

PM

Controlo por Orientação de Campo de um Motor de Indução para Aplicação Automotiva

PROJETO DE MESTRADO

José David Rodrigues Gonçalves

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES



UNIVERSIDADE da MADEIRA

A Nossa Universidade

www.uma.pt

outubro | 2022

Controlo por Orientação de Campo de um Motor de Indução para Aplicação Automotiva

PROJETO DE MESTRADO

José David Rodrigues Gonçalves

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTAÇÃO

João Dionísio Simões Barros

Resumo

Atualmente existe uma preocupação crescente com a poluição atmosférica, nomeadamente a emissão de gases de efeito estufa. Existe ainda uma crescente preocupação com a utilização de combustíveis fósseis para a locomoção, combustíveis esses provenientes de uma fonte limitada e não renovável. Assim sendo, é cada vez mais importante procurar alternativas à utilização de veículos movidos a combustíveis fósseis.

Neste trabalho, procurou-se desenvolver um protótipo de um carro elétrico, utilizando uma máquina assíncrona juntamente com a técnica de controlo por orientação de campo do rotor, de modo a controlar o binário da máquina e, dessa forma, controlar a velocidade do carro.

Em conjunto com a máquina assíncrona, utilizou-se um conversor trifásico bidirecional, o qual foi controlado através de modulação por largura de impulso (PWM), permitindo não só fornecer energia à máquina assíncrona a partir de uma bateria DC, como também receber energia da máquina assíncrona quando esta opera como gerador, travando assim o carro.

De modo a controlar a máquina assíncrona, implementou-se controladores PI (Proporcional-Integral) para controlar as correntes direta e em quadratura, assim como controlar o binário e o fluxo da máquina. Também foi implementado um controlador PI para controlar a velocidade de rotação da máquina, permitindo assim a realização de testes em laboratório.

O desempenho da máquina assíncrona, sendo controlada através de orientação de campo do rotor, foi simulado na plataforma MATLAB/Simulink, onde foi analisado o comportamento do motor e do carro, para situações de subida, descida e plano.

Por fim, implementou-se o controlo do motor na prática, onde foi possível comprovar os resultados obtidos através das simulações, tendo sido possível verificar a viabilidade da utilização de uma máquina assíncrona em conjunto com a técnica de controlo por orientação de campo do rotor para propulsionar um carro.

Palavras chave

Controlo por orientação de campo; controlo de binário de máquinas assíncronas; conversor bidirecional trifásico; modulação por largura de impulso; carro elétrico.

Abstract

Nowadays there is a rising concern about atmospheric pollution, in particular the emissions of greenhouse gases. It also exists a rising concern regarding the usage of fossil fuels as an energy source for locomotion. This kind of energy source came from a source that is limited and not renewable. With that in mind, it's increasingly important to search for alternatives for fossil fuel vehicles.

In this work, it was develop a prototype of an electric car using an asynchronous machine controlled by a rotor field oriented control technique in such a way that made possible to control the torque of the machine, therefore controlling the speed of the vehicle.

Together with the asynchronous machine it was used a 3-phase bidirectional converter, which was controlled by a pulse with modulation (PWM) technique, allowing not only the supply of power to the electric machine but also charge the battery with the power produced by the machine when it's working as a generator, slowing the car down.

In order to control the asynchronous machine, it was implemented several PI (Proportional-Integrator) controllers so that the currents were controlled, as well as the torque and flux of the machine. It was also implemented a PI controller to control the speed of the machine.

The performance of the asynchronous machine being controller by the rotor field oriented control was simulated using MATLAB/Simulink, where it was analyzed the behavior of the motor as well as the behavior of the car while going up, down and flat.

Lastly, it was implemented the machine control in practice, where it was possible to verify the results obtained during simulations. It was also possible to verify the viability of an asynchronous machine with rotor field oriented control to power a car.

Keywords

Field oriented control; asynchronous machines torque control; 3-phase bidirectional control; pulse width modulation; electric car.

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu orientador, o Professor Doutor Dionísio Barros não só pelos conselhos e conhecimentos transmitidos ao longo da realização deste projeto, como também pela grande ajuda e disponibilidade para esclarecimento de dúvidas que surgiram.

Agradecer ao Engenheiro Filipe Santos pela ajuda, conselhos e assistência fornecida durante a implementação prática do projeto.

Agradecer à equipa Duplicar, que construiu o suporte do motor no *kart*, pois sem ela não seria possível a realização dos testes práticos.

Agradecer também ao meu colega e amigo Francisco Sardinha pelo apoio e ajuda fornecidos ao longo da realização deste projeto.

Agradecer a todos os docentes e restante comunidade académica que, de alguma forma, fizeram parte do meu percurso académico ao longo dos últimos anos.

Agradecer ainda a todos os meus amigos e colegas que, de alguma forma, participaram e me ajudaram a concluir esta etapa da minha vida.

Por último, mas não menos importante, queria agradecer a toda a minha família pelo apoio que me deram ao longo dos últimos anos, em especial à minha mãe pelo enorme esforço que fez para que eu pudesse concluir os meus estudos.

Lista de abreviaturas

AC	Corrente alternada (<i>Alternating current</i>)
ADC	<i>Analog to digital converter</i>
DC	Corrente direta (<i>Direct current</i>)
ePWM	<i>Enhanced pulse width modulation</i>
IGBT	<i>Isolated gate bipolar transistors</i>
MOSFET	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistors</i>
MSPS	<i>Mega samples per second</i>
OCV	Tensão de circuito aberto (<i>Open circuit voltage</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso
RC	Resistência-condensador
RFOC	<i>Rotor field oriented control</i>
RMS	<i>Root mean square</i>
RPM	Rotações por minuto
SPWM	Modulação sinusoidal por largura de pulso
UART	<i>Universal asynchronous receiver/transmitter</i>

Lista de símbolos

C_a	Número de condutores presentes na armadura
C_p	Condensador do circuito RC
D	Coefficiente de atrito
\hat{E}_2	Força eletromotriz gerada pela máquina
\hat{E}_{2s}	Força eletromotriz gerada na frequência de escorregamento
\hat{E}_a	Força eletromotriz gerada no enrolamento a
e_a	Tensão aplicada à armadura
\hat{E}_b	Força eletromotriz gerada no enrolamento b
\hat{E}_c	Força eletromotriz gerada no enrolamento c
e_g	Tensão gerada na armadura
\vec{F}_{climb}	Força de subida
F_f	Força magnetomotriz
f_m	Frequência do sinal modulado
f_r	Frequência do rotor
f_s	Frequência da portadora
f_s	Frequência do estator
\vec{F}_{trac}	Força de tração
g	Aceleração gravítica
\hat{I}_1	Corrente do estator
\hat{I}_2	Corrente de carga do estator
\hat{I}_{2s}	Corrente do rotor equivalente
\hat{I}_c	Corrente de perdas
i_{dr}	Corrente direta do rotor
$i_{d_{ref}}$	Corrente direta de referência
i_{ds}	Corrente direta do estator
\hat{I}_m	Corrente de magnetização
i_{qr}	Corrente em quadratura do rotor
$i_{q_{ref}}$	Corrente em quadratura de referência
i_{qs}	Corrente em quadratura do estator
\hat{I}_Φ	Corrente de magnetização
J	Momento de inércia
J_c	Momento de inércia da carga
J_m	Momento de inércia do motor
K_i	Ganho integral do compensador
K_p	Ganho proporcional do compensador
L	Coefficiente de auto-indução
L_{lr}	Indutância de fuga do rotor
L_{ls}	Indutância de fuga do estator
L_m	Indutância mútua entre o rotor e o estator
L_r	Indutância do rotor
L_s	Indutância do estator
M	Coefficiente de indução mútua entre o rotor e o estator
m	Número de caminhos em paralelo no enrolamento
m_a	Índice de modulação de amplitude

m_f	Frequência de modulação
n	Número de par de polos
P_g	Potência total transferida através do entreferro
P_{mec}	Potência mecânica do motor
P_{rotor}	Perdas totais do rotor
q	Número de fases do estator
$R_{1,eq}$	Resistência equivalente
R_1	Resistência efetiva do estator
R_a	Resistência do enrolamento da fase a
R_b	Resistência do enrolamento da fase b
R_c	Resistência de perdas
R_c	Resistência do enrolamento da fase c
R_{int}	Resistência interna
R_o	Resistência interna
R_p	Resistência do circuito RC
R_s	Resistência dos enrolamentos do estator
s	Escorregamento
T	Binário
T_c	Binário de carga
T_e	Binário elétrico
T_{eref}	Binário de referência
T_{mec}	Binário mecânico
T_{on}	Tempo ligado
T_s	Período do fator de ciclo
v_0	Tensão da componente 0
\hat{V}_1	Força eletromotriz aplicada ao estator
v_1	Tensão na fase 1
$\hat{V}_{1,eq}$	Fonte de tensão de Thévenin equivalente
v_2	Tensão na fase 2
v_3	Tensão na fase 3
\hat{V}_a	Tensão aos terminais da fase a do estator
\hat{V}_b	Tensão aos terminais da fase b do estator
V_b	Tensão na fase b
\hat{V}_c	Tensão aos terminais da fase c do estator
V_c	Tensão na fase c
v_d	Tensão da componente d
V_{dc}	Tensão DC
v_{dr}	Tensão direta do rotor
v_{ds}	Tensão direta do estator
V_o	Tensão DC de saída
V_p	Tensão aos terminais do circuito RC
v_q	Tensão da componente q
v_{qr}	Tensão em quadratura do rotor
v_{qs}	Tensão em quadratura do estator
v_{r1}	Tensão na fase 1 do rotor
v_{r2}	Tensão na fase 2 do rotor

v_{r3}	Tensão na fase 3 do rotor
v_α	Tensão da componente α
v_β	Tensão da componente β
Z_2	Impedância equivalente do rotor
Z_{2s}	Impedância de dispersão do rotor equivalente
Z_{rotor}	Impedância de dispersão do rotor real
α	Ângulo de inclinação da estrada
γ	Fator de ciclo
γ_0	Fator de ciclo da componente 0
γ_a	Fator de ciclo da fase a
γ_b	Fator de ciclo da fase b
γ_c	Fator de ciclo da fase c
γ_d	Fator de ciclo da componente d
γ_q	Fator de ciclo da componente q
γ_α	Fator de ciclo da componente α
γ_β	Fator de ciclo da componente β
δ_{e0}	Angulo elétrico do rotor no instante $T = 0$
δ_{RF}	Ângulo de fase elétrica entre os eixos magnéticos (ângulo de binário)
θ	Ângulo da transformada $dq0$
θ_m	Ângulo mecânico do rotor da máquina síncrona
λ_1	Fluxo na fase 1
λ_2	Fluxo na fase 2
λ_3	Fluxo na fase 3
λ_{dr}	Fluxo direto do rotor
λ_{ds}	Fluxo direto do estator
λ_{qr}	Fluxo em quadratura do rotor
λ_{qs}	Fluxo em quadratura do estator
λ_r	Fluxo do rotor
λ_{r1}	Fluxo na fase 1 do rotor
λ_{r2}	Fluxo na fase 2 do rotor
λ_{r3}	Fluxo na fase 3 do rotor
λ_s	Fluxo do estator
Φ_d	Fluxo no eixo direto
Φ_R	Fluxo resultante por polo no entreferro
ω_m	Velocidade angular do rotor
ω_{me}	Velocidade angular do rotor referenciada ao estator
ω_{mref}	Velocidade angular de referência
ω_p	Frequência de resposta do compensador
ω_r	Velocidade angular de rotação do referencial dq
ω_s	Frequência angular elétrica
ω_{sinc}	Velocidade mecânica síncrona
ω_{slip}	Frequência angular de escorregamento

Índice

Palavras chave	iii
Abstract	v
Keywords	v
Agradecimentos	vii
Lista de abreviaturas	ix
Lista de símbolos	xi
Índice de figuras	xxi
Índice de tabelas	xxv
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Estrutura do documento	2
Capítulo 2 - Revisão da bibliografia	3
2.1 Veículos elétricos	3
2.1.1 Resumo histórico	3
2.1.2 Tipos de veículos elétricos	4
2.1.2.1 Veículos elétricos operando com bateria	4
2.1.2.2 Veículos elétricos híbridos	5
2.1.2.3 Veículos elétricos híbridos <i>plug-in</i>	5
2.1.2.4 Veículos elétricos com célula de combustível.....	6
2.2 Máquinas elétricas	6
2.2.1 Máquina síncrona	7
2.2.2 Máquinas assíncronas.....	10
2.2.3 Máquinas DC	12
2.3 Métodos de controlo da máquina assíncrona	15
2.3.1 Adição de resistências	15
2.3.2 Alteração do número de polos.....	16
2.3.3 Controlo da frequência do estator	16
2.3.4 Controlo por tensão de linha	17
2.3.5 Controlo por frequência de escorregamento	17
2.3.6 Controlo por orientação de campo	18
2.3.7 Enfraquecimento de campo.....	19
2.4 Tecnologias de baterias para veículos elétricos.....	19
2.4.1 Bateria acido-chumbo	19

2.4.2 Bateria de hidretos metálicos de níquel	20
2.4.3 Bateria de íons de lítio	21
2.4.4 Outras tecnologias.....	23
2.4.4.1 Bateria zebra	23
2.4.4.2 Bateria metal-ar.....	23
2.4.4.3 Baterias sódio-beta.....	23
2.4.4.4 Ultracondensadores.....	23
2.5 Conversores	24
2.5.1 Conversor DC-DC redutor	25
2.5.2 Conversor DC-DC elevador.....	25
2.5.3 Outros conversores DC-DC.....	26
2.5.4 Conversor DC-AC de tensão	27
2.5.4.1 Conversor monofásico de meia ponte	27
2.5.4.2 Conversor monofásico de ponte completa	29
2.5.4.3 Conversores trifásicos.....	29
2.6 Conclusão.....	32
Capítulo 3 - Modelos do carro elétrico	33
3.1 Modelo da máquina assíncrona.....	33
3.1.1 Modelo trifásico	33
3.1.1.1 Circuito equivalente.....	33
3.1.1.2 Cálculo do binário e potência.....	36
3.1.1.3 Binário e potência usando o teorema de Thévenin.....	37
3.1.1.4 Coeficientes de indução da máquina assíncrona	38
3.1.2 Transformada $\alpha\beta 0$	40
3.1.3 Transformada $dq0$	41
3.1.4 Modelo da máquina assíncrona em coordenadas dq	42
3.1.5 Orientação de campo do rotor.....	43
3.2 Modelo do conversor	44
3.3 Modelo da bateria.....	46
3.3.1 Fonte de tensão ideal	46
3.3.2 Modelo simples	46
3.3.3 Modelo de Thévenin.....	47
3.4 Modelo do carro	47
3.5 Conclusão.....	49
Capítulo 4 - Projeto dos controladores do carro.....	50
4.1 Controlador de corrente da máquina assíncrona	50

4.2 Controlador de binário	52
4.3 Controlador de fluxo	53
4.4 Controlador de velocidade	55
4.5 Estimador de fluxo	56
4.6 Estimador do binário	57
4.7 Estimador do ângulo da transformada $dq0$	57
4.8 Controlo em cadeia da máquina assíncrona	58
4.9 Conclusão.....	58
Capítulo 5 - Resultados de simulação	59
5.1 Implementação do controlo	59
5.1.1 Implementação dos controladores	59
5.1.1.1 Controlador de corrente de estator	59
5.1.1.2 Controlador de binário.....	59
5.1.1.3 Controlador de fluxo.....	60
5.1.1.4 Controlador de velocidade.....	61
5.1.2 Implementação dos estimadores	61
5.1.2.1 Estimador de fluxo	61
5.1.2.2 Estimador de binário.....	61
5.1.2.3 Estimador do ângulo da transformada $dq0$	61
5.1.3 Implementação da máquina assíncrona	62
5.1.4 Conversão entre grandezas	62
5.1.5 Implementação do conversor bidirecional	62
5.1.6 Implementação do modelo do carro	63
5.2 Resultados da simulação	64
5.2.1 Inclinação 0%.....	64
5.2.1.1 Correntes de estator na máquina assíncrona	64
5.2.1.2 Binário e fluxo.....	65
5.2.1.3 Velocidade para inclinação de 0%	66
5.2.1.4 Potência consumida.....	66
5.2.1.5 Enfraquecimento de campo e desempenho do carro	67
5.2.2 Inclinação +50%.....	68
5.2.2.1 Correntes de estator	68
5.2.2.2 Binário e fluxo.....	69
5.2.2.3 Velocidade para inclinação de +50%	70
5.2.2.4 Potência consumida.....	70
5.2.3 Inclinação -50%	71

5.2.3.1 Correntes de estator	71
5.2.3.2 Binário e fluxo.....	72
5.2.3.3 Velocidade para inclinação de -50%	73
5.2.3.4 Potência consumida.....	73
5.2.4 Observações gerais dos resultados	74
5.3 Conclusão.....	74
Capítulo 6 - Resultados experimentais	75
6.1 Conversão para domínio discreto	75
6.1.1 Controladores PI.....	75
6.1.2 Controlador do binário	76
6.1.3 Filtro passa-baixo	76
6.1.4 Integral.....	76
6.2 Máquina assíncrona	77
6.3 Conversor trifásico bidirecional	78
6.4 Microcontrolador	79
6.5 Sensores de corrente.....	79
6.6 Sensor de rotação	80
6.7 Circuito de proteção.....	81
6.8 Bateria	82
6.9 Testes em laboratório	82
6.9.1 Estimação inicial dos parâmetros.....	82
6.9.2 Implementação do controlo por orientação de campo.....	83
6.9.3 Estimação dos parâmetros.....	84
6.9.4 Sistema de telemetria.....	84
6.9.5 Resultados.....	85
6.9.5.1 Controlo de velocidade em vazio	86
6.9.5.2 Controlo de velocidade com carga	88
6.10 Testes práticos do carro elétrico	91
6.10.1 Aceleração e regeneração.....	91
6.10.2 Teste com velocidade constante	94
6.11 Conclusão.....	96
Capítulo 7 - Conclusões	98
7.1 Conclusões gerais.....	98
7.2 Trabalhos futuros	100
Referências	101
Anexo A - Modelo de simulação do carro elétrico	105

Anexo B - Código do modelo de simulação	106
Anexo C - Esquemático da placa de controlo.....	108
Anexo D - Esquema eletrónico do carro	109
Anexo E - Fluxograma da função RFOC_funcao().....	110
Anexo F - Código do microcontrolador principal	111
Anexo G - Fluxograma da função converteIntString().....	137
Anexo H - Fluxograma do código de envio de dados	138
Anexo I - Código do Arduino Pro mini	139
Anexo J - Código do Arduino Nano	145

Índice de figuras

Figura 2.1: Esquema de um veículo elétrico operado com bateria [3].	4
Figura 2.2: Esquema de um veículo elétrico híbrido [3].	5
Figura 2.3: Esquema de um veículo elétrico híbrido <i>plug-in</i> [3].	6
Figura 2.4: Esquema de um veículo elétrico com célula de combustível [3].	6
Figura 2.5: Representação de uma máquina síncrona monofásica com um único enrolamento e dois polos [11].	7
Figura 2.6: Representação gráfica do binário em função do ângulo de binário [10].	8
Figura 2.7: Circuito equivalente da máquina síncrona com sentido de referência do tipo motor (a) e sentido de referência tipo gerador (b) [10].	9
Figura 2.8: Curva característica do binário em função da velocidade do rotor [11].	10
Figura 2.9: Rotor em gaiola de esquilo de uma máquina assíncrona (esquerda), do qual foram extraídas as lâminas do rotor através de corrosão (direita) [13].	11
Figura 2.10: Curva típica do binário de um motor assíncrono com rotor em gaiola de esquilo [13].	12
Figura 2.11: Enrolamento do rotor planificado, com suas ondas de densidade de fluxo e de força magnetomotriz em suas posições relativas [13].	12
Figura 2.12: Representação do circuito equivalente de uma máquina assíncrona [13].	12
Figura 2.13: Representação simplificada de uma máquina DC [14].	13
Figura 2.14: Forma de onda da tensão entre as escovas da armadura [11].	13
Figura 2.15: Alguns exemplos de ligação do circuito de campo de máquinas DC: excitação independente (a), excitação em série (b), excitação em derivação (c), excitação composta (d) [14].	14
Figura 2.16: Curva da tensão gerada em função da corrente de carga (esquerda) e curva da velocidade em função do binário de carga [14].	14
Figura 2.17: Circuito equivalente de uma máquina DC [15].	15
Figura 2.18: Curvas do binário em função da velocidade da máquina assíncrona para diferentes valores de resistência do rotor [13].	16
Figura 2.19: Curvas de binário em função de velocidade para várias frequências da tensão aplicada ao estator [16].	17
Figura 2.20: Controlo da velocidade do motor através da variação da tensão aplicada ao estator [16].	17
Figura 2.21: Diagrama de blocos de um controlador de uma máquina assíncrona a partir da frequência de escorregamento [17].	18
Figura 2.22: Binário e potência de uma máquina assíncrona utilizando a técnica de enfraquecimento de campo [20].	19
Figura 2.23: Comparação entre baterias de ácido-chumbo e baterias de íões de lítio [21].	20
Figura 2.24: Comparação entre as baterias de hidretos metálicos de níquel e as baterias de ácido-chumbo relativamente à relação peso-energia e densidade energética [21].	21
Figura 2.25: Curvas características de uma célula de íões de lítio para diferentes valores de corrente [25].	22
Figura 2.26: Comparação entre várias tecnologias de baterias [21].	22
Figura 2.27: Exemplo de conversores a estabelecer a interface entre diferentes tipos de fonte e de carga.	24
Figura 2.28: Algumas aplicações de conversores [27].	24
Figura 2.29: Circuito do conversor DC-DC redutor simplificado [26].	25
Figura 2.30: Circuito eletrónico do conversor DC-DC do tipo redutor [26].	25
Figura 2.31: Conversor DC-DC elevador simplificado [26].	26
Figura 2.32: Circuito eletrónico do conversor DC-DC do tipo elevador [26].	26

Figura 2.33: Exemplos de conversores DC-DC: Conversor redutor-elevador (a); Conversor <i>Cuk</i> (b), Conversor <i>Zeta</i> (c); Conversor SEPIC (d) [26].	27
Figura 2.34: Inversor de meia ponte (a) e formas de onda da tensão e corrente de saída [26].	27
Figura 2.35: Modulação de uma senoide: comparação entre a referência e a onda triangular (cima) e sinal SPWM obtido (baixo) [26].	28
Figura 2.36: Inversor monofásico de ponte completa (a) e principais formas de onda (b) [26].	29
Figura 2.37: Inversor trifásico [26].	30
Figura 2.38: Formas de onda de um inversor trifásico: tensão nos polos (a), tensão entre fases (b), tensão entre fase e neutro (c) e tensão de desequilíbrio (d).	31
Figura 2.39: Formas de onda de um inversor trifásico utilizando SPWM [26].	31
Figura 3.1: Principais componentes do carro: máquina assíncrona (a), conversor (b) e bateria (c).	33
Figura 3.2: Circuito equivalente da máquina assíncrona [13].	34
Figura 3.3: Circuito equivalente de um rotor de uma máquina assíncrona na frequência de escorregamento [13].	35
Figura 3.4: Circuito equivalente da máquina assíncrona [13].	36
Figura 3.5: Rede linear genérica (a) e equivalente de Thévenin (b) [13].	37
Figura 3.6: Circuitos equivalentes da máquina assíncrona, simplificados pelo teorema de Thévenin [13].	38
Figura 3.7: Disposição relativa entre os enrolamentos da máquina assíncrona [28].	39
Figura 3.8: Representação de um sistema trifásico (a) através de um referencial $\alpha\beta$ (b) [29].	41
Figura 3.9: Representação dos eixos direto e quadratura de uma máquina síncrona [31].	42
Figura 3.10: Modelo de um conversor trifásico bidirecional ligado a um modelo equivalente de uma máquina assíncrona.	45
Figura 3.11: Modelo simples de uma bateria.	47
Figura 3.12: Modelo de Thévenin de uma bateria.	47
Figura 3.13: Representação das diversas forças atuando num carro com uma inclinação α [38].	48
Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de corrente <i>ids</i> .	51
Figura 4.2: Diagrama de blocos do sistema de corrente <i>iqs</i> .	51
Figura 4.3: Sistema da corrente <i>ids</i> com compensador PI.	51
Figura 4.4: Diagrama do sistema após cancelamento polo-zero.	52
Figura 4.5: Sistema do binário elétrico da máquina assíncrona.	53
Figura 4.6: Sistema após retirada do zero do compensador.	53
Figura 4.7: Diagrama de blocos do sistema do fluxo do rotor.	54
Figura 4.8: Diagrama de blocos do sistema de controlo do fluxo do rotor com compensador PI.	54
Figura 4.9: Sistema resultante após compensação polo-zero.	54
Figura 4.10: Diagrama de blocos do sistema.	55
Figura 4.11: Diagrama de blocos do sistema após aplicar o controlador PI.	56
Figura 4.12: Sistema resultante após o cancelamento polo-zero.	56
Figura 4.13: Diagrama de blocos do estimador do binário.	57
Figura 4.14: Diagrama de blocos do estimador do ângulo da transformada <i>dq0</i> .	57
Figura 4.15: Controlador em cadeia da máquina assíncrona.	58
Figura 5.1: Diagrama de blocos do controlador de corrente <i>id</i> e <i>iq</i> do estator.	59
Figura 5.2: Diagrama de blocos do controlador de binário.	60
Figura 5.3: Diagrama de blocos do enfraquecimento de campo.	60
Figura 5.4: Diagrama de blocos do controlador do fluxo da máquina.	60
Figura 5.5: Diagrama de blocos do controlo de velocidade da máquina.	61
Figura 5.6: Diagrama de blocos do estimador de fluxo.	61
Figura 5.7: Diagrama de blocos do estimador de binário.	61

Figura 5.8: Diagrama de blocos do estimador do ângulo da transformada $dq0$.	62
Figura 5.9: Circuito do conversor bidirecional.	63
Figura 5.10: Diagrama de blocos responsável por gerar os sinais de PWM do conversor.	63
Figura 5.11: Diagrama de blocos do modelo do carro.	63
Figura 5.12: Comportamento da corrente direta, i_d , de estator para uma velocidade de 1000 RPM.	64
Figura 5.13: Comportamento da corrente em quadratura, i_q , do estator para uma velocidade de 1000 RPM.	65
Figura 5.14: Comportamento do binário elétrico para uma velocidade de 1000 RPM.	65
Figura 5.15: Comportamento do fluxo para 1000 RPM.	65
Figura 5.16: Comportamento da velocidade do rotor para 1000 RPM.	66
Figura 5.17: Potência consumida (azul) e binário do motor (laranja) para a velocidade de 1000 RPM.	66
Figura 5.18: Fluxo (azul) e fluxo de referência (laranja) para enfraquecimento de campo.	67
Figura 5.19: Binário elétrico estimado (azul) e binário de referência (laranja) para enfraquecimento de campo.	67
Figura 5.20: Potência mecânica do motor para enfraquecimento de campo.	68
Figura 5.21: Velocidade do carro simulada para binário de referência constante.	68
Figura 5.22: Corrente direta (azul) e corrente direta de referência (laranja) do estator para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.	68
Figura 5.23: Corrente em quadratura (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) do estator para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.	69
Figura 5.24: Binário (azul) e binário de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.	69
Figura 5.25: Fluxo (azul) e fluxo de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.	70
Figura 5.26: Velocidade (azul) e velocidade de referência (laranja) do motor para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.	70
Figura 5.27: Potência consumida da bateria (azul) e binário do motor (laranja) para uma inclinação de 50%.	71
Figura 5.28: Corrente direta i_d do estator para uma inclinação de -50%.	71
Figura 5.29: Corrente em quadratura i_q do estator para uma inclinação de -50%.	72
Figura 5.30: Binário (azul) e binário de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de -50%.	72
Figura 5.31: Fluxo (azul) e fluxo de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de -50%.	72
Figura 5.32: Velocidade (azul) e velocidade de referência (laranja) do motor para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de -50%.	73
Figura 5.33: Potência consumida da bateria (azul) e binário do motor (laranja) para uma inclinação de -50%.	73
Figura 6.1: Máquina assíncrona AC 9-05.02 da HPEVS [41].	77
Figura 6.2: Máquina assíncrona da MAHLE utilizada nos veículos Renault Twizy (esquerda) [42] e adaptação realizada ao motor (direita).	78
Figura 6.3: Motor utilizado e montado no carro para a realização de testes práticos.	78
Figura 6.4: Circuito de conexão fornecido pela folha de características do sensor de corrente [45].	80
Figura 6.5: Representação gráfica do sinal produzido por um encoder do tipo AB (sinal A a vermelho e sinal B a azul).	80
Figura 6.6: Sinal A (laranja) e B (azul) obtido do <i>encoder</i> do motor quando este se encontra a rodar no sentido horário.	81

Figura 6.7: Implementação do circuito de proteção utilizado para cortar a energia da bateria principal.....	81
Figura 6.8. Bateria utilizada para a implementação prática.....	82
Figura 6.9: Representação do sistema de telemetria utilizado.	85
Figura 6.10: Resultado obtido da velocidade angular do motor (azul) e velocidade angular de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.	86
Figura 6.11: Resultado obtido da corrente direta (azul) e direta de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.	87
Figura 6.12: Resultado obtido da corrente em quadratura (azul) e em quadratura de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.	87
Figura 6.13: Resultado obtido do binário (azul) e do binário de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.....	88
Figura 6.14: Resultado obtido do fluxo (azul) e do fluxo de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.....	88
Figura 6.15: Resultado obtido da velocidade angular do motor (azul) e velocidade angular de referência (laranja) para controlo de velocidade em carga.	89
Figura 6.16: Resultado obtido da corrente direta (azul) e corrente direta de referência (laranja) para controlo de velocidade em carga.	89
Figura 6.17: Resultado obtido da corrente em quadratura do motor (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) para controlo de velocidade em carga.	90
Figura 6.18: Resultado obtido do binário do motor (azul) e binário de referência (laranja) para controlo de velocidade em carga.	90
Figura 6.19: Resultado obtido do fluxo do motor (azul) e fluxo de referência (laranja) para controlo de velocidade em carga.	91
Figura 6.20: Resultado obtido da velocidade do motor (azul) e posição do acelerador (laranja) para teste prático de aceleração.	92
Figura 6.21: Resultado obtido da corrente direta do motor (azul) e corrente direta de referência (laranja) para teste prático de aceleração.	92
Figura 6.22: Resultado obtido da corrente em quadratura do motor (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) para teste prático de aceleração.....	93
Figura 6.23: Resultado obtido do binário do motor (azul) e binário de referência (laranja) para teste prático de aceleração.....	93
Figura 6.24: Resultado obtido do fluxo do motor (azul) e fluxo de referência (laranja) para teste prático de aceleração.....	94
Figura 6.25: Resultado obtido da velocidade do motor (azul) e posição do acelerador (laranja) para teste prático de condução com velocidade aproximadamente constante.....	94
Figura 6.26: Resultado obtido da corrente direta do motor (azul) e corrente direta de referência (laranja) para teste prático de condução normal.	95
Figura 6.27: Resultado obtido da corrente em quadratura do motor (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) para teste prático de condução normal.	95
Figura 6.28: Resultado obtido do binário do motor (azul) e binário de referência (laranja) para teste prático de condução normal.	96
Figura 6.29: Resultado obtido do fluxo do motor (azul) e fluxo de referência (laranja) para teste prático de condução normal.	96

Índice de tabelas

Tabela 3.1: Ângulos entre os enrolamentos do estator e do rotor de uma máquina assíncrona.	39
Tabela 6.1: Parâmetros obtidos na estimação inicial de parâmetros.....	83
Tabela 6.2: Parâmetros estimados do motor, em testes em vazio e com o rotor bloqueado.	84

Capítulo 1 - Introdução

Neste capítulo é feita uma introdução ao trabalho elaborado, onde é abordada a motivação e objetivos estipulados para o projeto. É ainda apresentada a estrutura do documento, sendo apresentado um breve resumo de cada capítulo.

1.1 Motivação

Atualmente existe uma crescente preocupação com o meio ambiente, principalmente no que toca à emissão de gases de efeito estufa. Outra preocupação crescente é o facto de que a energia proveniente dos combustíveis fósseis é uma energia não renovável e finita. Assim, existe uma preocupação crescente em procurar alternativas à utilização de combustíveis fósseis, preocupação essa que influencia cada vez mais o mercado de veículos automóveis.

A utilização de máquinas elétricas para substituir os motores a combustão interna é uma ideia que já existe há várias décadas, ideia essa que tem vindo a crescer de uma forma que já é visível nas ruas, pois é cada vez maior o número de veículos elétricos e híbridos em circulação. A substituição de motores a combustão interna por máquinas elétricas permite não só diminuir o nível de poluição atmosférica devido à redução das emissões dos veículos híbridos e ausência delas em veículos elétricos, como também utilizar fontes de energia renováveis para alimentar os veículos ao invés de combustíveis fósseis, diminuindo assim a dependência dos mesmos.

Uma das necessidades existentes é o estudo de métodos de controlo para as várias máquinas elétricas em aplicações automotivas, através da análise do desempenho do motor e do carro em si. Assim sendo, com a realização deste projeto, pretende-se realizar uma análise do desempenho de uma máquina assíncrona com controlo por orientação de campo do rotor numa aplicação automotiva.

1.2 Objetivos

Para este projeto, foram estipulados os seguintes objetivos:

- Rever a bibliografia relacionada com veículos elétricos, máquinas elétricas e respetivos métodos de controlo, tecnologias de baterias para veículos elétricos e conversores;
- Estudar os modelos da máquina assíncrona, do conversor trifásico bidirecional, da bateria e do carro;
- Projetar os controladores necessários para o controlo da máquina elétrica;
- Realizar simulações do comportamento do motor em várias condições e analisar os respetivos resultados;
- Implementar e realizar testes práticos ao controlo da máquina elétrica, analisando os resultados obtidos.

1.3 Estrutura do documento

Este documento encontra-se dividido em sete capítulos principais.

No primeiro capítulo, introdução, é feita uma introdução ao trabalho elaborado, onde é abordada a motivação e objetivos estipulados para o projeto. É também apresentada a estrutura do documento, sendo apresentado um breve resumo de cada capítulo.

No segundo capítulo, revisão da bibliografia, é feita a revisão bibliográfica referente aos veículos elétricos, onde são analisados temas relacionados com o mesmo, nomeadamente o resumo histórico, os principais veículos elétricos existentes, as máquinas elétricas existentes e suas principais características, os métodos de controlo da máquina assíncrona e também as principais tecnologias de baterias utilizadas em veículos elétricos. São ainda analisados alguns conversores e respetivas características.

No terceiro capítulo, modelos dos componentes do carro elétrico, são abordados os modelos utilizados para este projeto, nomeadamente o modelo da máquina assíncrona, modelo do conversor trifásico, modelo da bateria e, por fim, modelo do carro.

No quarto capítulo, projeto dos controladores, serão abordados os cálculos realizados para o projeto dos controladores, nomeadamente o controlador de corrente, de binário, de fluxo e de velocidade e ainda os estimadores de fluxo, de binário e do ângulo da transformada $dq0$.

No quinto capítulo, resultados de simulação, é abordada a simulação, onde é realizada uma breve descrição do procedimento adotado para a implementação não só dos controladores e estimadores, como também da transformada $dq0$ direta e inversa e ainda o modelo do carro e máquina assíncrona. São também analisados os resultados obtidos para diferentes inclinações do carro. Por fim, são apresentados os cálculos efetuados para a conversão dos controladores e estimadores para o domínio temporal discreto.

No sexto capítulo, resultados experimentais, é abordada a implementação prática, onde são apresentados os principais componentes utilizados para a implementação prática do controlo do motor por campo orientado do rotor, nomeadamente o motor, o conversor trifásico bidirecional e ainda alguns sensores. São também apresentados os resultados obtidos em testes laboratoriais e testes práticos, sendo inicialmente descrito o processo seguido para obter os parâmetros da máquina assíncrona utilizada e, de seguida, são apresentados e analisados os resultados obtidos durante os testes práticos.

No sétimo capítulo, conclusões, são apresentadas as conclusões retiradas após a realização deste projeto, referentes à revisão da bibliografia, modelos utilizados, projeto de controladores, resultados de simulação, resultados laboratoriais e, por fim, resultados práticos. São também apresentadas algumas propostas de trabalhos futuros relacionadas com este projeto.

Capítulo 2 - Revisão da bibliografia

Neste capítulo será abordada a revisão bibliográfica referente aos veículos elétricos, onde serão analisados temas relacionados com o mesmo. Começando pelos veículos elétricos, será apresentado um breve resumo histórico e analisados os vários tipos de veículos elétricos existentes. De seguida, serão abordadas as máquinas elétricas, onde serão analisadas as características de cada um dos tipos. Serão ainda estudados alguns métodos de controlo da máquina assíncrona, onde serão analisadas as características principais de cada um deles. Serão também apresentadas algumas das principais tecnologias de baterias utilizadas em veículos elétricos, sendo analisadas as características de cada uma delas e ainda elaboradas comparações entre as várias tecnologias. Por fim, serão analisados alguns conversores e respetivas características.

