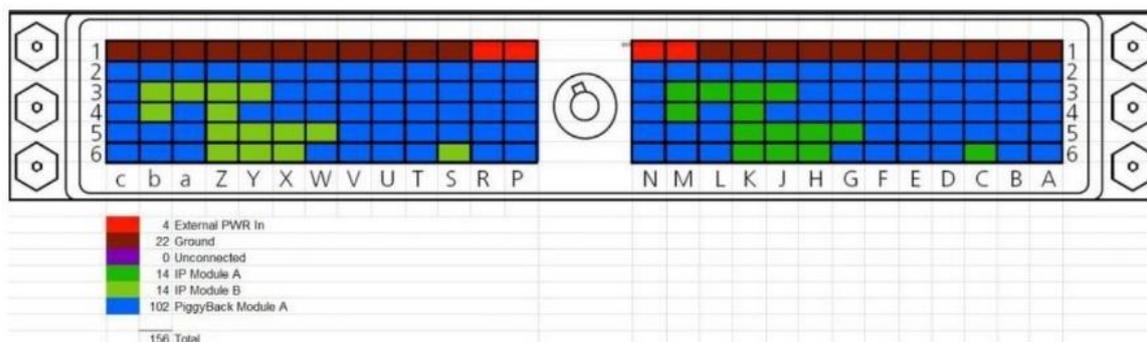


Fig. 4.12 - Layout dos contactos existentes na ficha conectora da placa 1553 da Microautobox II [50].

A esta placa estão associadas as grandezas e variáveis de controlo do motor, uma vez que a mesma é específica para tal, daí a sua denominação. Um bloco fundamental para o correto funcionamento do controlo é apresentado na Fig. 4.13. Presente na biblioteca desta placa, foi incluído no controlo para permitir a comunicação entre a placa 1553 com as restantes placas na MicroAutoBox II. Esta comunicação, que permite o processamento das variáveis analisadas na placa 1553, necessita de estar habilitada via software uma vez que as placas ao nível de hardware já estão interligadas, no entanto é obrigatória a inclusão deste bloco no controlo, senão o controlo implementado não compila, apresentando uma mensagem de erro no momento de compilar. A entrada do bloco, tal como se verifica pela figura funciona como um sinal de enable que habilita os drivers das saídas digitais e analógicas quando está a 1 e desabilita-os com valor 0.

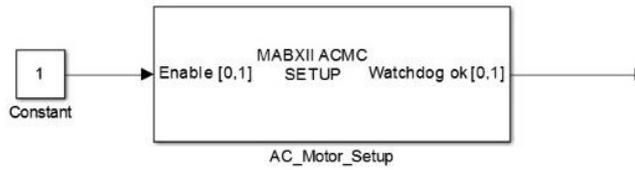


Fig. 4.13 - Bloco que interliga as placas via software.

Por forma a determinar a velocidade do motor foi acoplado no lado contrário ao do ataque do motor um encoder com as seguintes características: 5 V de alimentação; canais A, \bar{A} , B, \bar{B} , N, \bar{N} ; 1024 ppr. A placa 1553 tem um um bloco específico na interface Simulink que permite fazer a ligação entre o encoder e o controlo desenvolvido, apresentado na Fig. 4.14.

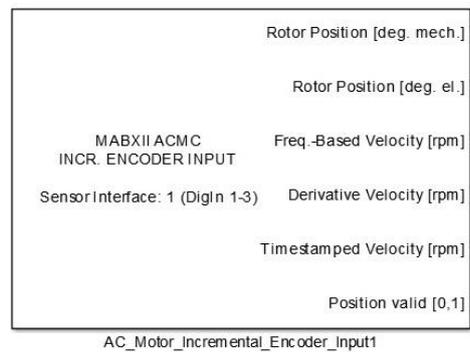


Fig. 4.14 - Representação do bloco específico para o encoder correspondente à entrada digital utilizada nesta placa.

Devido ao facto desta placa apresentar na sua constituição uma fonte de alimentação que disponibiliza duas saídas de 5 V, uma foi utilizada na alimentação do encoder e a outra no circuito elétrico destinado ao sinal de erro dos drivers presentes na ponte inversora, permitindo que os restantes condutores do encoder fossem ligados aos contactos correspondentes do bloco acima representado. Com os 3 canais característicos deste encoder juntamente com as saídas específicas do bloco apresentado, foi possível determinar a posição do rotor tanto em graus eléctricos como mecânicos e a velocidade do motor utilizado.

As entradas analógicas, utilizadas em maior número nesta placa, estão associadas às saídas dos pedais de aceleração e travagem e aos valores das grandezas como as correntes do motor e tensão do barramento DC. O bloco destinado a fazer a correspondência das entradas analógicas no Simulink, ilustrado na Fig. 4.15, é idêntico para as diferentes variáveis.

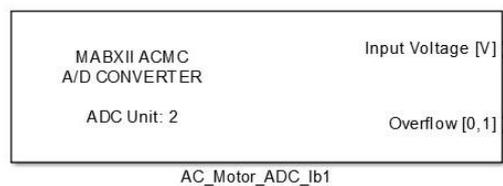


Fig. 4.15 - Bloco correspondente às entradas analógicas.

Uma particularidade dos pedais prende-se com o facto de terem o princípio de funcionamento idêntico a um potenciómetro, impondo uma verificação prévia da gama de valores de tensão, que estava indicada nos datasheets dos pedais entre 0.8 V e 4.2 V. Por forma a controlar o valor de binário de referência, correspondente à entrada externa do controlo utilizado, foi necessário recorrer a uma função Matlab de modo a relacionar o nível de tensão dos pedais com o valor de binário de referência pretendido. Foi estabelecida uma função linear que permitiu associar o valor mínimo de tensão dos pedais (0.74 V), com o valor mínimo de binário (0 N.m) e o mesmo para os valores máximos, sendo que a 4.503 V de tensão dos pedais corresponde o binário nominal do motor (70.1 N.m), tal como demonstra a Fig. 4.16.

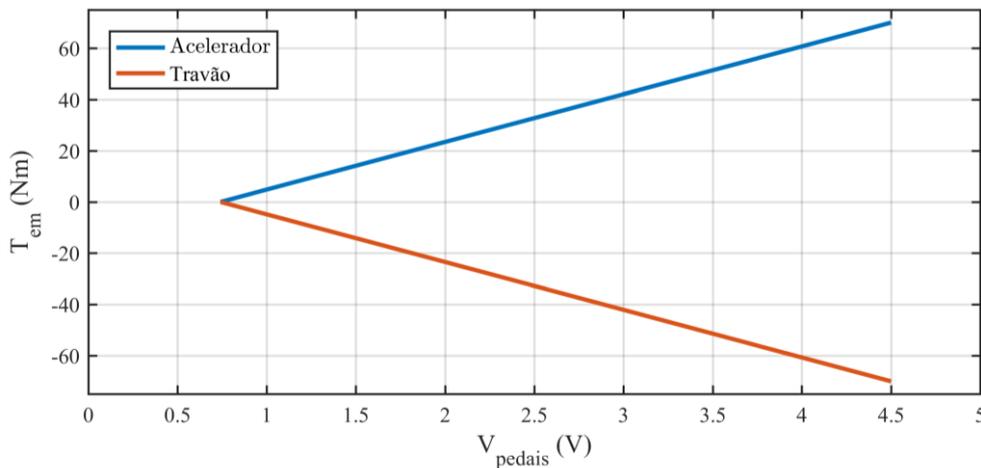


Fig. 4.16 - Curvas características do binário desenvolvido pelo motor em função da tensão de saída dos pedais de aceleração e travagem.

As curvas apresentadas na Fig. 4.16 advêm das equações lineares exibidas em 4.1 e são válidas se considerarmos somente os valores enviados pelos pedais nas respetivas equações e desprezarmos tudo o resto. Considera-se então que o veículo apresenta velocidade positiva em ambas as curvas no entanto, na primeira equação o travão não está pressionado e o carro está sem a marcha atrás ativa, e na segunda equação tudo o que está relacionado com a velocidade é desprezado, restando apenas o valor de T_x que está associado à variação do valor do pedal de travão.

$$\begin{cases} \text{Acelerador: } T_{ref} = 18.625(Acc - 0.74 - (Brk - 0.74)) \\ \text{Travão: } T_{ref} = -\frac{T_x}{(n_{ramp} - n_{min})}(speed) \times (abs(speed) > n_{min}) \end{cases}, \text{ com } T_x = 18.625(Brk - 0.74) \quad (4.1)$$

sendo $n_{min} = 0$ rpm e $n_{ramp} = 150$ rpm.

É necessário esclarecer o facto de que se dá primazia ao pedal do travão no caso de estarem os dois pedais pressionados, para que nesta situação o valor de binário não desça abruptamente para zero mas reduza de uma maneira suave, sendo por isso integrado na primeira equação o valor enviado pelo pedal do travão. A equação relacionada com o acelerador depende ainda do valor de marcha-atrás, isto é, na possibilidade desta variável estar ativa, o valor do binário de referência passa a ser simétrico.

No que diz respeito à equação relativa ao travão, pretende-se que o binário desenvolvido pelo motor quando este é pressionado seja sempre contrário ao sentido de movimento do veículo, ou seja, na eventualidade do carro se deslocar com velocidade positiva, o binário imposto é negativo e vice-versa. De modo a suavizar o binário de travagem, impôs-se uma rampa de binário que varia de acordo com a velocidade. Esta rampa é colocada numa região com um valor mínimo e máximo de velocidade definidos pelo utilizador, de forma a que o valor de binário desenvolvido dependa não só do valor do travão mas também da variação de velocidade. Nos ensaios efetuados, para valores de velocidade iguais ou superiores a 150 rpm, o binário de referência depende apenas do valor dado pelo travão. Na Fig. 4.17 está representada a curva referente à equação do binário de travagem, em função da velocidade e do valor enviado pelo pedal do travão, impondo uma variação deste binário entre os valores de $-T_x$ a T_x .

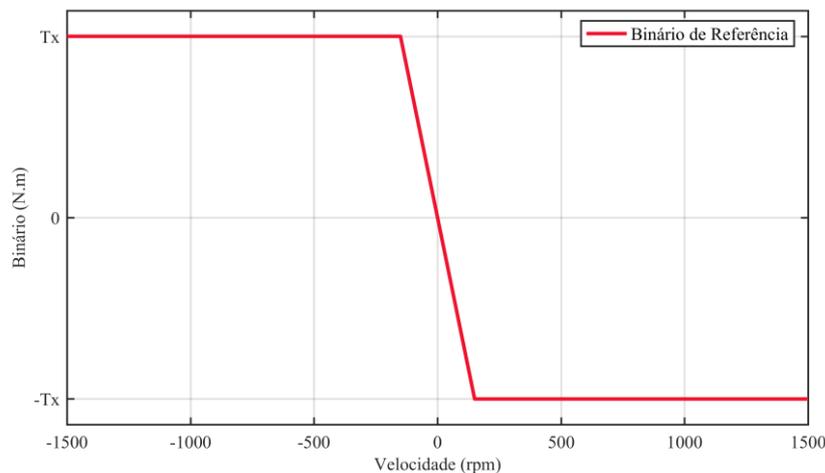


Fig. 4.17 - Curva característica que relaciona o binário desenvolvido durante a travagem com a velocidade do rotor, na qual T_x depende do valor do pedal do travão.

5. Resultados Experimentais

Inicialmente é apresentada a montagem utilizada na implementação e teste de todo o acionamento que compõe o sistema de tração do veículo elétrico. Posteriormente, são caracterizados todos os componentes que a constituem e é feita a descrição de todo o procedimento desde o arranque até ao total funcionamento do acionamento. Neste capítulo são ainda exibidos os resultados obtidos que advêm dos diferentes ensaios experimentais realizados.

5.1. Esquema da Montagem Experimental

A Fig. 5.1 corresponde à representação do esquema de ligações do sistema de tração presente no VE, de uma forma mais explícita à representada na Fig. 1.1 no interior do quadro indicado a vermelho. A maioria dos equipamentos utilizados no acionamento estão assinalados na Fig. 5.2.

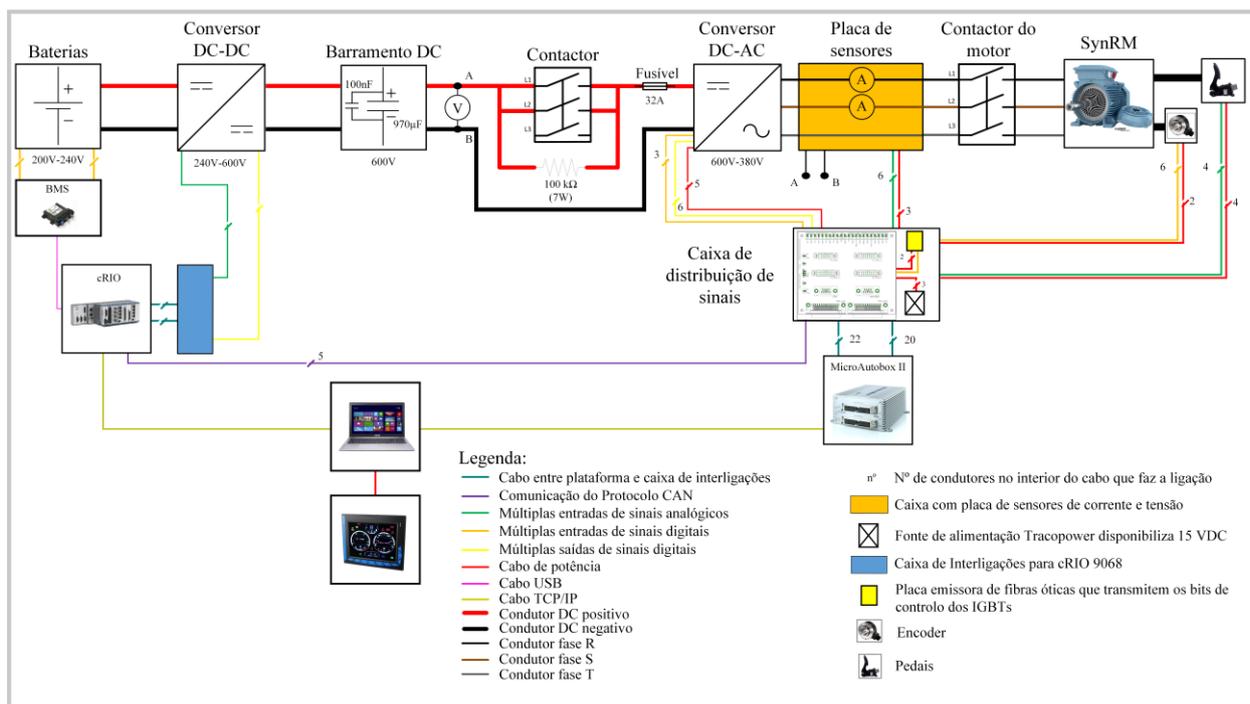


Fig. 5.1 - Representação do diagrama de blocos do sistema de tração.