2.1 Veículos elétricos

2.1.1 Resumo histórico

Os veículos elétricos surgiram no século XIX, através de várias criações de veículos que utilizavam motores elétricos alimentados por baterias não recarregáveis, as quais foram substituídas por recarregáveis após a sua criação ainda no mesmo século [1], [2]. Durante esse século e, com a melhoria do motor a combustão interna, surgiram também os veículos a gasolina. No entanto, esses veículos eram mais difíceis de conduzir, mais ruidosos, mais poluentes e tinham de ser ligados manualmente através de uma manivela, o que tornou os carros elétricos mais apelativos especialmente para as mulheres [1].

Com a criação do modelo T, Henry Ford conseguiu com que os preços dos veículos a gasolina fossem muito mais baixos que os veículos elétricos, o que, com a criação do motor de arranque, aumentou as vendas de veículos a gasolina, dando início ao declínio dos veículos elétricos [1].

Durante muito tempo, não houve grandes avanços nas tecnologias dos veículos elétricos e, devido ao baixo preço da gasolina e melhorias constantes nos motores a combustão interna, não houve muita necessidade na procura de combustíveis alternativos. No entanto, nos finais dos anos 60, início dos anos 70, o aumento do preço do petróleo conduziu a um novo interesse na procura de energias alternativas, o que impulsionou pesquisas em veículos elétricos e híbridos [1]. Os veículos elétricos criados na década de 70, quando comparados com os veículos a gasolina, eram limitados não só a nível de autonomia como também a nível de desempenho.

Após alguns anos e, devido à criação de novas regulações, ressurge o interesse em veículos elétricos. Vários fabricantes começam então a modificar alguns dos seus modelos para veículos elétricos, o que se traduz não só em velocidades máximas semelhantes às de um veículo a gasolina, como também num aumento da autonomia [1].

Com o aumento dos preços dos combustíveis e o aumento da preocupação com as emissões de carbono, o modelo Prius da Toyota, lançado no Japão em 1997, tornou-se o veículo híbrido mais vendido do mundo. A Toyota utilizou baterias de hidretos metálicos de níquel para o modelo Prius, lançado mundialmente em 2000 [1]. Outro evento que

ajudou no ressurgimento do interesse por veículos elétricos, foi o surgimento da empresa Tesla Motors, com o anúncio da criação de um veículo elétrico desportivo luxuoso com uma autonomia superior a 320 km [1]. O anúncio feito pela Tesla, seguido do seu sucesso, impulsionou várias outras grandes marcas de veículos a criar os seus próprios veículos elétricos.

Durante este período, novas tecnologias de baterias surgiram no mercado, sendo uma delas as baterias de íões de lítio, uma tecnologia muito utilizada nos veículos elétricos devido à sua elevada densidade energética e baixa resistência interna quando comparada com outras tecnologias.

Atualmente existe uma grande variedade de veículos elétricos e híbridos, permitindo aos consumidores um grande leque de opções de escolha [1].

2.1.2 Tipos de veículos elétricos

Existem essencialmente quatro tipos de veículos elétricos, sendo eles carros elétricos operados a baterias, carros elétricos híbridos, carros elétricos híbridos *plug-in* e ainda carros elétricos com células de combustíveis [3].

2.1.2.1 Veículos elétricos operando com bateria

Como o próprio nome indica, os veículos elétricos operando com bateria, também chamados veículos totalmente elétrico, possuem uma bateria elétrica para armazenar a energia utilizada para alimentar um motor elétrico conectado às rodas. Este tipo de veículo elétrico não possui um motor de combustão interna, operando somente com eletricidade [3]. Na Figura 2.1 é possível ver uma esquematização do funcionamento de um veículo elétrico operando com bateria.

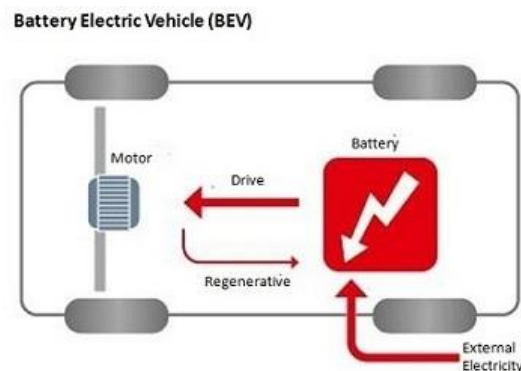


Figura 2.1: Esquema de um veículo elétrico operado com bateria [3].

Este tipo de veículo possui um conversor elétrico, que converte corrente DC proveniente das baterias em corrente AC, que depois é aplicada no motor elétrico. Caso o motor utilizado seja um motor de corrente contínua, esta conversão será uma conversão DC-DC. O conversor elétrico é responsável por controlar o binário do motor consoante a posição do acelerador, de forma que o condutor seja capaz de controlar a aceleração do veículo. Este tipo de veículo pode também utilizar o motor como gerador, travando o veículo e aproveitando a energia cinética para produzir energia elétrica que, posteriormente, é armazenada na bateria. Como este tipo de veículo não utiliza combustíveis fósseis, possui uma bateria muito maior quando comparada com as

utilizadas noutros veículos elétricos. Outra característica deste veículo elétrico é não produzir emissões durante a sua operação [4].

2.1.2.2 Veículos elétricos híbridos

Os veículos elétricos híbridos, também chamado de híbrido comum ou ainda híbrido paralelo, utiliza um motor a combustão em paralelo com um motor elétrico para dar assistência ao motor a combustão e fazer o veículo se locomover [3]. Este tipo de veículo diferencia-se dos veículos elétricos operando com bateria e veículos *plug-in* híbridos pelo facto de que, neste tipo de veículos, a bateria apenas é carregada através da regeneração conseguida pelo motor elétrico operando como gerador, não sendo possível carregar a mesma a partir de uma tomada elétrica [3], [5]. Na Figura 2.2 é possível verificar uma esquematização do funcionamento de um veículo elétrico híbrido.

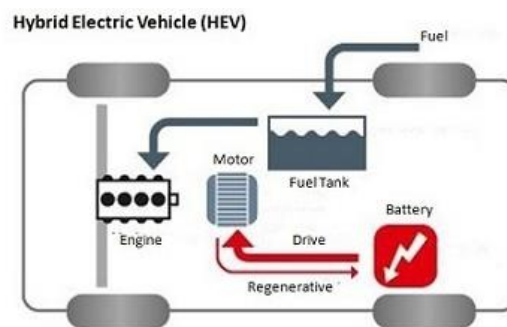


Figura 2.2: Esquema de um veículo elétrico híbrido [3].

À semelhança de um veículo elétrico operando com bateria, este tipo de veículo possui um conversor elétrico, que converte corrente DC proveniente das baterias em corrente AC (ou DC, dependendo do tipo de motor), que depois é aplicada no motor elétrico. Quando o veículo está travando, o motor comporta-se como um gerador e produz energia elétrica para carregar as baterias. Devido à utilização do motor elétrico em paralelo com o motor de combustão interna, o consumo de combustível é reduzido, o que traz ganhos não só na autonomia como também nas emissões do veículo.

2.1.2.3 Veículos elétricos híbridos *plug-in*

Os veículos elétricos híbridos *plug-in*, também chamados de híbridos série são muito semelhantes aos veículos elétricos operados com baterias, tendo também um motor a combustão. Ao contrário do que acontece com os veículos elétricos híbridos, a bateria dos veículos elétricos híbridos *plug-in* pode ser carregada com uma tomada elétrica, como acontece com os veículos elétricos operando com baterias [3]. Na Figura 2.3 é possível verificar uma esquematização de um veículo elétrico híbrido *plug-in*.

Quando a bateria possui carga, este tipo de veículo opera no modo totalmente elétrico, onde apenas utiliza o motor elétrico para se mover e, quando a bateria está descarregada, opera no modo híbrido, onde o motor a combustão e o motor elétrico são usados para mover o veículo [3], [6]. À semelhança dos restantes veículos elétricos, o híbrido *plug-in* também utiliza o motor elétrico como gerador para carregar as baterias através de travagem regenerativa ou até mesmo através do motor de combustão interna [3].

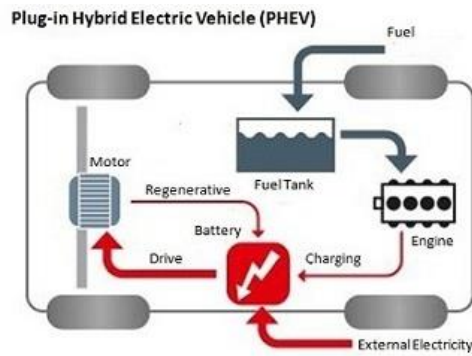


Figura 2.3: Esquema de um veículo elétrico híbrido *plug-in* [3].

2.1.2.4 Veículos elétricos com célula de combustível

Por fim, os veículos elétricos com célula de combustível, também chamados de veículos de célula de combustível, são veículos elétricos que possuem células de combustível que produzem eletricidade através da utilização de um combustível (geralmente hidrogênio), a qual pode ser utilizada para carregar as baterias ou alimentar o motor [3]. Na maioria dos veículos de célula de combustível, a bateria é apenas utilizada para armazenar energia produzida através de travagem regenerativa, sendo depois utilizada durante eventos de aceleração que necessitem de potências mais elevadas e ainda para suavizar a operação das células de combustível (permitindo desligá-las quando são necessários baixos níveis de potência) [7]. Na Figura 2.4 é possível verificar uma esquematização de um veículo elétrico com célula de combustível.

Ao contrário dos veículos elétricos operando com baterias e híbridos *plug-in*, as baterias dos veículos elétricos com células de combustível não podem ser carregadas através de uma tomada elétrica, sendo que a energia elétrica utilizada para movimentar o veículo vem das células de combustível [3], a qual é gerada a partir do combustível utilizado.

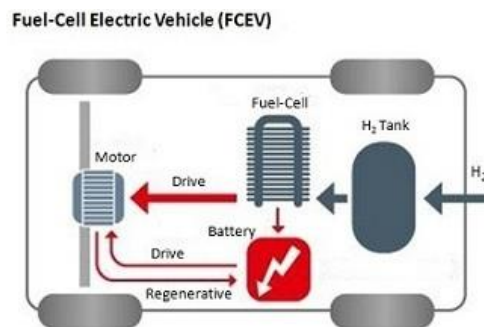


Figura 2.4: Esquema de um veículo elétrico com célula de combustível [3].

2.2 Máquinas elétricas

As máquinas elétricas são máquinas que utilizam forças eletromagnéticas para a conversão de energia eletromecânica, ou seja, convertem energia elétrica em energia mecânica e energia mecânica em energia elétrica [8], [9], sendo dessa forma uma peça fundamental num veículo elétrico.

As máquinas elétricas podem então ser divididas em geradores, que convertem energia mecânica em energia elétrica e em motores, que convertem energia elétrica em energia mecânica [8], [9]. Para além das máquinas que fazem conversão de energia elétrica para energia mecânica e vice-versa, existem ainda máquinas elétricas que fazem a conversão de grandezas de energia elétrica mantendo a potência, como é o caso dos transformadores [9].

Para além de transformadores, as máquinas elétricas dividem-se em máquinas de corrente alternada (podendo ser máquinas síncronas ou máquinas assíncronas) e máquinas de corrente contínua. Os motores utilizados num veículo elétrico encontram-se divididos entre os três tipos de máquinas existentes.

2.2.1 Máquina síncrona

Uma máquina síncrona é uma máquina que possui enrolamentos no estator por onde flui uma corrente alternada, possuindo também um fluxo contínuo de rotor produzido através de uma excitação elétrica com corrente contínua ou através de ímãs permanentes. No caso de máquinas síncronas com excitação do rotor através de ímãs permanentes, não é possível ajustar o fluxo magnético do rotor e, conseqüentemente, não é possível adaptar o fluxo às condições de operação da máquina. No entanto, e devido à inexistência de necessidade de fornecer potência ao rotor, existe potencial para aumentar a eficiência da máquina [10].

Para entender o funcionamento de uma máquina síncrona, é conveniente começar por analisar uma representação simplificada de uma máquina síncrona, como a que está representada na Figura 2.5. Na representação da Figura 2.5, é possível verificar que o enrolamento do estator é constituído por apenas uma única bobina de N espiras, representado pelo enrolamento a e $-a$ da secção transversal da figura, alojado em ranhuras do estator. Supondo que o enrolamento do estator se encontra em circuito aberto, ao alimentar o enrolamento do rotor, surge um fluxo, o qual está representado na Figura 2.5 pelas linhas a tracejado. É possível verificar que o fluxo criado é constituído por dois polos, o que define a máquina como sendo uma máquina de dois polos.

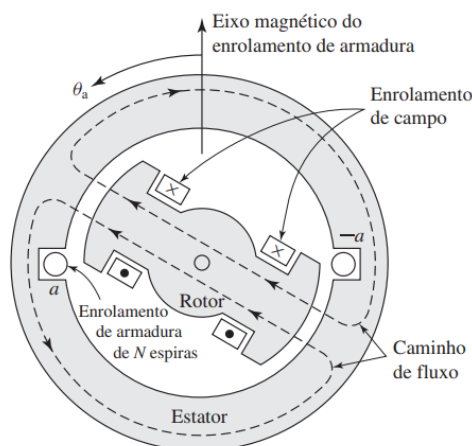


Figura 2.5: Representação de uma máquina síncrona monofásica com um único enrolamento e dois polos [11].

Supondo agora que o rotor se encontra a rodar a uma frequência constante, é possível verificar que o fluxo do rotor roda juntamente com o rotor, variando ao longo do

tempo em relação ao estator. Assim, a tensão resultante na bobina do estator será sinusoidal e passará por um ciclo completo a cada rotação do rotor, ou seja, a sua frequência será igual à velocidade do rotor em voltas por segundo, o que torna a máquina uma máquina síncrona [11]. Dependendo da construção da máquina síncrona, esta poderá ter mais que um par de polos e, dessa forma, a velocidade mecânica do rotor ω_m em radianos por segundo em função da frequência angular elétrica ω_s e do número de par de polos n é dada pela equação (2.1).

$$\omega_s = \left(\frac{n}{2}\right) \omega_m \quad (2.1)$$

Através da análise da equação do binário T_e da máquina síncrona, apresentada na equação (2.2), onde Φ_R é o fluxo resultante por polo no entreferro, F_f é a força magnetomotriz do enrolamento do campo e δ_{RF} o ângulo de fase elétrica entre os eixos magnéticos de Φ_R e F_f , é possível visualizar o comportamento de uma máquina síncrona em regime permanente.

$$T_e = \frac{\pi}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \Phi_R F_f \text{sen} \delta_{RF} \quad (2.2)$$

Ao analisar a equação é possível verificar que variações no binário eletromecânico resultam em variações correspondentes no ângulo de fase elétrica entre os eixos magnéticos de Φ_R e F_f , também chamado de ângulo de binário. Esta variação encontra-se representada na Figura 2.6, onde é assumido que o valor da corrente do enrolamento do rotor e o fluxo resultante no entreferro são constantes [10].

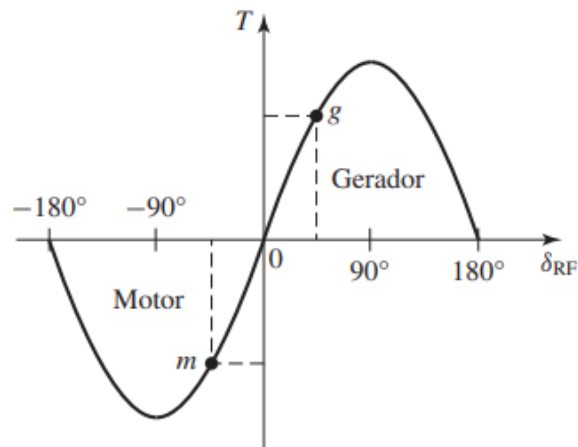


Figura 2.6: Representação gráfica do binário em função do ângulo de binário [10].

Ao analisar Figura 2.6 é possível verificar que o valor do binário é máximo quando o ângulo de binário é igual a 90° . Quando o valor do ângulo é aumentado para além dos 90° , não existe um aumento no binário correspondente e o sincronismo não pode mais ser mantido, perdendo dessa forma o sincronismo [10]. A perda de sincronismo apenas acontece em máquinas síncronas, o que se traduz numa desvantagem quando comparado com os restantes tipos de máquinas.

Devido à necessidade de haver sincronismo numa máquina síncrona, se esta estiver a operar como motor, o seu arranque não pode ser feito aplicando uma tensão no estator com frequência nominal, mas sim através da utilização de equipamentos

eletrônicos de frequência e tensão variáveis, permitindo um aumento da velocidade do motor até à velocidade de operação sempre em sincronismo. Outra alternativa é a utilização de um rotor com uma estrutura em gaiola de esquilo para permitir o motor arrancar como uma máquina assíncrona [10].

O circuito equivalente da máquina síncrona encontra-se representado na Figura 2.7, onde $X_s = \omega_s L_s$.

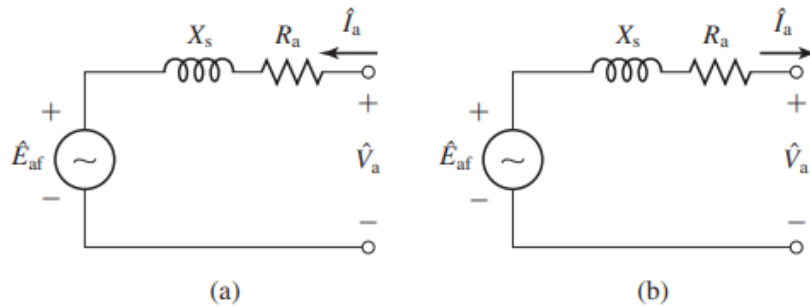


Figura 2.7: Circuito equivalente da máquina síncrona com sentido de referência do tipo motor (a) e sentido de referência tipo gerador (b) [10].

No circuito equivalente, para além da reatância X_s , encontra-se representada a resistência do enrolamento da fase a, R_a , e ainda a força eletromotriz gerada, \hat{E}_a . A magnitude da força eletromotriz gerada é dada a partir da equação (2.3), onde L_m é a indutância mútua entre o rotor e o estator, I_r é a corrente no rotor e δ_{e0} é o ângulo elétrico do rotor no instante $t = 0$.

$$\hat{E}_{af} = j \left(\frac{\omega_s L_m I_r}{\sqrt{2}} \right) e^{j\delta_{e0}} \quad (2.3)$$

A tensão aos terminais do estator, \hat{V}_a é dada pela equação (2.4). Caso a máquina esteja a funcionar como gerador, a corrente \hat{I}_a torna-se negativa, pois irá fluir no sentido oposto ao do motor e é intuitivo assumir o sentido positivo como sendo o sentido de transferência de potência para a máquina, ou seja, quando esta opera como motor.

$$\hat{V}_a = R_a \hat{I}_a + jX_s \hat{I}_a + \hat{E}_{af} \quad (2.4)$$

Alguns dos motores utilizados em veículos elétricos pertencentes a máquinas síncronas são os seguintes:

- Motor síncrono de ímanes permanentes;
- Motor síncrono eletricamente excitado;
- Motor de relutância variável.

Os motores de ímanes permanentes possuem um bom rendimento para aplicações de baixa velocidade e não possuem escovas, o que não acarreta necessidade de manutenção, como acontece com os motores eletricamente excitados. No entanto, para elevadas velocidades, o seu rendimento diminui. No caso do motor de relutância variável, não existe excitação no rotor por ímanes permanentes ou enrolamento de excitação. Neste caso, a relutância do rotor em relação à passagem do fluxo do estator varia

consoante a posição do rotor [12]. Devido ao facto de que, neste motor, o rotor roda a uma velocidade síncrona com a frequência da tensão no estator, este motor é considerado um motor síncrono.

2.2.2 Máquinas assíncronas

Uma máquina assíncrona possui um estator idêntico ao estator de uma máquina síncrona, sendo apenas diferente no rotor. No caso do rotor da máquina assíncrona, os enrolamentos encontram-se curto-circuitados e, na maioria dos casos, sem conexões externas. Assim, as correntes do rotor são induzidas quando os enrolamentos do rotor cruzam o fluxo gerado a partir das correntes do estator [11]. Por este motivo e, para que haja corrente nos enrolamentos do rotor, este necessita de rodar a uma velocidade diferente da frequência da tensão aplicada ao estator, tornando a máquina numa máquina assíncrona.

Um fenómeno que poderá ser observado é que, embora o rotor opere de forma assíncrona, a onda de fluxo produzida pelas correntes induzidas do rotor gira sincronicamente com a onda de fluxo do estator, o que é coerente com a capacidade de uma máquina assíncrona produzir binário [11]. Caso a máquina esteja a operar como motor, o rotor irá rodar a uma velocidade inferior à frequência da tensão aplicada ao estator, sendo que o fluxo do rotor irá estar atrasado em relação ao fluxo do estator, produzindo um binário positivo que, como acontece com um motor síncrono, “puxa” o rotor. Um exemplo de uma curva característica do binário em relação à velocidade do rotor está representado na Figura 2.8.

À semelhança do que acontece com a máquina síncrona, a velocidade de rotação da máquina assíncrona também é dependente do número de polos do estator e da frequência aplicada ao estator [13].

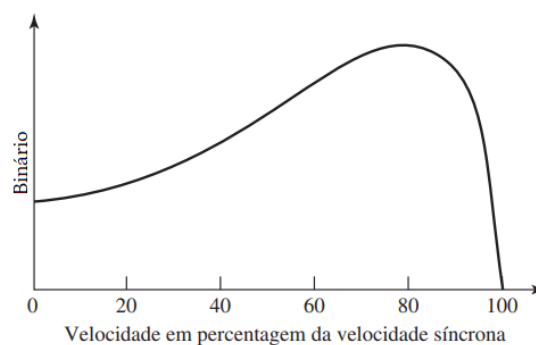


Figura 2.8: Curva característica do binário em função da velocidade do rotor [11].

Existem essencialmente dois tipos de rotor presentes na máquina assíncrona, sendo eles o rotor bobinado e o rotor em gaiola de esquilo. Relativamente ao rotor bobinado, este permite com que, através da utilização de escovas de carbono, seja possível ter acesso aos enrolamentos do rotor fora da máquina, através de ligações elétricas. Relativamente ao rotor em gaiola de esquilo, este consiste em barras condutoras curto-circuitadas em ambas as extremidades, dando um aspeto de gaiola de esquilo, como é possível verificar na Figura 2.9. As máquinas com rotor bobinado não são muito comuns,

sendo utilizadas apenas em aplicações especializadas. Desse modo e, devido à robustez, é muito mais comum a utilização de máquinas assíncronas de rotor em gaiola de esquilo [13].

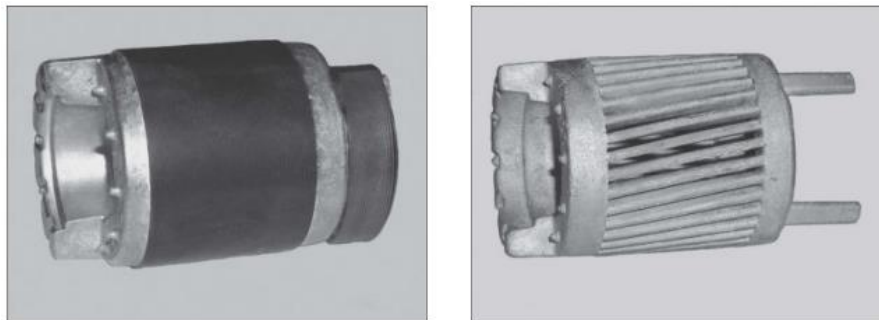


Figura 2.9: Rotor em gaiola de esquilo de uma máquina assíncrona (esquerda), do qual foram extraídas as lâminas do rotor através de corrosão (direita) [13].

Como referido anteriormente, a velocidade do rotor e a frequência da tensão elétrica aplicada ao estator não são síncronas, sendo que, quando a máquina está a operar como motor, o rotor roda a uma velocidade inferior. Assim, é possível definir a velocidade de escorregamento da máquina assíncrona, que consiste na diferença entre a velocidade de rotação do rotor e a velocidade de rotação dos campos girantes do estator. O escorregamento s , expresso como uma fração da velocidade síncrona da máquina, é então dado pela equação (2.5), onde ω_s é a frequência angular da tensão sinusoidal aplicada ao estator e ω_{me} é a velocidade angular de rotação do rotor referenciada ao estator, dada pela equação (2.6).

$$s = \frac{\omega_s - \omega_{me}}{\omega_s} \quad (2.5)$$

$$\omega_{me} = \omega_m * n \quad (2.6)$$

Na Figura 2.10 é possível verificar um exemplo de uma curva característica do binário de uma máquina assíncrona com rotor em gaiola de esquilo para diferentes velocidades em percentagem da velocidade síncrona. O binário da máquina assíncrona T_e pode então ser expresso através da equação (2.7), onde K é uma constante dependente dos parâmetros da máquina, I_r é a corrente do rotor e δ_r é o ângulo que indica de quanto a onda de força magnetomotriz do rotor está adiantada em relação à onda resultante de força magnetomotriz no entreferro, o qual pode ser visto através da representação presente na Figura 2.11.

$$T_e = -KI_r \text{sen}(\delta_r) \quad (2.7)$$

Ao analisar a equação do binário é possível verificar que, à semelhança do que acontece com a máquina síncrona, o binário é máximo quando o ângulo entre a força magnetomotriz do rotor e do entreferro é igual a 90° .

Na Figura 2.12 é possível verificar a representação do circuito equivalente de uma máquina assíncrona, onde estão representadas as reatâncias do estator X_1 e do rotor X_2

bem como a reatância de magnetização X_m . Encontram-se ainda representadas as resistências do estator R_1 , do rotor R_2 e de perdas R_c .

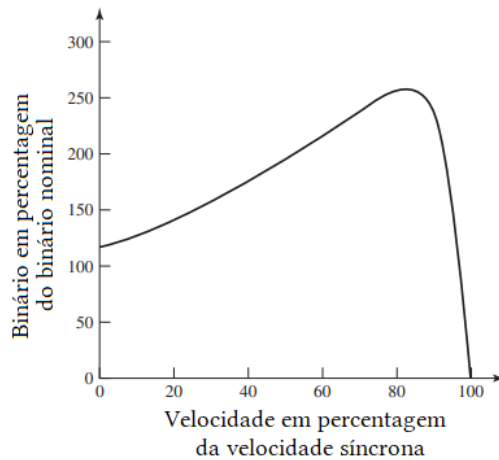


Figura 2.10: Curva típica do binário de um motor assíncrono com rotor em gaiola de esquilo [13].

A tensão \hat{V}_1 aos terminais do estator é dada pela equação (2.8).

$$\hat{V}_1 = \hat{E}_2 + \hat{I}_1(R_1 + jX_1) \quad (2.8)$$

Um dos motores utilizados em veículos elétricos pertencentes a máquinas assíncronas é o motor de indução em gaiola de esquilo, o qual possui um bom rendimento em aplicações de velocidades elevadas e não possui desvantagens como a utilização de escovas ou possibilidade de perda de sincronismo.

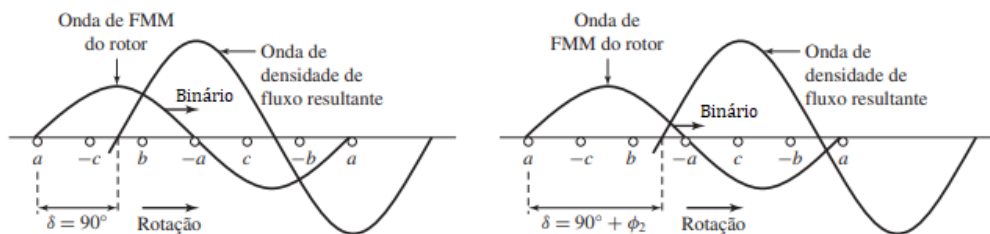


Figura 2.11: Enrolamento do rotor planificado, com suas ondas de densidade de fluxo e de força magnetomotriz em suas posições relativas [13].

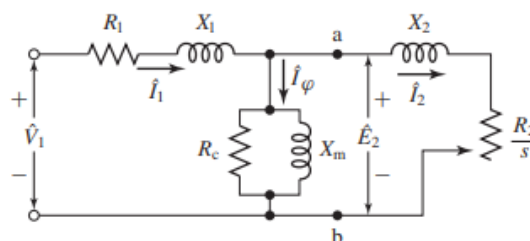


Figura 2.12: Representação do circuito equivalente de uma máquina assíncrona [13].

2.2.3 Máquinas DC

Como o próprio nome indica, uma máquina DC é projetada para trabalhar com correntes contínuas. As máquinas DC são constituídas por um estator e por um rotor, os quais possuem os enrolamentos de campo e de armadura, respectivamente. Na Figura 2.13 é possível verificar uma representação do estator e do rotor de uma máquina DC bem como a representação do enrolamento de campo e da armadura.

À semelhança do que acontece com as máquinas síncronas, os enrolamentos do rotor são conectados ao exterior através de escovas de carvão. Ao operar como gerador, a máquina DC é capaz de retificar a tensão produzida nos terminais da armadura através das comutações realizadas através das escovas, como é possível verificar no gráfico representado na Figura 2.14. No entanto e, ao contrário do que acontece com as máquinas síncronas e assíncronas, numa máquina DC, a corrente contínua no enrolamento de campo cria uma distribuição de fluxo estacionária em relação ao estator. Por outro lado, a corrente contínua aplicada aos terminais da máquina, que flui na armadura, é comutada pelas escovas de carvão de forma que o fluxo produzido pelo rotor esteja, em média, perpendicular ao fluxo produzido pelo estator, ou seja, no eixo em quadratura. Assim, as interações produzidas entre os dois fluxos geram o binário da máquina [11], [14].

O binário da máquina DC, T_e , pode ser calculado a partir da equação (2.9), sendo que C_a corresponde ao número total de condutores no enrolamento de armadura, n corresponde ao número de polos, m o número de caminhos em paralelo no enrolamento, Φ_d o fluxo de eixo direto por polo no entreferro e $i_{armadura}$ o valor da corrente no circuito externo da armadura.

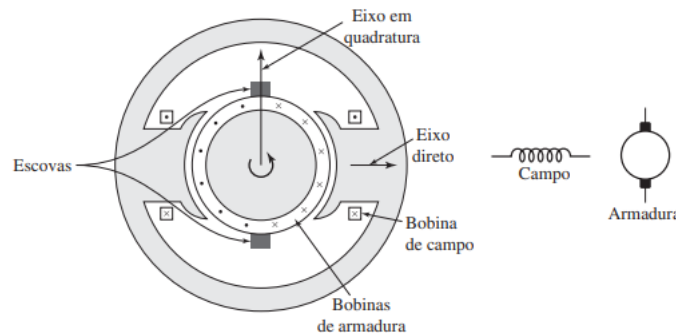


Figura 2.13: Representação simplificada de uma máquina DC [14].

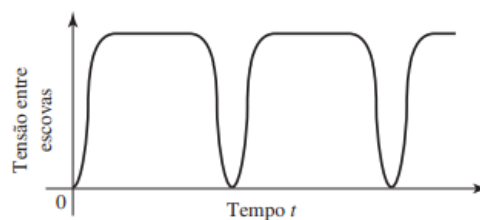


Figura 2.14: Forma de onda da tensão entre as escovas da armadura [11].

$$T_e = \frac{n * C_a}{2 * \pi * m} * \Phi_d i_{armadura} \quad (2.9)$$

A máquina DC possui a vantagem de poderem ser configuradas as características de operação através da escolha do método de excitação dos enrolamentos de campo. Na Figura 2.15 é possível verificar quatro ligações diferentes para a escolha do método de

excitação, as quais irão influenciar de forma diferente as características em regime permanente, bem como o comportamento dinâmico da máquina [14]. Nos gráficos presentes na Figura 2.16 é possível verificar a influência do circuito de ligação no valor da tensão produzida, quando a máquina está a operar como gerador, e ainda no valor da velocidade da máquina para diferentes binários mecânicos, quando esta opera como motor.

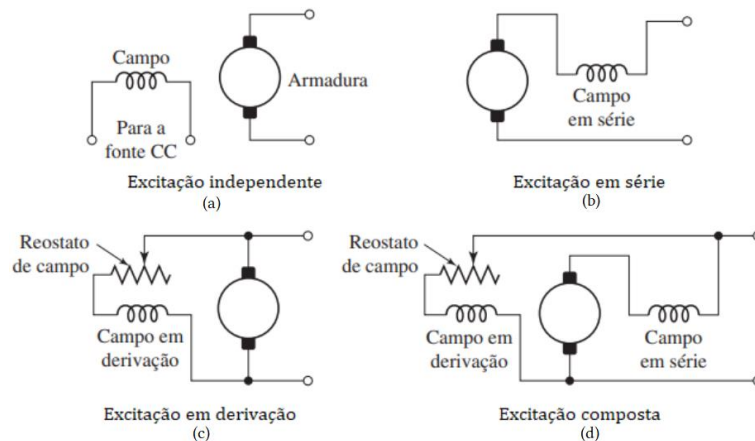


Figura 2.15: Alguns exemplos de ligação do circuito de campo de máquinas DC: excitação independente (a), excitação em série (b), excitação em derivação (c), excitação composta (d) [14].

Ao analisar a Figura 2.16 é possível verificar que existe uma forte dependência das curvas características no tipo de ligação selecionado, o que torna a máquina DC uma máquina muito versátil.

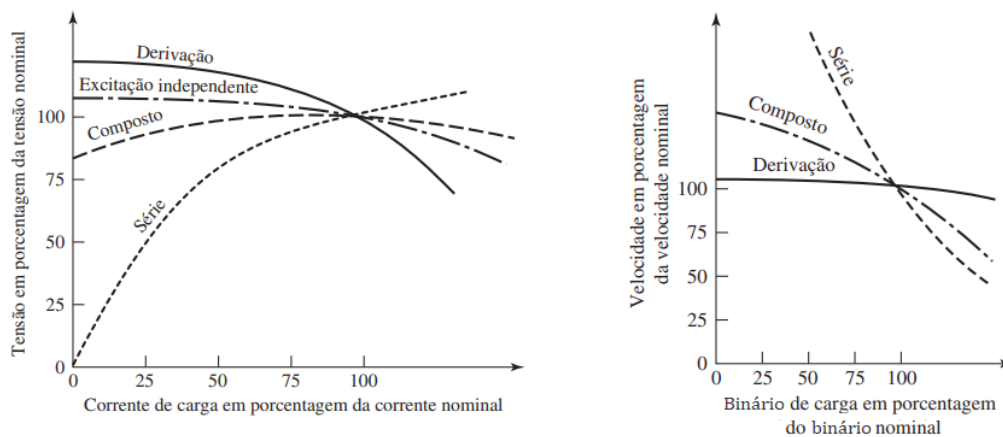


Figura 2.16: Curva da tensão gerada em função da corrente de carga (esquerda) e curva da velocidade em função do binário de carga [14].

O circuito equivalente da máquina DC quando excitada independentemente, encontra-se representado na Figura 2.17.

A tensão e_g gerada na armadura por ação rotativa do rotor na presença do fluxo gerado pelo enrolamento de campo, é dada pela equação (2.10). Assim, a corrente da armadura é dada pela equação (2.11), onde é possível verificar que a corrente na armadura é fortemente dependente da velocidade de rotação do rotor, pois quanto maior a velocidade maior a força eletromotriz gerada e, conseqüentemente, menor a corrente da armadura.

$$e_g = n * \Phi_d * 2\pi * \omega_m \quad (2.10)$$

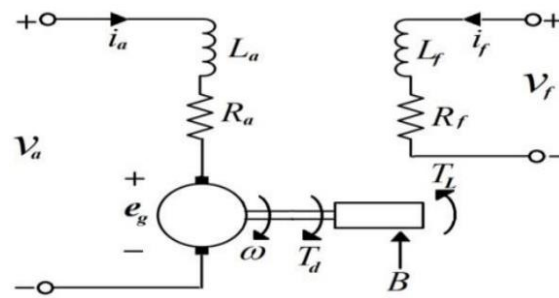


Figura 2.17: Circuito equivalente de uma máquina DC [15].

$$i_a = \frac{e_g - e_a}{R_a} \quad (2.11)$$

Alguns dos motores utilizados em veículos elétricos pertencentes a máquinas DC são os seguintes:

- Motor DC de ímanes permanentes;
- Motor DC eletricamente excitado.

2.3 Métodos de controlo da máquina assíncrona

O controlo de velocidade de uma máquina assíncrona pode ser feito através de várias técnicas. Algumas delas são aplicadas quando não existe a possibilidade de implementar um controlo mais complexo, como é o caso da adição de resistência no rotor e no estator e ainda a alteração do número de polos. Por outro lado, existem as chamadas técnicas de controlo através de *drivers* de frequência variável, que utiliza técnicas de controlo vetorial para controlar o binário ou a velocidade do motor, como é o caso do controlo por orientação de campo.

2.3.1 Adição de resistências

Um dos métodos de controlo de velocidade da máquina assíncrona é a variação da resistência do rotor, de forma a alterar a curva característica do binário. Na Figura 2.18 é possível verificar as diferentes curvas características do binário de uma máquina assíncrona para diferentes valores de resistência do rotor. Ao analisar a figura é possível verificar que, quanto maior o valor da resistência, maior é o valor do escorregamento para o binário máximo. Assim, quando uma dada carga, de binário constante, é aplicada a um motor a operar com uma frequência constante, a sua velocidade, em regime permanente, pode ser definida com base no valor da resistência aplicada ao rotor.

Esta técnica de controlo é indicada para máquinas assíncronas com o rotor bobinado, visto que os terminais do rotor são acessíveis fora do motor, o que não acontece com motores de rotor em gaiola de esquilo, que apenas poderá ser definida a resistência do rotor no ato da sua fabricação. Outra limitação deste tipo de controlo é que não é possível alterar o binário máximo do motor, pois este não depende do valor da resistência do rotor [13].

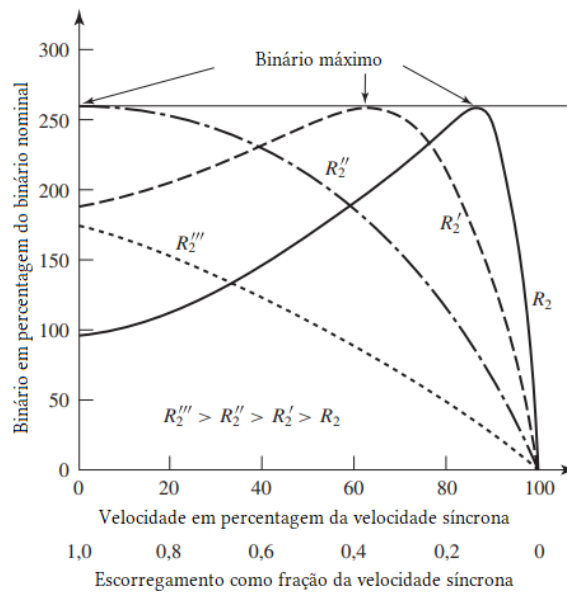


Figura 2.18: Curvas do binário em função da velocidade da máquina assíncrona para diferentes valores de resistência do rotor [13].

2.3.2 Alteração do número de polos

Outra técnica de controlo de velocidade é pela alteração do número de polos existentes no motor. Esta técnica usufrui do facto de que a velocidade síncrona da máquina assíncrona depende do número de polos e, ao alterar o número de polos do motor, é alterada a velocidade síncrona do mesmo.

Supondo um motor com dois conjuntos independentes de enrolamentos do estator, cada um permitindo alterações de polos, é possível obter quatro velocidades síncronas diferentes, através da escolha entre 4, 6, 8 e 12 polos. Assim, essa máquina assíncrona a operar a uma frequência de 50 Hz pode operar à velocidade de 1500 RPM, 1000 RPM, 750 RPM e ainda 500 RPM.

Esta técnica apenas poderá ser utilizada em motores de polos variáveis, pois, ao contrário do que acontece com as máquinas assíncronas convencionais, em que apenas é possível alterar o número de polos através da rebobinagem do estator, os motores de polos variáveis são projetados para que seja possível alterar o número de polos através de alterações simples nas ligações das bobinas [16].

2.3.3 Controlo da frequência do estator

Outro método de controlo da velocidade de uma máquina assíncrona é a utilização de um inversor para controlar a frequência da tensão aplicada ao estator. Este método de controlo deve ser aplicado em conjunto com o controlo de tensão (volts por hertz constante), de forma a manter a densidade de fluxo constante [16].

Na Figura 2.19 é possível verificar as curvas características do binário de uma máquina assíncrona, para diversas frequências aplicadas. Como é possível verificar através da Figura 2.19, se uma carga constante for aplicada ao motor, a velocidade do motor em regime permanente será dependente da frequência aplicada. Assim, ao variar o

valor da frequência da tensão aplicada ao estator do motor, é possível controlar a sua velocidade.

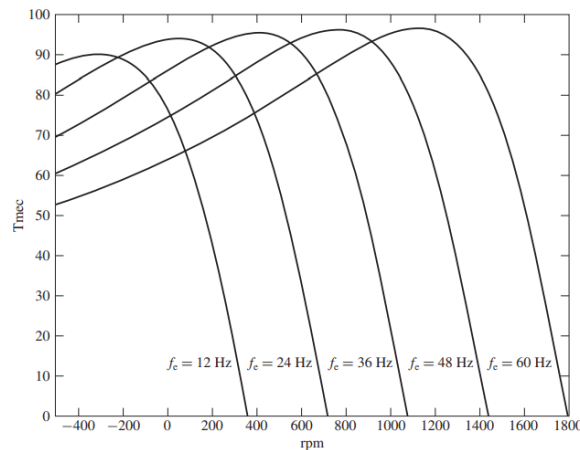


Figura 2.19: Curvas de binário em função de velocidade para várias frequências da tensão aplicada ao estator [16].

2.3.4 Controlo por tensão de linha

É possível demonstrar que o binário de uma máquina assíncrona é proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos terminais do estator [16]. Para uma carga com binário dependente da velocidade segundo a curva a tracejado da Figura 2.20, então, ao diminuir a tensão V_1 aplicada ao estator para metade, a velocidade do motor irá passar de n_1 a n_2 .

Da mesma forma, se o binário da carga for constante, também é possível controlar a velocidade do motor, visto que, como é possível verificar na Figura 2.20, ao diminuir o valor da tensão, a velocidade do motor irá diminuir de n_3 para n_4 .

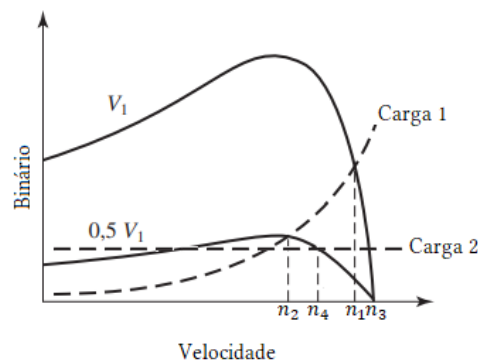


Figura 2.20: Controlo da velocidade do motor através da variação da tensão aplicada ao estator [16].

Este método de controlo é muito limitado e tem como custo a diminuição do rendimento, o qual se deve ao aumento do valor do escorregamento [16].

2.3.5 Controlo por frequência de escorregamento

O controlo por frequência de escorregamento utiliza um sensor para medir a velocidade do rotor, a qual é comparada com a velocidade pretendida para o motor. Ao utilizar um compensador do tipo PI (Proporcional Integral), é gerado um valor de frequência de escorregamento a partir do erro da velocidade. Por fim, adiciona-se a frequência de escorregamento à velocidade do rotor de modo a ser possível calcular a

frequência da tensão a aplicar ao estator. O valor da tensão é então calculado com base numa função V/f (relação entre a tensão e a frequência) constante. Um exemplo de um diagrama de controlo de velocidade de uma máquina assíncrona a partir da frequência de escorregamento está representado na Figura 2.21.

Este método de controlo é mais simples de implementar quando comparado com métodos de controlo mais avançados como por exemplo o método por orientação de campo, tendo por isso um controlo mais reduzido sobre a máquina. Em contrapartida e, quando comparado com métodos como por exemplo controlo por tensão de linha ou adição de resistências, possibilita um maior controlo sobre a máquina.

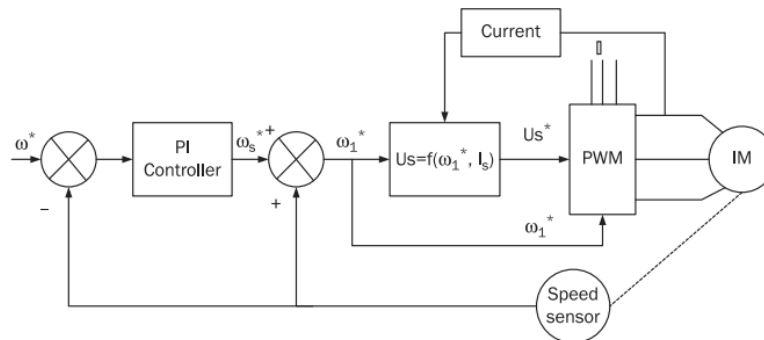


Figura 2.21: Diagrama de blocos de um controlador de uma máquina assíncrona a partir da frequência de escorregamento [17].

2.3.6 Controlo por orientação de campo

O controlo por orientação de campo permite com que seja possível separar o binário do fluxo do motor, fazendo com que o controlo seja semelhante ao controlo de um motor DC (que, através do controlo da corrente de campo e da corrente de armadura, é possível controlar o fluxo e o binário do motor respetivamente) [17]. Este tipo de controlo pode ser classificado como sendo direto ou indireto e, como a máquina assíncrona possui três vetores representativos dos fluxos ligados (fluxo do rotor, fluxo do estator e fluxo do entreferro) [17], existem então três tipos diferentes de controlo por orientação de campo:

- Controlo por orientação de campo do rotor;
- Controlo por orientação de campo do estator;
- Controlo por orientação de campo do entreferro.

O controlo por orientação de campo do rotor foi o primeiro a ser desenvolvido e, na teoria, aparenta ser superior aos outros dois. No entanto, o controlo por orientação de campo do rotor é mais difícil de ser implementado na prática [18].

Os métodos de controlo direto requerem sensores ou estimadores de fluxo e são normalmente utilizados em aplicações de velocidade média e elevada, pois não apresentam problemas associados a variação de parâmetros e sintonia dos reguladores. Por outro lado, os métodos de controlo indireto necessitam de sensores de posição e são muito sensíveis às variações dos parâmetros do motor, sendo utilizado em aplicações de velocidades baixas [18].

À semelhança do que acontece com o controlo por frequência de escorregamento, o controlo por orientação de campo pode ser feito tanto com controlo de corrente como com controlo de tensão [18]. Este tipo de controlo permite controlar de uma forma mais precisa as grandezas da máquina, nomeadamente o binário e fluxo da mesma, melhorando também o rendimento obtido.

2.3.7 Enfraquecimento de campo

De forma a ser possível utilizar máquinas assíncronas a operarem acima da velocidade nominal, é necessário realizar enfraquecimento de campo. Esta técnica permite assim obter uma gama de velocidades superior sem exceder a potência nominal da máquina [19]. No caso de uma máquina assíncrona, enfraquecimento de campo consiste na diminuição do fluxo do rotor para velocidades superiores à nominal que, por sua vez, faz diminuir o binário de forma a permitir com que a máquina opere numa região de potência constante [19]. Na Figura 2.22 encontra-se representado o enfraquecimento de campo, onde é possível verificar que, após a velocidade nominal, o binário diminui de forma a manter a potência constante.

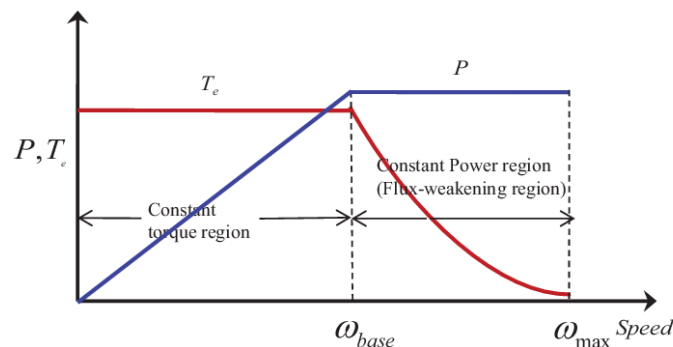


Figura 2.22: Binário e potência de uma máquina assíncrona utilizando a técnica de enfraquecimento de campo [20].

2.4 Tecnologias de baterias para veículos elétricos

Atualmente existe uma grande variedade de tecnologias de baterias, sendo que algumas são mais apropriadas para aplicações automotivas quando comparadas com outras. Características como elevada capacidade energética, elevada relação peso-potência, elevada relação peso-energia e alta densidade energética são fundamentais para que uma tecnologia de bateria seja apropriada para ser utilizada num veículo elétrico [21].

2.4.1 Bateria ácido-chumbo

As células de uma bateria de ácido-chumbo são constituídas por um cátodo composto por chumbo metálico e um ânodo composto por óxido de chumbo, emergidos num eletrólito composto por uma solução de ácido sulfúrico [21], [22]. Durante a descarga, ambos os eletrodos são convertidos em sulfato de chumbo através do consumo dos iões presentes no ácido do eletrólito. Por outro lado, quando a bateria é carregada, iões são novamente produzidos através da reversão da reação química e o eletrólito fica mais ácido [22].

Cada célula da bateria possui uma tensão nominal de 2 V, sendo que este valor varia entre 1,75 V quando completamente descarregada e 2,12 V quando completamente carregada. Usualmente, estas baterias possuem conjuntos de 3, 6 e 12 células, formando assim baterias de 6 V, 12 V e 24 V [22].

As baterias de ácido-chumbo conseguem atingir um tempo de vida útil de até 10 anos e ciclos completos de carga e descarga entre 1000 e 2000 ciclos [22].

Alguns veículos elétricos utilizam baterias de ácido-chumbo devido à sua elevada fiabilidade e baixo custo quando comparadas com outras tecnologias. No entanto, esta tecnologia não é utilizada em larga escala em veículos elétricos devido à sua baixa densidade energética em conjunto com a sua baixa relação peso-energia, como é possível verificar na comparação ilustrada na Figura 2.23 [21].

Ao analisar a Figura 2.23 é possível verificar que, quando comparada com outra tecnologia mais utilizada em veículos elétricos, como é o caso das baterias de íões de lítio, as baterias de ácido-chumbo possuem uma menor densidade energética e uma menor relação peso-energia, o que faz com que estas não sejam comuns em carros elétricos. Este tipo de bateria suporta tipicamente 500 ciclos de carga e descarga antes de atingir 80% da sua capacidade original [23].

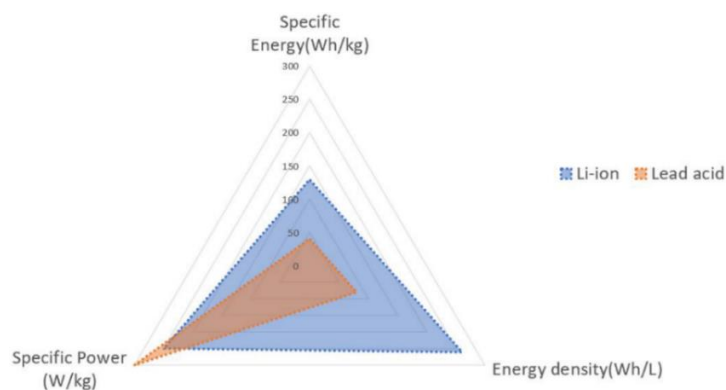


Figura 2.23: Comparação entre baterias de ácido-chumbo e baterias de íões de lítio [21].

2.4.2 Bateria de hidretos metálicos de níquel

As baterias de hidretos metálicos de níquel (Ni-MH) são baterias que surgiram para substituir as baterias de níquel-cadmio, as quais possuíam um maior impacto ambiental [22]. As células presentes neste tipo de baterias possuem um cátodo composto por hidróxido de níquel e um ânodo composto por uma liga metálica que, de forma reversível, combina-se a hidrogénio formando um hidreto metálico, tendo como eletrólito uma solução de hidróxido de potássio [21], [22]. O carregamento deste tipo de baterias dever ser mais cuidadoso que aquele utilizado em baterias de ácido-chumbo, sendo que geralmente é utilizado um carregamento por corrente constante, enquanto a tensão e temperatura da bateria são monitorizadas para determinar quando esta está completamente carregada [22].

A tensão nominal das células de uma bateria de hidretos metálicos de níquel é de 1,2 V, podendo variar entre 1,0 V quando está completamente descarregada e 1,35 V quando está completamente carregada. Este tipo de baterias são utilizadas

frequentemente em células individuais, mas podem ser também agrupadas formando baterias de tensões superiores.

Quando comparadas com baterias de ácido-chumbo, as baterias de hidretos metálicos de níquel possuem quase o dobro da relação peso-energia e maior densidade energética [21]. Na Figura 2.24 é possível verificar uma comparação realizada entre as tecnologias de hidretos metálicos de níquel e ácido-chumbo, onde é possível verificar que, no que toca à densidade energética e relação peso-energia, as baterias de hidretos metálicos de níquel são mais vantajosas.

A utilização de baterias de hidretos metálicos de níquel em veículos elétricos está estagnada devido à dificuldade de comercialização da tecnologia resultante do sistema de patentes, o qual é projetado para proteger benefícios comerciais [21]. A existência de outras tecnologias de baterias com melhores características, como é o caso das baterias de íões de lítio, também influenciam na utilização reduzida desta tecnologia em veículos elétricos [24].

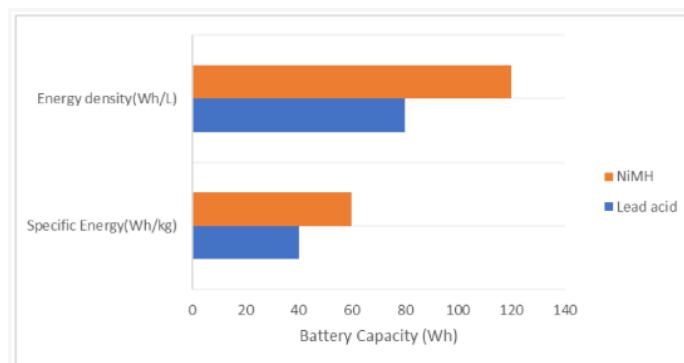


Figura 2.24: Comparação entre as baterias de hidretos metálicos de níquel e as baterias de ácido-chumbo relativamente à relação peso-energia e densidade energética [21].

2.4.3 Bateria de íões de lítio

Esta tecnologia de baterias, introduzida em 1991 pela Sony, tornou-se a fonte de energia recarregável preferida para aplicações eletrónicas, o que se deve à principal característica de estas possuírem uma elevada relação peso-energia quando comparada com outras tecnologias de baterias [22].

O ânodo deste tipo de baterias poderá ser composto por vários tipos de óxidos de lítio, como por exemplo óxido de cobalto de lítio, óxido de manganês de lítio, óxido de fosfato de lítio entre outros [21], e o cátodo é composto por carbono grafitico, o qual combina-se de forma reversível com lítio [22]. Relativamente ao eletrólito, este é composto por um sal contendo lítio, como hexafluorofosfato de lítio, dissolvidos em um solvente como carbonato de etileno, carbonato de propileno, carbonato de dietil ou ainda carbonato de etil-metil [22].

Este tipo de bateria é muito sensível a eventos abusivos, como sobrecarga, descarga profunda e curto-circuitos. Assim, alguns cuidados são necessários na utilização deste tipo de baterias, sendo geralmente acompanhadas por circuitos de monitorização de tensão e corrente e circuitos de proteção de curto-circuito, sobretensão e descarga excessiva.

As baterias de íões de lítio possuem uma tensão média de 3,6 V, fazendo com que seja viável a utilização de uma única célula em inúmeras aplicações de microeletrónica. Dependendo dos materiais utilizados na sua construção, as baterias de íões de lítio poderão possuir diversos valores de tensão, sendo o mais usual uma tensão nominal de 3,7 V, uma tensão de 4,2 V quando completamente carregada e uma tensão de 3,5 V quando completamente descarregada. Na Figura 2.25 é possível verificar as curvas características de uma célula de íões de lítio com tensão nominal de 3,7 V e uma capacidade de 2,6 Ah.

Devido à reversibilidade das reações químicas que ocorrem na célula, as baterias de íões de lítio possuem um número de ciclos de carregamento e descarregamento elevado, quando comparado com outras tecnologias de baterias, sendo superior a 1000 ciclos [22], [23].

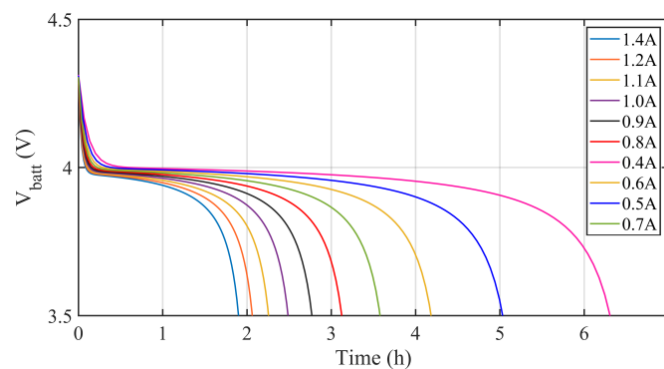


Figura 2.25: Curvas características de uma célula de íões de lítio para diferentes valores de corrente [25].

Na Figura 2.26 faz-se uma comparação entre várias tecnologias de baterias, onde é possível verificar que à exceção da relação peso-potência e custo, as baterias de íões de lítio são superiores às outras, pois têm uma maior densidade energética, uma melhor relação peso-energia e ainda um elevado número de ciclos de carregamento e descarregamento.

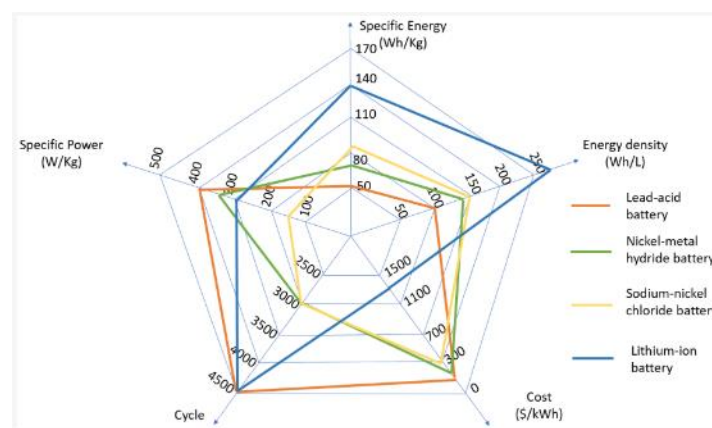


Figura 2.26: Comparação entre várias tecnologias de baterias [21].

Devido às características das baterias de íões de lítio, estas dominam atualmente o mercado de baterias para veículos elétricos, sendo utilizadas em veículos como o BMW i3, modelos Tesla, Nissan Leaf entre outros [21].

2.4.4 Outras tecnologias

Para além das baterias de ácido-chumbo, das baterias de hidretos metálicos de níquel e das baterias de iões de lítio, existem outras tecnologias de baterias utilizadas em veículos elétricos, como por exemplo as baterias zebra, as baterias metal-ar e as baterias sódio-beta. Existe também a possibilidade de utilizar ultracondensadores para armazenamento de energia elétrica em veículos elétricos [21], sendo esta última tecnologia mais utilizada no auxílio das baterias convencionais.

2.4.4.1 Bateria zebra

As baterias Zebra, também conhecidas como baterias de cloreto de sódio e níquel, são baterias constituídas por um eletrólito de sal fundido, o qual é líquido a temperaturas entre 300 e 350 graus celsius. Estas baterias apresentam características como elevada densidade energética, baixo custo, baixa suscetibilidade à corrosão, segurança elevada, insensibilidade a abusos de carga e descarga e ainda um elevado número de ciclos de carga e descarga, o que tornam a tecnologia atrativa para veículos elétricos. No entanto, estas baterias possuem a necessidade de gestão de temperatura, possuem uma baixa relação peso-potência e são muito suscetíveis à auto descarga [21].

2.4.4.2 Bateria metal-ar

As baterias de metal-ar são constituídas por um ânodo composto por um metal, o qual pode ser lítio, cálcio, magnésio, ferro entre outros, tendo o oxigénio do ar a se comportar como cátodo. As baterias metal-ar de lítio (lítio-ar) são as mais promissoras deste tipo para veículos elétricos, tendo uma boa relação energia-peso [21].

2.4.4.3 Baterias sódio-beta

As baterias sódio-beta foram utilizadas na década de 60 num veículo elétrico pela Ford. Atualmente, esta tecnologia não é muito atrativa para veículos elétricos devido a características como a sua elevada temperatura de operação, elevada resistência interna e suscetibilidade à corrosão [21].

2.4.4.4 Ultracondensadores

Os ultracondensadores funcionam como condensadores normais, no entanto possuem uma maior relação peso-potência, a qual ronda os 1000 a 2000 W/kg, chegando a atingir 95% de eficiência energética. Se tratando de um condensador, esta tecnologia permite alcançar velocidades de carregamento e descarregamento muito superiores às velocidades obtidas por baterias convencionais, o que se torna atrativo para veículos elétricos [21].

Uma tecnologia de ultracondensadores emergente são os ultracondensadores de lítio, os quais conseguem atingir uma relação peso-energia de até 80 Wh/kg, tornando-se um potencial substituto das baterias de iões de lítio em veículos elétricos [21]. Atualmente, os ultracondensadores são utilizados em paralelo com baterias para auxiliar no armazenamento da energia obtida através da travagem regenerativa, permitindo um aumento da energia captada.

2.5 Conversores

Um conversor tem como objetivo realizar a interface entre duas fontes ou entre uma fonte e uma carga, através da conversão de uma forma de energia elétrica para outra, por exemplo através da conversão do nível de tensão. Num veículo elétrico, é necessário utilizar conversores para que seja possível alimentar o motor de uma forma controlada, fazendo com que os conversores sejam uma peça fundamental para os veículos elétricos.

A fonte de energia elétrica poderá ser de tensão ou de corrente, assim como a carga poderá ser uma carga do tipo tensão (por exemplo uma carga capacitiva) ou do tipo corrente (por exemplo uma carga indutiva). A conexão entre a carga e a fonte deve obedecer a sequência *corrente-tensão-corrente-tensão* ou *tensão-corrente-tensão-corrente*, permitindo que apenas cargas do tipo corrente sejam conectadas a fontes do tipo tensão e cargas do tipo tensão sejam conectadas a fontes do tipo corrente, evitando assim curto-circuitos nas fontes. Dessa forma, os conversores possibilitam a interface entre as fontes e as cargas de diferentes tipos [26], como é possível verificar na Figura 2.27.

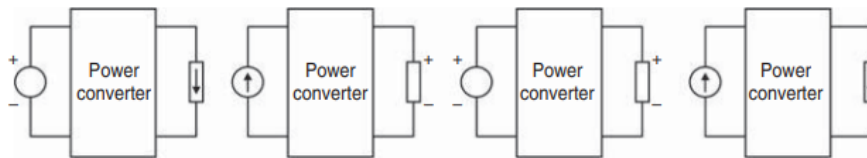


Figura 2.27: Exemplo de conversores a estabelecer a interface entre diferentes tipos de fonte e de carga.

Os conversores possuem um grande leque de aplicações, as quais variam desde aplicações residenciais de baixa potência até aplicações de elevada potência, como por exemplo linhas de transmissão [27]. Na Figura 2.28 é possível verificar algumas das aplicações de conversores, sendo possível verificar na Figura 2.28 (a) e na Figura 2.28 (d) a aplicação em veículos elétricos, onde fazem não só a interface entre a bateria e o motor (no caso da Figura 2.28 (a)) como também a interface entre a rede elétrica e o motor (no caso da Figura 2.28 (d)).

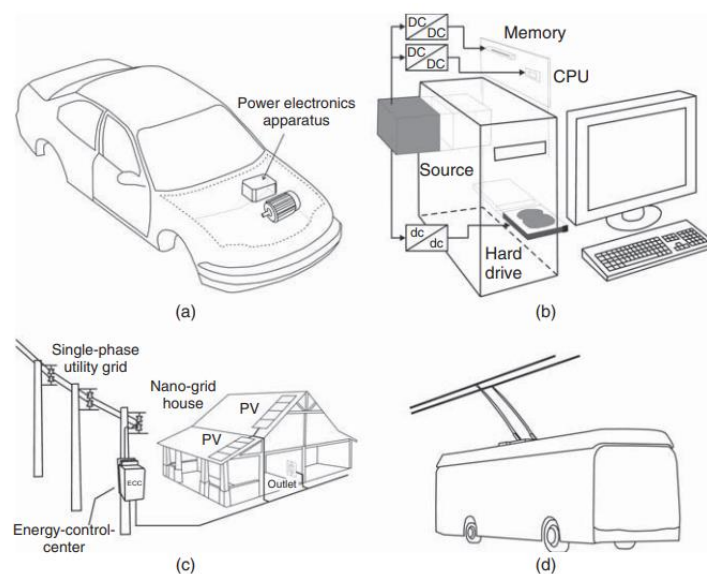


Figura 2.28: Algumas aplicações de conversores [27].

2.5.1 Conversor DC-DC redutor

Um conversor DC-DC redutor é um conversor que converte um nível de tensão à entrada para outro nível de tensão inferior à saída. Na Figura 2.29 é possível verificar um circuito simplificado de um conversor DC-DC redutor, composto por dois interruptores, uma bobina para armazenar energia sob a forma de corrente e um condensador para armazenar energia sob a forma de tensão.

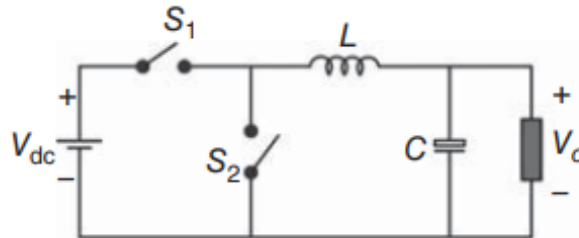


Figura 2.29: Circuito do conversor DC-DC redutor simplificado [26].

A equação que caracteriza o conversor DC-DC do tipo redutor encontra-se apresentada na equação (2.12), onde V_{dc} é o valor da tensão de entrada, V_o é o valor da tensão de saída, $\gamma = \frac{T_{on}}{T_s}$ é o fator de ciclo do interruptor S_1 , T_{on} é o tempo que o interruptor S_1 fica ligado e T_s é o período de comutação dos interruptores [26].

$$V_o = \frac{T_{on}}{T_s} V_{dc} \Leftrightarrow V_o = \gamma V_{dc} \quad (2.12)$$

De forma a não ocorrer um curto-circuito na fonte V_{dc} , os interruptores S_1 e S_2 não devem estar ligados ao mesmo tempo, sendo que estes operam em modo complementar, ou seja, quando um encontra-se ligado, o outro encontra-se desligado. Substituindo os interruptores por componentes eletrónicos, obtém-se o conversor DC-DC redutor presente na Figura 2.30.

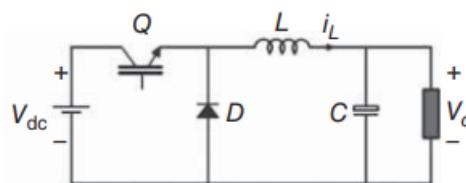


Figura 2.30: Circuito eletrónico do conversor DC-DC do tipo redutor [26].

2.5.2 Conversor DC-DC elevador

Um conversor DC-DC elevador é um conversor que converte um nível de tensão à entrada para outro nível de tensão superior à saída. Este conversor encontra-se representado na Figura 2.31, onde à esquerda está representada a fase de carregamento da bobina (onde a bobina é ligada em série com a fonte de tensão e a sua corrente aumenta) e à direita, encontra-se representada a fase de descarregamento da bobina (onde o condensador é ligado em série com a bobina e a corrente da bobina carrega o condensador), elevando assim a tensão.

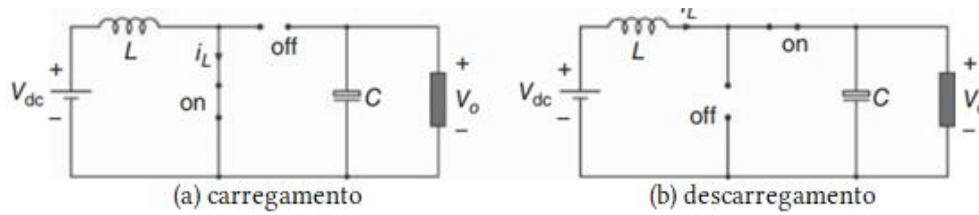


Figura 2.31: Conversor DC-DC elevador simplificado [26].

A equação que caracteriza a tensão média do conversor DC-DC do tipo elevador encontra-se apresentada na equação (2.13), onde V_o é a tensão de saída, V_{dc} é a tensão de entrada e γ é o fator de ciclo do transístor, representado no circuito eletrônico apresentado na Figura 2.32.

$$V_o = \frac{V_{dc}}{1 - \gamma} \quad (2.13)$$

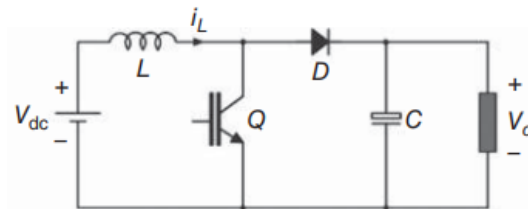


Figura 2.32: Circuito eletrônico do conversor DC-DC do tipo elevador [26].

2.5.3 Outros conversores DC-DC

Para além do conversor DC-DC do tipo redutor e DC-DC do tipo elevador, existem outros conversores, como por exemplo o conversor DC-DC redutor-elevador, o qual consegue produzir à sua saída tensões inferiores ou superiores à tensão de entrada [26].

Outro exemplo de conversor DC-DC é o conversor *Cuk*, o qual permite produzir tensões à saída inferiores ou superiores à tensão de entrada, tendo a particularidade de que a corrente à entrada e à saída é contínua, permitindo conectar uma fonte de corrente à entrada com uma carga de corrente à saída [26].

Um outro exemplo de conversor DC-DC é o conversor *Zeta*, o qual permite que a corrente de saída seja contínua, permitindo assim conectar uma fonte de tensão a uma carga de corrente [26].

Por fim, outro conversor DC-DC é o conversor SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductor*), o qual produz uma tensão à saída inferior ou superior à tensão de entrada e permite também que a corrente à entrada seja contínua, possibilitando a conexão entre uma fonte de corrente e uma carga de tensão [26]. Na Figura 2.33 estão quatro exemplos de conversores DC-DC.

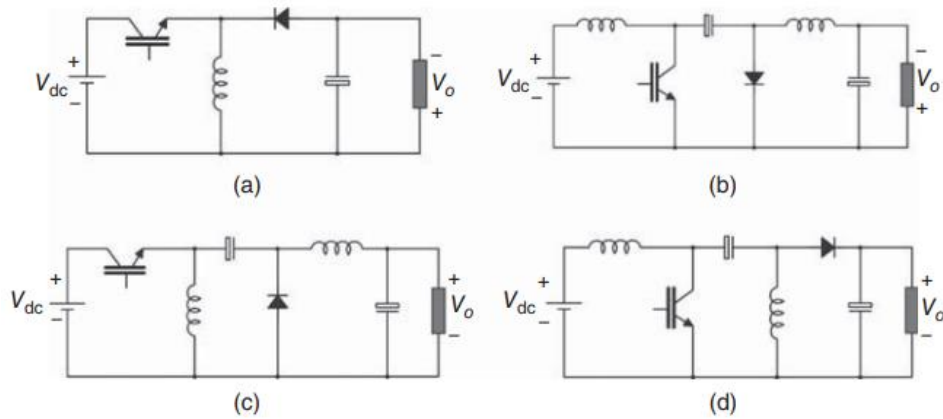


Figura 2.33: Exemplos de conversores DC-DC: Conversor redutor-elevador (a); Conversor Cuk (b), Conversor Zeta (c); Conversor SEPIC (d) [26].

2.5.4 Conversor DC-AC de tensão

Os conversores que permitem a conversão de DC para AC, também chamados de inversores, podem ser conversores de fonte de tensão, de fonte de corrente e de fonte de impedância [26].

2.5.4.1 Conversor monofásico de meia ponte

A forma mais simples de gerar uma tensão alternada a partir de uma fonte de tensão contínua é através da utilização de duas fontes de tensão DC, de forma a ser possível conectar uma carga em cada uma delas de forma alternada, como é possível verificar na Figura 2.34.

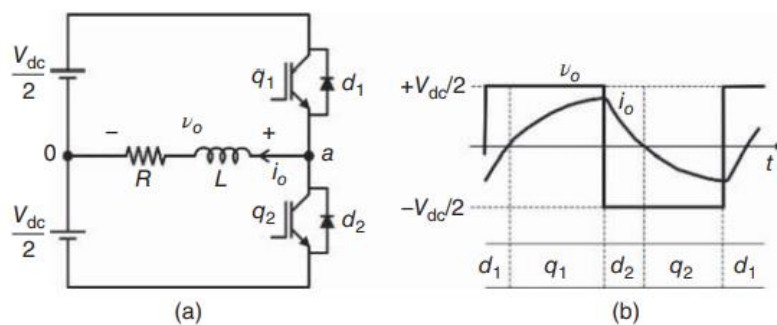


Figura 2.34: Inversor de meia ponte (a) e formas de onda da tensão e corrente de saída [26].

Este tipo de conversor é chamado de conversor de meia ponte, onde, numa primeira fase, o transistor q_1 é ligado e a tensão $\frac{V_{dc}}{2}$ é aplicada à carga, mantendo o transistor q_2 desligado e a corrente aumenta exponencialmente. Quando q_2 é ligado e q_1 desligado, é aplicado uma tensão de $-\frac{V_{dc}}{2}$ e a corrente inicialmente flui através do diodo d_2 até chegar a zero e, de seguida, diminui exponencialmente para valores negativos. Por fim, q_1 é ligado e q_2 desligado, sendo assim aplicada uma tensão $\frac{V_{dc}}{2}$ à carga fazendo com que a corrente passe pelo diodo d_1 até chegar a zero, repetindo o ciclo [26].