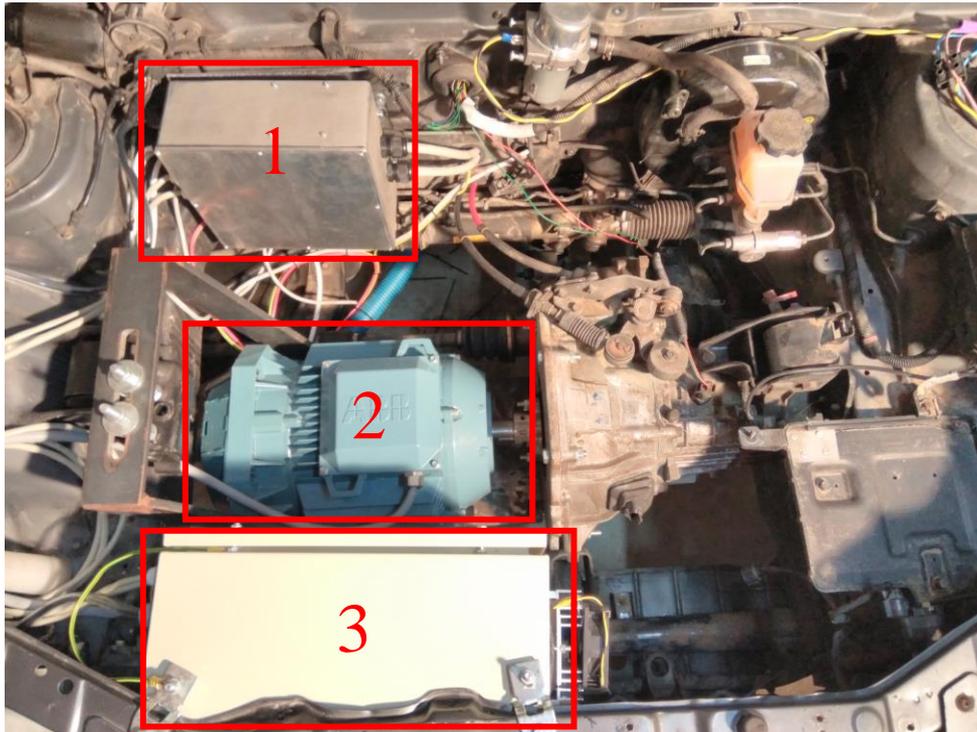


Fig. 5.2 - Acionamento elétrico do veículo: 1- Placa de distribuição de sinais, 2- Motor Síncrono de Relutância, 3- Inversor.

Os principais componentes do sistema de tração são:

- SynRM da ABB, ligado em estrela e com as características descritas na Tabela 5, controlado pela estratégia de controlo utilizada nesta dissertação;
- Um encoder incremental de 1024 ppr para determinação da posição e velocidade do rotor;
- Um inversor trifásico;
- Placa de medição de correntes e tensão e acondicionamento de sinais;
- Uma plataforma de controlo digital Microautobox II;
- Um condensador que estabiliza a tensão do barramento DC;
- Placa de distribuição de sinais;
- Placa emissora de fibra ótica;
- Pedais que permitem o controlo do binário desenvolvido pelo motor;
- Fonte de alimentação traco-power que disponibiliza 15 V à saída;

Tabela 5 - Parâmetros do SynRM.

Parâmetros	Valores
Número de polos	4
Potência Nominal	11 kW
Binário Nominal	70.1 N.m
Corrente Nominal	25 A
Velocidade Nominal	1500 rpm
Fluxo Nominal	0.987 Wb
Resistência do estator	0.392 Ω

O conversor utilizado na montagem corresponde a uma ponte inversora de dois níveis formada por seis IGBTs, ao qual está associada uma placa de sensores, que mede duas correntes de fase do motor e a tensão no barramento DC, constituído por um condensador de grande capacidade (970 μ F), em paralelo com outro condensador de 100 nF para filtrar as componentes harmónicas presentes no barramento. A placa de sensores permite ainda a conversão dos sinais de potência medidos para sinais que possam ser lidos pela plataforma Microautobox II. No inversor estão ainda presentes os drivers dos IGBTs, referenciados no capítulo anterior, da qual se retiram os sinais de erro, caso ocorra um curto-circuito nalgum dos seus braços ou quando os drivers não são alimentados com 15 V pela fonte de alimentação Tracopower presente no inversor. A ponte inversora que alimenta o SynRM é controlada através dos sinais de comando enviados pelos cabos de fibra ótica, depois de serem distribuídos pela placa emissora de fibra ótica que por sua vez está ligada à placa de distribuição de sinais. Esta placa, apresentada na Fig. 5.3, foi criada com o intuito de fazer a distribuição dos diferentes tipos de sinais utilizados no controlo, permitindo a ligação das fichas conectoras da MicroAutoBox II com os componentes que constituem o sistema de tração.



Fig. 5.3 - Placa de Distribuição de Sinais provenientes da Microautobox II.

A montante do inversor estão as baterias que servem como fonte de alimentação do motor, o conversor DC-DC e os restantes componentes que não estão contemplados no sistema de tração, mas que são parte integrante no funcionamento do veículo e que permitem o fornecimento máximo de uma tensão constante no barramento DC de 600 V. No entanto durante os ensaios realizados apenas foi utilizado no barramento o valor de 200 V devido a condicionantes na travagem regenerativa.

Como o controlo utilizado requer o conhecimento da posição do rotor do motor, antes de cada ensaio uma corrente sinusoidal de alta frequência é injetada no estator, com o intuito de obter a posição do rotor no arranque do sistema. Posteriormente, o controlo assume este valor como o valor inicial do ângulo dado pelo encoder. De forma a dar ao leitor um entendimento mais profundo dos elementos que compõem o acionamento, são apresentadas no anexo D mais fotografias dos três componentes que o integram.

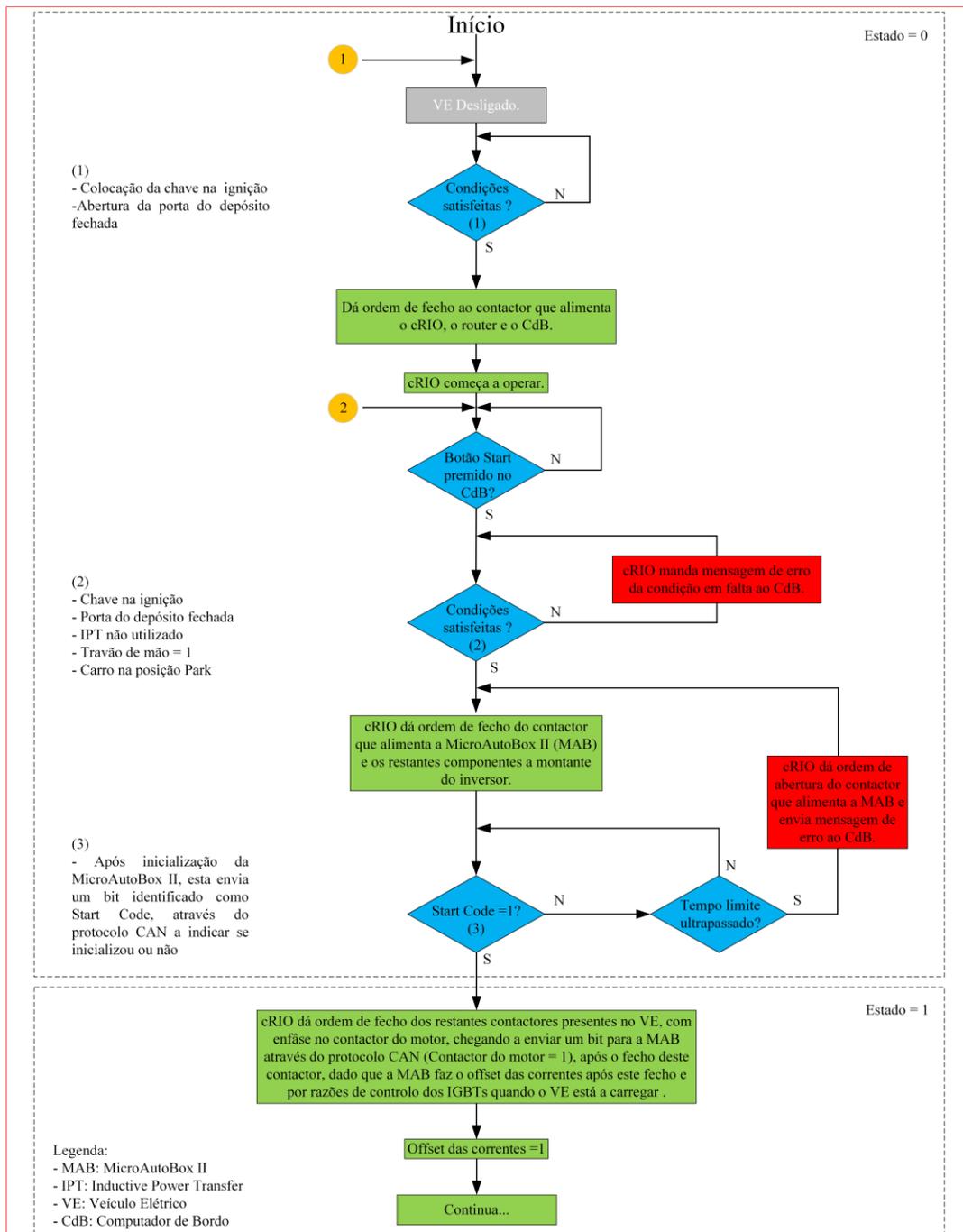
5.2. Procedimento de Arranque do Sistema de Tração

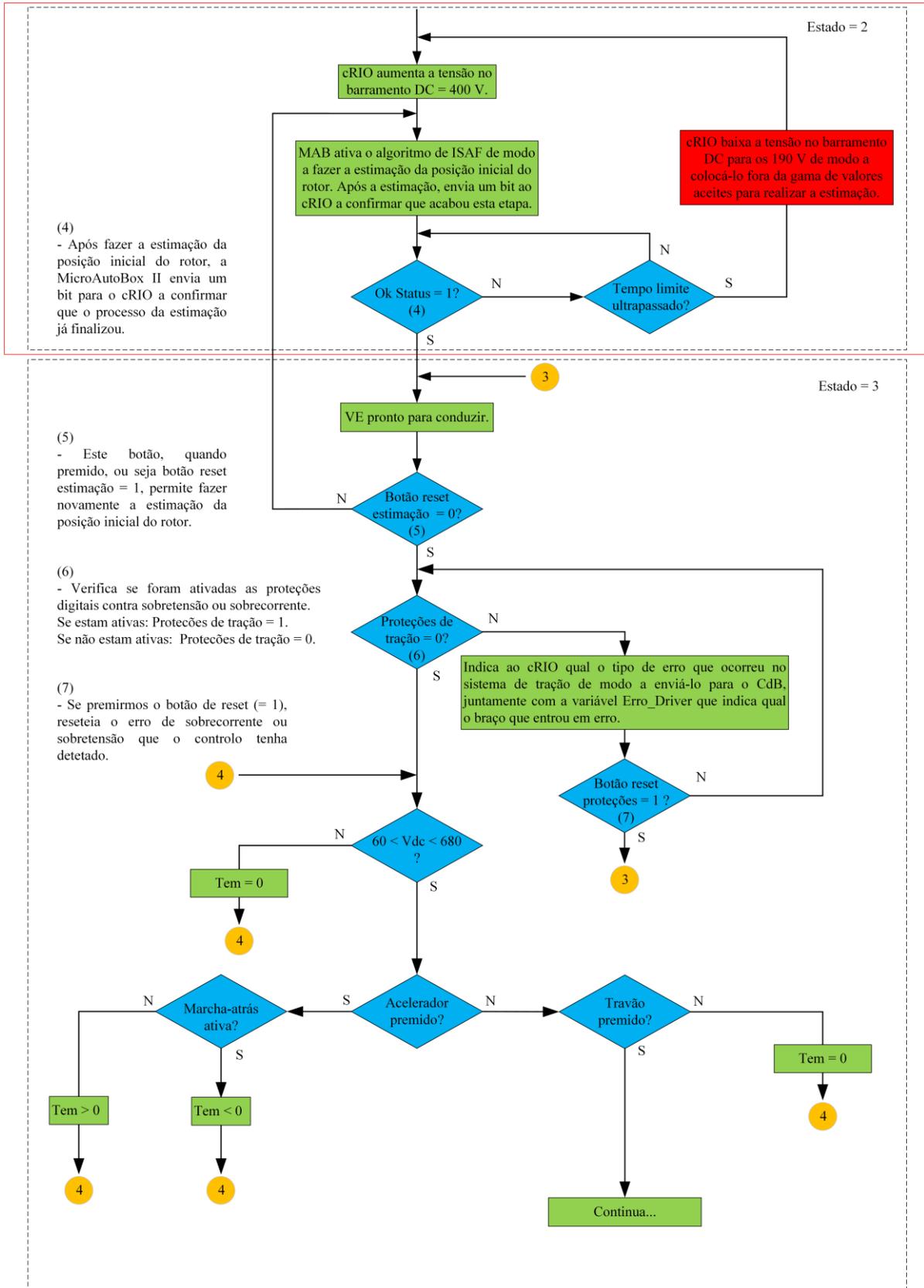
Depois de apresentados os componentes que compõem o sistema de tração presente no VE, é representado o fluxograma na Fig. 5.4, onde está descrito todo o processo que é efetuado desde que se liga o acionamento até que se volte a desligá-lo. Neste fluxograma está identificado todo o processo de arranque do sistema de tração pela região demarcada a vermelho, passando pelas diferentes etapas a que está associado.

Inicialmente, com o carro desligado é colocada a chave na ignição de modo a ativar todo o sistema presente no veículo. A plataforma cRIO que funciona como plataforma master, está programada para controlar a abertura ou fecho dos diversos contactores que alimentam os componentes que constituem o VE. Dos contactores controlados pelo cRIO, o primeiro que influencia de forma direta o funcionamento do sistema de tração é fechado de modo a alimentar a MicroAutoBox II e os restantes elementos que integram a parte a montante do inversor presente no sistema de tração. Após a MicroAutoBox II estar alimentada, esta envia um sinal digital denominado Start Code para o cRIO, através do protocolo CAN, de forma a confirmar que já se encontra operacional. Posteriormente ao envio deste sinal, o cRIO dá ordem de fecho ao contactor do motor e no mesmo instante o controlo preditivo implementado na MicroAutoBox II efetua o offset das correntes de fase do motor. Depois de reunidas as condições para que o controlo transite do estado 1 para o estado 2, a plataforma cRIO aumenta o barramento DC para um valor de 400 V, de modo que a MicroAutoBox II realize o algoritmo ISAF de modo a estimar a posição inicial do rotor de forma automática. Na fase posterior à estimação, o controlo envia para o cRIO um

sinal digital (Ok Status =1) a confirmar que a estimação foi concluída e que o VE pode operar normalmente.

Esteja a posição estimada incorreta, visível através do mau funcionamento do controlo preditivo de corrente com um elevado ruído nas correntes e consequentemente no binário desenvolvido pelo motor, é possível recorrer a um botão no computador de bordo cuja função corresponde a uma nova injeção do sinal de alta frequência de modo a repetir o processo de estimação da posição do rotor. Posto isto, a fase de arranque do sistema de tração está finalizada, sendo possível conduzir o veículo, até que seja detetado algum erro pelo controlo preditivo.





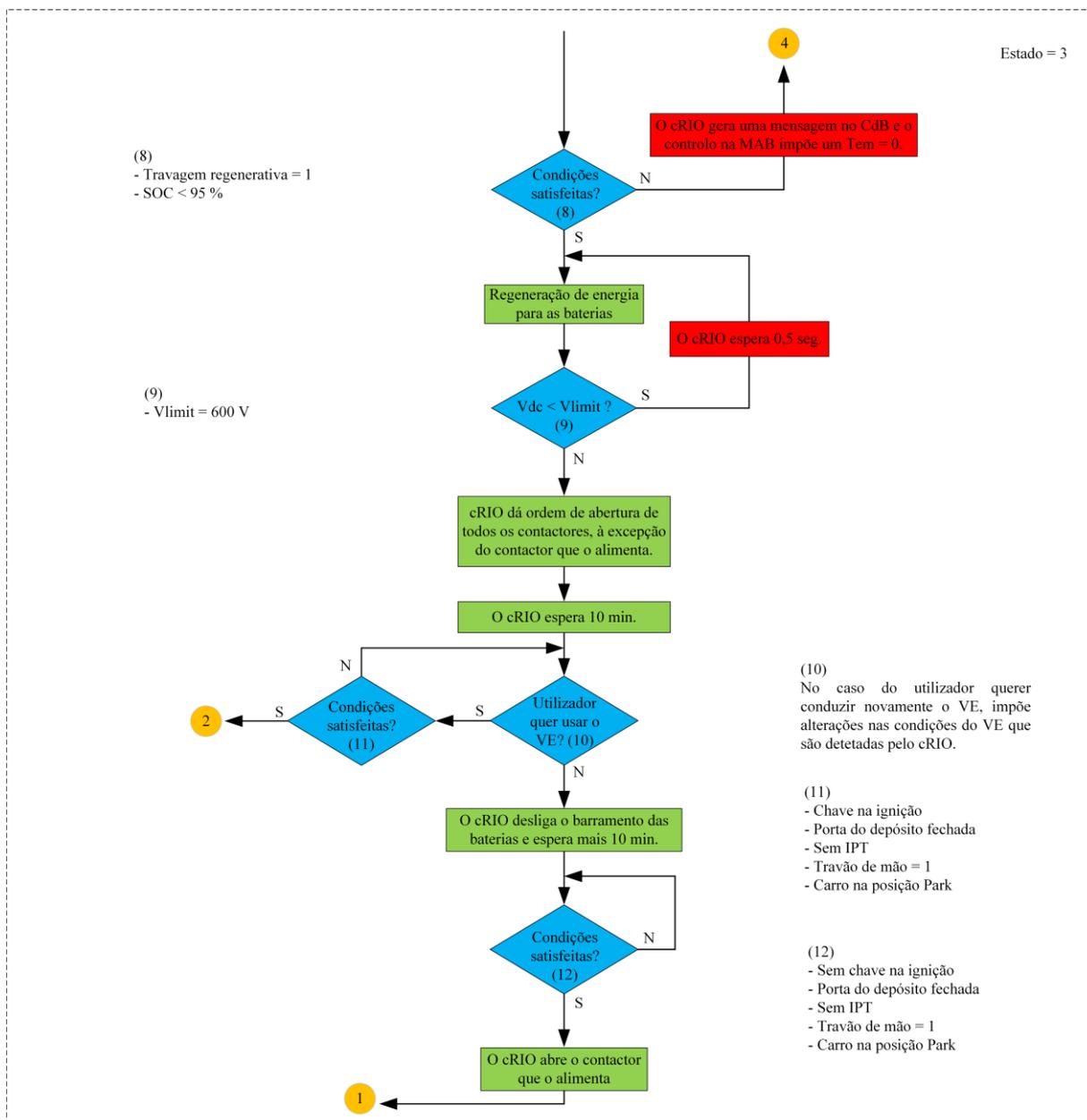


Fig. 5.4 - Fluxograma correspondente ao processo de arranque do sistema de tração.

5.3. Estimação da Posição Inicial do Rotor

Durante o funcionamento do acionamento é essencial saber com precisão a posição do rotor do motor, por isso na fase de arranque do mesmo um algoritmo que permite estimar o ângulo inicial do rotor é utilizado. Este ensaio foi realizado com o intuito de validar a sua utilização no controlo preditivo de corrente, por forma a determinar com exatidão a posição inicial do motor enquanto o rotor está parado.

No início, o procedimento adotado consistiu no alinhamento do eixo d do rotor com o eixo magnético da fase a do estator de modo a impor o valor nulo à posição angular do rotor. De seguida movimentou-se o rotor manualmente para uma posição aleatória (45.9°), colocando-se uma mudança na caixa de velocidades para que o rotor do motor, acoplado à caixa de velocidades, permaneça fixo na posição definida. Iniciou-se novamente o controlo já apresentado no fluxograma anterior, na qual sem recorrer à posição dada pelo encoder injetou-se a onda representada na Fig. 5.5.

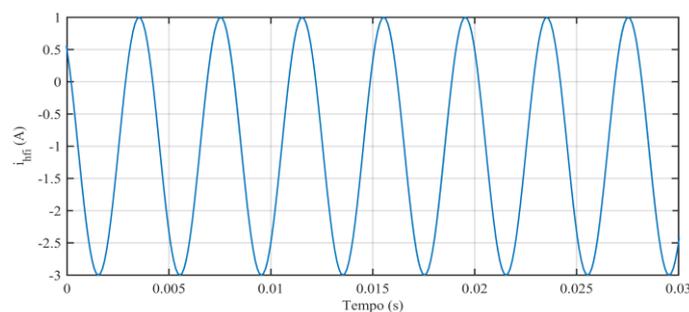


Fig. 5.5 - Onda de corrente de alta frequência injetada segundo o eixo q.

A onda de corrente de alta frequência com amplitude 2 A e frequência de 250 Hz é injetada, caso o controlo esteja no estado 2 e as condições de 400 V no barramento e offset das correntes tenham sido realizadas. A forma de onda é composta por uma componente DC de - 1 A de modo a evitar variações muito bruscas dos valores das indutâncias incrementais que ocorrem quando a corrente se aproxima de zero.

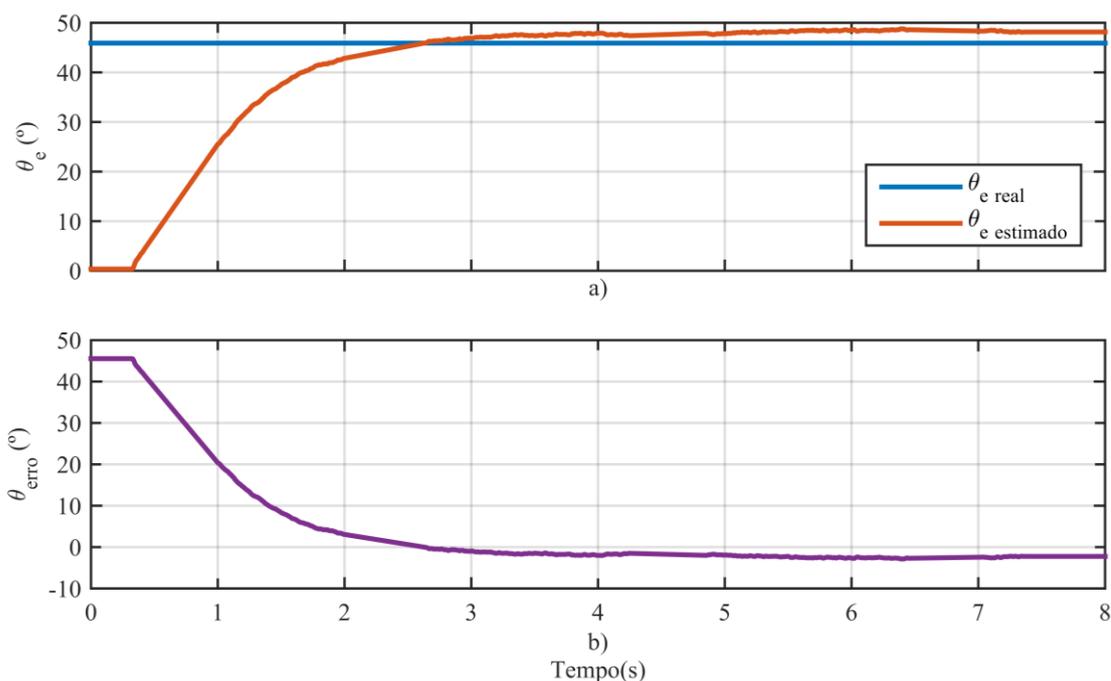


Fig. 5.6 - Resultados experimentais obtidos nos ensaios relativos à determinação da posição inicial do rotor sem encoder: a) Posição angular do rotor real e estimada; b) Erro entre a posição angular real e estimada.

O algoritmo de injeção de sinais a altas frequências (ISAF) implementado no controlo leva aproximadamente 7 segundos a obter resultados fiáveis, tal como se pode verificar na Fig. 5.6 entre os instantes 0.3 - 7.3 s, obtendo-se no final um erro de 2.2° entre o valor real e o medido, sendo um valor bastante aceitável quando comparado com os resultados apresentados na literatura [46] e que possibilita uma operação estável do acionamento. O valor da posição real manteve-se constante durante todo este processo, tal como demonstra a curva a azul na Fig. 5.6 com um valor de 45.9° , enquanto que o valor relativo à posição estimada converge para igualar a posição real, tendo no final do processo de estimação um valor de 48.1° apresentado na curva a laranja. Depois da operação de estimação da posição inicial do rotor estar concluída, o acionamento está pronto a arrancar. Este método foi implementado no controlo uma vez que o processo de alinhamento anterior apresentava um grande inconveniente: movimentação do rotor no instante inicial que representa um problema para aplicações de tração elétrica fazendo mover o veículo.

5.4. Funcionamento com Carga a Velocidade Nula

Os resultados obtidos durante a realização do ensaio, na qual se acionou o travão de mão presente no veículo de modo que o rotor permanecesse imóvel são apresentados de seguida com o intuito de comprovar que o motor desenvolve binário eletromagnético até ao seu valor nominal. Como é possível verificar na Fig. 5.7, o intervalo exibido corresponde ao ensaio com rotor travado

na qual o regime transitório do binário de carga é imposto ao SynRM, sendo este proporcional ao valor que provém do pedal do acelerador.