Para um fator de ciclo γ de 50%, é gerada uma onda quadrada à saída do inversor, representada na Figura 2.34 (b). A expressão na série de Fourier da tensão de saída é dada

pela equação (2.14), a qual permite o cálculo da amplitude da frequência fundamental da tensão de saída, assim como calcular o valor das harmônicas ímpares existentes.

$$v_{a0} = \frac{4 V_{dc}}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \dots \right] \quad (2.14)$$

É possível deslocar as harmônicas existentes para frequências mais elevadas, através da modulação sinusoidal por largura de pulso (SPWM - *Sinusoidal Pulse-Width Modulation*). O índice da frequência de modulação m_f , dado pela relação entre a frequência da portadora f_s e a frequência do sinal modulado f_m permite determinar a ordem das harmônicas mais significativas [26]. A equação (2.15) define o índice da frequência de modulação.

$$m_f = \frac{f_s}{f_m} \quad (2.15)$$

Na Figura 2.35 é possível verificar o processo de modulação de uma senoide através da comparação com uma onda triangular, gerando um sinal SPWM.

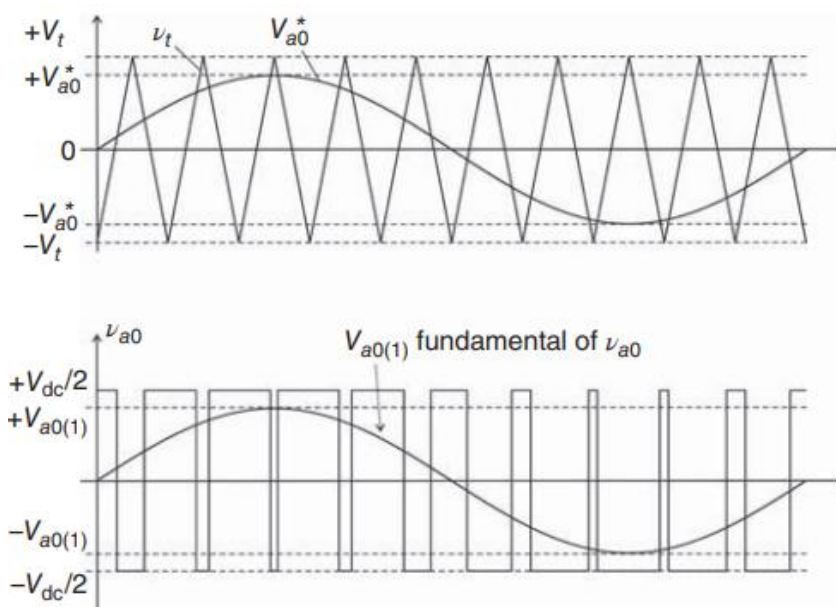


Figura 2.35: Modulação de uma senoide: comparação entre a referência e a onda triangular (cima) e sinal SPWM obtido (baixo) [26].

A amplitude da frequência fundamental $V_{a0(1)}$ é dada pela equação (2.16), onde m_a é o índice de modulação de amplitude, V_{a0}^* é o valor da amplitude do sinal a ser modulado e V_t o valor da amplitude da portadora, os quais definem o valor do índice de modulação da amplitude m_a .

$$V_{a0(1)} = m_a \frac{V_{dc}}{2} = \frac{V_{a0}^* V_{dc}}{V_t} \quad (2.16)$$

Ao analisar a Figura 2.34 é possível verificar que a utilização de conversores de meia ponte é limitada à utilização de duas fontes de tensão, de forma a permitir a conexão

da carga a um ponto central da tensão. Esta limitação poderá ser ultrapassada através da utilização de um conversor de ponte completa.

2.5.4.2 Conversor monofásico de ponte completa

O circuito de um conversor de ponte completa encontra-se representado na Figura 2.36, juntamente com as principais formas de onda da tensão e corrente. O funcionamento deste conversor é idêntico ao funcionamento de um conversor de meia ponte, onde os transístores q_1 e q_2 e os transístores q_3 e q_4 são ligados ao mesmo tempo, sendo que, se os transístores q_1 e q_2 estão ligados, os transístores q_3 e q_4 estão desligados. Assim, é gerada uma tensão desfasada de 180° entre as tensões v_{a0} e v_{b0} , as quais são geradas nos pontos a e b do circuito.

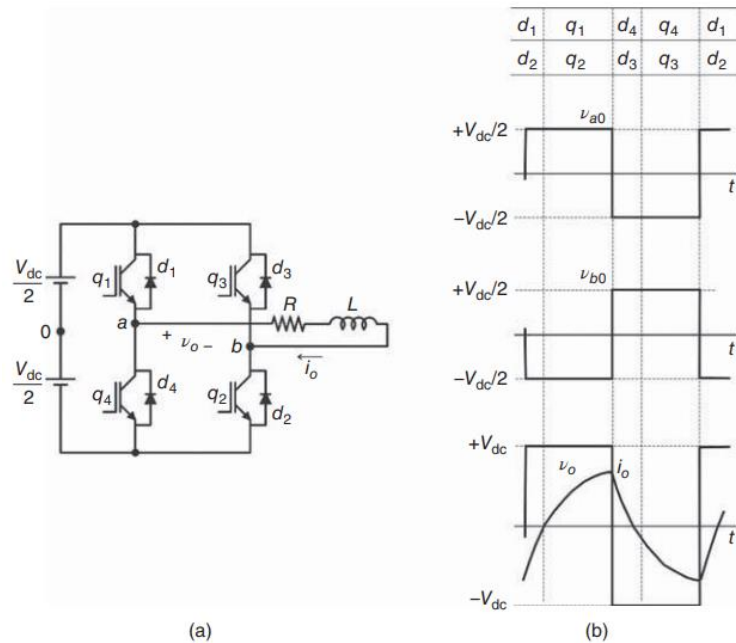


Figura 2.36: Inversor monofásico de ponte completa (a) e principais formas de onda (b) [26].

Até agora foram discutidos conversores DC-AC monofásicos. No entanto e, em certos casos, é necessário gerar tensões ou correntes trifásicas, surgindo assim os conversores trifásicos.

2.5.4.3 Conversores trifásicos

Na Figura 2.37 encontra-se representado um conversor trifásico. O desfasamento entre as tensões a , b e c poderá ser feito através do desfasamento entre os sinais retangulares aplicados aos transístores (os quais provocam alterações nas amplitudes da frequência fundamental e das harmónicas) ou através de técnicas de PWM [26].

Assumindo um desfasamento de 120° entre fases, as tensões entre fases são dadas pelo sistema de equações (2.17).

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} \end{cases} \quad (2.17)$$

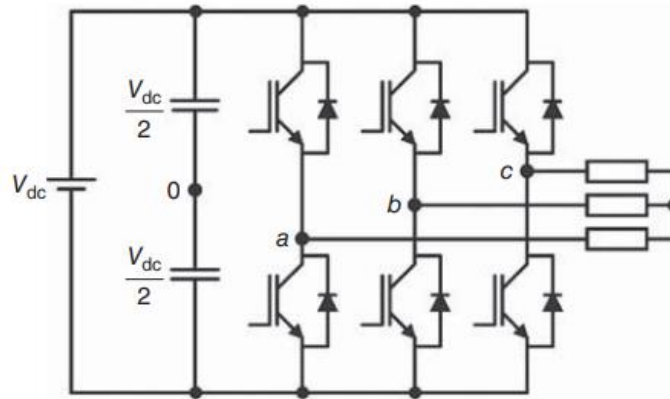


Figura 2.37: Inversor trifásico [26].

Assumindo uma conexão da carga equilibrada em estrela, as tensões das três fases em relação ao neutro são dadas pelo sistema de equações (2.18).

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3} (2v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3} (2v_{b0} - v_{c0} - v_{a0}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3} (2v_{c0} - v_{a0} - v_{b0}) \end{cases} \quad (2.18)$$

Por fim, é possível demonstrar que a relação entre o neutro das cargas e o ponto intermédio do link DC para um sistema trifásico balanceado é dado pela equação (2.19).

$$v_{n0} = \frac{1}{3} (v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (2.19)$$

As formas de onda correspondentes às equações anteriores encontram-se representadas na Figura 2.38, onde é possível verificar as tensões aos terminais de cada fase, as tensões entre fases, as tensões entre as fase e o neutro e ainda as tensões obtidas devido ao desequilíbrio produzido pela comutação do conversor.

Devido à utilização de um ângulo de defasamento de 120° , a terceira harmónica e seus múltiplos não são medidos nas tensões, visto que o defasamento de 120° permite eliminar as harmónicas [26].

Através da utilização de modulação SPWM, é possível produzir um sinal trifásico através de um inversor trifásico, o qual, como visto anteriormente, permite uma aproximação do sinal produzido a uma senoide pura. Na Figura 2.39 é possível verificar a aplicação da técnica SPWM apresentada na Figura 2.35 para gerar um sinal sinusoidal trifásico com um defasamento de 120° entre cada sinal, originado através da comparação de três sinusoides desfasadas em 120° com uma onda triangular.

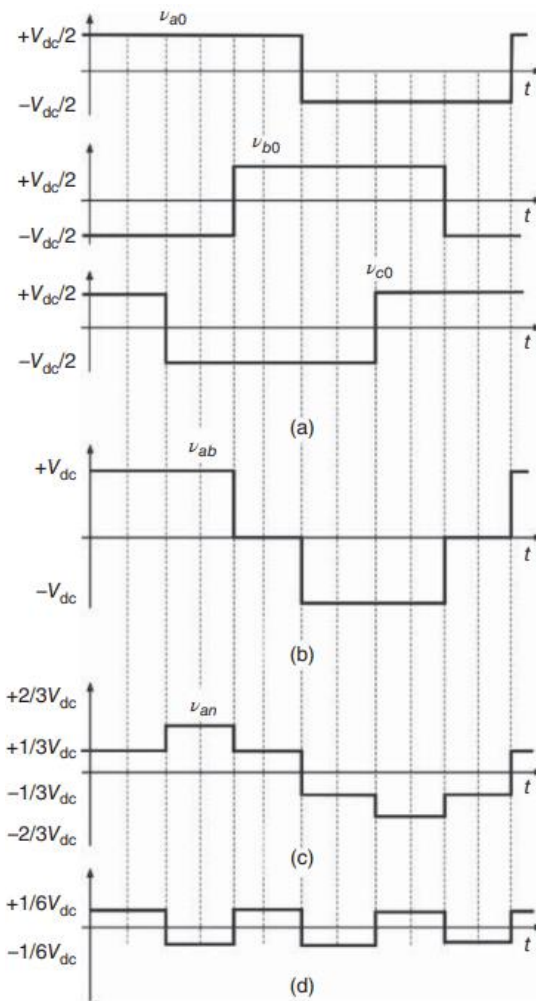


Figura 2.38: Formas de onda de um inversor trifásico: tensão nos polos (a), tensão entre fases (b), tensão entre fase e neutro (c) e tensão de desequilíbrio (d).

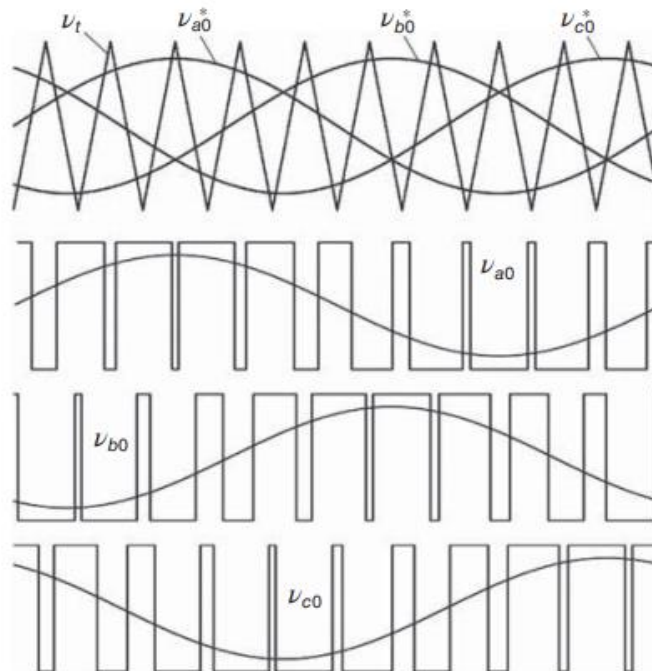


Figura 2.39: Formas de onda de um inversor trifásico utilizando SPWM [26].

2.6 Conclusão

Neste capítulo foram estudados vários tipos de veículos elétricos existentes atualmente e respetivas características, onde foi apresentada a história relacionada com o surgimento e evolução dos veículos elétricos, sendo também apresentadas as tecnologias e características que envolvem os veículos elétricos da atualidade. Estudou-se também as máquinas elétricas existentes, onde foram analisadas algumas das principais características de cada máquina bem como os seus circuitos equivalentes. Ainda nas máquinas elétricas, apresentou-se alguns exemplos de motores utilizados em veículos elétricos pertencentes a cada tipo de máquina elétrica.

Analisou-se algumas técnicas de controlo da máquina assíncrona e respetivas características, sendo apresentados exemplos de técnicas de controlo utilizados quando não é viável a utilização de semicondutores para controlar as grandezas elétricas aplicadas ao motor, nomeadamente o nível de tensão e frequência.

Foram também apresentadas as principais tecnologias de baterias existentes no mercado, onde, através de comparações entre as mesmas, verifica-se que a tecnologia de íões de lítio é a mais indicada para veículos elétricos.

Por fim, estudou-se conversores DC-DC e DC-AC monofásicos e trifásicos, os quais se tornam uma peça fundamental no controlo dos motores em veículos elétricos, pois permitem o controlo das grandezas dos motores elétricos.

No capítulo seguinte serão apresentadas as deduções dos modelos utilizados ao longo deste trabalho, nomeadamente o modelo da máquina assíncrona, do conversor e ainda o modelo da bateria e do carro.

Capítulo 3 - Modelos do carro elétrico

Neste capítulo serão abordados os modelos utilizados para este projeto, nomeadamente o modelo da máquina assíncrona, modelo do conversor trifásico, modelo da bateria e, por fim, modelo do carro. No modelo da máquina assíncrona, será apresentado o circuito trifásico equivalente da máquina e as respetivas equações características, transformadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$, sendo estas utilizadas para representar as equações características do modelo em coordenadas dq bem como deduzir as equações de campo orientado do rotor. De seguida, será apresentado o modelo do conversor bem como o modelo da bateria. Por fim, será apresentado o modelo utilizado para o carro.

3.1 Modelo da máquina assíncrona

Na Figura 3.1 encontra-se apresentado o carro utilizado para a implementação prática do projeto, onde é possível verificar os componentes principais do mesmo, sendo eles a máquina assíncrona (a), o conversor bidirecional trifásico (b) e a bateria (c). Desse modo, é necessário estudar os modelos dos mesmos, começando então pelo modelo da máquina assíncrona.

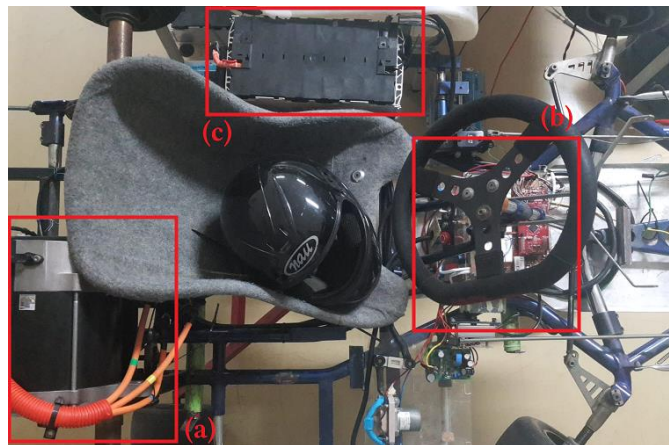


Figura 3.1: Principais componentes do carro: máquina assíncrona (a), conversor (b) e bateria (c).

3.1.1 Modelo trifásico

3.1.1.1 Circuito equivalente

Para a realização deste trabalho, optou-se por utilizar uma máquina assíncrona em gaiola de esquilo. Como descrito no capítulo 2, o rotor da máquina assíncrona é alimentado pelo efeito de indução. Para que haja produção de binário, a velocidade do rotor deverá ser diferente da velocidade síncrona, surgindo assim o conceito de escorregamento, o qual é dado pela equação (2.5), sendo a velocidade angular do rotor referenciada ao estator, ω_{me} , dada pela equação (2.6).

O circuito equivalente do estator da máquina assíncrona é o presente na Figura 3.2. De forma a simplificar a análise, assume-se uma ligação em estrela, de forma que as correntes e tensões sejam sempre expressas por valores de fase (permitindo o cálculo das restantes fases a partir do deslocamento em 120° da fase conhecida), o que implica que o circuito equivalente também corresponda a uma fase da máquina.

Começando pelas condições do estator, o fluxo do entreferro girando sincronicamente gera forças eletromotrizes polifásicas equilibradas \hat{E}_2 nas fases do estator contrárias às forças eletromotrizes \hat{V}_1 aplicadas ao estator. Sendo \hat{I}_1 a corrente que flui no estator da máquina, a tensão de fase de terminal do estator é dada pela equação(3.1), onde R_1 é a resistência efetiva do estator e X_1 é a reatância de dispersão do estator [13].

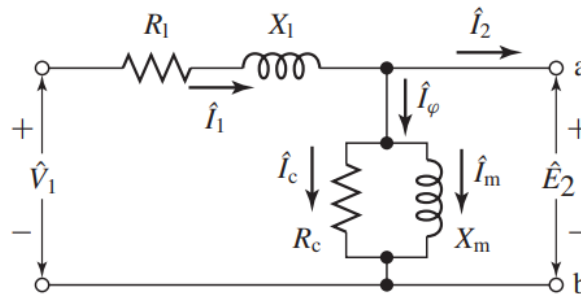


Figura 3.2: Circuito equivalente da máquina assíncrona [13].

$$\hat{V}_1 = \hat{E}_2 + \hat{I}_1(R_1 + jX_1) \quad (3.1)$$

As correntes \hat{I}_2 e \hat{I}_ϕ correspondem às correntes de carga e de magnetização da máquina, respetivamente, sendo que a corrente de carga produz a força magnetomotriz da corrente do rotor e a corrente de magnetização é então dividida em duas correntes, sendo a primeira a corrente de perdas \hat{I}_c e a segunda a corrente de magnetização \hat{I}_m . Assim, é possível obter a resistência de perdas R_c e a reatância de magnetização X_m , as quais são ligadas em paralelo a \hat{E}_2 [13].

O rotor de uma máquina assíncrona trifásica poderá ser representado a partir de uma impedância equivalente Z_2 , caracterizada pela equação (3.2) [13].

$$Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} \quad (3.2)$$

É necessário conhecer o valor de Z_2 e, sendo conveniente, determina-se a impedância vista do estator. Substituindo o rotor de uma máquina assíncrona por um rotor equivalente com um enrolamento polifásico com o mesmo número de fases e espiras que o estator, mas produzindo igual força magnetomotriz e fluxo no entreferro que o rotor real, o desempenho da máquina permanece inalterado quando observado do ponto de vista dos terminais do estator [13].

Considerando que as correntes são induzidas no rotor como um transformador e, considerando que, para criar um enrolamento secundário equivalente, basta multiplicar a impedância do secundário pelo quadrado da relação de espiras entre o primário e o secundário, é possível determinar a expressão que relaciona a impedância de dispersão Z_{2s} do rotor equivalente, na frequência de escorregamento, e a impedância de dispersão Z_{rotor} do rotor real na frequência de escorregamento, dada pela equação (3.3), onde N_{ef} é a relação de espiras efetivas entre o enrolamento do estator e o enrolamento do rotor [13].

$$Z_{2s} = \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = N_{ef}^2 \left(\frac{\hat{E}_{rotor}}{\hat{I}_{rotor}} \right) = N_{ef}^2 Z_{rotor} \quad (3.3)$$

Agora é conveniente considerar um rotor estacionário em relação ao estator e, para isso, começa-se por considerar a impedância Z_{2s} dada pela equação (3.4), onde R_2 é a resistência do rotor, sX_2 a reatância de dispersão do rotor na frequência de escorregamento, obtida através da reatância de dispersão do rotor X_2 na frequência do estator multiplicada por s devido a frequência do rotor f_r ser igual à frequência do estator f_e multiplicada pelo escorregamento s [13].

$$Z_{2s} = \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = R_2 + jsX_2 \quad (3.4)$$

Na Figura 3.3 é possível verificar o circuito equivalente de um rotor de uma máquina assíncrona na frequência de escorregamento. Considerando que as correntes \hat{I}_2 e \hat{I}_{2s} possuem a mesma magnitude (devido a \hat{I}_{2s} ser proveniente de um rotor com o mesmo número de espiras que o estator) e considerando que ambas possuem a mesma fase (devido à onda da força magnetomotriz no entreferro ser resultante da soma fasorial das correntes do estator e do rotor), então as correntes \hat{I}_2 e \hat{I}_{2s} são iguais [13].

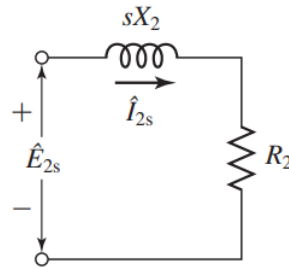


Figura 3.3: Circuito equivalente de um rotor de uma máquina assíncrona na frequência de escorregamento [13].

Considerando a força eletromotriz \hat{E}_{2s} na frequência de escorregamento, induzida pela onda de fluxo no rotor e a força eletromotriz \hat{E}_2 no estator, as duas forças eletromotriz possuem magnitudes diferentes devido ao efeito da velocidade, pois a velocidade relativa da onda de fluxo em relação ao rotor é s vezes a sua velocidade em relação ao estator e, dessa forma, a magnitude da força eletromotriz \hat{E}_{2s} será s vezes superior à magnitude da força eletromotriz \hat{E}_2 . Como o ângulo de fase entre cada uma das tensões e a onda de fluxo resultante é 90° , então a fase das tensões é igual e, assim, a relação entre as forças eletromotrizes é dada pela equação (3.5) [13].

$$\hat{E}_{2s} = s\hat{E}_2 \quad (3.5)$$

Desse modo, Z_{2s} é dado pela equação (3.6) que, dividindo por s dá o valor de Z_2 , presente na equação (3.7).

$$Z_{2s} = \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = \frac{s\hat{E}_2}{\hat{I}_2} = R_2 + jsX_2 \quad (3.6)$$

$$Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (3.7)$$

O circuito equivalente da máquina assíncrona resultante encontra-se então representado na Figura 3.4.

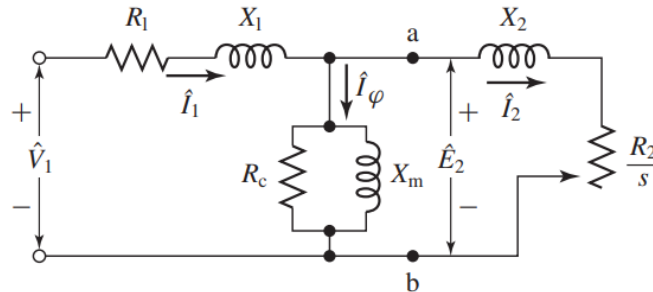


Figura 3.4: Circuito equivalente da máquina assíncrona [13].

3.1.1.2 Cálculo do binário e potência

Através do circuito equivalente da máquina assíncrona presente na Figura 3.4, é possível verificar que a potência total P_g transferida através do entreferro é dada pela equação (3.8), onde q é o número de fases do estator [13].

$$P_g = qI_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right) \quad (3.8)$$

As perdas totais do rotor P_{rotor} , são dadas a partir das perdas do rotor equivalente através da equação (3.9) [13].

$$P_{rotor} = qI_{2s}^2 R_2 = qI_2^2 R_2 \quad (3.9)$$

Assim, a potência total do motor é determinada pela subtração da potência total P_g à potência de perdas P_{rotor} , obtendo assim a potência mecânica dada pela equação (3.10) [13].

$$P_{mec} = qI_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) = (1-s)P_g \quad (3.10)$$

O binário pode então ser obtido através da equação da potência mecânica, dividindo a potência mecânica pela velocidade mecânica angular. Assim, a equação do binário é dada pela equação [13].

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_m} = \frac{P_g}{\omega_s} = \frac{qI_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right)}{\omega_s} \quad (3.11)$$

Tendo em consideração que a velocidade mecânica síncrona ω_{sinc} é dada pela equação (3.12), onde n é o número de pares de polos e ω_s é a frequência angular elétrica aplicada ao estator da máquina, o binário mecânico pode então ser descrito em função da frequência angular elétrica, através da equação (3.13) [13].

$$\omega_{sinc} = \left(\frac{2}{n}\right) \omega_s \quad (3.12)$$

$$T_{mec} = \left(\frac{n}{2\omega_e}\right) qI_2^2 \left(\frac{R_2}{s}\right) \quad (3.13)$$

3.1.1.3 Binário e potência usando o teorema de Thévenin

A aplicação do teorema de Thévenin no circuito equivalente da máquina assíncrona permite determinar o binário e potência. O teorema de Thévenin permite substituir qualquer circuito por uma fonte de tensão em série com uma impedância, como é possível verificar na Figura 3.5 (b) [13].

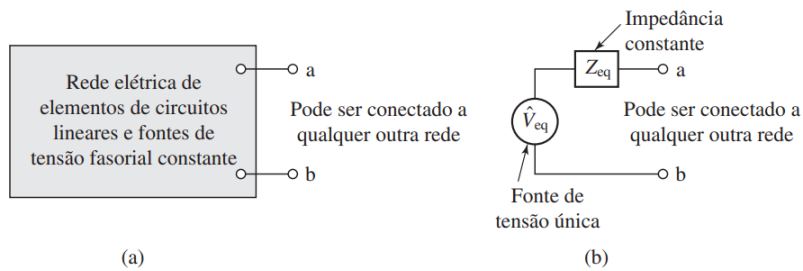


Figura 3.5: Rede linear genérica (a) e equivalente de Thévenin (b) [13].

Para o caso descrito na Figura 3.5, a tensão de Thévenin é dada pela tensão vista entre os terminais a e b da rede e, a impedância de Thévenin é aquela vista aos terminais a e b quando as fontes de tensão são curto-circuitadas e fontes de corrente colocadas em circuito aberto. Ao aplicar o teorema de Thévenin no circuito equivalente da máquina assíncrona, é possível simplificar o circuito à esquerda dos pontos a e b , presentes na Figura 3.4, transformando-o num circuito composto por uma fonte de tensão equivalente $\hat{V}_{1,eq}$ em série com uma impedância equivalente $Z_{1,eq}$ constituída por uma resistência equivalente $R_{1,eq}$ e uma reatância equivalente $X_{1,eq}$, presentes na Figura 3.6 [13].

De acordo com o teorema de Thévenin, a tensão equivalente $\hat{V}_{1,eq}$ é aquela que aparece aos terminais a e b quando o circuito do rotor é removido. Assim, desprezando a resistência de perdas R_c , o resultado é um divisor de tensão simples, dado pela equação (3.14) [13].

$$\hat{V}_{1,eq} = \hat{V}_1 \left(\frac{jX_m}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \right) \quad (3.14)$$

Ao curto-circuitar a fonte de tensão, e desprezando a resistência de perdas R_c , temos a impedância de estator $Z_{1,eq}$ calculada a partir do teorema de Thévenin, dada pela equação (3.15) [13].

$$Z_{1,eq} = \frac{jX_m(R_1 + jX_1)}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \quad (3.15)$$

De modo a calcular o binário do motor, e utilizando o circuito equivalente de Thévenin, é possível verificar que a corrente \hat{I}_2 é dada pela equação (3.16) e, a expressão do binário é então dada pela equação (3.17) [13].

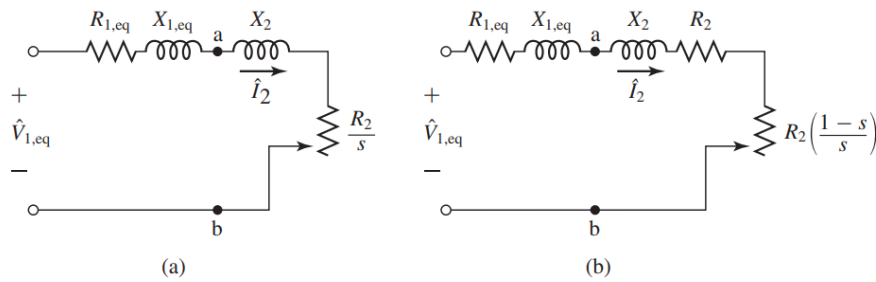


Figura 3.6: Circuitos equivalentes da máquina assíncrona, simplificados pelo teorema de Thévenin [13].

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{V}_{1,eq}}{Z_{1,eq} + jX_2 + \frac{R_2}{s}} \quad (3.16)$$

$$T_{mec} = \left(\frac{n}{2\omega_e}\right) q |\hat{I}_2|^2 \left(\frac{R_2}{s}\right) = \left(\frac{n}{2\omega_e}\right) \left[\frac{q V_{1,eq}^2 \left(\frac{R_2}{s}\right)}{\left(R_{1,eq} + \left(\frac{R_2}{s}\right)\right)^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2} \right] \quad (3.17)$$

3.1.1.4 Coeficientes de indução da máquina assíncrona

De forma a determinar as equações diferenciais que caracterizam a máquina assíncrona, as quais dão origem ao circuito equivalente da máquina estudado até agora, é necessário determinar as matrizes de fluxo da máquina, começando pelos coeficientes de autoindução e de indução mútua.

A máquina assíncrona possui um entreferro constante e, desse modo, os coeficientes de autoindução, tanto do rotor como do estator, não dependem da posição do rotor. Assim, é possível concluir que os coeficientes de autoindução do estator são iguais. Da mesma forma, conclui-se que os coeficientes de autoindução do rotor são iguais nos três enrolamentos.

Como a posição relativa dos enrolamentos do estator ou do rotor é fixa, os coeficientes de indução mútua entre enrolamentos de estator ou enrolamentos de rotor mantém-se constante. Tendo em consideração o desfasamento de 120° entre fases, o qual provoca simetria, é possível afirmar que os valores dos coeficientes de indução mútua são iguais, assim como os coeficientes de autoindução. A equação (3.18) descreve as matrizes de coeficientes de indução mútua, onde L representa os coeficientes de autoindução e M os coeficientes de indução mútua, sendo que os índices E e s representam o estator e os índices R e r representam o rotor [13] [28].

$$\mathbf{L}_E = \begin{bmatrix} L_{SS} & M_{SS} & M_{SS} \\ M_{SS} & L_{SS} & M_{SS} \\ M_{SS} & M_{SS} & L_{SS} \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_R = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Os coeficientes de indução mútua entre o estator e o rotor variam com a posição do rotor e, desse modo, dependem do ângulo elétrico do rotor θ , dado pela equação (3.19), onde n é o número de par de polos e θ_m é o ângulo mecânico do rotor. Na Figura 3.7 está representada a disposição relativa dos vários enrolamentos de estator e de rotor de uma máquina assíncrona de rotor bobinado, bem como o ângulo elétrico do rotor θ , definido pela defasagem entre os enrolamentos 1 e 4 [13] [28].

$$\theta = n\theta_m \quad (3.19)$$

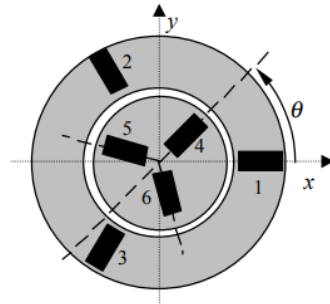


Figura 3.7: Disposição relativa entre os enrolamentos da máquina assíncrona [28].

Da Figura 3.7 tira-se que o coeficiente de indução mútua entre o enrolamento 1 e 4 é dado pela equação(3.20), onde foi considerada a terceira harmónica [13] [28].

$$M_{1,4} = M_{sr} \cos(\theta) + M_3 \cos(3\theta) \quad (3.20)$$

Devido à simetria, os ângulos entre os enrolamentos são dados pela Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Ângulos entre os enrolamentos do estator e do rotor de uma máquina assíncrona.

	4	5	6
1	θ	$\theta + \frac{2\pi}{3}$	$\theta + \frac{4\pi}{3}$
2	$\theta + \frac{4\pi}{3}$	θ	$\theta + \frac{2\pi}{3}$
3	$\theta + \frac{2\pi}{3}$	$\theta + \frac{4\pi}{3}$	θ

Tendo em consideração a equação (3.21), o termo da terceira harmónica permanece o mesmo para todos os coeficientes. Considerando as simplificações presentes na equação (3.22), é possível escrever a matriz dos coeficientes de indução mútua entre o estator e o rotor, através da matriz presente na equação (3.23) [13] [28].

$$\cos\left(3\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) = \cos\left(3\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)\right) = \cos(3\theta) \quad (3.21)$$

$$\theta_2 = \theta + \frac{2\pi}{3} \quad \theta_3 = \theta + \frac{4\pi}{3} \quad (3.22)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta_2) & M_{sr} \cos(\theta_3) \\ M_{sr} \cos(\theta_3) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta_2) \\ M_{sr} \cos(\theta_2) & M_{sr} \cos(\theta_3) & M_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_3 \cos(3\theta) & M_3 \cos(3\theta) & M_3 \cos(3\theta) \\ M_3 \cos(3\theta) & M_3 \cos(3\theta) & M_3 \cos(3\theta) \\ M_3 \cos(3\theta) & M_3 \cos(3\theta) & M_3 \cos(3\theta) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Desprezando os valores da terceira harmónica, é possível obter a matriz dos fluxos ligados, λ , obtida a partir das correntes de rotor e estator e coeficientes de autoindução e de indução mútua, presente na equação (3.24), onde o índice r descreve as grandezas do rotor e o índice s descreve as grandezas do estator [28].

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_{r1} \\ \lambda_{r2} \\ \lambda_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} & M_{sr} \cos\theta & M_{sr} \cos\theta_2 & M_{sr} \cos\theta_3 \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} & M_{sr} \cos\theta_3 & M_{sr} \cos\theta & M_{sr} \cos\theta_2 \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} & M_{sr} \cos\theta_2 & M_{sr} \cos\theta_3 & M_{sr} \cos\theta \\ M_{sr} \cos\theta & M_{sr} \cos\theta_2 & M_{sr} \cos\theta_3 & L_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{sr} \cos\theta_3 & M_{sr} \cos\theta & M_{sr} \cos\theta_2 & M_{rr} & L_{rr} & M_{rr} \\ M_{sr} \cos\theta_2 & M_{sr} \cos\theta_3 & M_{sr} \cos\theta & M_{rr} & M_{rr} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

A partir da matriz da equação (3.24) determina-se as equações diferenciais que caracterizam o modelo da máquina. Da física, sabe-se que uma tensão v é dada pela equação (3.25). Assim, as equações diferenciais que caracterizam a máquina assíncrona são dadas pelas equações (3.26) e (3.27), sendo que, como o rotor é curto-circuitado, as tensões v_{r1} , v_{r2} e v_{r3} são iguais a zero [13] [28].

$$v = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.25)$$

$$\begin{cases} v_1 = R_1 i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \\ v_2 = R_2 i_2 + \frac{d\lambda_2}{dt} \\ v_3 = R_3 i_3 + \frac{d\lambda_3}{dt} \end{cases} \quad (3.26)$$

$$\begin{cases} v_{r1} = 0 = R_{r1} i_{r1} + \frac{d\lambda_{r1}}{dt} \\ v_{r2} = 0 = R_{r2} i_{r2} + \frac{d\lambda_{r2}}{dt} \\ v_{r3} = 0 = R_{r3} i_{r3} + \frac{d\lambda_{r3}}{dt} \end{cases} \quad (3.27)$$

3.1.2 Transformada $\alpha\beta 0$

As grandezas das máquinas trifásicas são representadas através de um referencial trifásico, ou seja, a partir de três vetores desfasados de 120° . No entanto, a representação em dois vetores $\alpha\beta$ desfasados em 90° , revela-se interessante para determinadas aplicações. Na Figura 3.8 é possível observar um sistema trifásico representado através de três vetores desfasados de 120° e representado através de vetores α e β .

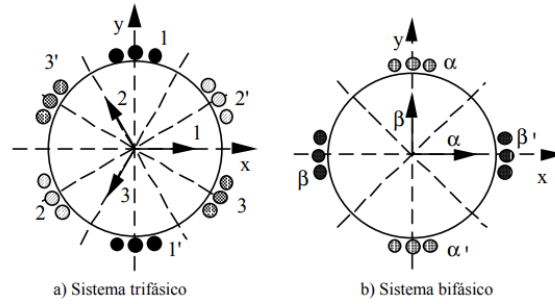


Figura 3.8: Representação de um sistema trifásico (a) através de um referencial $\alpha\beta$ (b) [29].

Seja \mathbf{S} uma matriz que representa um sistema trifásico em coordenadas 123. A matriz que permite transformar um sistema trifásico em outro sistema $\alpha\beta 0$ encontra-se descrita na equação (3.28) e a transformada inversa está descrita na equação matricial (3.29).

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Esta transformada é explicada em mais detalhe na secção 3.4 do capítulo 3 do livro *Dinâmica das Máquinas Elétricas*, de Gil Marques [29].

3.1.3 Transformada $dq0$

A transformada $dq0$, também conhecida como transformada de *Park*, consiste numa transformação linear que simplifica as equações das máquinas, introduzindo um conjunto de variáveis hipotéticas e permitindo transformar a máquina trifásica com enrolamentos de estator fixos e enrolamentos de rotor girantes em enrolamentos de estator fixos e de rotor pseudo-estacionários [30]. De forma a permitir essa transformação, a transformada $dq0$ transforma as grandezas de estator em grandezas que rodam à velocidade do rotor, colocando-as num referencial direto e em quadratura, que roda juntamente com o rotor. Este conceito encontra-se representado na Figura 3.9.

Se \mathbf{S} uma grandeza estacionária representada em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$, a transformada $dq0$ e a transformada $dq0$ inversa são representadas pelas equações (3.30)(3.31) respetivamente, onde θ é o ângulo da transformada $dq0$.

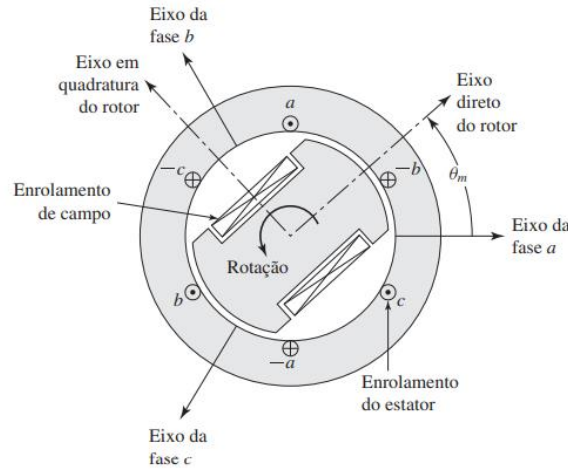


Figura 3.9: Representação dos eixos direto e quadratura de uma máquina síncrona [31].

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Estas equações, quando multiplicadas pelas transformada $\alpha\beta 0$ dão origem às equações (3.32) e (3.33), as quais permitem realizar a transformação de uma grandeza em 123 diretamente para uma grandeza $dq0$ e vice-versa.

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Esta transformada é explicada em mais detalhe na secção 3.7 do capítulo 3 do livro *Dinâmica das Máquinas Elétricas*, de Gil Marques [32].

3.1.4 Modelo da máquina assíncrona em coordenadas dq

Partindo das equações (3.26) e (3.27) e, através da transformadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$, é possível obter as equações diferenciais das tensões do rotor e do estator da máquina

assíncrona, presentes nas equações (3.34) e (3.35), sendo i_{dr} a corrente direta do rotor, i_{qr} a corrente em quadratura do rotor, i_{ds} a corrente direta do estator, i_{qs} a corrente em quadratura do estator, ω_r a velocidade de rotação do referencial em relação ao rotor, λ_{dr} o fluxo direto do rotor, λ_{qr} o fluxo em quadratura do rotor, λ_{ds} o fluxo direto do estator, λ_{qs} o fluxo em quadratura do estator, R_s o valor da resistência do estator, R_r o valor de resistência do rotor e ω_m a velocidade angular do rotor [33].

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \lambda_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \lambda_{ds} \end{cases} \quad (3.34)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_r - n\omega_m)\lambda_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_r - n\omega_m)\lambda_{dr} \end{cases} \quad (3.35)$$

A relação entre os fluxos do rotor e do estator e as correntes é dada pelas equações (3.36) e (3.37), onde L_r é o valor da autoindução do rotor, L_s é o valor da autoindução do estator e L_m o valor da indução mútua entre o rotor e o estator.

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (3.36)$$

$$\begin{cases} \lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (3.37)$$

O valor do binário elétrico é descrito em termos do fluxo do rotor e da corrente do estator através da equação (3.38).

$$T_e = n \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (3.38)$$

3.1.5 Orientação de campo do rotor

Ao orientar o eixo direto do referencial $dq0$ com o fluxo direto do rotor, temos que o valor do fluxo direto do rotor λ_{dr} é igual ao fluxo do rotor λ_r e o fluxo em quadratura do rotor λ_{qr} é igual a zero e, desse modo, as equações (3.35) e (3.38) tornam-se nas equações (3.39), (3.40) e (3.41) respetivamente. Como o fluxo em quadratura do rotor é igual a zero, então é possível manipular a equação (3.37), obtendo assim as equações (3.42) e (3.43).

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (3.39)$$

$$0 = R_r i_{qr} + (\omega_r - n\omega_m)\lambda_r \quad (3.40)$$

$$T_e = n \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\lambda_r i_{qs}) \quad (3.41)$$

$$\lambda_r = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \Leftrightarrow i_{dr} = \frac{\lambda_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (3.42)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m i_{qs}}{L_r} \quad (3.43)$$

Substituindo a equação (3.42) na equação (3.39) e, através de algumas manipulações matemáticas, obtém-se a equação (3.44), onde é possível verificar que, com a orientação do eixo direto com o fluxo do rotor, o fluxo do rotor apenas depende da componente direta da corrente do estator. Assim, é possível controlar o binário através da componente em quadratura das correntes do estator, i_{qs} , e o fluxo através da componente direta das correntes do estator, i_{ds} .

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_r + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} \quad (3.44)$$

Através da substituição da equação (3.43) na equação (3.40), é possível obter a velocidade de rotação do referencial, dada pela equação (3.45).

$$\omega_r = \frac{R_r L_m}{L_r \lambda_r} i_{qs} \quad (3.45)$$

3.2 Modelo do conversor

Para a realização deste projeto foi utilizado um conversor trifásico bidirecional, permitindo assim a utilização da máquina assíncrona como motor ou como gerador, conseguindo carregar as baterias ao travar o carro. Na Figura 3.10 está representado o modelo de um conversor trifásico bidirecional ligado a um circuito equivalente de uma máquina assíncrona.

De forma a obter o modelo do conversor, começou-se por obter as equações das tensões V_a , V_b e V_c em função de γ_a , γ_b e γ_c , obtendo assim as equações (3.46), (3.47) e (3.48), as quais originam o sistema da equação (3.49).

$$V_a = \begin{cases} V_{dc}, & \text{se } \gamma_a = 1 \\ 0, & \text{se } \gamma_a = 0 \end{cases} \quad (3.46)$$

$$V_b = \begin{cases} V_{dc}, & \text{se } \gamma_b = 1 \\ 0, & \text{se } \gamma_b = 0 \end{cases} \quad (3.47)$$

$$V_c = \begin{cases} V_{dc}, & \text{se } \gamma_c = 1 \\ 0, & \text{se } \gamma_c = 0 \end{cases} \quad (3.48)$$

Tendo em consideração que a máquina assíncrona é uma carga balanceada, então verificou-se que $v_a + v_b + v_c = 0$. Tendo isso em consideração, foi obtido o sistema de equações da equação (3.49).

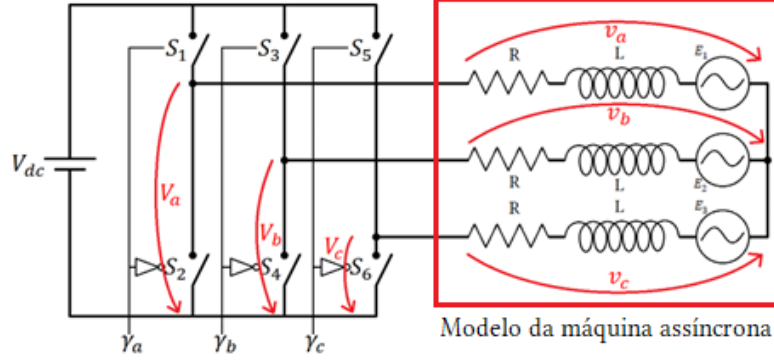


Figura 3.10: Modelo de um conversor trifásico bidirecional ligado a um modelo equivalente de uma máquina assíncrona.

$$\begin{cases} v_a - v_b = V_a - V_b = \gamma_a V_{dc} - \gamma_b V_{dc} = (\gamma_a - \gamma_b) V_{dc} \\ v_b - v_c = V_b - V_c = \gamma_b V_{dc} - \gamma_c V_{dc} = (\gamma_b - \gamma_c) V_{dc} \\ v_c - v_a = V_c - V_a = \gamma_c V_{dc} - \gamma_a V_{dc} = (\gamma_c - \gamma_a) V_{dc} \end{cases} \quad (3.49)$$

Aplicando algumas manipulações matemáticas, obteve-se o resultado presente na equação (3.50).

$$\begin{cases} (v_a - v_b) - (v_b - v_c) = (\gamma_a - \gamma_b) V_{dc} - (\gamma_b - \gamma_c) V_{dc} = V_{dc} (\gamma_a - 2\gamma_b + \gamma_c) \\ (v_b - v_c) - (v_c - v_a) = (\gamma_b - \gamma_c) V_{dc} - (\gamma_c - \gamma_a) V_{dc} = V_{dc} (\gamma_b - 2\gamma_c + \gamma_a) \\ (v_c - v_a) - (v_a - v_b) = (\gamma_c - \gamma_a) V_{dc} - (\gamma_a - \gamma_b) V_{dc} = V_{dc} (\gamma_c - 2\gamma_a + \gamma_b) \end{cases} \quad (3.50)$$

Considerando que $v_a + v_b + v_c = 0$, então $v_a + v_b = -v_c$, $v_b + v_c = -v_a$ e $v_c + v_a = -v_b$ e, assim, o sistema de equações (3.50) pode ser escrito através do sistema de equações (3.51).

$$\begin{cases} v_a = \frac{2\gamma_a - \gamma_b - \gamma_c}{3} V_{dc} \\ v_b = \frac{2\gamma_b - \gamma_a - \gamma_c}{3} V_{dc} \\ v_c = \frac{2\gamma_c - \gamma_a - \gamma_b}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (3.51)$$

Para que seja possível obter a equação do modelo do inversor em $\alpha\beta 0$, começou-se por aplicar a transformada (3.28) às equações do sistema (3.51). Ao aplicar a transformada, obteve-se o sistema de equações da equação (3.52). É possível verificar que os valores de v_α e v_β são dados em função do resultado da transformada $\alpha\beta 0$ de γ_a , γ_b e γ_c , os quais correspondem a γ_α e γ_β .

$$\begin{cases} v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{2\gamma_a - \gamma_b - \gamma_c}{3} - \frac{1}{2} \frac{2\gamma_b - \gamma_a - \gamma_c}{3} - \frac{1}{2} \frac{\gamma_c - \gamma_a - \gamma_b}{3} \right] V_{dc} \\ v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2\gamma_b - \gamma_a - \gamma_c}{3} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2\gamma_c - \gamma_a - \gamma_b}{3} \right] V_{dc} \end{cases} \quad (3.52)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} v_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\gamma_a - \frac{1}{2} \gamma_b - \frac{1}{2} \gamma_c \right] V_{dc} = \gamma_{\alpha} V_{dc} \\ v_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \gamma_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma_c \right] V_{dc} = \gamma_{\beta} V_{dc} \end{cases}$$

Aplicando a transformada $dq0$ foi possível obter o sistema de equações que caracteriza o modelo do conversor trifásico bidirecional, presente na equação (3.53).

$$\begin{cases} v_d = [\cos(\theta) \gamma_{\alpha} - \sin(\theta) \gamma_{\beta}] V_{dc} = \gamma_d V_{dc} \\ v_q = [\sin(\theta) \gamma_{\alpha} + \cos(\theta) \gamma_{\beta}] V_{dc} = \gamma_q V_{dc} \end{cases} \quad (3.53)$$

Verificou-se que os valores de v_d e v_q são dados em função do resultado da transformada $dq0$ de γ_{α} e γ_{β} , os quais correspondem a γ_d e γ_q . Em ambas as transformadas e, tendo em consideração que se trata de um sistema trifásico equilibrado, a componente v_0 é zero e, por isso, não é considerada nos sistemas de equações do modelo. Os termos v_d e v_q obtidos no sistema de equações (3.53) correspondem aos mesmos termos presentes no sistema de equações (3.34), quando é utilizado um conversor bidirecional trifásico para alimentar a máquina assíncrona.

3.3 Modelo da bateria

Existem vários modelos de baterias, desde modelos simples como o da bateria ideal até modelos mais complexos, que têm em consideração características físicas e químicas da bateria.

3.3.1 Fonte de tensão ideal

O modelo mais simples de uma bateria é considerar uma fonte de tensão ideal, o qual mantém o valor da tensão sempre no valor da tensão nominal, sendo capaz de fornecer qualquer valor de corrente sem afetar a tensão aos terminais da bateria.

Para este projeto, decidiu-se trabalhar com o modelo de uma fonte de tensão ideal, pois a bateria escolhida é de íões de lítio e, devido ao facto de ser operada entre 20% e 80% da capacidade total, não possui grandes variações no valor da tensão, não influenciando significativamente o desempenho do conversor e, conseqüentemente, o controlo do motor, pelo que a variação da tensão poderá ser desprezada. Outros modelos mais sofisticados e que caracterizam melhor o comportamento não ideal de uma bateria também poderão ser utilizados.

3.3.2 Modelo simples

O modelo mais usual é o modelo simples da bateria, em que consiste numa fonte de tensão ideal OCV (*Open Circuit Voltage*), em série com uma resistência, representando assim a resistência interna da bateria R_{int} [34]. Na Figura 3.11 encontra-se representado o modelo simples da bateria.

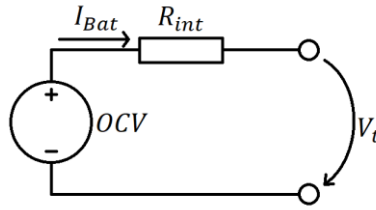


Figura 3.11: Modelo simples de uma bateria.

Assim, a tensão aos terminais da bateria V_t é dada pela equação (3.54), onde OCV é o valor da tensão em circuito aberto, R_{int} o valor da resistência interna da bateria e I_{bat} o valor da corrente que flui na bateria.

$$V_t = OCV - I_{bat}R_{int} \quad (3.54)$$

3.3.3 Modelo de Thévenin

Outro modelo muito utilizado é o modelo de Thévenin, onde é adicionado um circuito RC paralelo em série com a resistência interna, R_o . A adição de um circuito RC permite caracterizar a resposta da bateria a eventos transitórios para um determinado nível de carga [35]. Na Figura 3.12 mostra-se a representação do modelo de Thévenin de uma bateria.

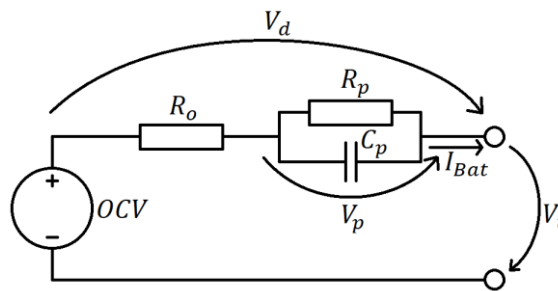


Figura 3.12: Modelo de Thévenin de uma bateria.

A tensão aos terminais da bateria é dada pela equação (3.55), onde V_p é a tensão aos terminais do circuito RC paralelo, dada pela equação (3.56).

$$V_t = OCV - V_p - I_{bat}R_o \quad (3.55)$$

$$\frac{dV_p}{dt} = -\frac{V_p}{R_p C_p} + \frac{I_{bat}}{C_p} \quad (3.56)$$

Nas referências [34], [35] e [36] encontram-se descritos em detalhe os modelos referidos anteriormente bem como outros modelos mais precisos e melhorados.

3.4 Modelo do carro

Como será discutido no capítulo seguinte, o controlo da velocidade do motor apenas foi utilizado para a simulação e testes em laboratório, de forma a substituir o condutor do carro. Assim sendo, utilizou-se a equação traduzida da segunda lei de Newton, presente na equação (3.57), onde J é o momento de inércia, D o coeficiente de

atrito, T_e o binário elétrico e T_c o binário de carga, para determinar os parâmetros do controlador.

$$J \frac{d\omega}{dt} = -D\omega + T_e - T_c \quad (3.57)$$

O momento de inércia pode ainda ser dado pela equação (3.58), onde J_m é o momento de inércia do motor e J_c o momento de inércia da carga [37]. Assim, é possível modelar o carro através de um momento de inércia de carga J_c que simulasse o momento de inércia originário do carro.

$$J = J_m + J_c \quad (3.58)$$

Outra abordagem é pela utilização de um modelo físico de forças que atuam no carro e, assim, alterar o binário de carga consoante o somatório das forças que atuam no carro em uma dada inclinação, as quais encontram-se representadas na Figura 3.13.

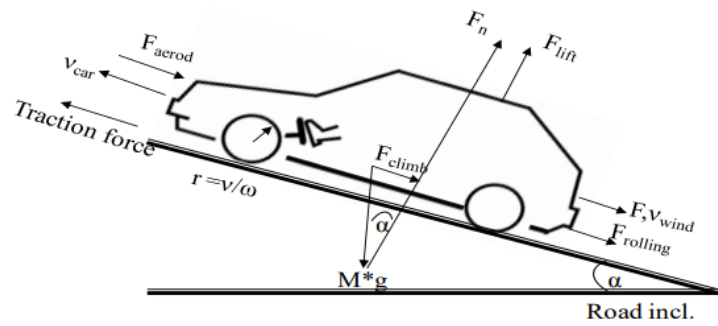


Figura 3.13: Representação das diversas forças atuando num carro com uma inclinação α [38].

Com base no modelo anterior decidiu-se criar uma versão simplificada, onde apenas foi considerada a força de subida \vec{F}_{climb} e a força de tração \vec{F}_{trac} , as quais são as mais relevantes para o modelo do carro.

A força de subida é dada através da equação (3.59), onde m é a massa do carro, g a aceleração gravítica dada por $9,8 \text{ m/s}^2$ e α o ângulo de inclinação da estrada.

$$\vec{F}_{climb} = m * g * \sin(\alpha) \quad (3.59)$$

A força de tração, proveniente do motor, é dada pela equação (3.60), onde r é o raio da roda motriz do carro, T_e o binário do motor e N a relação entre a velocidade de rotação da roda e a velocidade de rotação do motor, dada pela equação (3.61).

$$\vec{F}_{trac} = \frac{T_e * N}{r} \quad (3.60)$$

$$N = \frac{\omega_{motor}}{\omega_{roda}} \quad (3.61)$$

Assim, através da equação da segunda lei de Newton, dada pela equação (3.62), em conjunto com as equações (3.60) e (3.61), obtém-se a equação do modelo do carro, a qual dá o valor da sua velocidade segundo o binário do motor e a massa do carro, representada através da equação (3.63).

$$\vec{F} = m * \vec{a} = m * \frac{d\vec{v}}{dt} \quad (3.62)$$

$$\vec{v} = \frac{1}{m} \int \left(\frac{T_e * N}{r} - m * g * \sin(\alpha) \right) dt \quad (3.63)$$

Por fim, aplicando a transformada de Laplace na equação (3.63) obtém-se a equação (3.64).

$$\vec{v} = \frac{1}{m} \frac{1}{s} \left[\frac{T_e * N}{r} - m * g * \sin(\alpha) \right] \quad (3.64)$$

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram estudados os modelos utilizados para a realização deste projeto, sendo eles o modelo da máquina assíncrona, o modelo do conversor bidirecional trifásico, o modelo da bateria e ainda o modelo do carro.

Começando pelo modelo da máquina assíncrona, apresentou-se o circuito equivalente da máquina, de onde se tirou as equações do binário e da potência. Apresentou-se também as matrizes dos coeficientes de autoindução e de indução mútua, os quais são utilizados para deduzir o circuito elétrico equivalente. Abordou-se ainda as transformadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$, sendo estas utilizadas para obter as equações da máquina segundo um referencial dq de forma a facilitar o controlo da máquina e respetivas grandezas. Por fim, e ainda relativamente ao modelo da máquina assíncrona, procedeu-se com o cálculo das equações da máquina com orientação do referencial segundo o fluxo direto do rotor. Estudou-se também o modelo do conversor trifásico bidirecional utilizado, tendo sido calculadas as equações que caracterizam o conversor segundo o referencial dq , as quais foram utilizadas no dimensionamento dos controladores.

Quanto ao modelo da bateria, apresentou-se alguns modelos elétricos de baterias, sendo selecionado o modelo da bateria ideal, pois é aquele que mais se adequa à simulação do projeto. Relativamente ao modelo do carro, apresentou-se o modelo utilizado, onde indicou-se a motivação por detrás da sua utilização.

No capítulo seguinte serão apresentados os cálculos relativos ao projeto dos controladores utilizados para o controlo da máquina assíncrona, nomeadamente os controladores de corrente, de binário, de fluxo e de velocidade da máquina assíncrona.

Capítulo 4 - Projeto dos controladores do carro

Neste capítulo serão abordados os cálculos realizados para o projeto dos controladores e estimadores, nomeadamente o controlador de corrente, de binário, de fluxo e de velocidade e ainda os estimadores de fluxo, de binário e do ângulo da transformada $dq0$. Começando pelos controladores, calculou-se as equações que permitem obter os ganhos dos compensadores proporcionais e integrais dos diversos controladores, tendo começado pelo controlador das correntes i_{ds} e i_{qs} , seguido dos controladores de binário e fluxo e terminando no controlador de velocidade. Por fim, calcula-se as equações dos estimadores de fluxo, de binário e do ângulo da transformada $dq0$, sendo apresentado os diagramas dos referidos estimadores.

4.1 Controlador de corrente da máquina assíncrona

Começando pelos compensadores de corrente direta e em quadratura do estator da máquina síncrona, e utilizando os sistemas de equações das equações (3.34) e (3.53), os quais descrevem o modelo da máquina assíncrona e do conversor trifásico bidirecional, verifica-se que as equações que descrevem as correntes do estator são dadas pelo sistema de equações (4.1).

$$\begin{cases} v_{ds} = \gamma_d V_{dc} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \lambda_{qs} \\ v_{qs} = \gamma_q V_{dc} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \lambda_{ds} \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{\gamma_d V_{dc}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{\omega_r}{L_s} \lambda_{qs} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{\gamma_q V_{dc}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{\omega_r}{L_s} \lambda_{ds} \end{cases}$$

Assumindo p_d e p_q como sendo perturbações do ponto de vista de controlo, segundo o sistema de equações da equação (4.2), então o sistema de equações da equação (4.1) pode ser reescrito segundo o sistema da equação (4.3)

$$\begin{cases} p_d = \frac{L_m}{V_{dc}} \frac{di_{qs}}{dt} - \frac{\omega_r \lambda_{qs}}{V_{dc}} \\ p_q = \frac{L_m}{V_{dc}} \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{\omega_r \lambda_{ds}}{V_{dc}} \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} \gamma_d = \frac{R_s}{V_{dc}} i_{ds} + \frac{L_s}{V_{dc}} \frac{di_{ds}}{dt} + p_d \\ \gamma_q = \frac{R_s}{V_{dc}} i_{qs} + \frac{L_s}{V_{dc}} \frac{di_{qs}}{dt} + p_q \end{cases} \quad (4.3)$$

Aplicando a transformada de Laplace ao sistema de equações (4.3), obteve-se as equações do sistema (4.4), o qual fornece as equações dos sistemas representados nos diagramas de blocos da Figura 4.1 e Figura 4.2.

$$\begin{cases} \gamma_d = \frac{R_s}{V_{dc}} i_{ds} + \frac{L_s}{V_{dc}} s i_{ds} + p_d \\ \gamma_q = \frac{R_s}{V_{dc}} i_{qs} + \frac{L_s}{V_{dc}} s i_{qs} + p_q \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} (\gamma_d - p_d) V_{dc} \\ i_{qs} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} (\gamma_q - p_q) V_{dc} \end{cases} \quad (4.4)$$

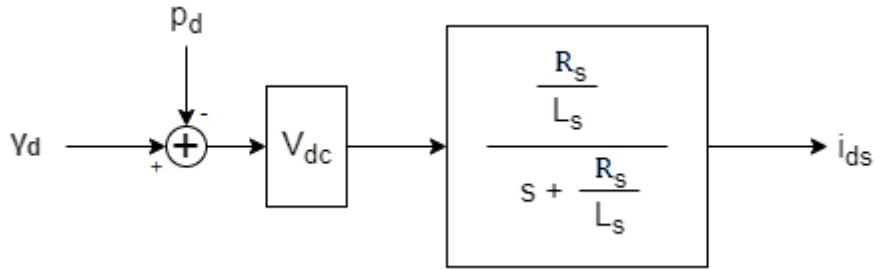


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de corrente i_{ds} .

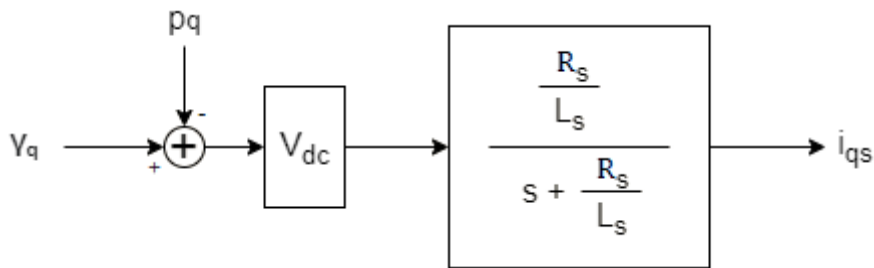


Figura 4.2: Diagrama de blocos do sistema de corrente i_{qs} .

Ao analisar os dois sistemas, é possível verificar que ambos são semelhantes, mudando apenas a nomenclatura da corrente, da perturbação e do gama. Assim sendo, serão apresentados apenas os cálculos para o controlador da corrente i_{ds} , sendo o resultado idêntico para o controlador da corrente i_{qs} . Aplicando um compensador do tipo PI, obteve-se então o sistema apresentado na Figura 4.3.

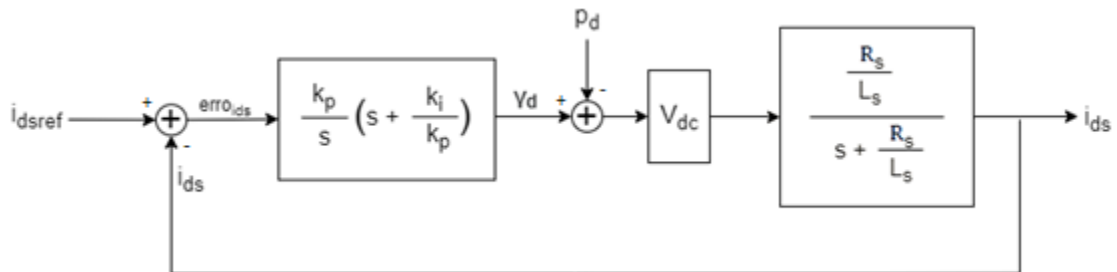


Figura 4.3: Sistema da corrente i_{ds} com compensador PI.

Fazendo o cancelamento polo-zero é possível obter a equação (4.5), de onde se retira o valor de K_i em função do valor de K_p e da relação entre a resistência R_s e a indutância L_s do estator.

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_s} \Leftrightarrow K_i = K_p \frac{R_s}{L_s} \quad (4.5)$$

Assim, o sistema fica segundo o diagrama da Figura 4.4. Assumindo que a perturbação p_d é igual a zero, a função de transferência é dada pela equação (4.6), onde ω_p corresponde à frequência de resposta do compensador.

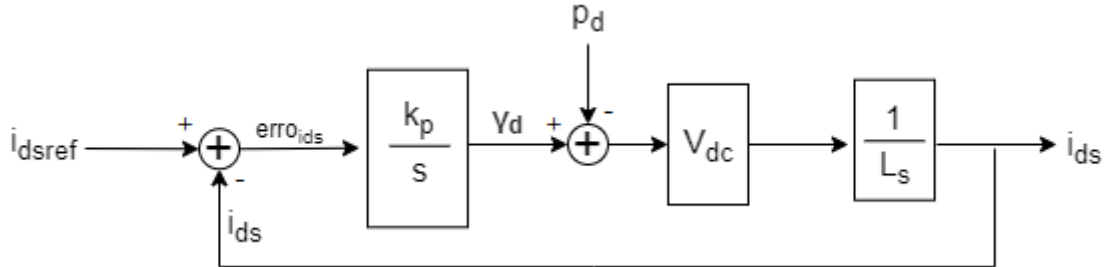


Figura 4.4: Diagrama do sistema após cancelamento polo-zero.

$$\left. \frac{i_{ds}}{i_{dsref}} \right|_{p_d=0} = \frac{\frac{K_p V_{dc}}{s L_s}}{1 + \frac{K_p V_{dc}}{s L_s}} = \frac{\frac{K_p V_{dc}}{L_s}}{s + \frac{K_p V_{dc}}{L_s}} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (4.6)$$

Desse modo, ω_p é dado pela equação (4.7) e, juntamente com a equação (4.5), retirou-se que os parâmetros do compensador das correntes i_{ds} e i_{qs} , que são dados pelas equações (4.8) e (4.9).

$$\omega_p = \frac{K_p V_{dc}}{L_s} \quad (4.7)$$

$$K_p = \frac{\omega_p L_s}{V_{dc}} \quad (4.8)$$

$$K_i = \frac{K_p R_s}{L_s} \quad (4.9)$$

4.2 Controlador de binário

Após terem sido determinados os parâmetros do controlador das correntes i_{ds} e i_{qs} , procedeu-se com a determinação dos parâmetros do compensador de binário. Ao aplicar a transformada de Laplace à equação (3.41), a qual corresponde à equação do binário, obtém-se a equação (4.10).

$$T_e = n \frac{L_m}{L_r} \lambda_r i_{qs} \quad (4.10)$$

O sistema encontra-se representado através do diagrama de blocos da Figura 4.5.

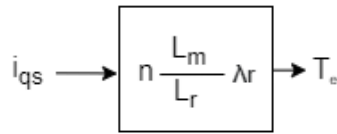


Figura 4.5: Sistema do binário elétrico da máquina assíncrona.

Ao analisar o sistema, decidiu-se implementar um controlador do tipo integrador, de forma a corrigir um eventual erro estacionário. Dessa forma, obteve-se então o sistema da Figura 4.6.

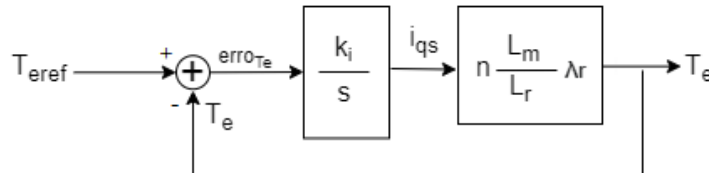


Figura 4.6: Sistema após retirada do zero do compensador.

A equação de transferência do sistema é dada pela equação (4.11).

$$\left. \frac{T_e}{T_{e,ref}} \right|_{\lambda_r=1} = \frac{\frac{K_i}{s} n \frac{L_m}{L_r} \lambda_r}{1 + \frac{K_i}{s} n \frac{L_m}{L_r} \lambda_r} = \frac{\frac{K_i n L_m}{L_r} \lambda_r}{s + \frac{K_i n L_m}{L_r} \lambda_r} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (4.11)$$

Da equação (4.11) é possível verificar que ω_p é dada pela equação (4.12), a qual permite calcular o valor de K_i do compensador do binário.

$$\omega_p = \frac{K_i n L_m \lambda_r}{L_r} \Leftrightarrow K_i = \frac{\omega_p L_r}{n L_m \lambda_r} \quad (4.12)$$

4.3 Controlador de fluxo

Após projetar o controlo de binário, procedeu-se com os cálculos do controlo de fluxo. Do sistema de equações (3.35) retirou-se que a tensão direta do rotor é dada pela equação (4.13), onde $\omega_{me} = n\omega_m$ é a velocidade angular do rotor referenciada ao estator.

$$v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_{me}) \lambda_{qr} \quad (4.13)$$

Sabendo que, devido à orientação do eixo direto do referencial dq segundo o fluxo do rotor, o fluxo do rotor λ_r é igual ao fluxo direto do rotor λ_{dr} e que, por isso, $\lambda_{qr} = 0$, é possível simplificar a equação (4.13), obtendo a equação (4.14).

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (4.14)$$

Substituindo i_{dr} da equação (4.14) pela equação (3.42) obteve-se a equação (4.15).

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \lambda_r - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (4.15)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (4.15), obteve-se a equação (4.16), a qual corresponde ao sistema representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.7.

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \lambda_r - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} + s \lambda_r \Leftrightarrow \lambda_r = \frac{\frac{R_r}{L_r}}{s + \frac{R_r}{L_r}} L_m i_{ds} \quad (4.16)$$

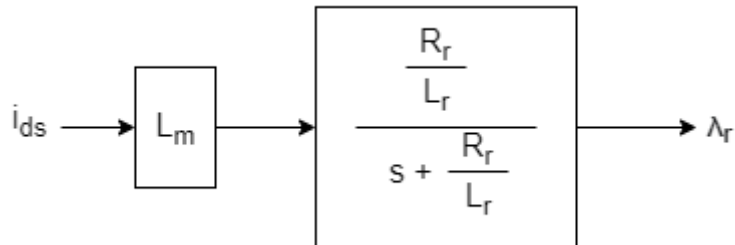


Figura 4.7: Diagrama de blocos do sistema do fluxo do rotor.

Aplicando um compensador PI ao sistema, obteve-se o sistema representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.8. Realizando o cancelamento polo zero, foi possível obter a equação (4.17), de onde retirou-se o valor de K_i em função do valor de K_p e da relação entre a resistência R_r e a indutância L_r do rotor.

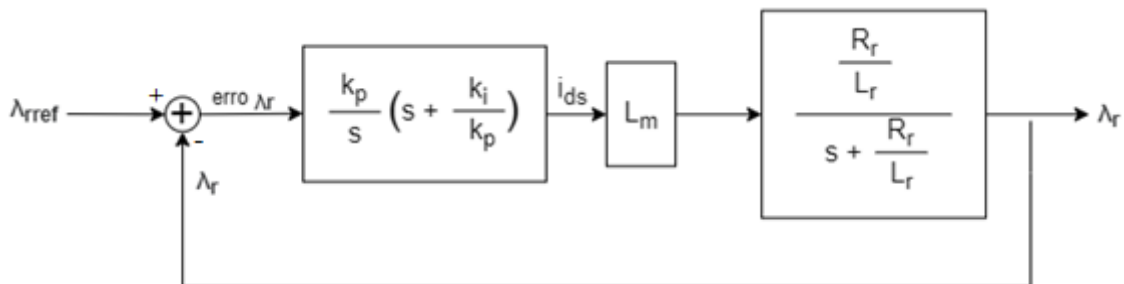


Figura 4.8: Diagrama de blocos do sistema de controle do fluxo do rotor com compensador PI.

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{L_r} \Leftrightarrow K_i = K_p \frac{R_r}{L_r} \quad (4.17)$$

O sistema resultante encontra-se representado através do diagrama de blocos da Figura 4.9.

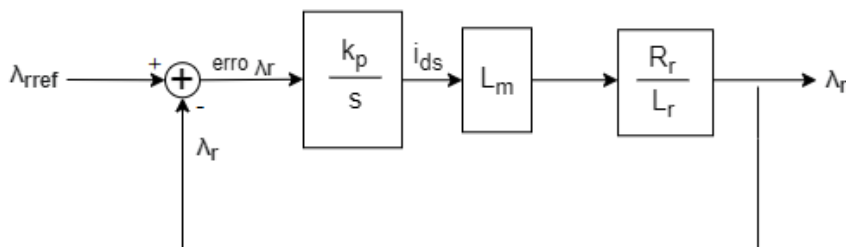


Figura 4.9: Sistema resultante após compensação polo-zero.

Do sistema da Figura 4.9 retirou-se que a equação de transferência, que é dada pela equação (4.18). Assim, ω_p é dado pela equação (4.19).

$$\frac{\lambda_r}{\lambda_{rref}} = \frac{\frac{K_p L_m R_r}{s L_r}}{1 + \frac{K_p L_m R_r}{s L_r}} = \frac{\frac{K_p L_m R_r}{L_r}}{s + \frac{K_p L_m R_r}{L_r}} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (4.18)$$

$$\omega_p = \frac{K_p L_m R_r}{L_r} \quad (4.19)$$

Através das equações (4.17) e (4.19) obteve-se os valores dos parâmetros K_i e K_p do controlador de fluxo, dados pelas equações (4.20) e (4.21).

$$K_i = \frac{K_p R_r}{L_s} \quad (4.20)$$

$$K_p = \frac{\omega_p L_r}{L_m R_r} \quad (4.21)$$

4.4 Controlador de velocidade

De modo a ser possível realizar a simulação bem como os testes em laboratório, foi necessária a implementação de um controlador de velocidade que pudesse substituir o condutor. Para isso, procedeu-se com os cálculos do controlador de velocidade. Para isso, utilizou-se a equação (3.57), a qual após ter sido aplicada a transformada de Laplace seguida de algumas manipulações matemáticas, dá origem à equação (4.22).

$$Js\omega_m = -D\omega_m + T_e - T_c \Leftrightarrow \omega_m = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{D}{J}}(T_e - T_c) \quad (4.22)$$

Considerando T_c como sendo uma perturbação para efeito de controlo, obteve-se então o sistema representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.10

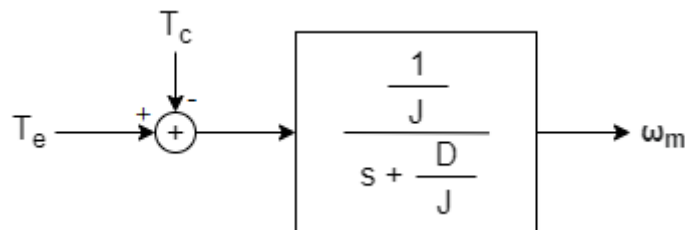


Figura 4.10: Diagrama de blocos do sistema.