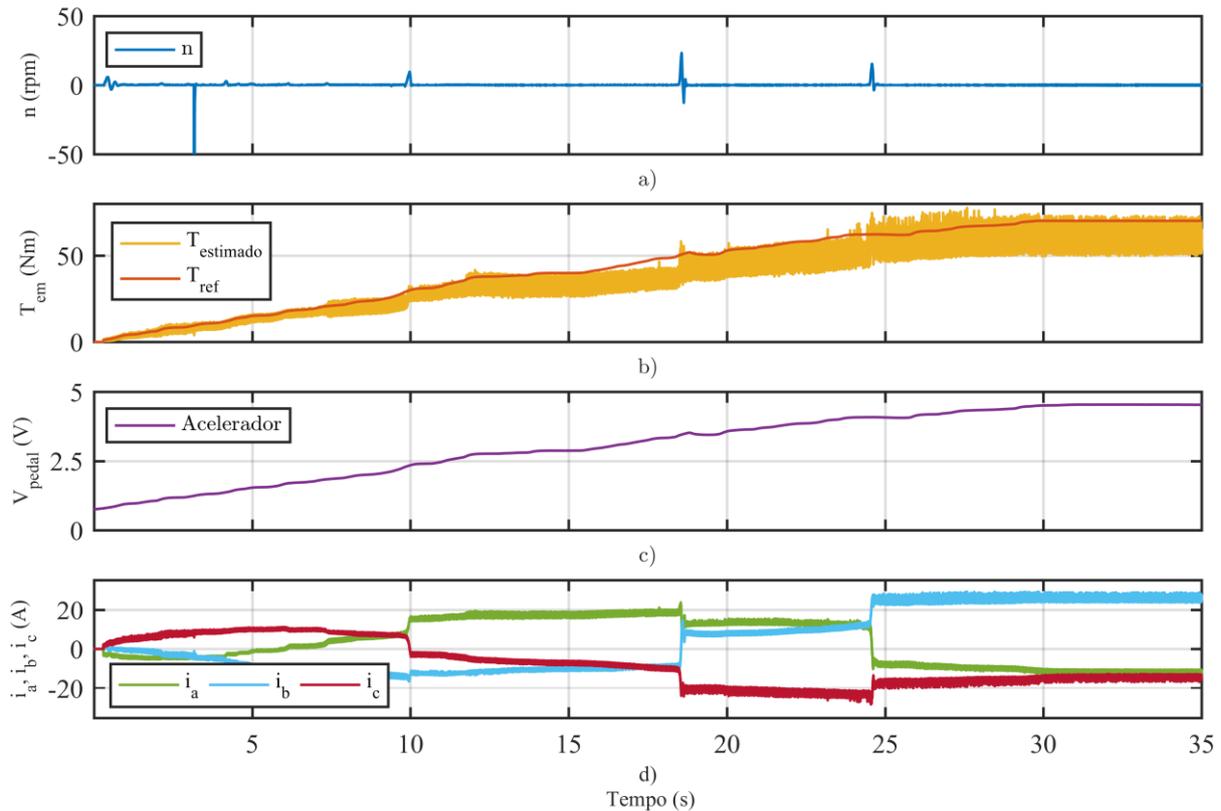


Fig. 5.7 - Resultados experimentais relativos ao SynRM com rotor travado e com carga variável no tempo: a) Velocidade real; b) Binário eletromagnético estimado e de referência; c) Valor do pedal do acelerador; d) Correntes de fase do motor.

Na Fig. 5.7, o pedal é pressionado no instante $t=0$ s até atingir o valor máximo de 4.503 V já nos instantes finais, permitindo ao motor alcançar o valor nominal de 70.1 N.m, mesmo com o rotor travado. O binário estimado apresenta algum ruído associado devido às interferências eletromagnéticas que se propagam através dos cabos de potência, mas também ao facto de as indutâncias adquiridas noutra dissertação não abrangerem toda a gama de valores de binário imposta. No entanto o acionamento está operacional e os resultados demonstram a capacidade que o acionamento tem de desenvolver um binário elevado mesmo com velocidade nula, sendo isto elementar no caso de um veículo elétrico, pois permite obter o binário nominal para a situação de arranque do veículo.

Estão ainda representadas na Fig. 5.7 as curvas relativas à velocidade do rotor e às correntes de alimentação do SynRM. Relativamente à velocidade, esta apresenta alguns picos como consequência do deslocamento da posição do rotor devido à incapacidade dos travões do veículo face ao binário desenvolvido pelo motor. Já nas correntes de alimentação, é possível observar que

a amplitude das mesmas vai variando à medida que o valor do pedal aumenta, até atingir o seu valor máximo de 35.35 A ($\sqrt{2}I_{\text{nominal}}=\sqrt{2}\times 25$ A).

5.5. Funcionamento em Vazio

Com o propósito de analisar o desempenho do acionamento em regime permanente, foi efetuado um ensaio com o motor em vazio a rodar a uma velocidade constante. A velocidade de referência escolhida teve como valor 460 rpm, apresentada na Fig. 5.8 com os demais parâmetros obtidos neste ensaio.

Na Fig. 5.8 estão representados além da velocidade, o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor e as correntes de fase do motor. Na forma de onda do binário verificam-se pequenas oscilações, inferiores a 0.5 N.m, que provêm não só de perdas no ferro e por atrito que existem, como também de pequenos erros associados à estimação do binário desenvolvido. Apesar de o motor não estar acoplado à caixa de velocidades, desenvolve binário eletromagnético de valor reduzido, por forma a conseguir superar as perdas e movimentar o rotor.

Verifica-se que as formas de onda das correntes de alimentação nas três fases do motor são aproximadamente sinusoidais, apresentado algum conteúdo harmónico de alta frequência próprio do sistema de controlo de qualquer acionamento elétrico. Calculou-se o valor de THD respetivo para a corrente da fase b do motor na qual se obteve o valor de 4 %.

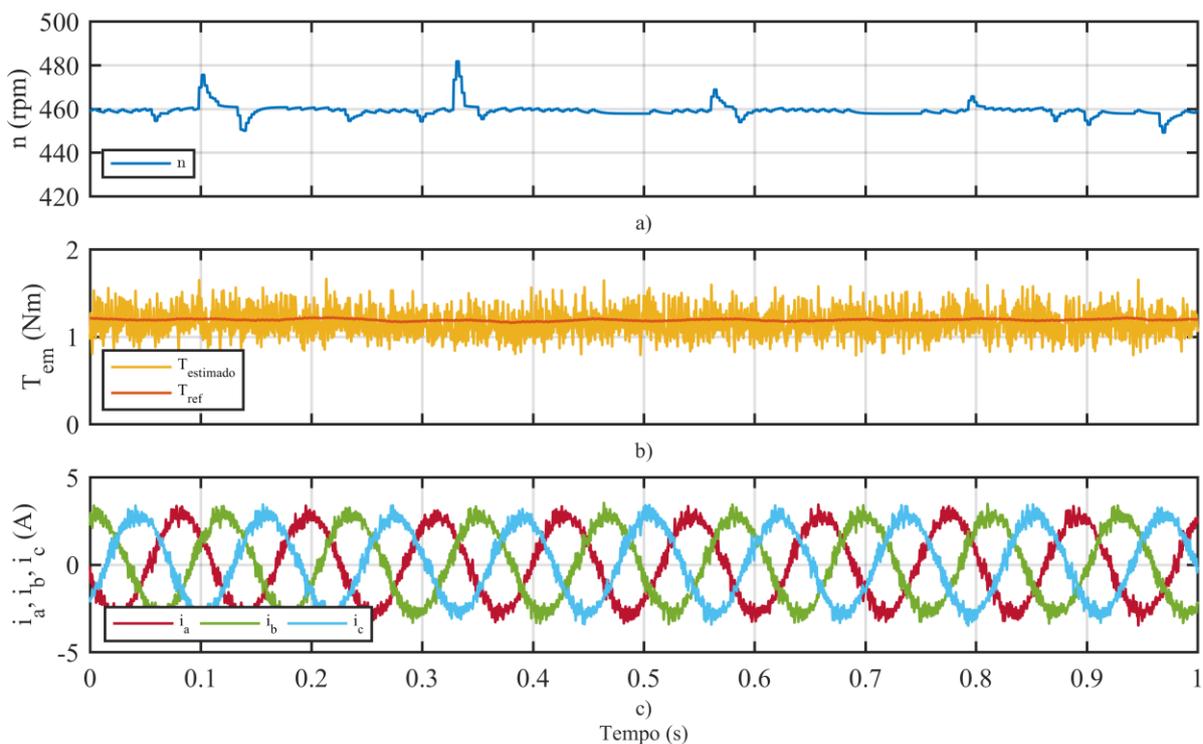


Fig. 5.8 - Resultados experimentais com o SynRM a funcionar em vazio a velocidade constante: a) Velocidade real; b) Binário eletromagnético estimado e de referência; c) Correntes de alimentação do motor.

5.6. Rampa de Aceleração

Na Fig. 5.9 está registado o intervalo de tempo correspondente ao arranque do veículo, desde a posição de repouso até atingir uma determinada velocidade próxima da nominal. É explícito na Fig. 5.9 que derivado ao peso do veículo e à pressão exercida no pedal do acelerador, a velocidade do motor apresente uma variação mais lenta no início do arranque, de forma a superar a inércia do veículo. Posteriormente, de uma forma linear vai aumentando até estabilizar numa certa velocidade.

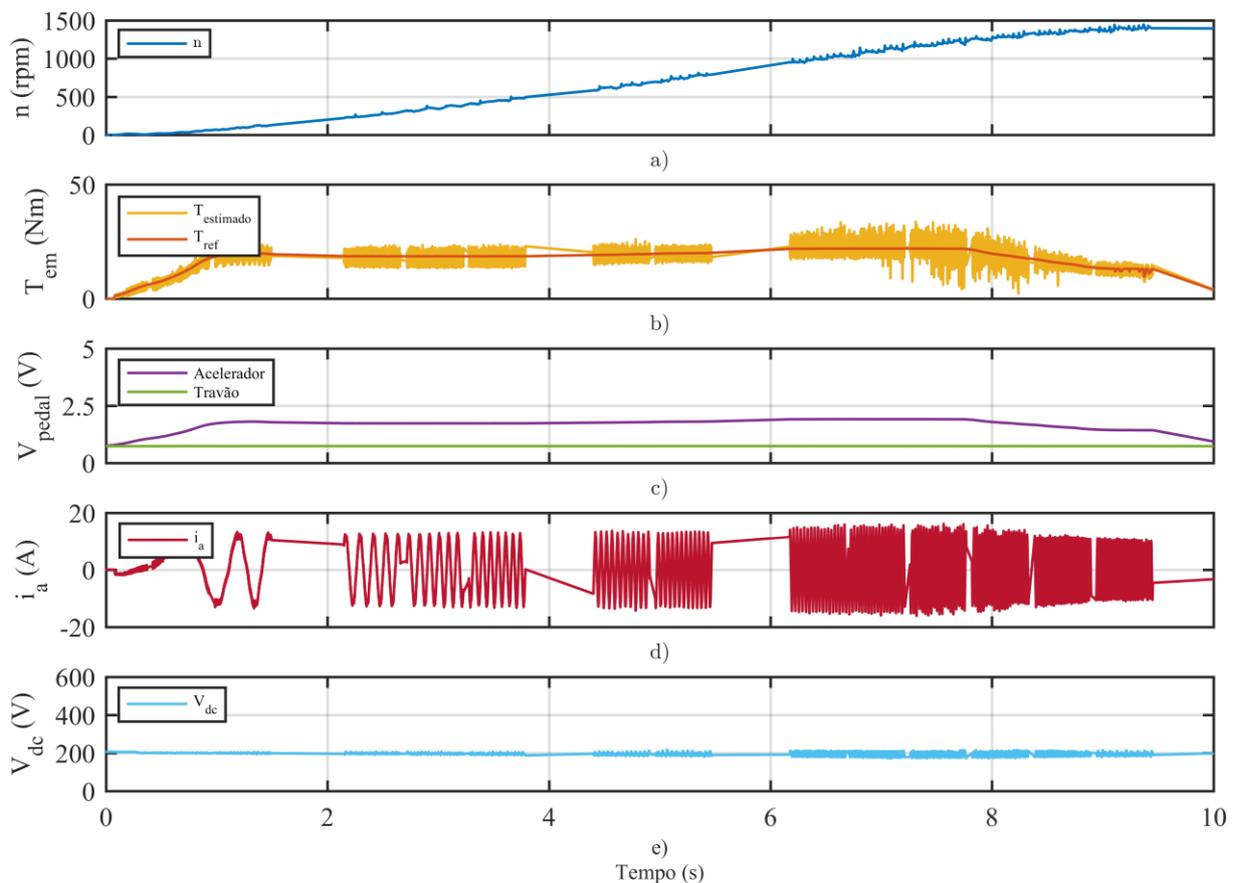


Fig. 5.9 - Resultados experimentais do arranque do SynRM: a) Velocidade do SynRM; b) Binário eletromagnético; c) Valor de tensão fornecido pelo pedal do acelerador; d) Corrente de alimentação na fase a ; e) Tensão no barramento DC.

Durante este processo a velocidade demorou cerca de 10 s até estabilizar, sem apresentar overshoot, uma vez que como o processo é mais lento e evoluiu de forma gradual, sendo por isso expectável que tal não aconteça-se. Este ensaio comparado com outros realizados em ambiente laboratorial é mais demorado, no entanto esta demora é justificada através da carga utilizada, dado que neste ensaio a carga é bastante superior, quando comparado com os casos realizados no laboratório.

Relativamente ao binário eletromagnético desenvolvido neste intervalo, verifica-se que o valor estimado de binário acompanha o valor de referência, no entanto próximo do instante 6 s é possível observar que o valor de binário apresenta ruído eletromagnético com uma amplitude superior, comparativamente com a apresentada até esse instante. Este ruído provém de interferências eletromagnéticas com origem no conversor DC-DC, presente a montante do inversor e propaga-se através do cabo que permite a ligação entre o barramento DC presente no chopper e o barramento DC no inversor, sendo possível verificar o ruído no barramento através da Fig. 5.9 e). Apesar da utilização de cabos blindados no acionamento e da colocação de condensadores de modo a filtrarem as componentes harmónicas de alta frequência à saída do conversor DC-DC, o ruído eletromagnético evidencia-se no ensaio realizado.

Na Fig. 5.9 são ilustradas as curvas correspondentes à tensão imposta pelo pedal do acelerador, bem como à corrente de alimentação da fase *a* do motor e da tensão no barramento DC. Verifica-se que o valor do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor possui apenas valores positivos e segue a variação da tensão imposta pela utilização do pedal do acelerador, apresentada em Fig. 5.9 c), uma vez que este ensaio teve como propósito, validar o controlo no que à aceleração do veículo diz respeito. Relativamente à corrente de alimentação da fase *a* do motor, pode constatar-se que a mesma possui uma forma de onda aproximadamente sinusoidal, com valores dentro da gama de valores aceitáveis, sem que tivesse ocorrido o disparo de uma proteção contra sobrecorrentes.

Ainda através da Fig. 5.9 verificam-se múltiplas regiões que não seguem a forma de onda da respetiva variável, próximas dos instantes 2 s, 4 s e 6 s. Isto pode dever-se ao facto da informação que é guardada e transmitida da MicroAutoBox II para o computador sobrecarregar o processador da MicroAutoBox II, e permitir que o registo dos valores seja comprometido durante estes intervalos.