Ao aplicar um controlador do tipo PI, obteve-se o sistema representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.11.

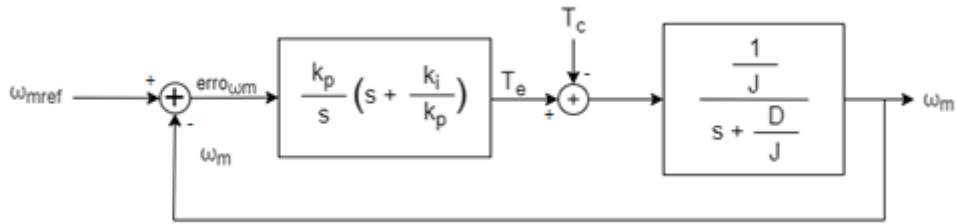


Figura 4.11: Diagrama de blocos do sistema após aplicar o controlador PI.

Realizando o cancelamento polo-zero no sistema obtido, é possível obter a equação (4.23), bem como o sistema da Figura 4.12.

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{D}{J} \Leftrightarrow K_i = \frac{K_p D}{J} \quad (4.23)$$

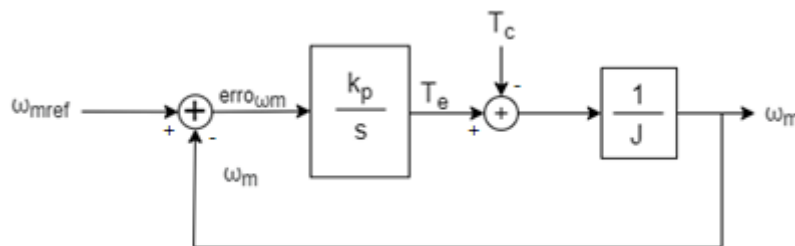


Figura 4.12: Sistema resultante após o cancelamento polo-zero.

Do sistema resultante e, considerando o binário de carga T_c como sendo igual a zero, retirou-se a função de transferência presente na equação (4.24).

$$\left. \frac{\omega_m}{\omega_{mref}} \right|_{T_c=0} = \frac{\frac{K_p}{sJ}}{1 + \frac{K_p}{sJ}} = \frac{\frac{K_p}{J}}{s + \frac{K_p}{J}} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (4.24)$$

Assim, ω_p é dado pela equação (4.25), a qual, em conjunto com a equação (4.23), permitem obter os parâmetros K_p e K_i do controlador de velocidade, presentes nas equações (4.26) e (4.27).

$$\omega_p = \frac{K_p}{J} \quad (4.25)$$

$$K_p = J\omega_p \quad (4.26)$$

$$K_i = \frac{K_p D}{J} \quad (4.27)$$

4.5 Estimador de fluxo

Após terem sido calculados os parâmetros dos controladores utilizados, procedeu-se com o cálculo dos estimadores. Começando com o estimador do fluxo e, através da equação (4.16), é possível verificar que, para estimar o fluxo, deve ser aplicado um filtro

passa-baixo de frequência de corte $\frac{R_r}{L_r}$ à corrente i_{ds} e multiplicado o resultado por L_m , segundo o diagrama de blocos da Figura 4.7.

4.6 Estimador do binário

Relativamente ao estimador do binário, é possível obter o seu valor estimado através da equação (3.41), como mostra o diagrama de blocos da Figura 4.13.

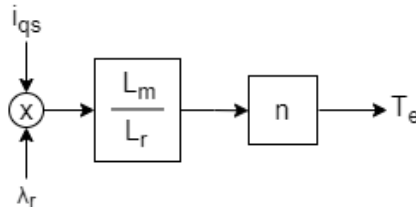


Figura 4.13: Diagrama de blocos do estimador do binário.

4.7 Estimador do ângulo da transformada dq0

Da equação (3.45) retirou-se a velocidade de rotação ω_r do referencial dq em relação ao rotor. Esta velocidade pode também ser chamada de velocidade de escorregamento, visto que, devido à orientação do eixo direto do referencial com o fluxo do rotor, o referencial roda sincronicamente com o fluxo do estator e, desse modo, a diferença entre a velocidade de rotação do rotor e do fluxo do estator correspondem a ω_r . Assim, a frequência angular do estator ω_s é dada pela equação (4.28).

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{me} = \frac{R_r L_m}{L_r \lambda_r} i_{qs} + n \omega_m \tag{4.28}$$

Por fim, o ângulo θ da transformada $dq0$ é dado pelo resultado da integração da equação (4.28) ao longo do tempo, dado pela equação (4.29)

$$\theta = \int \left(\frac{R_r L_m}{L_r \lambda_r} i_{qs} + n \omega_m \right) dt \tag{4.29}$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (4.29) obteve-se a equação (4.30).

$$\theta = \frac{1}{s} \left(\frac{R_s L_m}{L_r \lambda_r} i_{qs} + n \omega_m \right) \tag{4.30}$$

Assim, o sistema de estimação do ângulo é dado pelo diagrama de blocos da Figura 4.14.

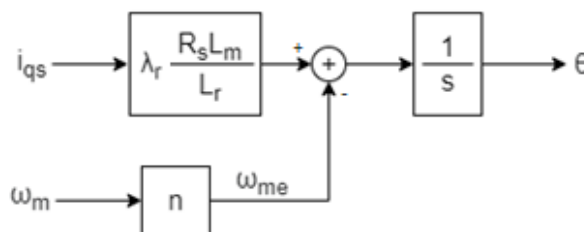


Figura 4.14: Diagrama de blocos do estimador do ângulo da transformada $dq0$.

4.8 Controlo em cadeia da máquina assíncrona

De modo a controlar o binário da máquina assíncrona e, conseqüentemente, da sua velocidade, é necessário interligar todos os controladores projetados anteriormente. Na Figura 4.15 é possível verificar um diagrama de blocos do controlo em cadeia utilizado.

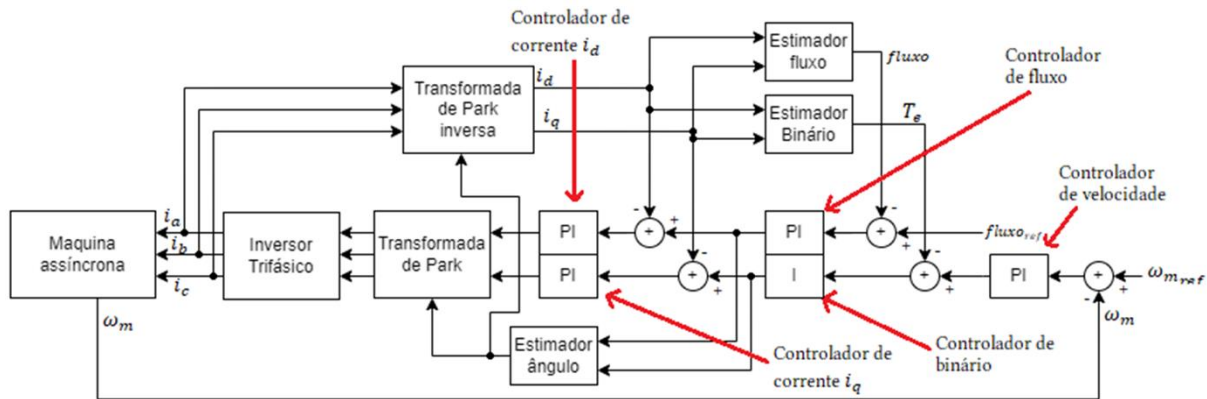


Figura 4.15: Controlador em cadeia da máquina assíncrona.

4.9 Conclusão

Neste capítulo foram realizados os cálculos para obter os controladores e estimadores utilizados na realização do projeto, nomeadamente os controladores de corrente, binário, fluxo e velocidade e ainda os estimadores de fluxo, de binário e de ângulo da transformada $dq0$.

Começando pelos controladores, começou-se por determinar os ganhos do compensador PI das correntes i_{ds} e i_{qs} , tendo como base as equações da máquina assíncrona em dq e ainda as equações do modelo do conversor trifásico bidirecional. De seguida, procedeu-se com o cálculo do ganho do compensador integrador de binário e dos ganhos do compensador PI do fluxo, tendo como base as equações do binário e dos fluxos em dq da máquina assíncrona. Por fim e, através da utilização da equação do modelo do carro, realizou-se o cálculo dos ganhos do compensador PI de velocidade.

Relativamente aos estimadores e, através da utilização das equações do modelo da máquina em dq , obteve-se as equações e os diagramas de blocos para a estimação do fluxo e do binário da máquina assíncrona. Realizou-se ainda os cálculos para obter a equação diferencial que permite estimar o ângulo da transformada $dq0$ e respetivo diagrama de blocos.

No capítulo seguinte será apresentado o procedimento seguido para simular o controlo da máquina assíncrona através do *software* Simulink do MATLAB [39] bem como a simulação do comportamento do controlo no carro em vários cenários de velocidade e inclinação.

Capítulo 5 - Resultados de simulação

Neste capítulo é abordada a simulação, onde descreve-se o procedimento adotado para a implementação não só dos controladores como também dos estimadores, da transformada $dq0$ direta e inversa e o modelo do carro. Serão também analisados os resultados obtidos para diferentes inclinações do carro.

5.1 Implementação do controlo

De forma a ser possível simular o funcionamento do controlo do motor, procedeu-se com a sua implementação num programa simulador. Para isso, utilizou-se o *software* Simulink do MATLAB [39].

5.1.1 Implementação dos controladores

Começou-se então por implementar os controladores utilizados para controlar a máquina assíncrona, realizados ao longo do capítulo anterior.

5.1.1.1 Controlador de corrente de estator

Começou-se por implementar os controladores de corrente de estator, nomeadamente o controlo de corrente direta e corrente em quadratura. O diagrama de blocos implementado encontra-se representado na Figura 5.1.

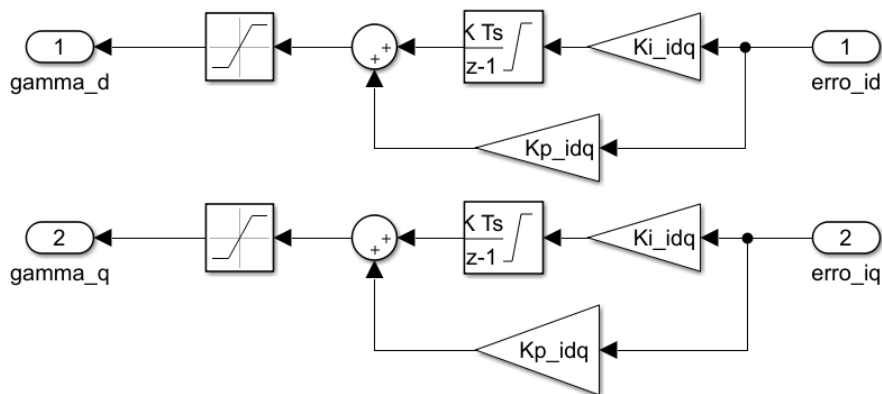


Figura 5.1: Diagrama de blocos do controlador de corrente i_d e i_q do estator.

Os erros de i_d e i_q são calculados através de um bloco de soma, o qual subtrai os valores de i_d e i_q aos valores de i_{dref} e i_{qref} respetivamente. Por fim, calcula-se o valor dos ganhos K_p e K_i através das equações (4.8) e (4.9), considerando o valor de ω_p de 4000 rad/s para as correntes.

5.1.1.2 Controlador de binário

Relativamente ao controlador de binário, começou-se por implementar o diagrama de blocos presente na Figura 5.2. Utilizando o valor de 50 rad/s para ω_p do binário e, através da equação (4.12), calcula-se ainda o valor do ganho K_i do controlador de binário.

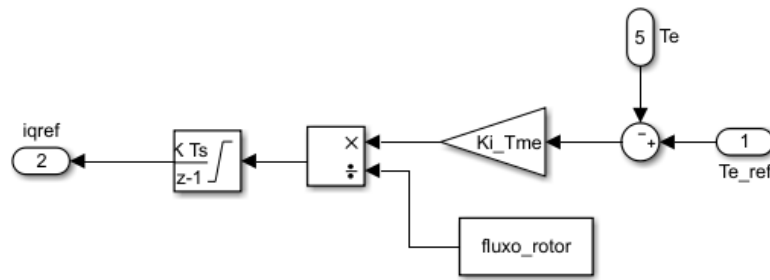


Figura 5.2: Diagrama de blocos do controlador de binário.

No que toca ao valor do fluxo do rotor, utilizou-se o valor máximo para o fluxo do rotor, calculado a partir do valor máximo permitido para o motor.

5.1.1.3 Controlador de fluxo

Em relação ao controlador de fluxo, implementou-se um diagrama de blocos responsável por realizar o enfraquecimento de campo para velocidades superiores à velocidade nominal da máquina, presente na Figura 5.3. De forma a realizar o enfraquecimento de campo, é calculado o módulo da velocidade do rotor e, de seguida é limitado o valor entre a velocidade nominal de rotação do rotor e infinito, de forma que o valor obtido varie apenas entre a velocidade nominal do rotor e infinito. Assim, ao dividir o valor obtido pelo valor nominal, obteve-se um valor que varia entre 0 (quando o módulo da velocidade do rotor é infinito) e 1 (quando o módulo da velocidade do rotor é igual ou inferior à velocidade nominal). Por fim, multiplicou-se pelo fluxo máximo do rotor, originando assim um valor de fluxo de referência que diminui para valores de velocidade da máquina superiores ao valor nominal.

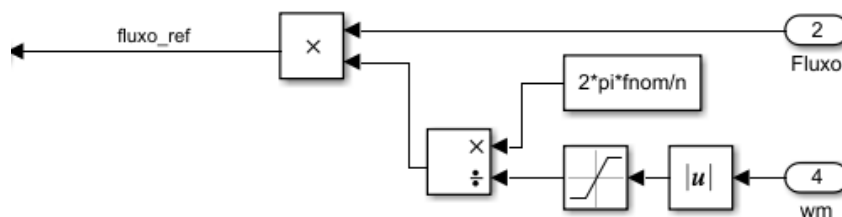


Figura 5.3: Diagrama de blocos do enfraquecimento de campo.

De seguida implementou-se o controlo do fluxo da máquina propriamente dito, o qual foi feito através da implementação dos blocos presentes na Figura 5.4.

Por fim, e tendo como base as equações (4.20) e (4.21), calculou-se o valor dos ganhos K_i e K_p do fluxo, considerando para isso o valor de 50 rad/s como sendo o valor de ω_p do fluxo.

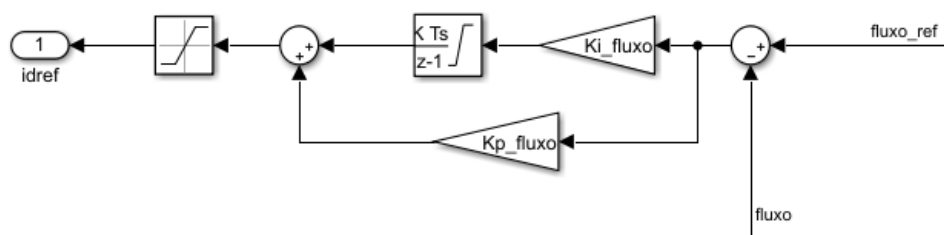


Figura 5.4: Diagrama de blocos do controlador do fluxo da máquina.

5.1.1.4 Controlador de velocidade

Quanto ao controlador de velocidade, este foi implementado através dos blocos presentes na Figura 5.5. Implementou-se ainda o cálculo do erro da velocidade, através da implementação de um bloco de soma de forma a subtrair o valor da velocidade do rotor ω_m da velocidade de referência do rotor $\omega_{m_{ref}}$.

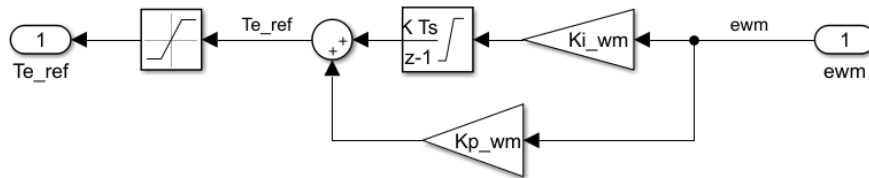


Figura 5.5: Diagrama de blocos do controlo de velocidade da máquina.

A partir das equações (4.26) e (4.27), calculou-se o valor dos ganhos K_p e K_i do controlador de velocidade, tendo sido considerado o valor 10 rad/s para ω_p .

5.1.2 Implementação dos estimadores

5.1.2.1 Estimador de fluxo

Após a implementação dos controladores, procedeu-se com a implementação dos estimadores, tendo sido começado pelo estimador de fluxo, com um filtro passa baixo de frequência de corte igual a $\frac{R_r}{L_r}$, na corrente i_d , seguido da multiplicação por L_m , como mostra o diagrama de blocos da Figura 5.6.

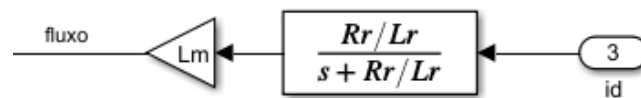


Figura 5.6: Diagrama de blocos do estimador de fluxo.

5.1.2.2 Estimador de binário

De seguida, implementou-se o estimador de binário, através do diagrama de blocos presente na Figura 5.7.

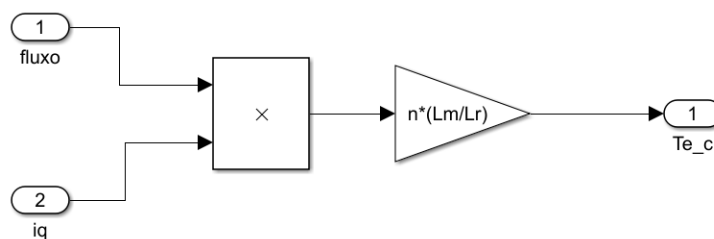


Figura 5.7: Diagrama de blocos do estimador de binário.

5.1.2.3 Estimador do ângulo da transformada dq0

Por fim, implementou-se o estimador do ângulo da transformada $dq0$ através do diagrama de blocos da Figura 5.8, tendo como base a equação (4.30).

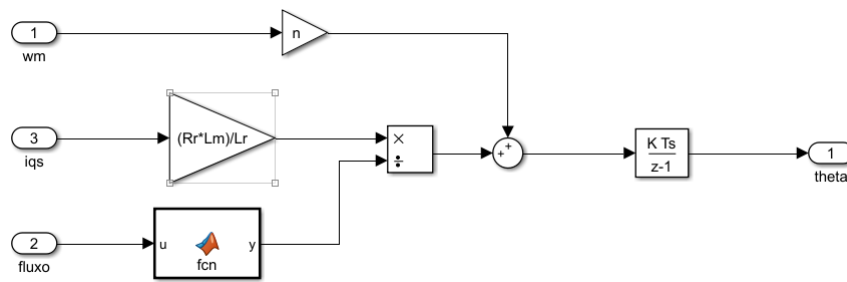


Figura 5.8: Diagrama de blocos do estimador do ângulo da transformada $dq0$.

5.1.3 Implementação da máquina assíncrona

De forma a simular o comportamento da máquina assíncrona, utilizou-se um dos modelos fornecidos pelo *software* Simulink do MATLAB, sendo o escolhido o modelo *Asynchronous Machine Si Units*, onde escolheu-se um modelo pré-configurado de uma máquina de 15 kW, com uma tensão nominal de 400 V à frequência nominal de 50 Hz, e ainda uma velocidade de rotação nominal de 1460 RPM. Configurou-se ainda a entrada mecânica para ser de velocidade, uma vez que o modelo do carro utilizado fornece a velocidade angular do motor em função do binário aplicado e massa do carro.

5.1.4 Conversão entre grandezas

Relativamente à conversão entre grandezas, utilizou-se o bloco *Park transform* configurado para realizar a transformada de potência invariante. Utilizou-se ainda o bloco *Sample and Hold* para simular o comportamento do controlo quando são amostradas as grandezas medidas com uma dada frequência, como ocorre durante a utilização de um microcontrolador.

5.1.5 Implementação do conversor bidirecional

O conversor bidirecional foi implementado através da utilização de blocos IGBT presentes no *software*, os quais foram utilizados para a construção do circuito presente na Figura 5.9.

Tendo em consideração que o controlador das correntes i_d e i_q fornecem um valor médio de γ_d e γ_q , os quais são depois transformados em γ_a , γ_b e γ_c através da transformada $dq0$, implementou-se o diagrama de blocos da Figura 5.10, o qual é responsável por gerar os sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) aplicados ao conversor bidirecional.

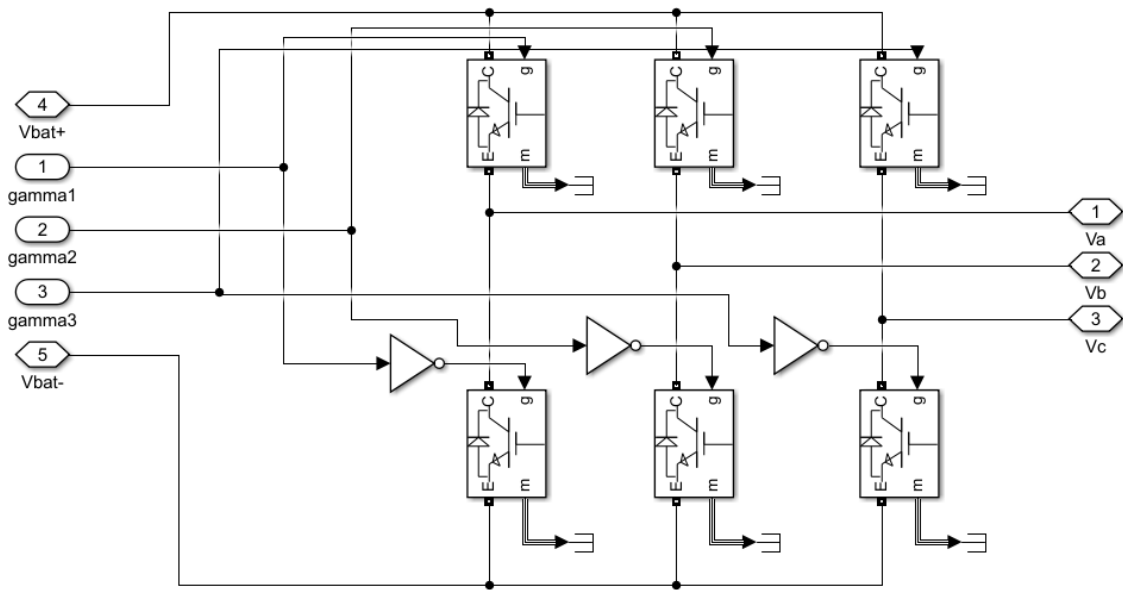


Figura 5.9: Circuito do conversor bidirecional.

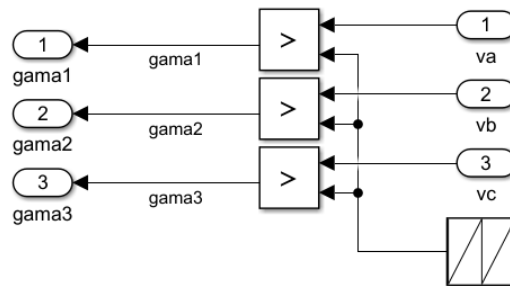


Figura 5.10: Diagrama de blocos responsável por gerar os sinais de PWM do conversor.

5.1.6 Implementação do modelo do carro

Por fim, implementou-se o modelo do carro através do diagrama de blocos da Figura 5.11, tendo tido como base a equação (3.64). De forma a simular o comportamento do motor com o modelo do carro, conectou-se então a saída ω_m do modelo do motor, calculada com base na redução das rodas dentadas utilizadas na implementação prática descritas na secção 6.1, e o perímetro das rodas motrizes, na entrada mecânica do modelo da máquina assíncrona do *Simulink*.

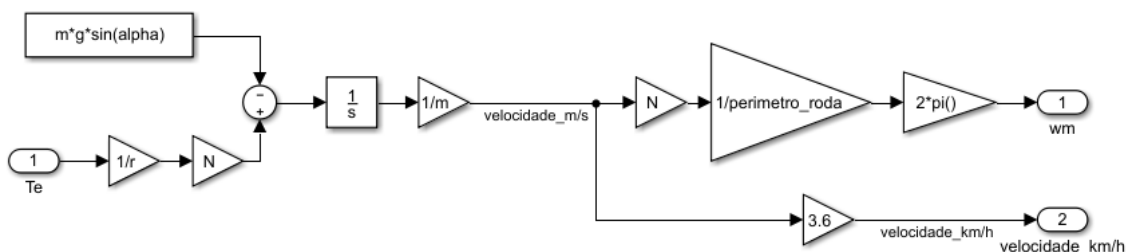


Figura 5.11: Diagrama de blocos do modelo do carro.

No Anexo A é possível verificar a implementação dos vários diagramas de blocos no *Simulink*. É possível verificar ainda no Anexo B o código de MATLAB utilizado para, juntamente com os diagramas de blocos, simular o controlo do motor.

5.2 Resultados da simulação

De forma a analisar os vários controladores implementados, analisou-se o comportamento das grandezas da máquina elétrica para três inclinações de estrada diferentes, sendo elas 0%, 50% e -50%. O controlo de velocidade foi realizado tendo como base a velocidade de rotação do motor, onde começou-se por definir uma velocidade de referência de 1000 *RPM* de forma a analisar o comportamento dos controladores e, de seguida, alterou-se a velocidade de referência para 10000 *RPM*, permitindo assim analisar o enfraquecimento de campo da máquina e ainda o desempenho do carro em velocidades até 100 *km/h*. Por fim, realizou-se uma análise da potência elétrica processada pelo conversor bidirecional.

5.2.1 Inclinação 0%

5.2.1.1 Correntes de estator na máquina assíncrona

Começando pelas correntes de estator com uma inclinação de 0%, a qual corresponde a 0 radianos, foram obtidos os resultados presentes na Figura 5.12 e Figura 5.13, as quais correspondem a uma velocidade de referência do rotor de 1000 *RPM*.

Ao analisar os resultados obtidos e, começando pela corrente direta do estator, verificou-se que esta acompanha a referência como esperado, apresentando tremor com uma amplitude de 1,8 A, típica dos conversores comutados. Analisando mais ao pormenor, verificou-se também que a corrente i_d apresenta um erro estacionário de aproximadamente 0,2 A. Relativamente à corrente i_q , verificou-se que esta acompanha a referência, sendo possível verificar que, à semelhança do que foi observado com a corrente i_d , a corrente i_q apresenta uma variação típica de amplitude próxima de 1 A.

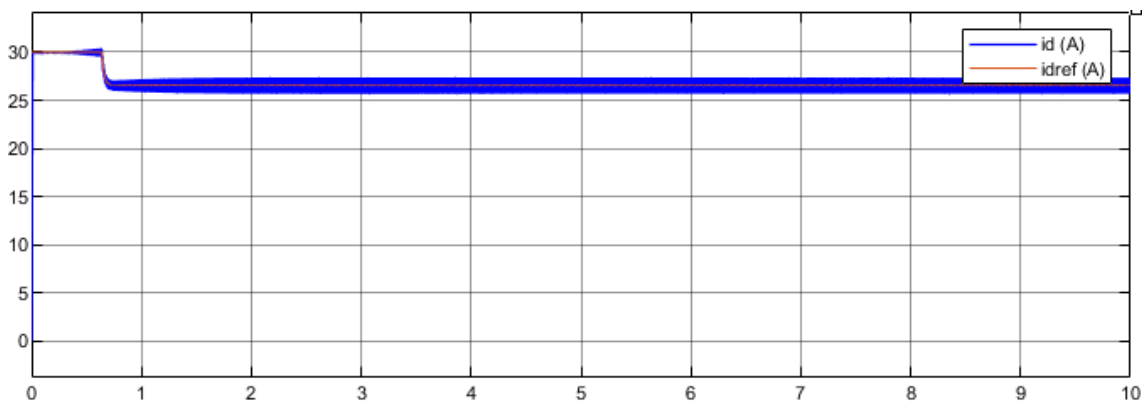


Figura 5.12: Comportamento da corrente direta, i_d , de estator para uma velocidade de 1000 RPM.

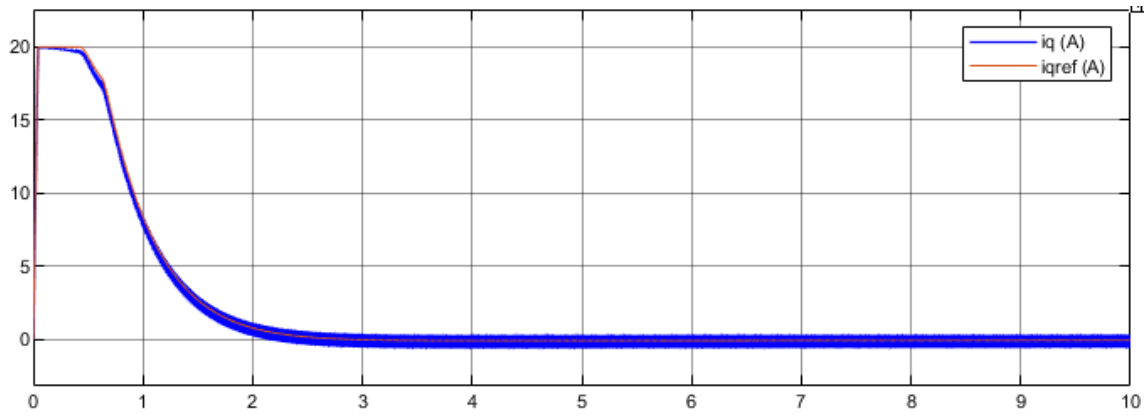


Figura 5.13: Comportamento da corrente em quadratura, i_q , do estator para uma velocidade de 1000 RPM.

5.2.1.2 Binário e fluxo

De seguida, procedeu-se com a análise dos resultados obtidos para os controladores de binário e fluxo, os quais, para a velocidade de referência de 1000 RPM, encontram-se apresentados na Figura 5.14 e Figura 5.15, respetivamente.

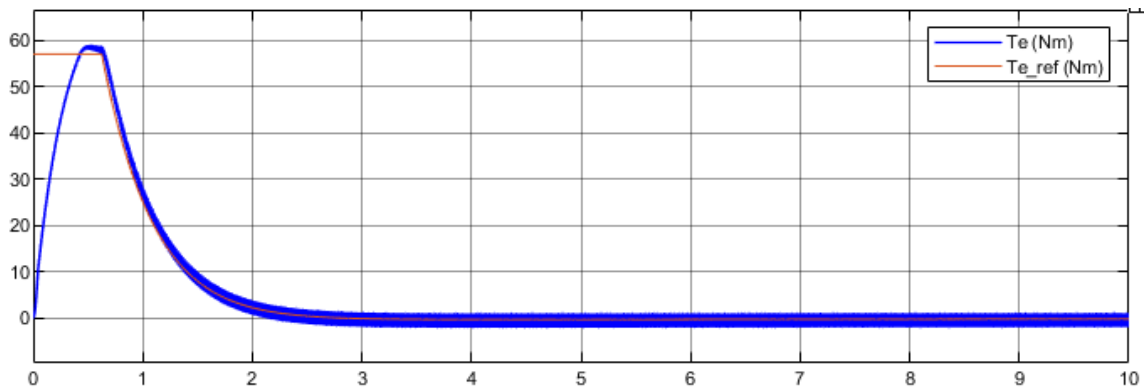


Figura 5.14: Comportamento do binário elétrico para uma velocidade de 1000 RPM.

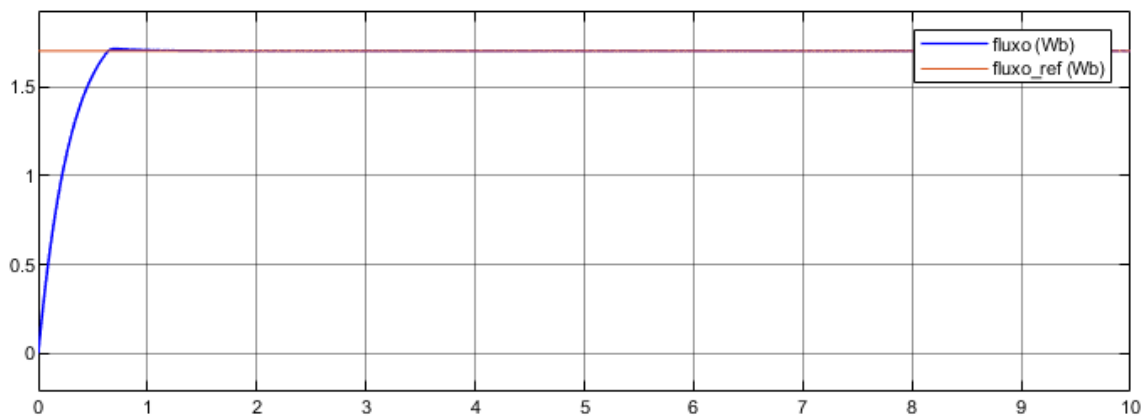


Figura 5.15: Comportamento do fluxo para 1000 RPM.

Ao analisar os resultados obtidos, verificou-se que, tanto o binário como o fluxo acompanham as referências, sendo que, no caso do binário, este apresenta uma variação próxima de 3 Nm, pois é proporcional a i_q . Relativamente ao fluxo, este não apresenta as oscilações em torno da referência verificadas com as restantes grandezas, pois através da equação (4.16) é possível verificar que se trata de um filtro passa-baixo da corrente i_d . No

entanto, verificou-se uma pequena sobrelevação de aproximadamente 0,01 Wb, a qual se deve à rapidez do controlador.

De um modo geral e, à semelhança dos controladores das correntes, é possível verificar o funcionamento dos controladores de binário e fluxo com valores dentro do esperado.

5.2.1.3 Velocidade para inclinação de 0%

Passando agora para a velocidade da máquina e do carro e, ao ignorar o escorregamento entre o pneu do carro e a estrada, assumiu-se que a velocidade da máquina e do carro são diretamente proporcionais. Após as simulações realizadas com velocidade de referência de 1000 RPM, foram obtidos os resultados presentes na Figura 5.16.

Ao analisar os resultados obtidos, verificou-se a existência de uma pequena sobrelevação com uma amplitude de aproximadamente 130 RPM, a qual tende a ser corrigida ao longo do tempo.

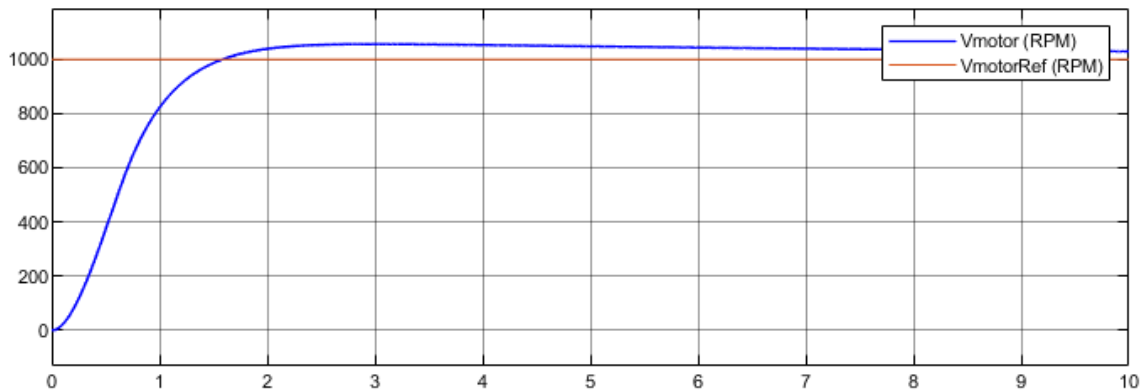


Figura 5.16: Comportamento da velocidade do rotor para 1000 RPM.

5.2.1.4 Potência consumida

Por fim, procedeu-se com a análise da potência consumida pelo sistema, a qual encontra-se representada na Figura 5.17, em conjunto com o binário da máquina, para uma velocidade de referência de 1000 RPM.

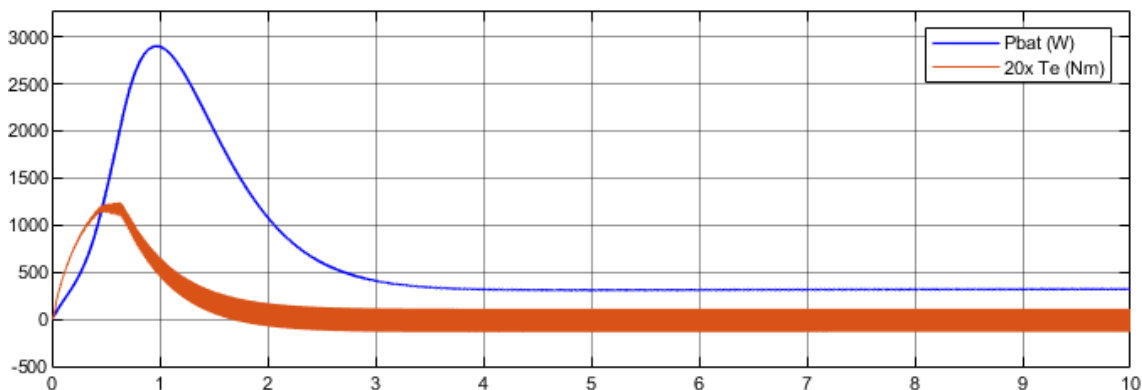


Figura 5.17: Potência consumida (azul) e binário do motor (laranja) para a velocidade de 1000 RPM.

Ao analisar a potência da bateria, verificou-se que, como esperado, existe um pico inicial de potência próximo de 2,8 kW, o qual ocorre juntamente com o pico de binário e que, à medida que o binário é reduzido, o pico de potência diminui até se estabilizar próximo dos 200 W. Devido à inclinação de 0%, verificou-se que a potência baixa consideravelmente após a velocidade de referência ser atingida.

5.2.1.5 Enfraquecimento de campo e desempenho do carro

De forma a analisar o desempenho do carro bem como o funcionamento do enfraquecimento de campo, realizou-se uma simulação com um binário de referência constante de 57 Nm durante 15 segundos, permitindo que o carro acelerasse até aos 100 km/h, ultrapassando a velocidade nominal do motor. Ao ultrapassar a velocidade nominal do motor, é aplicado um enfraquecimento de campo de modo a manter a potência abaixo do valor nominal. Assim, o fluxo é diminuído, ajustando o binário produzido, que, por sua vez, mantém a potência abaixo do valor máximo.

Começando pela análise dos resultados referentes ao fluxo, presentes na Figura 5.18, é possível verificar que o enfraquecimento do fluxo funciona corretamente, assim como o controlador do fluxo. Desse modo, e apesar do binário de referência ter sido mantido constante, o binário mecânico diminui com a diminuição do fluxo, como é possível verificar nos resultados presentes na Figura 5.19, mantendo dessa forma a potência quase constante com o aumento da velocidade, como é possível verificar na Figura 5.20.

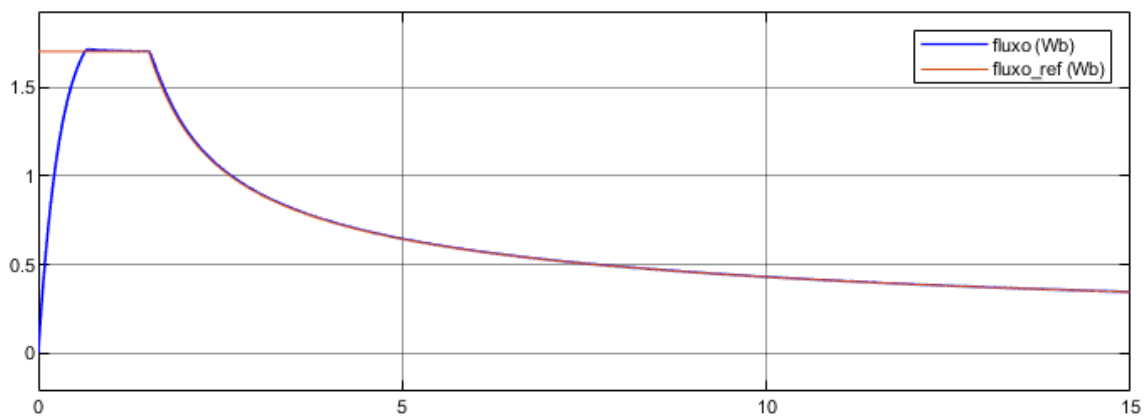


Figura 5.18: Fluxo (azul) e fluxo de referência (laranja) para enfraquecimento de campo.

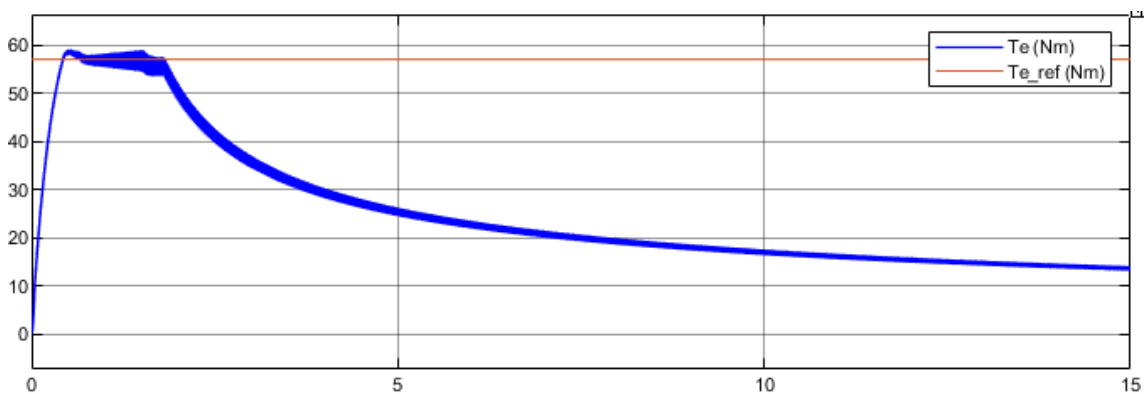


Figura 5.19: Binário elétrico estimado (azul) e binário de referência (laranja) para enfraquecimento de campo.

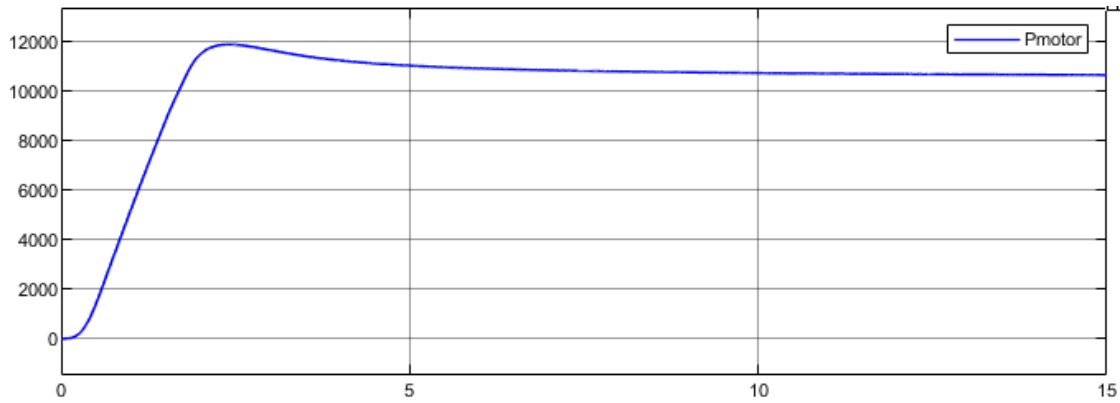


Figura 5.20: Potência mecânica do motor para enfraquecimento de campo.

Analisando agora a velocidade do carro em km/h, verificou-se que o carro simulado possui uma aceleração dos 0 aos 100 km/h de 8,2 segundos, como é possível verificar na Figura 5.21.

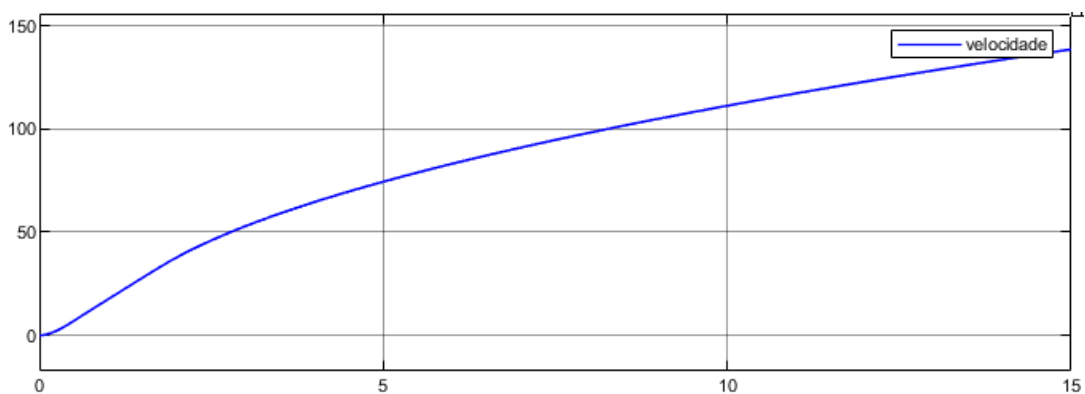


Figura 5.21: Velocidade do carro simulada para binário de referência constante.

5.2.2 Inclinação +50%

5.2.2.1 Correntes de estator

Passando agora para uma inclinação de +50%, a qual corresponde a uma subida com uma inclinação de 0,465 radianos ou 26,5°, e começando pelas correntes, foram obtidos os resultados presentes na Figura 5.22 para i_d e Figura 5.23 para i_q , os quais correspondem a uma velocidade de referência do rotor de 1000 RPM.

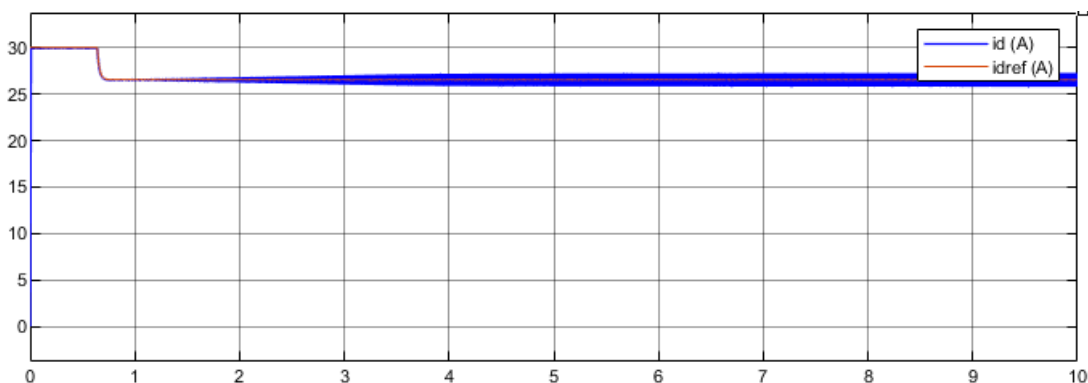


Figura 5.22: Corrente direta (azul) e corrente direta de referência (laranja) do estator para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.

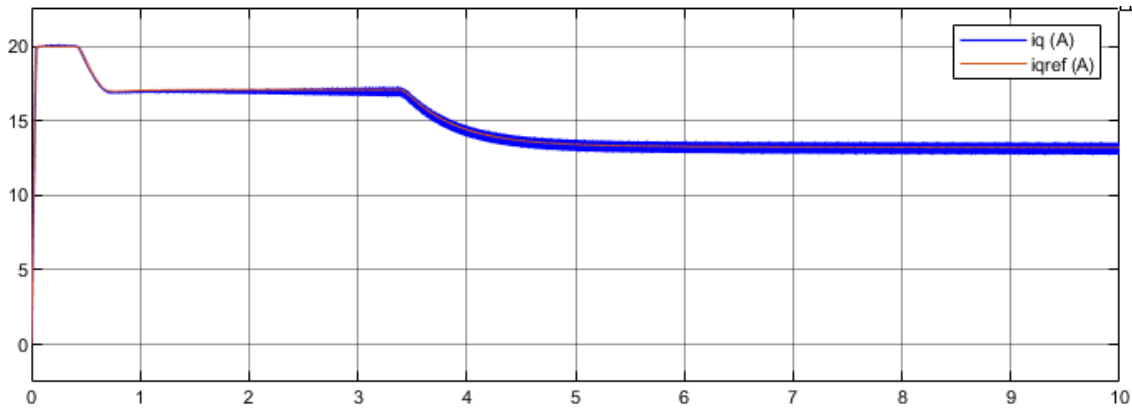


Figura 5.23: Corrente em quadratura (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) do estator para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.

Ao analisar os resultados das correntes do estator e, começando pela corrente direta, verificou-se que, à semelhança do que acontece com uma inclinação de 0%, a corrente direta acompanha a referência, apresentando uma variação de 1,4 A e um erro estacionário de 0,2 A. Relativamente à corrente em quadratura e, novamente à semelhança do que acontece com uma inclinação de 0%, a corrente em quadratura apresenta ainda uma variação de 0,8 A.

5.2.2.2 Binário e fluxo

De seguida, procedeu-se com a análise dos resultados dos controladores de binário e fluxo, os quais, para a velocidade de referência de 1000 RPM, encontram-se apresentados na Figura 5.24 e Figura 5.25.

Ao analisar os resultados do fluxo, foi possível verificar que, tanto o fluxo como o binário, acompanham a referência com um valor dentro do esperado, comprovando assim o correto funcionamento do controlador de fluxo e binário para uma inclinação de 50%. Relativamente ao binário, este apresenta um tremor em torno da referência com uma amplitude de 2,5 Nm, bem como uma sobrelevação de aproximadamente 1 Nm. Já em relação ao fluxo, este apresenta apenas uma sobrelevação de aproximadamente 0,01 Wb, o qual ocorre devido à rapidez do controlador.

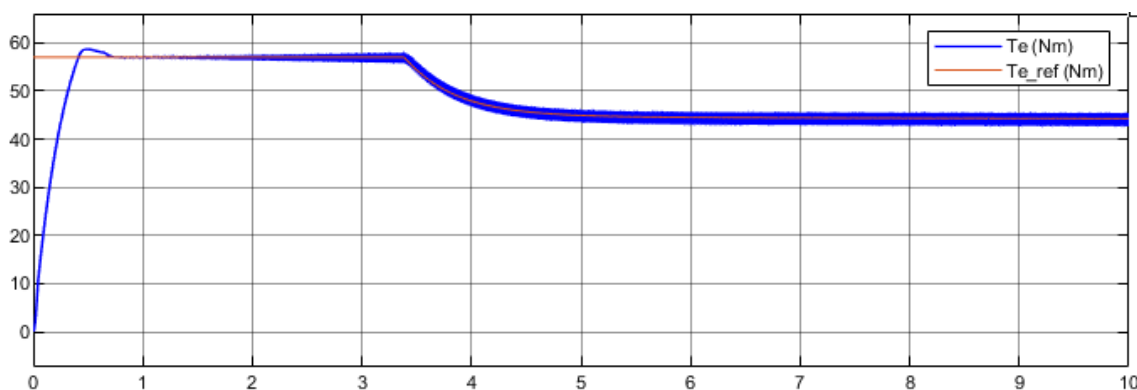


Figura 5.24: Binário (azul) e binário de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.

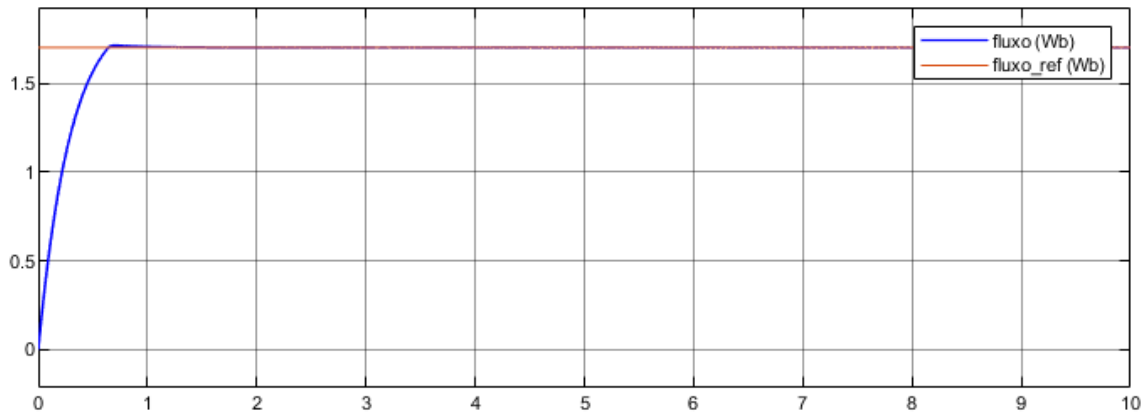


Figura 5.25: Fluxo(azul) e fluxo de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.

5.2.2.3 Velocidade para inclinação de +50%

Passando agora para a velocidade da máquina, observou-se que as simulações realizadas com velocidade de referência de 1000 RPM, foram obtidos os resultados presentes na Figura 5.26.

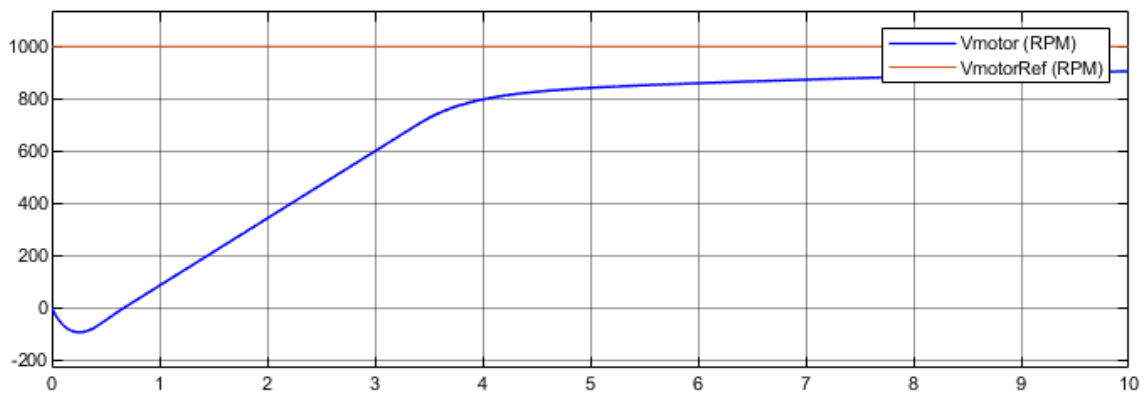


Figura 5.26: Velocidade (azul) e velocidade de referência (laranja) do motor para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de 50%.

Ao analisar os resultados obtidos, verificou-se que, devido à existência de uma inclinação de 50%, a velocidade do motor não aumenta tão rápido quanto numa inclinação de 0%, o que é esperado. Verificou-se também que existe um pequeno momento em que o carro desliza para trás, sendo que o controlador consegue recuperar rapidamente e acelerar o motor. Desse modo, foi possível verificar que existe um erro na velocidade da máquina, o qual tende a diminuir ao longo do tempo.

5.2.2.4 Potência consumida

Por fim, procedeu-se com a análise da potência consumida pelo sistema, a qual encontra-se representada na Figura 5.27.

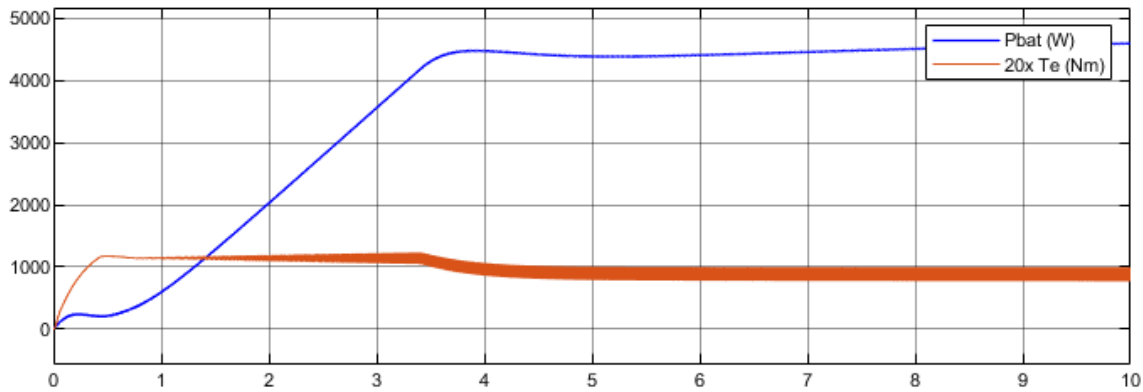


Figura 5.27: Potência consumida da bateria (azul) e binário do motor (laranja) para uma inclinação de 50%.

Ao analisar a potência da bateria, verificou-se que a potência consumida aumentou, o que se deve ao facto de que agora o carro encontra-se a subir uma inclinação de 50%. Foi também possível verificar que a potência se mantém constante após algum tempo em torno dos 4,5 kW, o que se deve ao facto de que, para manter uma determinada velocidade, o carro necessita ultrapassar a força exercida pela gravidade, necessitando assim de potência elétrica.

5.2.3 Inclinação -50%

5.2.3.1 Correntes de estator

Passando agora para uma inclinação de -50%, a qual corresponde a uma descida com uma inclinação de -0,465 radianos ou -26,5°, foram obtidos os resultados para as correntes direta e em quadratura do estator presentes na Figura 5.28 e Figura 5.29, as quais foram obtidas a partir de uma velocidade de referência do rotor de 1000 RPM.

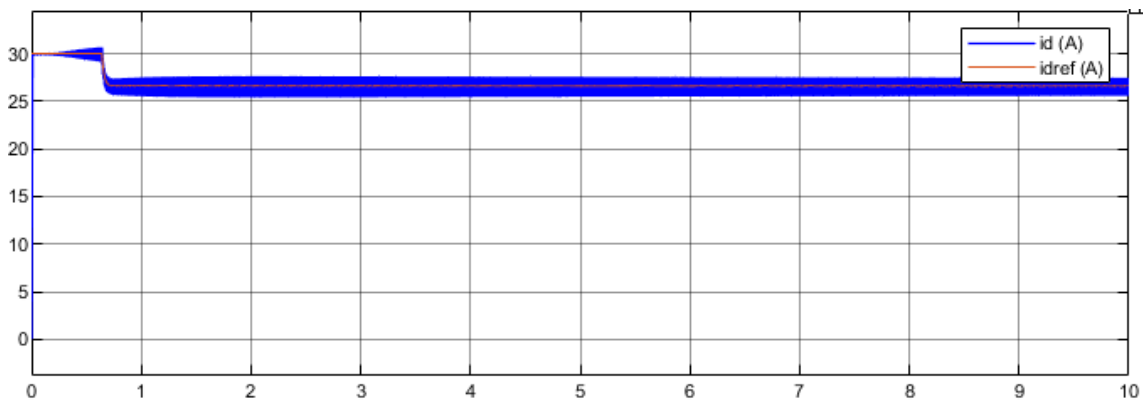


Figura 5.28: Corrente direta i_d do estator para uma inclinação de -50%.

Começando pela corrente direta e, ao analisar os resultados obtidos, verificou-se que, à semelhança do que acontece com as simulações anteriores, esta acompanha a referência, tendo apenas tremor de aproximadamente 2 A e um erro estacionário de aproximadamente 0,2 A. Relativamente à corrente i_q , esta apresenta um tremor de aproximadamente 1,1 A.

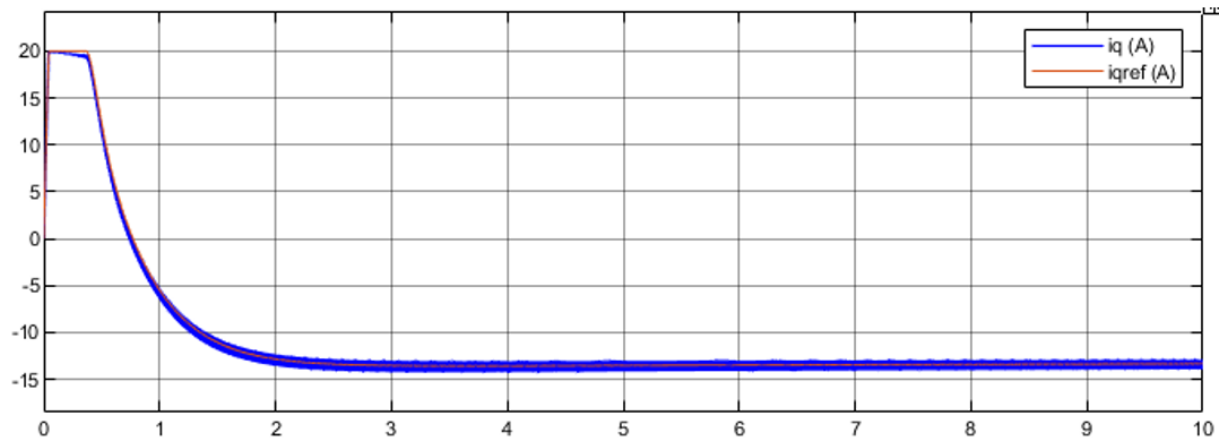


Figura 5.29: Corrente em quadratura i_q do estator para uma inclinação de -50%.

5.2.3.2 Binário e fluxo

De seguida, procedeu-se com a análise dos resultados dos controladores de binário e fluxo, os quais, para a velocidade de referência de 1000 RPM, encontram-se apresentados na Figura 5.30 e Figura 5.31.

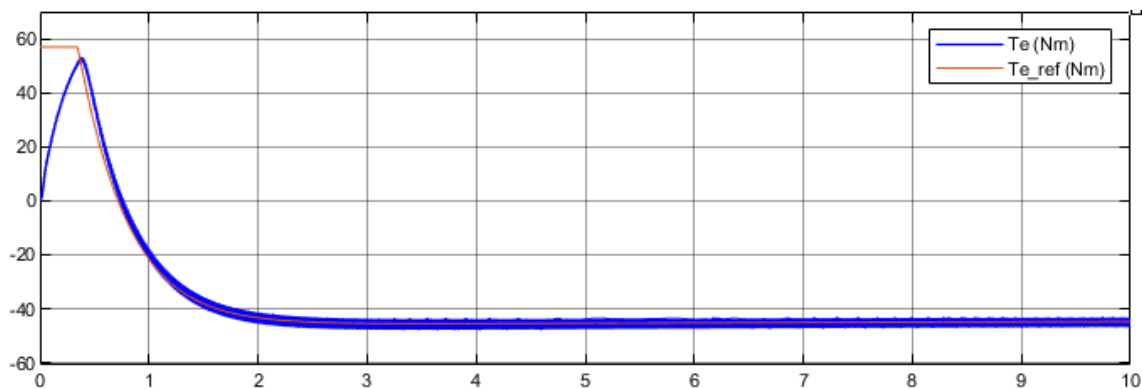


Figura 5.30: Binário(azul) e binário de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de -50%.

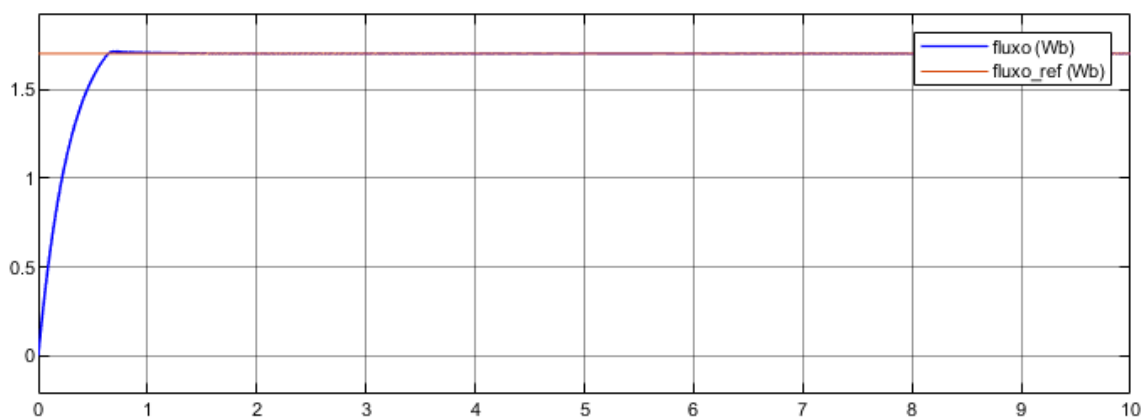


Figura 5.31: Fluxo(azul) e fluxo de referência (laranja) para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de -50%.

Ao analisar os resultados do fluxo e do binário, foi possível verificar que, tanto o fluxo como o binário, acompanham a referência com erros dentro do esperado, comprovando assim o correto funcionamento do controlador de fluxo e binário para uma

inclinação de -50%. Relativamente ao binário, verificou-se que este apresenta uma variação em torno da referência, com uma amplitude de aproximadamente 3,5 Nm. Já em relação ao fluxo, não existe variação em torno da referência, mas verificou-se uma sobrelevação de aproximadamente 0,01 Wb, o que, como referido anteriormente, deve-se à rapidez do controlador.

5.2.3.3 Velocidade para inclinação de -50%

Passando agora para as velocidades da máquina e, após as simulações realizadas com velocidade de referência de 1000 RPM, foram obtidos os resultados presentes na Figura 5.32.

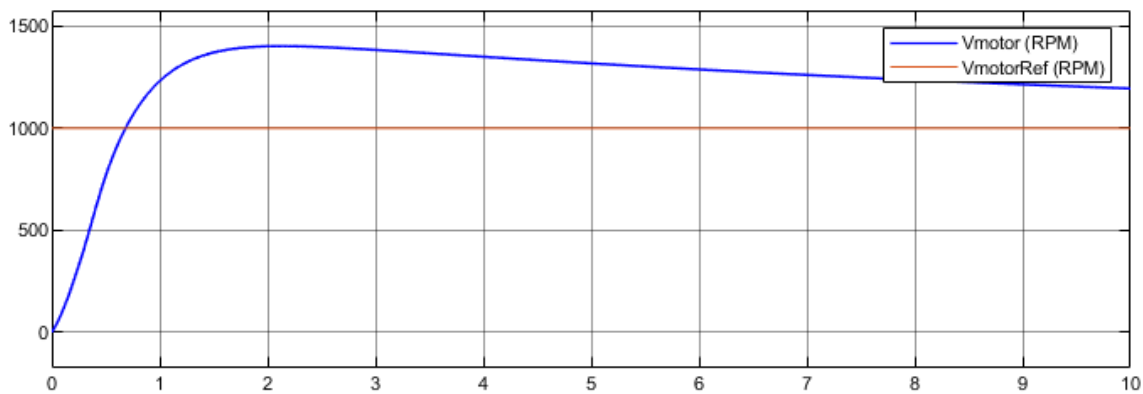


Figura 5.32: Velocidade (azul) e velocidade de referência (laranja) do motor para uma velocidade de referência de 1000 RPM e uma inclinação de -50%.

Ao analisar os resultados obtidos, verificou-se que, devido à existência de uma inclinação de -50%, a velocidade do motor aumentou mais rapidamente em relação a uma inclinação de 0% e de 50%, o que é esperado. Foi ainda possível verificar que existe uma sobre-elevação de aproximadamente 475 RPM e um erro que tende a diminuir ao longo do tempo, verificando assim que a velocidade do motor tende a acompanhar a velocidade de referência.

5.2.3.4 Potência consumida

Procedeu-se por fim com a análise da potência consumida pelo sistema, a qual encontra-se representada na Figura 5.33.

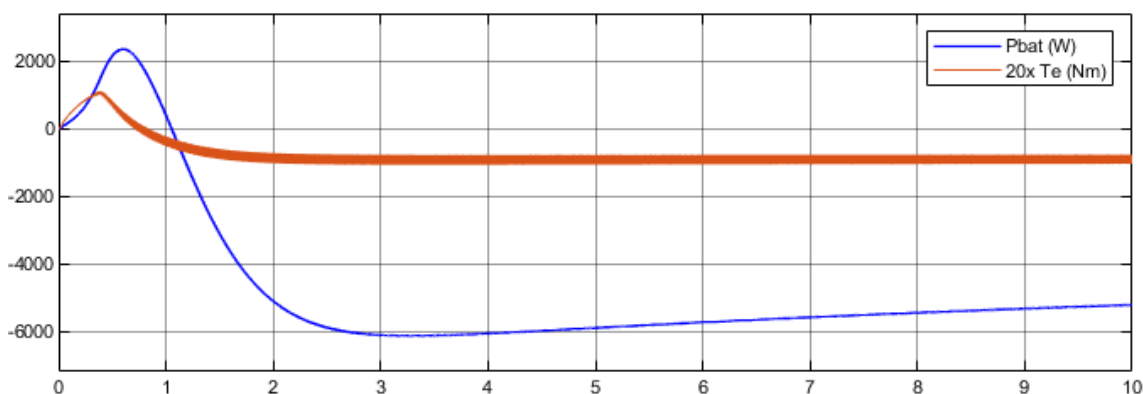


Figura 5.33: Potência consumida da bateria (azul) e binário do motor (laranja) para uma inclinação de -50%.

Ao analisar a potência da bateria, verificou-se que, no início, a potência consumida é positiva, apresentando um pico inicial de 2,2 kW, o que se deve ao facto de que o controlador de velocidade acelera o carro. No entanto e, após aproximadamente um segundo de simulação, a potência passa a ser negativa, tendendo a ficar estável próxima dos -5 kW, comprovando assim o funcionamento da travagem regenerativa.

5.2.4 Observações gerais dos resultados

Ao realizar as simulações, verificou-se a existência de tremor em algumas grandezas, o que se deve à frequência de amostragem e de comutação utilizadas, pois ao realizar simulações com diferentes frequências de amostragem, é possível verificar o aumento ou diminuição da amplitude de oscilação. Na prática, este fenómeno é mais visível, pois para além da limitação na frequência de amostragem e de comutação, existem também outros fatores que provocam este tremor, como por exemplo o ruído, devido à radiação eletromagnética.

5.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a implementação em simulação dos controladores, compensadores e modelo do carro no software Simulink do MATLAB, onde apresentou-se os diagramas de blocos utilizados. Apresentou-se ainda o modelo do conversor bidirecional trifásico utilizado e ainda o modelo da máquina e das transformadas de *Park* direta e inversa. Também se analisou os resultados obtidos para diferentes inclinações do carro e, por fim, apresentou-se os cálculos efetuados para converter os controladores e estimadores para o domínio temporal discreto.

Começando pela implementação dos controladores, estimadores e modelos, utilizou-se blocos disponíveis no software Simulink, os quais permitiram a implementação das funções de transferência dos compensadores, estimadores e modelos. Utilizou-se ainda modelos das transformadas de *Park* direta e inversa disponibilizados pelo *software*.

Relativamente aos resultados obtidos, verificou-se que o controlo do motor está a funcionar corretamente, sendo possível verificar que o aumento da inclinação do carro traduz-se num aumento da potência consumida e aumento do tempo necessário para que a velocidade se estabilize no valor de referência. Foi ainda possível verificar que o controlo utilizado permite a utilização do motor como gerador, carregando assim a bateria quando o carro se encontra em descida.

No capítulo seguinte serão apresentados os procedimentos realizados para a implementação prática dos controladores e estimadores bem como os materiais utilizados. Serão ainda apresentados e analisados os resultados práticos obtidos.

Capítulo 6 - Resultados experimentais

Neste capítulo é apresentada a conversão dos controladores para o domínio discreto, assim como os principais componentes utilizados para a implementação prática do controlo do motor por orientação de campo do rotor, nomeadamente o motor, o conversor trifásico bidirecional e ainda os sensores. São também apresentados os resultados obtidos em testes laboratoriais, onde é descrito o processo seguido para obter os parâmetros da máquina assíncrona. Por fim, são apresentados e analisados os resultados obtidos durante os testes práticos do carro.