5.7. Funcionamento com Travagem Regenerativa

Realizou-se um ensaio relativo à travagem regenerativa com o intuito de verificar a resposta do acionamento à bidirecionalidade do binário desenvolvido pelo motor. No intervalo apresentado na Fig. 5.10 existem duas regiões, que são facilmente identificáveis pelo sinal do valor do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor.

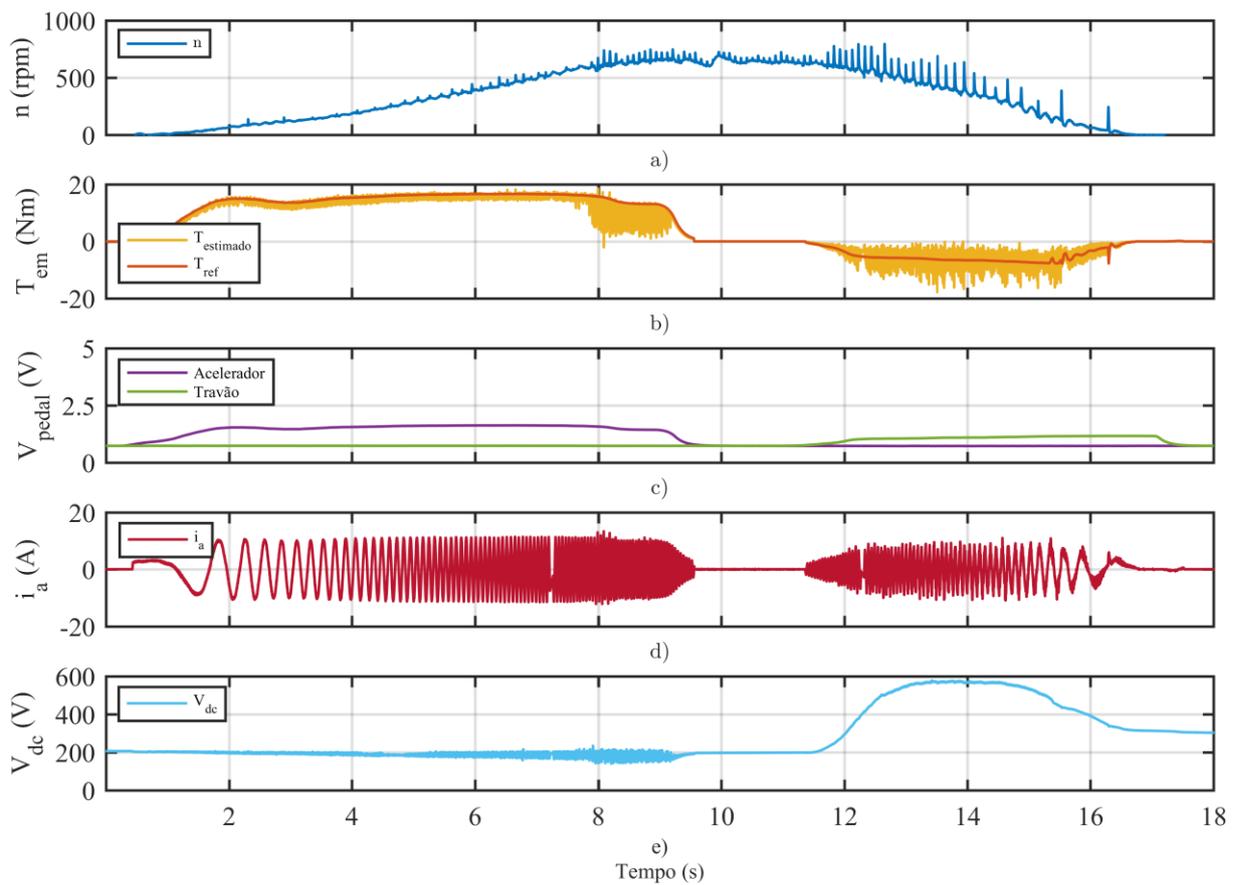


Fig. 5.10 - Resultados experimentais de travagem regenerativa: a) Velocidade do SynRM; b) Binário eletromagnético; c) Valor de tensão fornecido pelo pedal do acelerador; d) Corrente de alimentação na fase a; e) Tensão no barramento DC.

A primeira região está compreendida no intervalo de tempo $[0, 10]$ s, no qual o pedal do acelerador está pressionado e tal como no ensaio de arranque do veículo, o motor parte da posição de repouso até uma determinada velocidade. Durante este intervalo é perceptível que a velocidade varia tal como no ensaio de arranque, que o binário eletromagnético estimado acompanha o binário de referência, no entanto aproximadamente no instante 8 s o binário apresenta ruído eletromagnético de grande amplitude devido às interferências eletromagnéticas provenientes dos componentes a montante do inversor, influenciando de forma direta a tensão no barramento DC, tal como se verifica na Fig. 5.10 e), e consequentemente o binário desenvolvido e as correntes de alimentação do motor. É de notar que a tensão no barramento DC manteve-se constante, próxima de 200 V devido ao controlo implementado no cRIO durante este primeiro intervalo, apresentando algum ruído associado no mesmo intervalo onde aparece na corrente e binário do motor.

Devido ao facto do valor apresentado pelo pedal do acelerador ser de apenas 1.25 V, o binário desenvolvido apresenta um valor considerado baixo, dado o seu valor nominal de 70 N.m, sendo que a sua amplitude não ultrapassa o valor de 20 N.m. Tal como o binário, as correntes de

alimentação têm de amplitude máxima o valor de 12 A, não chegando nem a metade do valor nominal apresentado anteriormente. No entanto tais valores, ainda que baixos, permitiram deslocar o veículo de uma determinada posição para outra.

A segunda região, caracterizada pela utilização do pedal do travão visível no terceiro gráfico através da curva a verde, está compreendida entre os instantes [10, 18] s e corresponde à parte da travagem regenerativa. Neste intervalo verifica-se, devido à bidirecionalidade da corrente, um aumento da tensão no barramento DC para valores próximos do valor máximo permitido no barramento DC correspondente a 600 V, dado que o sentido do fluxo de potência se dirige do motor para as baterias, carregando o condensador. O valor do binário eletromagnético é negativo uma vez que, durante a realização deste ensaio a marcha-atrás estava desabilitada, permitindo que quando o pedal do travão está acionado imponha no controlo preditivo de corrente um binário negativo de modo a fazer jus à sua função.

5.8. Funcionamento em Marcha-Atrás

Foi realizado um ensaio com o intuito de verificar o normal funcionamento do veículo com a marcha-atrás acionada, e os resultados obtidos estão apresentados na Fig 5.11. Neste ensaio é feito o arranque do veículo tal como no ensaio apresentado anteriormente, apenas varia o sentido de rotação do motor.

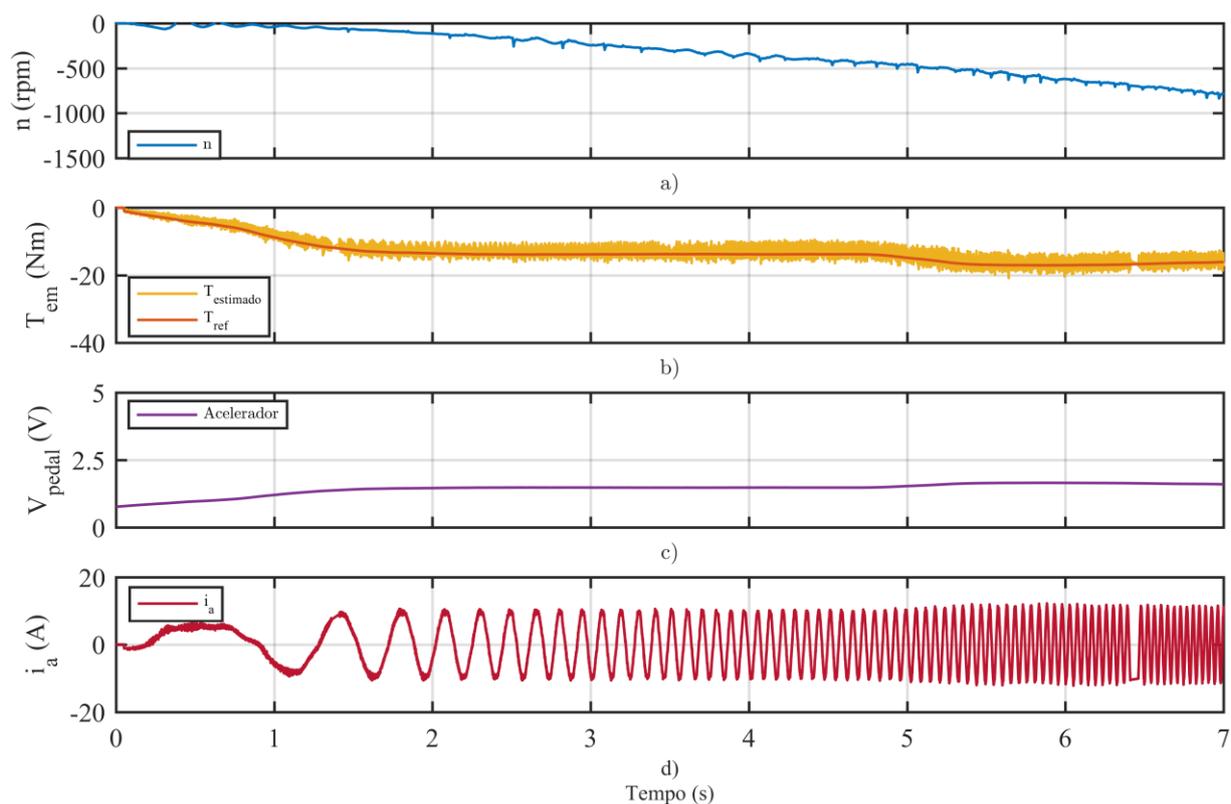


Fig. 5.91 - Resultados experimentais do ensaio de marcha-atrás: a) Velocidade do SynRM; b) Binário eletromagnético; c) Valor de tensão fornecido pelo pedal do acelerador; d) Corrente de alimentação na fase a.

Relativamente à velocidade, o motor parte da posição de repouso até atingir uma determinada velocidade, sem apresentar ruído significativo no sinal. O sinal referente ao binário acompanha sempre o valor de referência, não se verificando uma quantidade considerável de ruído no sinal desta grandeza.

Neste caso, com o modo de marcha-atrás acionado escolhido pelo utilizador, quando pressionamos o pedal do acelerador o veículo vai-se deslocar para trás dado que quando esta opção está ativa impõe uma inversão no sentido de rotação do motor. Desta forma o valor de velocidade apresentado é justificado pelo valor apresentado na variável enviada no protocolo de comunicação CAN, isto é, quando o valor da variável correspondente à marcha-atrás apresenta valor 1, significa que está acionada e quando pressionarmos o pedal do acelerador o controlo preditivo de corrente vai impor um binário negativo e consequentemente o veículo vai deslocar-se no sentido negativo.

6. Conclusão e Trabalho Futuro

6.1 Conclusão

O trabalho desenvolvido durante a dissertação consistiu na implementação e teste em ambiente real de um acionamento elétrico para um sistema de tração de um veículo elétrico. De modo a comprovar o bom funcionamento do sistema de tração em ambiente real, o acionamento foi testado em regime permanente e em regime dinâmico, para diversos ensaios experimentais realizados.

Os resultados adquiridos permitiram concluir que o sistema implementado é robusto, rápido e estável para as condições onde está implementado. Nos ensaios realizados, tanto em regime permanente como em regime dinâmico, apresenta algumas oscilações de binário e formas de onda de correntes sinusoidais com a presença de ruído associado, que podem ser mitigados com novas implementações de algoritmos, com aperfeiçoamento do código utilizado ou com a utilização de filtros corretamente dimensionados para filtrar as componentes harmónicas que existem no acionamento. No entanto, apesar da existência de ruído nos sinais apresentados, está assegurada a viabilidade do acionamento testado e da sua implementação em sistemas como este. Assim sendo é possível afirmar que o controlo preditivo de corrente implementado, apesar de apresentar um melhor desempenho no estado estacionário e de necessitar alguns aperfeiçoamentos, comparativamente ao restantes métodos de controlo usualmente utilizados (FOC e DTC), é uma boa escolha para implementar neste tipo de sistemas.

Outro componente que fez parte integrante do sistema de tração corresponde à plataforma de controlo utilizada, a MicroAutoBox II. Tendo sido escolhida para este projeto devido às suas características únicas, mostrou ser uma plataforma fácil de utilizar, com uma vasta gama de diferentes tipos de entradas e saídas. Permitiu as ligações, através de uma placa de circuito impressa criada exclusivamente para este projeto, com os diferentes componentes utilizados no VE de forma a que fosse possível a receção e envio de variáveis através do protocolo CAN e monitorização das diversas grandezas desde a tensão do barramento DC, as correntes da alimentação do motor, os sinais analógicos dos pedais e os sinais de comando digitais dos IGBTs. Deste modo a MicroAutoBox II tornou-se uma escolha acertada para o sistema utilizado.

Pode-se constatar que na pretensão de se desenvolver um acionamento para um sistema de tração de um VE, devido ao facto do SynRM ser robusto e de baixo custo, com densidade de potência considerável, apresenta-se como uma forte alternativa face aos motores habitualmente utilizados tais como os IPMSMs e os MIs.

É ainda de destacar o facto deste sistema incluir um método de determinação da posição inicial do rotor sem o auxílio do encoder, permitindo durante o processo de arranque do acionamento que o rotor não se movimente. O algoritmo ISAF provou estimar a posição inicial do rotor com uma elevada precisão em todos os testes efetuados, apresentando um erro de 2.2 graus elétricos, entre a posição angular do rotor real e a estimada. Assim sendo é fácil concluir que este método é o método indicado para este tipo de projeto, na qual o rotor não se pode deslocar inicialmente, no entanto é um método que demora algum tempo a determinar a posição e ainda apresenta um erro de 2.2°, podendo haver ainda margem para aprimorar certos aspetos.

Posto isto, na sua globalidade, os componentes e controlo utilizado neste sistema de tração do VE foram todas escolhas acertadas, que tornaram este trabalho interessante e permitiram que esta dissertação se torna-se num projeto funcional, sendo possível no final conduzir o veículo.

6.2 Trabalho Futuro

Na sequência desta dissertação, os trabalhos futuros que possam vir a ser realizados de forma a melhorar alguns aspetos menos positivos encontrados durante a realização dos ensaios experimentais são:

- Estudar outro método de injeção de sinais a altas frequências a título de comparação e tentar reduzir os seus inconvenientes, de modo a obter um método que apresente uma resposta mais rápida.
- Substituição do motor utilizado por um SynRM que desenvolva um binário eletromagnético superior de modo que o veículo apresente uma resposta mais rápida quando os pedais são pressionados.
- Aperfeiçoar os valores inerentes aos PI relativos à parte da estimação da posição inicial do rotor e à estimação do binário eletromagnético de modo que a resposta do acionamento seja mais rápida e seja mais eficiente.
- Aprimoramento na obtenção do binário de referência para a situação de travagem regenerativa quando o veículo está a descer um plano inclinado sem qualquer pressão nos dois pedais por parte do condutor.
- Realizar ensaios com as variáveis cruise control e limitador de velocidade, pois estas duas impõem a troca da variável de referência no controlo preditivo de binário para velocidade.
- Realizar novo comissionamento do motor até valores próximos do nominal.

Referências

- [1] C. Sulzberger, "An early road warrior," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 2, n. 3, pp. 66–71, 2004.
- [2] L. Situ, "Electric vehicle development: The past, present and future," in *Power Electronics Systems and Applications, 2009. PESA 2009. 3rd International Conference on*, pp. 1–3, May. 2009
- [3] A. P. Gonçalves, S. M. A. Cruz, F. J. T. E. Ferreira, A. M. S. Mendes, e A. T. De Almeida, "Synchronous reluctance motor drive for electric vehicles including cross-magnetic saturation," *2014 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2014*, 2014.
- [4] P. Moreno-Torres, M. Blanco, M. Lafoz, e J. R. Arribas, "Educational project for the teaching of control of electric traction drives," *Energies*, vol. 8, n. 2, pp. 921–938, 2015.
- [5] J. De Santiago *et al.*, "Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, n. 2, pp. 475–484, 2012.
- [6] Z. Q. Zhu e D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proc. IEEE*, vol. 95, n. 4, pp. 746–765, 2007.
- [7] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. Soong, e F. Cupertino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors*. 2016.
- [8] M. Ferrari, N. Bianchi, A. Doria, e E. Fornasiero, "Design of Synchronous Reluctance Motor for Hybrid Electric Vehicles," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, n. 4, pp. 3030–3040, 2015.
- [9] A. Boglietti e M. Pastorelli, "Induction and synchronous reluctance motors comparison," in *Industrial Electronics, IECON*, pp. 2041–2044, 2008.
- [10] P. Guglielmi, M. Pastorelli, e A. Vagati, "Cross-saturation effects in IPM motors and related impact on sensorless control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, n. 6, pp. 1516–1522, 2006.
- [11] L. Chunhua e L. Yixiao, "Overview of advanced control strategies for electric machines," *Chinese J. Electr. Eng.*, vol. 3, n. 2, pp. 53–61, 2017.
- [12] F. Wang, X. Mei, J. Rodriguez, e R. Kennel, "Model Predictive Control for Electrical Drive Systems-An Overview," *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, vol. 1, n. 3, pp. 219–230, 2017.
- [13] H. Hadla e S. Cruz, "Predictive Stator Flux and Load Angle Control of Synchronous Reluctance Motor Drives Operating in a Wide Speed Range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, n. 9, pp. 6950–6959, 2017.
- [14] J. Rodriguez *et al.*, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, n. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [15] dSpace, Microautobox II. Disponível em: <https://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/micautob/microautobox2.cfm>.
- [16] J. K. Kostko, "Polyphase reaction synchronous motors," *J. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 42, n. 11, pp. 1162–1168, 1923.
- [17] Kazmierkowski Marian P., Krishnan R., Blaabjerg F, *Control In Power Electronics*. 2002.
- [18] A. Fratta e A. Vagati, "A reluctance motor drive for high dynamic performance application," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, n. 4, pp. 873–879, 1992.
- [19] A. Vagati, G. Franceschini, I. Marongiu, e G. P. Troglia, "Design criteria of high performance synchronous reluctance motors," *Conf. Rec. 1992 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu.*

- Meet.*, pp. 66–73, 1992.
- [20] G. Brown, "Developing Synchronous Reluctance Motors for Variable Speed Operation," in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 27-29 March 2012, pp. 1-6.
 - [21] H. W. De Kock, "Dynamic Control of the Permanent Magnet Assisted Reluctance Synchronous Machine with Constant Current Angle," Master's thesis, University of Stellenbosch, March, 2006.
 - [22] M. J. Kamper, "Reluctance Synchronous Machine Drives – a Viable Alternative?," *IEEE Jt. IAS/PELS/IES Chapter Meet. Graz*, n. July, 2013.
 - [23] S. Taghavi, "Design of Synchronous Reluctance Machines for Automotive Applications Doctor thesis, Concordia University, Montreal, Canada, 2015.
 - [24] R. R. Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design," Master Science Thesis, KTH, 2007
 - [25] H. Hadla, S. Cruz, "Active Flux Based Finite Control Set Model Predictive Control of Synchronous Reluctance Motor Drives," *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, pp. 1-10, 2016.
 - [26] A. Vagati, M. Pastorelli, F. Scapino, e G. Franceschini, "Impact of cross saturation in synchronous reluctance motors of the transverse-laminated type," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, n. 4, pp. 1039–1046, 2000.
 - [27] T. Lubin, H. Razik, e A. Rezzoug, "Magnetic saturation effects on the control of a synchronous reluctance machine," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 356-362, Sept. 2002.
 - [28] Z. Qu, T. Tuovinen, e M. Hinkkanen, "Inclusion of Magnetic Saturation in Dynamic Models of Synchronous Reluctance Motors," *2012 Xxth Int. Conf. Electr. Mach.*, n. 1, pp. 994–1000, 2012.
 - [29] J. Bin Im, W. Kim, K. Kim, C. S. Jin, J. H. Choi, e J. Lee, "Inductance calculation method of synchronous reluctance motor including iron loss and cross magnetic saturation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, n. 6, pp. 2803–2806, 2009.
 - [30] M. Ruba, F. Jurca, C. Martis, R. Martis, e P. F. Piglesan, "Analysis of maximum torque per ampere control strategy for variable reluctance synchronous machines for traction applications," *EPE 2014 - Proc. 2014 Int. Conf. Expo. Electr. Power Eng.*, n. Epe, pp. 322–326, 2014.
 - [31] D. Cavaleiro, "Motor síncrono de relutância para sistemas de tração de veículos elétricos", Tese de mestrado, Universidade de Coimbra, Janeiro, 2015.
 - [32] R. Branco, "Modeling and simulation of synchronous reluctance motors", Tese de mestrado, Universidade de Coimbra, Janeiro, 2015.
 - [33] Á. Oliveira, "Controlo de um motor síncrono de relutância sem sensor de posição", Tese de mestrado, Universidade de Coimbra, Janeiro, 2015.
 - [34] S. A. Odhano, P. Giangrande, R. I. Bojoi, e C. Gerada, "Self-commissioning of interior permanent- magnet synchronous motor drives with high-frequency current injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, n. 5, pp. 3295–3303, 2014.
 - [35] A. Pouramin, R. Dutta, M. F. Rahman, J. E. Fletcher, e D. Xiao, "A preliminary study of the effect of saturation and cross-magnetization on the inductances of a fractional-slot concentrated-wound interior PM synchronous machine," *Proc. Int. Conf. Power Electron.*

- Drive Syst.*, vol. 2015–August, n. June, pp. 828–833, 2015.
- [36] D. V. García, "Self-Commissioning and Testing of Synchronous Reluctance Motor Drives," Master's thesis, University of Oviedo, 2017.
- [37] L. Peretti, P. Sandulescu, e G. Zanuso, "Self-commissioning of flux linkage curves of synchronous reluctance machines in quasi- standstill condition," vol. 9, pp. 642–651, 2015.
- [38] W. Xu e R. D. Lorenz, "High-frequency injection-based stator flux linkage and torque estimation for DB-DTFC implementation on IPMSMs considering cross-saturation effects," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, n. 6, pp. 3805–3815, 2014.
- [39] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, e J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [40] A. Varatharajan, "Predictive Control of Synchronous Reluctance Machines for Traction Applications," Master's thesis, University of Oviedo, 2016.
- [41] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, e J. Rodriguez, "Model Predictive Control A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 56, n. 6, pp. 1826–1838, 2009.
- [42] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, IEEE Press, A John Wiley & Sons Publication, 2012.
- [43] T. Wang, "Model Predictive Control of Electromagnetic Torque in Permanent Magnet Synchronous Machines," Master thesis, University of Sydney, 2013.
- [44] H. Kobayashi, H. Kitagawa, S. Doki, e S. Okuma, "Realization of a fast current control system of PMSM based on model predictive control," *2008 34th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, pp. 1343–1348, 2008.
- [45] A. Varatharajan, S. Cruz, H. Hadla, and F. Briz, "Predictive torque control of SynRM drives with online MTPA trajectory tracking and inductances estimation," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-7, May 2017.
- [46] J. Ji-Hoon, H. Jung-Ik, M. Ohto, K. Ide, and S. Seung-Ki, "Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 1595-1604, 2004.
- [47] dSPACE, Product Brochure Microautobox II, 2013. Disponível em: https://www.dspace.com/shared/data/pdf/2013/ProductBrochure_MicroAutoBox-HW_E_ebook.pdf
- [48] dSPACE, Microautobox II, "Hardware Installation and Configuration," November 2014.
- [49] dSPACE, Microautobox II, "Features, For all variants of Microautobox and Microautobox II," November 2014.
- [50] dSPACE, Microautobox II, "dSPACE MicroAutoBox II AC Motor Control Solution User Guide," Version 14.2, January 2015.
- [51] National Instruments, "GETTING STARTED GUIDE, NI 9862, 1-Port, High-Speed CAN Module", March 2015.
- [52] M. Jorge, "Design and Implementation of a Control System for testing an experimental Electric Vehicle," Master's thesis, University of Stuttgart, 2011.

Anexos

Anexo A – Especificações da Microautobox II

Technical Details

Parameter	Specification		
MicroAutoBox II	1401/1511	1401/1511/1512	
Processor	■ IBM PPC 750GL, 900 MHz (incl. 1 MB level 2 cache)		
Memory	<ul style="list-style-type: none"> ■ 16 MB main memory ■ 6 MB memory exclusively for communication between MicroAutoBox and PC/notebook ■ 16 MB nonvolatile flash memory containing code section and flight recorder data ■ Clock/calendar function for time-stamping flight recorder data 		
Boot time	■ Depending on flash application size. Measurement examples: 1 MB application: 160 ms; 3 MB application: 340 ms		
Inter- faces	Host interface	<ul style="list-style-type: none"> ■ 100/1000 Mbit/s Ethernet connection (TCP/IP). Fully compatible with standard network infrastructure. LEMO connector. ■ Optional XCP on Ethernet interface to support third-party calibration and measurement tools 	
	Real-time I/O interface	■ 100/1000 Mbit/s Ethernet connection (UDP/IP). RTI Ethernet (UDP) Blockset (optional) for read/write access. LEMO connector.	
	USB Interface	■ USB 2.0 interface for long-term data acquisition with USB mass storage devices. LEMO connector.	
	CAN interface	■ Two dual CAN interfaces; 4 CAN channels in total	
	Serial interface (based on CAN processor)	■ 2 x RS232 interface ■ 2 x serial interface usable as K/L line or LIN interface	
	Dual-port memory interface (ECU interface)	■ 2 x dual-port memory interface, 16 K x 16-bit DPRAM	
	FlexRay interface	–	■ 2 slots ¹⁾ for FlexRay modules (i.e. 4 FlexRay channels)
Programmable FPGA	–	■ Xilinx® Spartan®-6 LX150 ²⁾	
Analog input	Resolution	■ 16 16-bit channels	■ 16 16-bit channels (additional channels with DS1552, p. 9)
	Sampling	■ 16 parallel channels with 1 MSPS conversion rate	
	Input voltage range	■ 0 ... 5 V	
Analog output	Resolution	■ 4 12-bit channels	■ 4 12-bit channels (additional channels with DS1552, p. 9)
	Output voltage range	■ 0 ... 4.5 V	■ 0 ... 4.5 V
	Output current	■ 5 mA max. sink/source current	
Digital I/O	General	<ul style="list-style-type: none"> ■ FPGA-based digital I/O ■ RTI software support for bit I/O, frequency, and PWM generation/measurements 	
	Bit I/O	<ul style="list-style-type: none"> ■ 40 inputs ■ 40 outputs, 5 mA output current 	<ul style="list-style-type: none"> ■ 40 inputs (additional channels with DS1552, p. 9) ■ 40 outputs, 5 mA output current (additional channels with DS1552, p. 9)
		■ Input / output logic levels: 5 V TTL or levels up to 40 V (depending on V _{BAT}), selectable	
	PWM generation/ measurement	<ul style="list-style-type: none"> ■ All channels fully configurable as frequency or PWM inputs/outputs ■ PWM frequency 0.0003 Hz ... 150 KHz, duty cycle 0 ... 100%, up to 21-bit resolution 	
Signal conditioning	<ul style="list-style-type: none"> ■ Signal conditioning for automotive signal levels, no power driver included ■ Overvoltage protection ■ Overcurrent and short circuit protection 		
Physical connections	<ul style="list-style-type: none"> ■ ZIF connector for I/O signals, mechanically secured, Sub-D connector for power supply ■ LEMO connectors for 2 ECU interfaces, Ethernet I/O interface, USB interface, and Ethernet host interface ■ Ethernet I/O interface for notebook/PC for program load, experiment configuration, signal monitoring and flight recorder read-out ■ NEW: Integrated Ethernet switch 		
Physical characteristics	Enclosure material	■ Cast aluminum box	
	Enclosure size	■ Approx. 200 x 225 x 50 mm (7.9 x 8.9 x 2.0 in)	■ Approx. 200 x 225 x 95 mm (7.9 x 8.9 x 3.8 in)
	Temperature	<ul style="list-style-type: none"> ■ Operating (case) temperature: -40 ... +85 °C (-40 ... +185 °F) ■ Storage temperature: -55 ... +125 °C (-67 ... +257 °F) 	
	Power supply	■ 6 ... 40 V input power supply, protected against overvoltage, and reverse polarity	
	Power consumption	■ Max. 25 W	■ Max. 50 W

Fig. A.1 - Especificações presentes na plataforma de controlo Microautobox II [47].

Anexo B – Implementação do Modelo de Controlo

O modelo de controlo aplicado neste acionamento foi implementado em ambiente Simulink. A implementação deste modelo teve como base o controlo previamente desenvolvido e que posteriormente foi adaptado, para poder ser implementado na Microautobox sendo apresentado no capítulo 4 os blocos correspondentes aos diferentes tipo de entradas e saídas utilizadas. Na figura seguinte estão representados os principais blocos do modelo experimental implementado.

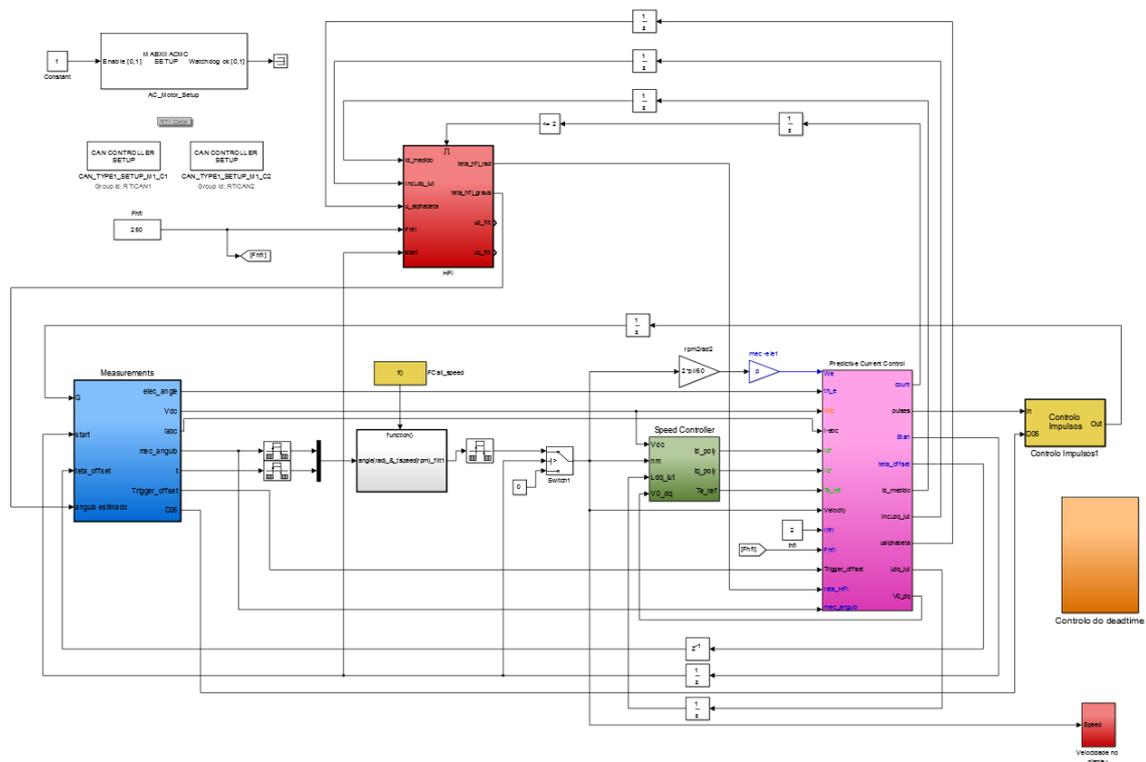


Fig. A.2 - Visão geral do modelo implementado.

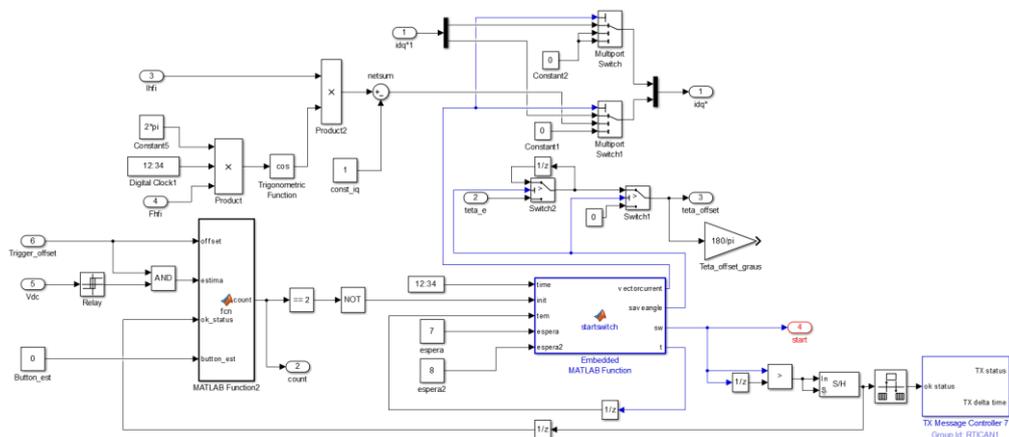


Fig. A.3 - Visão específica da injeção do sinal de alta frequência.

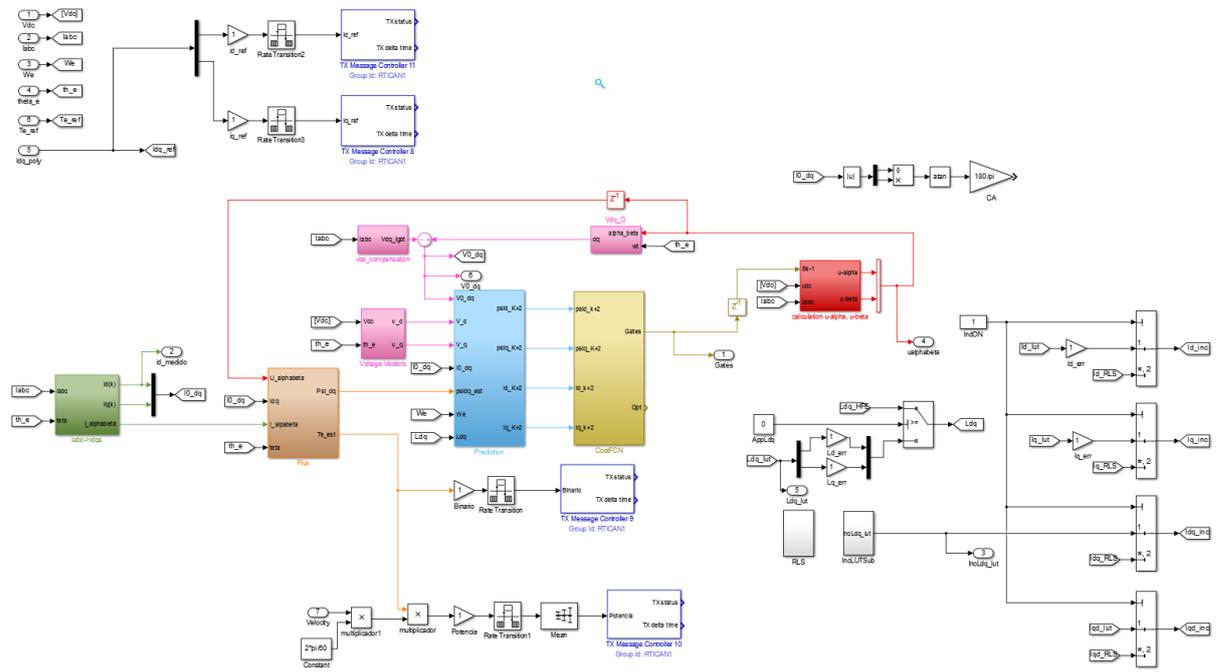


Fig. A.4 - Visão geral do sistema de controlo implementado.

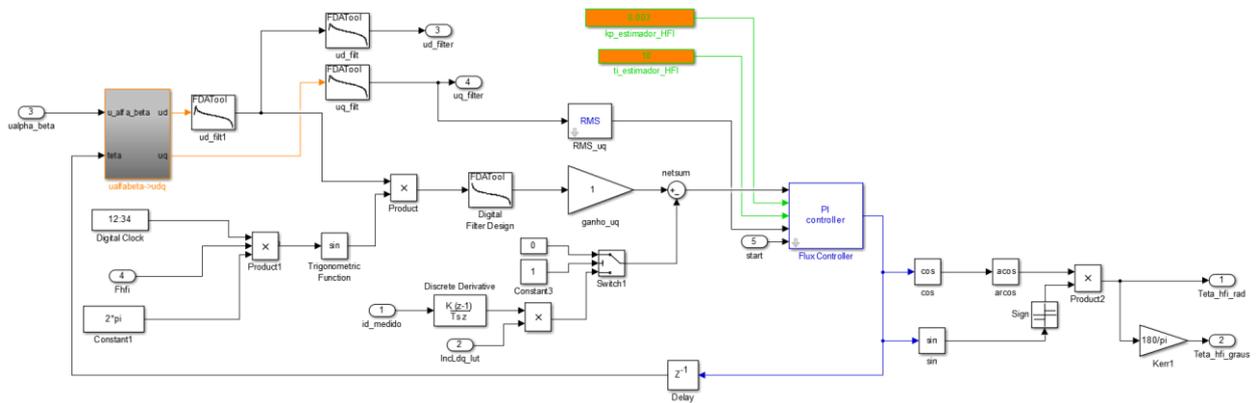


Fig. A.5 - Visão específica do processamento de ISAF para estimação da posição inicial do rotor.

Anexo C – Ligações dos Diversos Componentes na Microautobox II

Tabela 6 - Identificação das ligações presentes nas fichas conectoras da Microautobox II.

Placa 1553:
 Digital Output: 24 canais; 0-5V; +/-24mA
 Digital Input: 8 canais; (+/-5V)DM ou (0-5V)SM; 4MHz
 Analog Output: 2 canais; (+/-20V)SM ou (+/-20V)DM; +/-20mA; 12bit
 Analog Input: 8 canais; (+/-5V; +/-15V; +/-30V); 14bit; 10MHz

Componente	Tipo de Variáveis	Descrição do sinal	Grupo	Nível de Tensão	Port	Pin ZIF	Placa	Freq de amostragem máx.	Bits de resolução		
Encoder	Controlo	Alimentação do encoder (cabo vermelho)	Sensor Supply	5V (max. 75mA)		E2	1553	-	-		
		GND (cabo preto)	Sensor Supply	0V		E1	1553	-	-		
		Canal A (cabo branco)	Digital Input	0- 5V SM	InclA(+)	U3	1553	4MHz	-		
		Canal A' (cabo branco-castanho)	Digital Input	0- 5V SM	InclA(-)	U5	1553	4MHz	-		
		Canal B (cabo verde)	Digital Input	0- 5V SM	InclB(+)	T3	1553	4MHz	-		
		Canal B' (cabo verde-castanho)	Digital Input	0- 5V SM	InclB(-)	U4	1553	4MHz	-		
		Canal N (cabo amarelo)	Digital Input	0- 5V SM	InclZ(+)	V6	1553	4MHz	-		
		Canal N' (cabo amarelo-castanho)	Digital Input	0- 5V SM	InclZ(-)	V5	1553	4MHz	-		
		Canal IV (cabo amarelo)	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI4	L2	1511	0,7MHz	-		
		Canal IV' (cabo amarelo)	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI2	K2	1511	0,7MHz	-		
		Canal IV'' (cabo amarelo)	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI3	J2	1511	0,7MHz	-		
		Canal IV''' (cabo amarelo)	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI4	H2	1511	0,7MHz	-		
		Canal IV'''' (cabo amarelo)	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI5	G2	1511	0,7MHz	-		
		Canal IV''''' (cabo amarelo)	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI6	F2	1511	0,7MHz	-		
Driver dos IGBT's	Controlo	Alimentação da parte eléctrica da placa impressa	Sensor Supply	5V (max. 75mA)		F2	1553	-	-		
		GND da alimentação	Sensor Supply	0V		F1	1553	-	-		
		Sinal de controlo do deadtime P1D	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI7	E2	1511	0,7MHz	-		
		Sinal de controlo do deadtime P2D	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI8	D2	1511	0,7MHz	-		
		Sinal de controlo do deadtime P3D	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI9	L3	1511	0,7MHz	-		
		Sinal ERRO de temperatura do Driver 1	Digital Input	0- 5V (TTU)	DigPrI1	V2	1511	1,80MHz	-		
		Sinal ERRO de temperatura do Driver 2	Digital Input	0- 5V (TTU)	DigPrI2	U2	1511	1,80MHz	-		
		Sinal ERRO de temperatura do Driver 3	Digital Input	0- 5V (TTU)	DigPrI3	T2	1511	1,80MHz	-		
		Sinal de ERRO ligado ao ENABLE (desliga os IGBT's)	Digital Output	0- 5V (TTU)	DigPrI10	K3	1511	0,7MHz	-		
		Corrente Ia	Analog Input	0- 15V	ADCS(+)	A6	1553	10MHz	14 bits		
		GND	Analog Input	0V	ADCS(-)	C1	1553	10MHz	14 bits		
		Corrente Ib	Analog Input	0- 15V	ADCD(+)	A5	1553	10MHz	14 bits		
		GND	Analog Input	0V	ADCD(-)	B1	1553	10MHz	14 bits		
		Tensão barramento DC	Analog Input	0- 15V	ADCS(+)	A3	1553	10MHz	14 bits		
GND	Analog Input	0V	ADCS(-)	A1	1553	10MHz	14 bits				
Placa de sensores do Lado AC do motor	Controlo	Placa de sensores no barramento DC									
		Pedais	Controlo								
		Protocolos de Comunicação CAN	Controlo								
		Alimentação de entradas e saídas digitais	Controlo	Saída do Acelerador	Analog Input	0- 5V	ADCC(+)	R2	1553	10MHz	14 bits
				GND	Analog Input	0V		R1	1553	10MHz	14 bits
				Saída de Travão	Analog Input	0- 5V	ADCS(+)	C5	1553	10MHz	14 bits
				GND	Analog Input	0V		C1	1553	10MHz	14 bits
				Todas as variáveis transmitidas	CAN Protocol	3,5-2,5V	CAN1_H	C2	1511	24MHz	-
				GND	CAN Protocol	2,5-1V	CAN1_L	C3	1511	24MHz	-
				Todas as variáveis recebidas	CAN Protocol	3,5-2,5V	CAN2_H	B2	1511	24MHz	-
				GND	CAN Protocol	2,5-1V	CAN2_L	B3	1511	24MHz	-
				Alimentação entradas/saídas digitais	Sensor Supply	0- 5V	VORIVE	N1	1511	-	-
				GND	Sensor Supply	0- 5V	VSENS	M1	1511	-	-

Tabela 7 - Layout das fichas conectoras com os diferentes tipos de entradas/saídas referentes à placa 1511 da Microautobox II [58].

1	2	3	4	5	6						
GND	in CAN 4 high	i/o	CAN 4 low	i/o	GND	in Serial 4 K / LIN ¹⁾	i/o	Serial 4 L ¹⁾	in	A	
GND	in CAN 3 high	i/o	CAN 3 low	i/o	GND	in Serial 3 TXD ¹⁾	out	Serial 3 RXD ¹⁾	in	B	
GND	in GND	in	GND	in	GND	in	GND	in	GND	C	
GND	in DigP 1 ch 8 ²⁾	out	DigP 1 ch 16	out	DigP 2 ch 8 ²⁾	out	DigP 2 ch 16	out	DigP 3 ch 8	out	D
GND	in DigP 1 ch 7	out	DigP 1 ch 15	out	DigP 2 ch 7	out	DigP 2 ch 15	out	DigP 3 ch 7	out	E
GND	in DigP 1 ch 6	out	DigP 1 ch 14	out	DigP 2 ch 6	out	DigP 2 ch 14	out	DigP 3 ch 6	out	F
GND	in DigP 1 ch 5	out	DigP 1 ch 13	out	DigP 2 ch 5	out	DigP 2 ch 13	out	DigP 3 ch 5	out	G
GND	in DigP 1 ch 4	out	DigP 1 ch 12	out	DigP 2 ch 4	out	DigP 2 ch 12	out	DigP 3 ch 4	out	H
GND	in DigP 1 ch 3	out	DigP 1 ch 11	out	DigP 2 ch 3	out	DigP 2 ch 11	out	DigP 3 ch 3	out	J
GND	in DigP 1 ch 2	out	DigP 1 ch 10	out	DigP 2 ch 2	out	DigP 2 ch 10	out	DigP 3 ch 2	out	K
GND	in DigP 1 ch 1	out	DigP 1 ch 9	out	DigP 2 ch 1	out	DigP 2 ch 9	out	DigP 3 ch 1	out	L
VSENS	out DigP 1 ch 8 ²⁾	in	DigP 1 ch 16	in	DigP 2 ch 8 ²⁾	in	DigP 2 ch 16	in	DigP 3 ch 8	in	M
VDRIVE	in DigP 1 ch 7	in	DigP 1 ch 15	in	DigP 2 ch 7	in	DigP 2 ch 15	in	DigP 3 ch 7	in	N
●											
VBAT prot	out DigP 1 ch 6	in	DigP 1 ch 14	in	DigP 2 ch 6	in	DigP 2 ch 14	in	DigP 3 ch 6	in	P
REMOTE	in DigP 1 ch 5	in	DigP 1 ch 13	in	DigP 2 ch 5	in	DigP 2 ch 13	in	DigP 3 ch 5	in	R
GND	in DigP 1 ch 4	in	DigP 1 ch 12	in	DigP 2 ch 4	in	DigP 2 ch 12	in	DigP 3 ch 4	in	S
GND	in DigP 1 ch 3	in	DigP 1 ch 11	in	DigP 2 ch 3	in	DigP 2 ch 11	in	DigP 3 ch 3	in	T
GND	in DigP 1 ch 2	in	DigP 1 ch 10	in	DigP 2 ch 2	in	DigP 2 ch 10	in	DigP 3 ch 2	in	U
GND	in DigP 1 ch 1	in	DigP 1 ch 9	in	DigP 2 ch 1	in	DigP 2 ch 9	in	DigP 3 ch 1	in	V
GND	in Analog ch 4	out	Analog ch 4	in	Analog ch 8	in	Analog ch 12	in	Analog ch 16	in	W
GND	in Analog ch 3	out	Analog ch 3	in	Analog ch 7	in	Analog ch 11	in	Analog ch 15	in	X
GND	in Analog ch 2	out	Analog ch 2	in	Analog ch 6	in	Analog ch 10	in	Analog ch 14	in	Y
GND	in Analog ch 1	out	Analog ch 1	in	Analog ch 5	in	Analog ch 9	in	Analog ch 13	in	Z
GND	in SGND	in	Ana trigger 1	in	Ana trigger 2	in	Ana trigger 3	in	Ana trigger 4	in	a

Tabela 8 - Layout das fichas conectoras com os diferentes tipos de entradas/saídas referentes à placa 1553 da Microautobox II [61].

Pin ZIF Connector	Group	Signal Description	Type
A1 – L1, S1 – c1	Gnd.	Ground. See also the figure below this table. Do not connect M1, N1, P1, and R1!	
E2, F2	Pwr.	Sensor Supply 5V (max. 75 mA)	out
C2, D2		Sensor Supply 12V (max. 75 mA)	out
A6	Analog Inputs	ADC1 (+)	in
A2		ADC1 (-)	in
A5		ADC2 (+)	in
A4		ADC2 (-)	in
A3		ADC3 (+)	in
B6		ADC3 (-)	in
B5		ADC4 (+)	in
B4		ADC4 (-)	in
c2		ADC5 (+)	in
c3		ADC5 (-)	in
b2		ADC6 (+)	in
c4		ADC6 (-)	in
a2		ADC7 (+)	in
Z2		ADC7 (-)	in
c5		ADC8 (+)	in
Y2		ADC8 (-)	in
D3	Sensor Interface 1	DigIn1 / Hall1A / Inc1A (+)	in
E6		DigIn1 / Hall1A / Inc1A (-)	in
D4		DigIn2 / Hall1B / Inc1B (+)	in
D5		DigIn2 / Hall1B / Inc1B (-)	in
E5		DigIn3 / Hall1C / Inc1Z (+)	in
E4		DigIn3 / Hall1C / Inc1Z (-)	in

Anexo D – Principais Componentes do Acionamento Elétrico

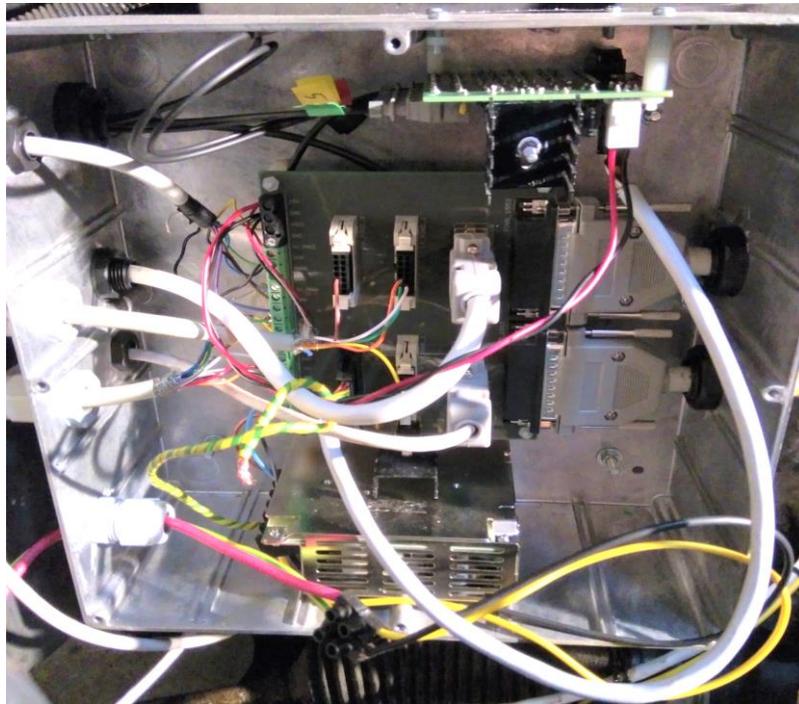


Fig. A.6 - Caixa com: placa de distribuição de sinais; placa emissora de sinais digitais para os IGBTs através de fibra ótica; traco power para alimentação das diferentes placas de +/-15 V.

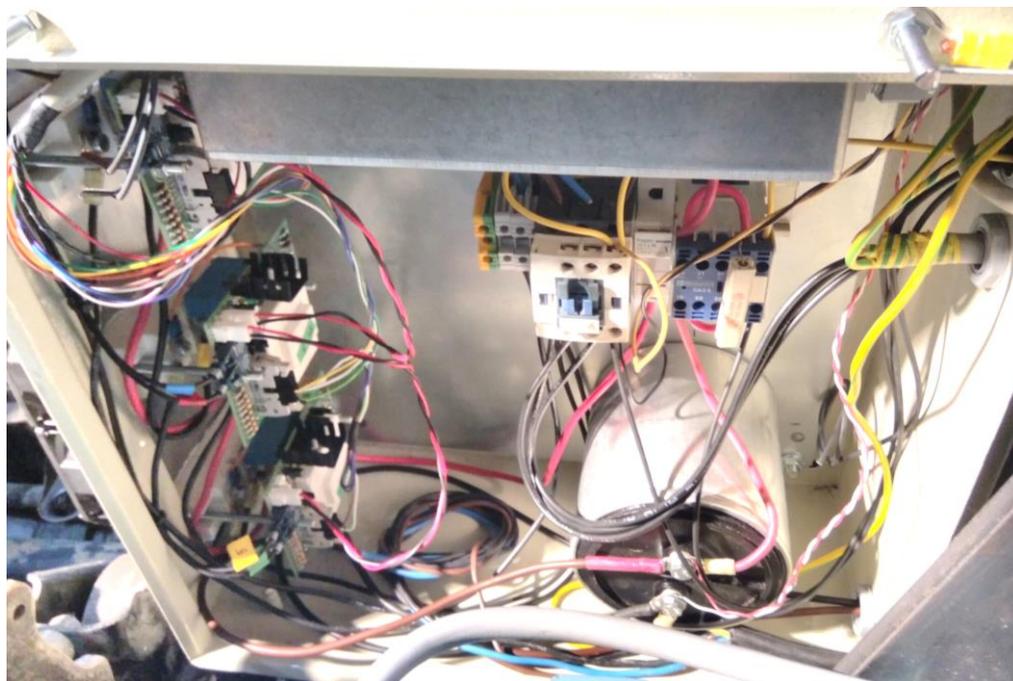


Fig. A.7 – Inversor constituído por: Circuito de medição e acondicionamento de sinais.; IGBTs e respetivos drivers; Barramento DC composto por um condensador de 970 μ F; Contactores e fusível.



Fig. A.8 - Motor SynRM acoplado à caixa de velocidades do veículo.



Fig. A.9 - Plataforma de controlo em tempo real Microautobox II que se encontra colocada atrás do porta-luvas.

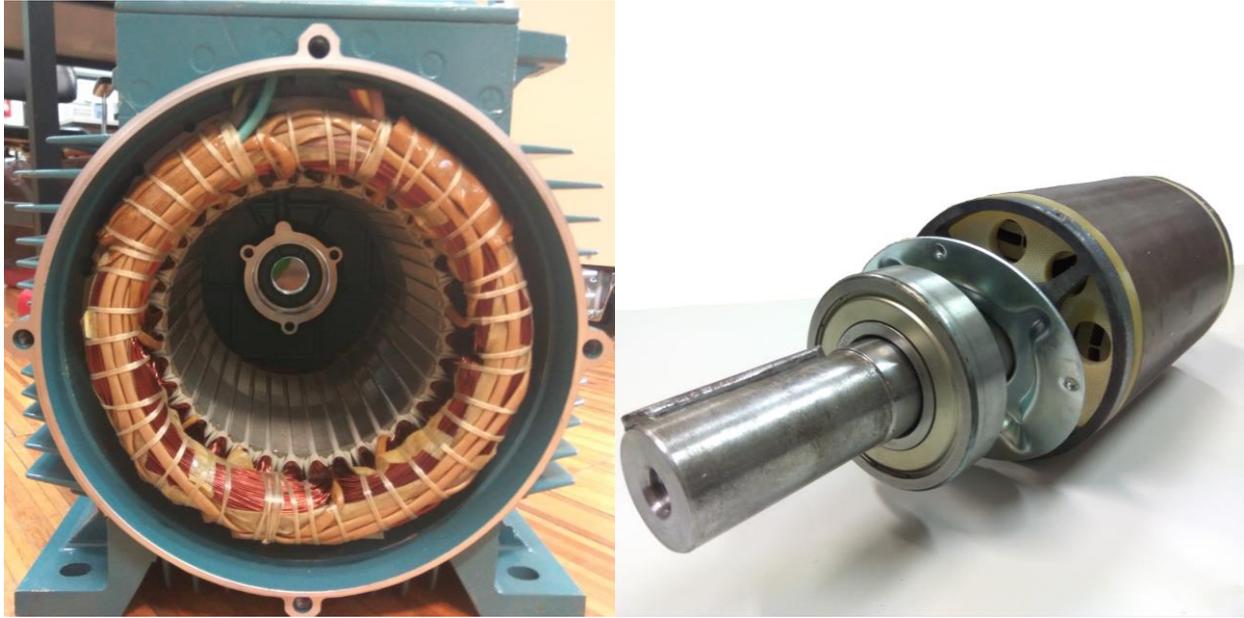


Fig. A.10 – Estator e rotor do motor ABB de 11 kW utilizado.