6.1 Conversão para domínio discreto

De forma a ser possível aplicar os controladores através de um microcontrolador, procedeu-se à conversão das equações de transferência dos controladores do domínio contínuo para o domínio discreto, através da utilização da transformada Z bilinear, presente na equação (6.1), onde T corresponde ao período de amostragem e z^{-1} a um atraso.

$$s \rightarrow \frac{z}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (6.1)$$

6.1.1 Controladores PI

Tendo em consideração que os controladores das correntes i_d e i_q bem como os controladores de fluxo e velocidade são controladores do tipo PI, os quais possuem uma função de transferência idêntica à presente na equação (6.2), aplicou-se a transformada Z bilinear de forma a obter a equação genérica para estes controladores.

$$PI(s) = K_p + \frac{1}{s} K_i \quad (6.2)$$

Ao aplicar a transformada Z bilinear à equação (6.2), obteve-se o resultado presente na equação (6.3), onde $y(z)$ é o valor de saída do compensador. Feito isso, aplicou-se algumas manipulações matemáticas à equação (6.3) obtendo assim a equação (6.4).

$$PI(z) = K_p + \frac{T}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} K_i = \frac{y(z)}{\text{erro}(z)} \quad (6.3)$$

$$y(z) = y(z)z^{-1} + \left(K_p + \frac{T}{2} K_i\right) \text{erro}(z) + \left(\frac{T}{2} K_i - K_p\right) \text{erro}(z)z^{-1} \quad (6.4)$$

Por fim, converteu-se a equação (6.4) para o domínio temporal discreto, obtendo assim a equação (6.5).

$$y(n) = y(n-1) + \left(K_p + \frac{T}{2} K_i\right) \text{erro}(n) + \left(\frac{T}{2} K_i - K_p\right) \text{erro}(n-1) \quad (6.5)$$

6.1.2 Controlador do binário

Tendo em conta que o controlador do binário dimensionado no capítulo anterior é um controlador do tipo integral, tendo assim um valor de K_p igual a zero, então, da equação (6.5) foi possível retirar que o controlador do binário no domínio temporal discreto é dado pela equação (6.6).

$$i_q(n) = i_q(n - 1) + \left(\frac{T}{2}K_i\right) erro_{Te}(n) + \left(\frac{T}{2}K_i\right) erro_{Te}(n - 1) \quad (6.6)$$

6.1.3 Filtro passa-baixo

De forma a ser possível calcular o valor do fluxo, implementou-se um filtro passa-baixo à corrente i_d , o qual possui a função de transferência representada pela equação (6.7).

$$H(s) = \frac{\frac{R_r}{L_r}}{s + \frac{R_r}{L_r}} = \frac{i_{d_{filtrado}}(s)}{i_d(s)} \quad (6.7)$$

Ao aplicar a transformada Z bilateral presente na equação (6.1), e após algumas manipulações matemáticas, obteve-se o resultado presente na equação (6.8).

$$i_{d_{filtrado}}(z) = i_{d_{filtrado}}(z)z^{-1} + \frac{2}{T}id(z) + \frac{2}{T}\frac{R_r}{L_r}id(z)z^{-1} \quad (6.8)$$

Por fim, converteu-se a equação (6.8) para o domínio temporal discreto, obtendo assim a equação (6.9).

$$i_{d_{filtrado}}(n) = i_{d_{filtrado}}(n - 1) + \frac{2}{T}i_d(n) + \frac{2}{T}\frac{R_r}{L_r}i_d(n - 1) \quad (6.9)$$

6.1.4 Integral

De forma a ser possível estimar o ângulo da transformada $dq0$, procedeu-se com a conversão da equação de transferência do integral do domínio contínuo para o domínio discreto, através da aplicação da transformada Z bilinear. Aplicando a transformada Z bilinear à equação de transferência do integral, presente na equação (6.10), foi possível obter o resultado presente na equação (6.11).

$$H(s) = \frac{1}{s} = \frac{out(s)}{in(s)} \quad (6.10)$$

$$H(z) = \frac{T}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{out(z)}{in(z)} \quad (6.11)$$

Realizando algumas manipulações matemáticas e, após converter a equação obtida para o domínio temporal discreto, obteve-se o resultado presente na equação (6.12).

$$out(n) = out(n - 1) + \frac{T}{2}in(n) + \frac{T}{2}in(n - 1) \quad (6.12)$$

6.2 Máquina assíncrona

Para a implementação prática deste projeto, começou-se por escolher uma máquina assíncrona que funcione com tensões abaixo dos 75 V, devido à limitação das baterias, não só de peso como também de espaço e potência disponível. Assim, pensou-se em utilizar a máquina AC 9-05.02 da HPEVS [40], a qual possui a capacidade de trabalhar entre 48 V e 96 V. Na Figura 6.1 encontra-se apresentada a máquina AC 9-05.02.



Figura 6.1: Máquina assíncrona AC 9-05.02 da HPEVS [41].

Devido ao custo e dificuldade associados à aquisição da máquina referida anteriormente, decidiu-se adquirir a máquina assíncrona AMV7151 da MAHLE, presente na Figura 6.2, a qual é utilizada nos veículos Renault Twizy. Esta máquina assíncrona é desenhada para operar com um inversor ligado a uma tensão de bateria de 52 V, operando com uma tensão composta de 20 V, o que a torna ideal para a aplicação deste projeto. A máquina assíncrona AMV7151 possui uma potência nominal de 8,5 kW e uma potência máxima de 12 kW, produzindo até 57 Nm de binário. Esta máquina possui ainda uma velocidade nominal de 2050 RPM.

Juntamente com a máquina assíncrona, foi adquirido o diferencial do veículo Renault Twizy, o qual permitiu realizar testes em laboratório com a máquina, visto que a máquina não possui rolamento de suporte do rotor em ambas as extremidades, como é possível verificar na imagem da esquerda da Figura 6.2. Foi ainda construída uma adaptação para o motor, de forma que fosse possível ligar uma roda dentada ao rotor, permitindo transferir o movimento da máquina assíncrona para as rodas motrizes do carro. Na imagem da direita da Figura 6.2 é possível verificar a adaptação realizada ao motor, a qual permite ligar o eixo da máquina assíncrona ao eixo das rodas motrizes do carro através de um conjunto de rodas dentadas e corrente (reduzindo a velocidade de rotação num fator de 46:11), como é possível verificar na Figura 6.3.



Figura 6.2: Máquina assíncrona da MAHLE utilizada nos veículos Renault Twizy (esquerda) [42] e adaptação realizada ao motor (direita).



Figura 6.3: Motor utilizado e montado no carro para a realização de testes práticos.

6.3 Conversor trifásico bidirecional

Relativamente à placa de controlo, utilizou-se uma placa construída para um outro projeto, a qual possui um conversor trifásico bidirecional. O conversor em questão utiliza MOSFETS IRFP4568 da *International Rectifier*, os quais suportam tensões até 150 V e correntes contínuas de até 171 A, a uma temperatura de 25 °C, baixando para 121 A a 100 °C. O conversor possui pares de quatro transístores MOSFET, colocados em paralelo para a construção de cada braço, o qual permite um valor teórico de 684 A de corrente contínua por braço [43].

Devido aos elevados níveis de corrente esperados, o conversor possui um banco de condensadores para suprimir os picos de corrente gerados pela indutância dos cabos, o qual é constituído por sete condensadores da *Panasonic*, com uma capacitância de 1500 μF e uma tensão máxima de 400 V, os quais estão ligados em paralelo para diminuir a resistência interna e aumentar a capacitância para 10,5 mF [43].

De forma a controlar os MOSFETS, o conversor utiliza três drivers SKHI 22-A da *Semikron*, cada um capaz de controlar um dos braços da ponte a partir de sinais de 15 V, os quais são gerados a partir de portas lógicas SN74LS07N e SN74LS05, que permitem não só elevar a tensão de 3,3 V para 15 V como também inverter o sinal para gerar o sinal de comando dos transístores da parte de baixo do braço a partir do sinal dos transístores da parte de cima do braço [43].

Juntamente com o conversor trifásico, a placa de controlo possui ainda outros circuitos para auxiliar a leitura de sinais (no caso de filtros passa-baixo, de forma a permitir a leitura dos sensores de corrente) e atuação de mecanismos como o contactor responsável por ligar as baterias e a ventoinha responsável por refrigerar os MOSFETS [43].

Na secção 5.1 e 5.2 do capítulo 5 da tese de mestrado de Pedro A. A. Correia, intitulada de “Avaliação do Desempenho de um Carro Elétrico com Máquina DC e Máquina AC” [43] encontra-se descrito em detalhe o processo de construção do conversor trifásico bidirecional presente na placa de controlo utilizada para a realização deste projeto. O circuito eletrónico da placa de controlo encontra-se apresentada na Figura C.1 do Anexo C.

6.4 Microcontrolador

Tendo em consideração que o conversor foi projetado para operar com tensões lógicas de 3,3 V, optou-se por utilizar o *LaunchPad C2000 Delfino F28377S*, da *Texas Instruments*. Este microcontrolador possui uma frequência de *clock* de 200 MHz, operando com palavras de 32 *bits* [44]. Este microcontrolador possui ADC (*Analog to Digital Converters*), as quais convertem sinais analógicos em digitais de 16 ou 12 *bits*, permitindo amostrar os sinais a velocidades de 1,1 MSPS (*Mega Samples Per Second*) ou 3,3 MSPS, dependendo de estar a operar a 16 ou 12 *bits* respetivamente.

Para além das ADC, utilizou-se ainda outras funcionalidades disponibilizadas pelo microcontrolador, nomeadamente o PWM e o ePWM, os quais foram utilizados para controlar a frequência de amostragem das ADC e ainda gerar os sinais PWM para controlar os MOSFETS.

6.5 Sensores de corrente

Relativamente aos sensores de corrente utilizou-se o sensor de corrente HTFS 200-P da LEM, o qual possui um isolamento galvânico e permite medir correntes DC de -300 A a 300 A e correntes AC de -200 A a 200 A RMS [45]. Tendo em consideração a recomendação presente na folha de características, implementou-se o circuito presente na Figura 6.4, de forma a poder conectar o sensor à placa de controlo presente no conversor bidirecional.

Required Connection Circuit

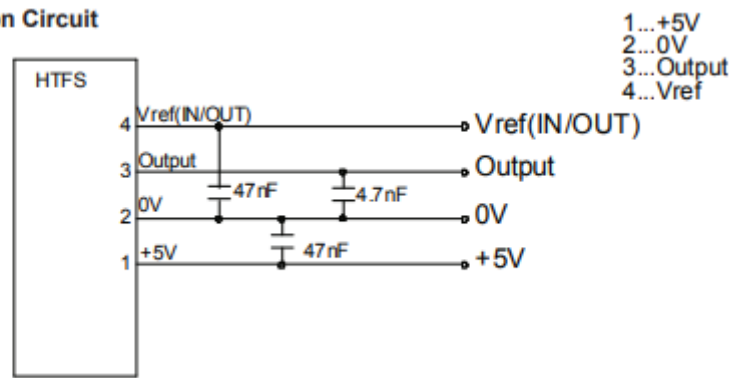


Figura 6.4: Circuito de conexão fornecido pela folha de características do sensor de corrente [45].

6.6 Sensor de rotação

Um sensor fundamental para a correta implementação do controlo de orientação de campo do rotor da máquina assíncrona é o sensor de velocidade do rotor. O motor utilizado possui um encoder do tipo AB com 64 dentes, o qual permite não só determinar a velocidade através da frequência do sinal obtido em cada um dos pinos do sensor como também permite a verificação do sentido de rotação baseada na comparação dos dois sinais, como é possível verificar na representação da Figura 6.5.

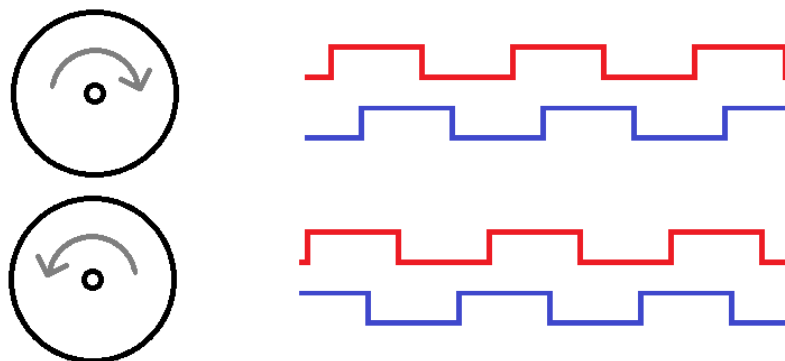


Figura 6.5: Representação gráfica do sinal produzido por um encoder do tipo AB (sinal A a vermelho e sinal B a azul).

De forma a ser possível utilizar o sensor presente no motor, alimentou-se o circuito com uma tensão de 5 V e colocou-se uma resistência *pull-up* de 10 kΩ em cada um dos pinos de saída, obtendo assim o resultado presente na Figura 6.6.

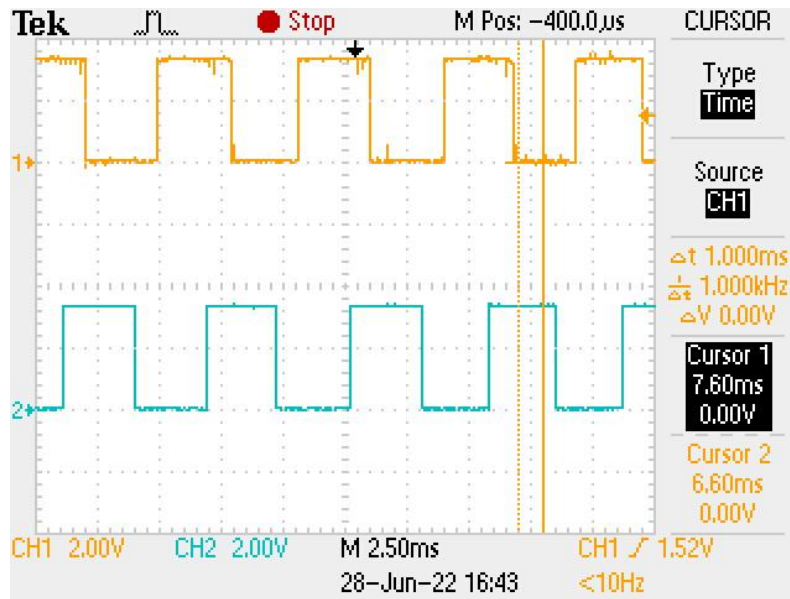


Figura 6.6: Sinal A (laranja) e B (azul) obtido do *encoder* do motor quando este se encontra a rodar no sentido horário.

6.7 Circuito de proteção

De forma a aumentar a segurança dos testes realizados, utilizou-se um circuito de proteção em série com a bateria, capaz de interromper o circuito quando o microcontrolador assim o indicar ou em caso de curto-circuito na ponte trifásica. Assim, utilizou-se um contactor de 400 A em conjunto com um fusível, representados na Figura 6.7. Tendo em consideração que a potência máxima utilizada durante os testes foi de 4 kW e que a bateria utilizada é de 60 V, então optou-se por utilizar um fusível de 50 A, o qual abre o circuito em 10 segundos para uma corrente de 100 A [46].



Figura 6.7: Implementação do circuito de proteção utilizado para cortar a energia da bateria principal.

Na Figura D.1 do Anexo D encontra-se representado o esquema elétrico do carro elétrico, o qual contém o circuito eletrónico do sistema de proteção implementado.

6.8 Bateria

Relativamente à alimentação do carro elétrico, optou-se por utilizar uma bateria de iões de lítio, devido a esta possuir características favoráveis à sua utilização em aplicações automotivas, como a elevada densidade energética e elevada potência. Na Figura 6.8 é possível verificar a bateria utilizada, a qual pertence a um *pack* de 6 baterias de um BMW i8 com uma capacidade de 8,3 kWh [47]. Esta bateria é composta por 16 células de iões de lítio ligadas em série, tendo uma tensão nominal de aproximadamente 59,2 V. Devido a pertencer a um *pack* de 6 baterias com uma capacidade de 8,3 kWh, é possível assumir que a capacidade da bateria utilizada é de aproximadamente 1,4 kWh.

Tendo em consideração que o conjunto de seis baterias foi projetada para alimentar um motor de 100 kW [48], não foi necessário ter em consideração limitações de potência de regeneração e de consumo do motor utilizado, visto que este se trata de um motor de 12 kW, o que é muito inferior à potência máxima que a bateria suporta. Relativamente às tensões de operação e, considerando que uma célula de iões de lítio possui uma tensão que poderá variar entre os 3,2 V e os 4,2 V, optou-se por utilizar a bateria entre os 65 V e os 58 V, o que corresponde a um intervalo entre 20% e 80% do intervalo normal de operação das baterias de iões de lítio.



Figura 6.8. Bateria utilizada para a implementação prática.

6.9 Testes em laboratório

6.9.1 Estimação inicial dos parâmetros

De forma a ser possível implementar o controlo na prática, começou-se por estimar os parâmetros do motor. Para isso, mediu-se a indutância e a resistência entre duas fases do rotor utilizando para isso um multímetro capaz de medir indutâncias bem como uma fonte de tensão DC com limitação de corrente. Tendo em consideração que a indutância do estator L_s é muito próxima de L_m e considerando ainda que o estator do motor se encontra ligado em estrela, considerou-se que a indutância medida através do multímetro é aproximadamente igual a $2L_m$. Da mesma forma, ao medir o valor da resistência através da medição da tensão e corrente, é possível obter uma estimativa do valor de $2R_s$. Os valores obtidos para a indutância L_m e para R_s foram $12 \mu H$ e $2,4 m\Omega$, respetivamente.

De forma a ser possível implementar o controlo por orientação de campo, assumiu-se que L_s , L_r e L_m são aproximadamente iguais e que R_s e R_r são aproximadamente iguais, obtendo assim os valores presentes na Tabela 6.1, necessários para a implementação do controlo por orientação de campo.

Tabela 6.1: Parâmetros obtidos na estimação inicial de parâmetros.

Parâmetro	Valor
L_m	12 μH
L_s	12 μH
L_r	12 μH
R_r	2,4 $m\Omega$
R_s	2,4 $m\Omega$

6.9.2 Implementação do controlo por orientação de campo

Após ter sido calculada uma estimativa dos parâmetros do motor, implementou-se um programa em linguagem C para o microcontrolador *LaunchPad C2000 Delfino F28377S*, da Texas Instruments, onde implementou-se não só as leituras das entradas analógicas e digitais, necessárias para o controlo do motor, como também uma função responsável pelo controlo por orientação de campo do rotor, chamada *RFOC_funcao()*, a qual encontra-se representada pelo fluxograma do Anexo E.

Relativamente à amostragem das grandezas a medir, optou-se por utilizar uma interrupção de timer com uma frequência de 40 kHz para a leitura das ADC, de forma a realizar amostragens das correntes a 40 kHz. Utilizou-se ainda a função da interrupção para ler as entradas digitais e executar a função de controlo *RFOC_funcao()*.

Por fim, implementou-se uma interrupção no pino digital de leitura dos sinais provenientes do *encoder* do motor, de forma a calcular a velocidade e sentido de rotação do motor. Para isso, criou-se uma variável que incrementa o seu valor à velocidade da interrupção de leitura dos ADC e outra variável que incrementa com cada interrupção do *encoder* e criou-se um código que, quando existem 400 interrupções de *encoder*, calcula a velocidade do rotor. Sabendo que cada interrupção do timer de leitura das ADC corresponde a 25 μs , implementou-se a equação (6.13) de forma a obter o valor da velocidade. A utilização deste método de leitura permite reduzir o erro de leitura para velocidades elevadas do rotor, pois ao executar a leitura a cada 400 interrupções do *encoder*, o erro não aumenta com a diminuição do tempo entre interrupções, o que aconteceria caso fosse utilizado um método de leitura baseado apenas no tempo entre cada interrupção do *encoder*.

$$v_{motor} \left(\frac{rad}{s} \right) = \frac{n^{\circ} \text{ interrupções } encoder}{64} \cdot \frac{1}{n^{\circ} \text{ interrupções leitura ADCs} * 0,000025} * 2\pi \quad (6.13)$$

De forma a reduzir o erro de leitura, implementou-se juntamente com o cálculo da velocidade um algoritmo que armazena 16 valores da velocidade lida e realiza a média da

velocidade. O código implementado para o microcontrolador *LaunchPad C2000 Delfino F28377S* encontra-se apresentado no Anexo F

6.9.3 Estimação dos parâmetros

Tendo em conta que os parâmetros utilizados para a implementação inicial do controlo do motor foram estimados utilizando um multímetro, verificou-se que o controlo não funcionava corretamente devido a erros de estimação e, desse modo, decidiu-se estimar novamente os parâmetros utilizando o controlo de corrente sem orientação de campo. Para isso, realizou-se ensaios em vazio e com o rotor bloqueado.

Devido ao facto de inicialmente o suporte de um dos lados do rotor ser feito através do diferencial adquirido juntamente com o motor para os testes iniciais, não foi possível realizar testes em vazio na forma tradicional devido ao aumento do coeficiente de atrito e da inércia do rotor por parte do diferencial, o que provoca um aumento na frequência de escorregamento ω_{slip} . Assim, criou-se um código que acelera o motor até 3000 RPM utilizando uma frequência ω_s fixa e, após isso, gerar uma frequência ω_s igual a ω_{me} , o que faz com que o rotor gire à velocidade síncrona à medida que vai desacelerando. Para isso, utilizou-se os parâmetros estimados inicialmente juntamente com o controlador de corrente.

A fim de obter os valores dos parâmetros do motor, utilizou-se um analisador de potência, de onde retirou-se os valores de corrente, tensão e ângulo de defasamento entre tensão e corrente. Os resultados obtidos através dos ensaios em vazio e com o rotor bloqueado encontram-se presentes na Tabela 6.2, onde L_{ls} e L_{lr} correspondem às indutâncias de fuga do rotor e do estator respetivamente.

Tabela 6.2: Parâmetros estimados do motor, em testes em vazio e com o rotor bloqueado.

Parâmetro	Valor
R_s	2,4 mΩ
Ll_s	7,6 μH
Ll_r	7,6 μH
L_m	275 μH
R_r	5,7 mΩ

Após a obtenção dos parâmetros do motor, procedeu-se com ajustes no código do microcontrolador, de forma a ser possível realizar o controlo do motor.

6.9.4 Sistema de telemetria

De forma a ser possível verificar o correto funcionamento do controlo do motor, implementou-se um sistema de telemetria, representado na Figura 6.9, para analisar as variáveis de controlo mais importantes, sendo elas a velocidade angular do motor, correntes i_d e i_q , binário e fluxo. Para isso, utilizou-se dois microcontroladores Arduino, sendo eles um Arduino pro mini e outro um Arduino nano. Juntamente com os Arduinos, utilizou-se módulos HC-12 [49], que consistem em módulos de comunicação sem fio que funcionam com o protocolo UART, de forma a emular uma comunicação por fios, não sendo necessário criar tramas.

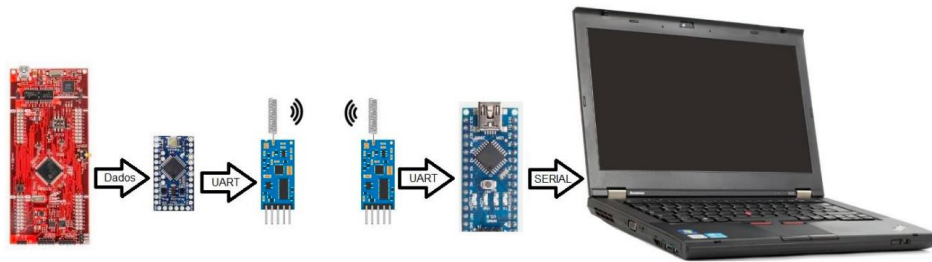


Figura 6.9: Representação do sistema de telemetria utilizado.

Os dados do microcontrolador *LaunchPad C2000 Delfino F28377S* são enviados para o Arduino pro mini e, para isso, desenvolveu-se um código que converte as variáveis a serem lidas em binário e envia os dados para o Arduino através de um pino de *data* e outro de *clock*, impostos pelo microcontrolador C2000 a pedido do Arduino. Tendo em consideração que a comutação de correntes elevadas provoca muito ruído (devido à radiação eletromagnética), implementou-se ainda um código que realiza uma verificação de erros, permitindo verificar que o valor recebido pelo Arduino se encontra correto e não possui erros.

Para a conversão das variáveis em binário, criou-se a função `converteIntString()` que recebe uma variável do tipo inteiro e converte para um vetor binário contendo 10 bits de informação e um bit de sinal, podendo dessa forma representar variáveis de valores entre -1023 até 1023. Esta função permite ainda calcular o *checksum* da palavra binária de modo a poder ser utilizada para deteção de erros. No Anexo G encontra-se representado o fluxograma da função `converteIntString()`.

De forma a ser possível enviar os dados à medida que o Arduino nano processa os mesmos, desenvolveu-se um código que deteta quando o Arduino nano encontra-se disponível para receber dados e envia os valores em binário das variáveis a serem lidas, sendo enviada uma variável de cada vez. O pino *data* é então atualizado com o *bit* correspondente sempre que o pino *clock* transita de “*low*” para “*high*”. Relativamente ao pino *clock*, é alterado o estado sempre que a interrupção de leitura das ADCs é executada, fazendo com que seja produzido um sinal com uma frequência de 20 kHz, indicando desse modo uma taxa de transmissão de 20 kbit/s. No Anexo H encontra-se representado o fluxograma do código desenvolvido para enviar os dados.

Feito isso, implementou-se um código para o Arduino pro mini, que recebe os dados enviados pelo microcontrolador C2000 e envia através do módulo HC-12 para o Arduino nano. Por fim, realizou-se um código para o Arduino nano, que recebe os dados enviados através do módulo HC-12 e envia através da porta série para o computador. Os códigos elaborados para o Arduino pro mini e para o Arduino nano encontram-se no Anexo I e no Anexo J, respetivamente.

6.9.5 Resultados

Após ter sido implementado o código dos vários microcontroladores utilizados, assim como realizadas as conexões necessárias, procedeu-se com os ajustes dos controladores, começando pelos controladores de corrente i_d e i_q , seguido dos controladores de binário e fluxo e, por fim, do controlador de velocidade.

6.9.5.1 Controlo de velocidade em vazio

A fim de verificar o funcionamento do controlo do motor, utilizou-se uma velocidade de referência de 105 rad/s para o motor, o que se traduz numa velocidade de aproximadamente 1000 RPM, semelhante à utilizada nas simulações. Na Figura 6.10 encontra-se representado o resultado da velocidade angular da máquina obtido quando é aplicado o controlo de velocidade em vazio.

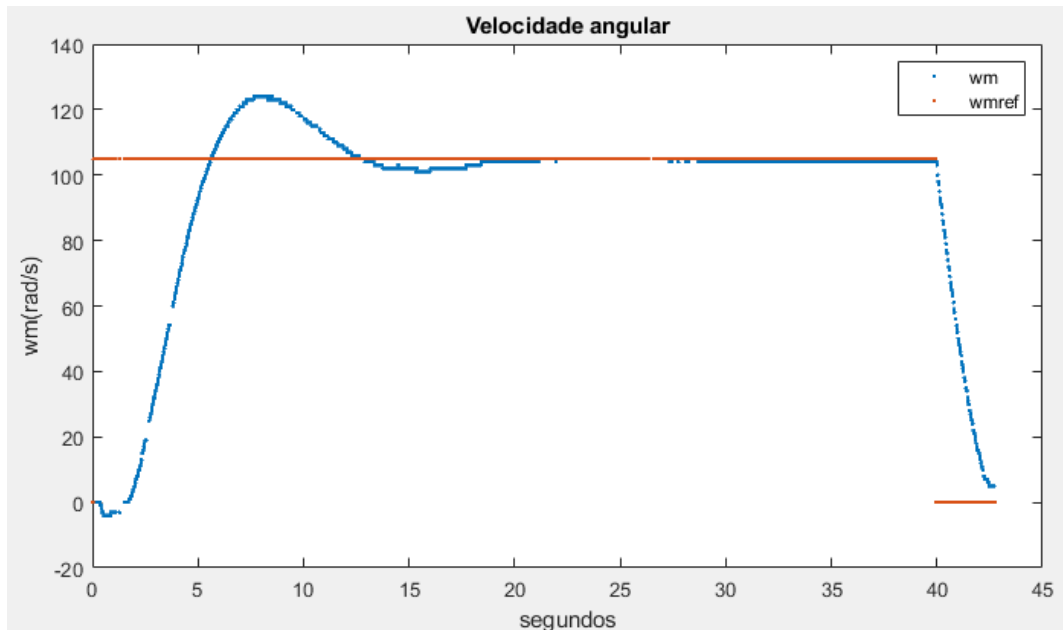


Figura 6.10: Resultado obtido da velocidade angular do motor (azul) e velocidade angular de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.

Ao analisar o resultado obtido foi possível verificar que a velocidade do motor acompanha a velocidade de referência corretamente, tendo uma pequena sobrelevação de 24 rad/s (aproximadamente 23%), a qual se deve à rapidez do controlador. É ainda possível verificar que o controlador possui uma frequência natural de 0,0625 Hz. Comparando o resultado com o obtido na simulação, presente na Figura 5.16, verificou-se que, apesar de na prática o controlo ser ligeiramente mais lento, o resultado obtido é semelhante, comprovando assim o correto funcionamento do controlador de velocidade com valores dentro do esperado.

Passando agora para a análise dos controladores das correntes i_d e i_q , e tendo em consideração os resultados obtidos presentes na Figura 6.11 e Figura 6.12, foi possível verificar que as correntes i_d e i_q acompanham a referência em termos médios com valores dentro do esperado, comprovando assim o correto funcionamento dos controladores de correntes. Verificou-se ainda uma elevada variação dos valores das correntes, o que, como referido no capítulo anterior, deve-se não só à frequência de amostragem como também ao ambiente de elevado ruído eletromagnético presente próximo da placa de controlo e dos sensores de corrente.

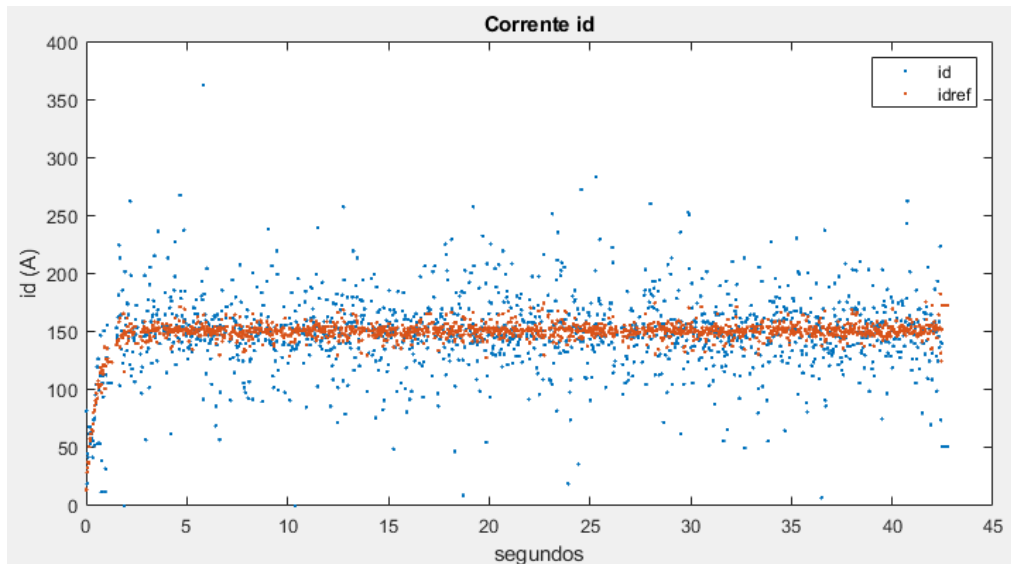


Figura 6.11: Resultado obtido da corrente direta (azul) e direta de referência (laranja) para controle de velocidade em vazio.

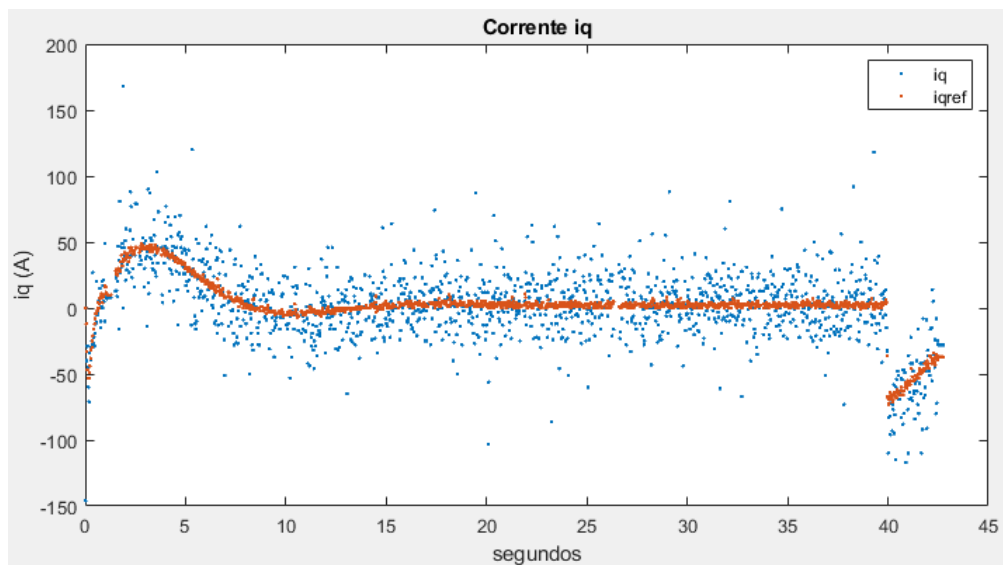


Figura 6.12: Resultado obtido da corrente em quadratura (azul) e em quadratura de referência (laranja) para controle de velocidade em vazio.

Procedeu-se com a análise do binário e do fluxo, os quais encontram-se representados na Figura 6.13 e Figura 6.14, respetivamente. Ao analisar os resultados obtidos, verificou-se que, tanto o controlador do binário como o controlador do fluxo encontram-se a funcionar corretamente, pois ambos acompanham as referências com valores que oscilam em torno da referência.

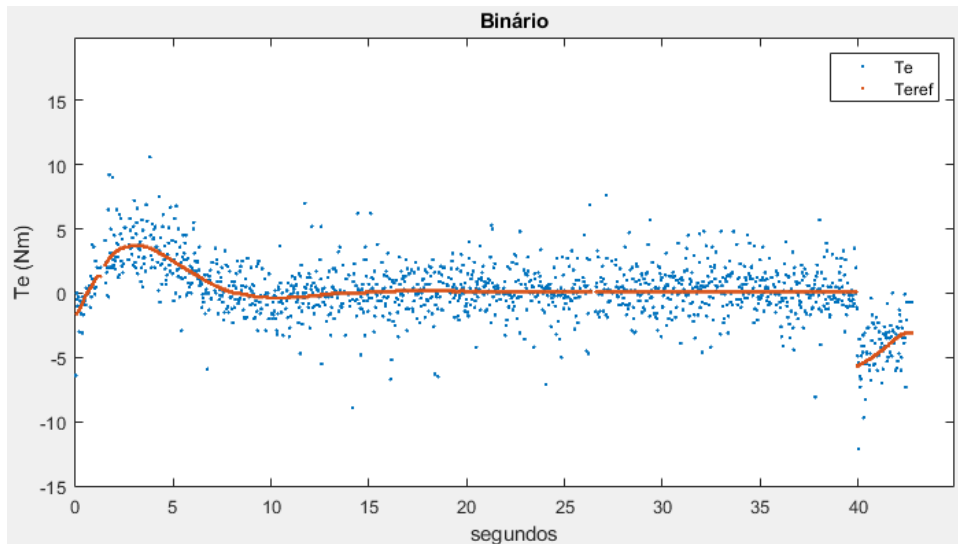


Figura 6.13: Resultado obtido do binário (azul) e do binário de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.

Ao analisar o resultado do binário foi possível verificar que, quando a velocidade de referência passa a ser zero, o controlador de velocidade aplica um binário de referência inferior a zero, o que faz com que o motor opere como gerador e forneça energia para a bateria. Assim, ao analisar o resultado obtido para o binário, verificou-se que o motor consegue fazer regeneração de energia, operando assim como travão. Verificou-se também uma oscilação do valor do binário e do fluxo, a qual se deve às oscilações presentes nas correntes que, como referido anteriormente, devem-se à frequência de amostragem utilizada bem como ao ambiente com elevado ruído.

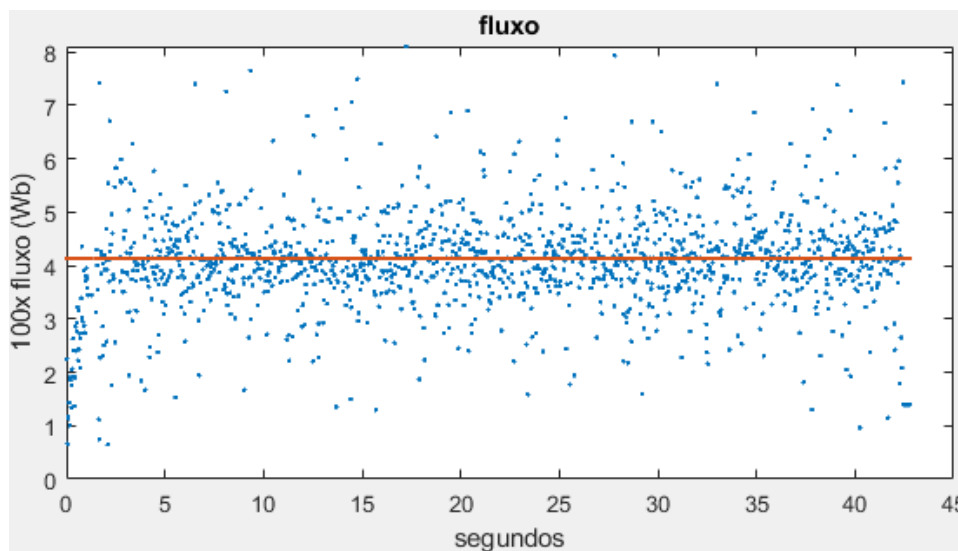


Figura 6.14: Resultado obtido do fluxo (azul) e do fluxo de referência (laranja) para controlo de velocidade em vazio.

6.9.5.2 Controlo de velocidade com carga

Através da utilização do travão do carro, aplicou-se uma carga ao motor, de forma a verificar o comportamento dos controladores quando o motor se encontra em carga. Assim, ao utilizar novamente uma velocidade de referência de 105 rad/s, foi obtido o resultado da velocidade do motor presente na Figura 6.15. Ao analisar o resultado obtido foi possível verificar que, à semelhança do que aconteceu com o teste em vazio, a

velocidade do motor acompanha a velocidade de referência corretamente, tendo mais uma vez uma pequena sobrelevação de 20 rad/s (aproximadamente 19%) com uma frequência natural de 0,0625 Hz.

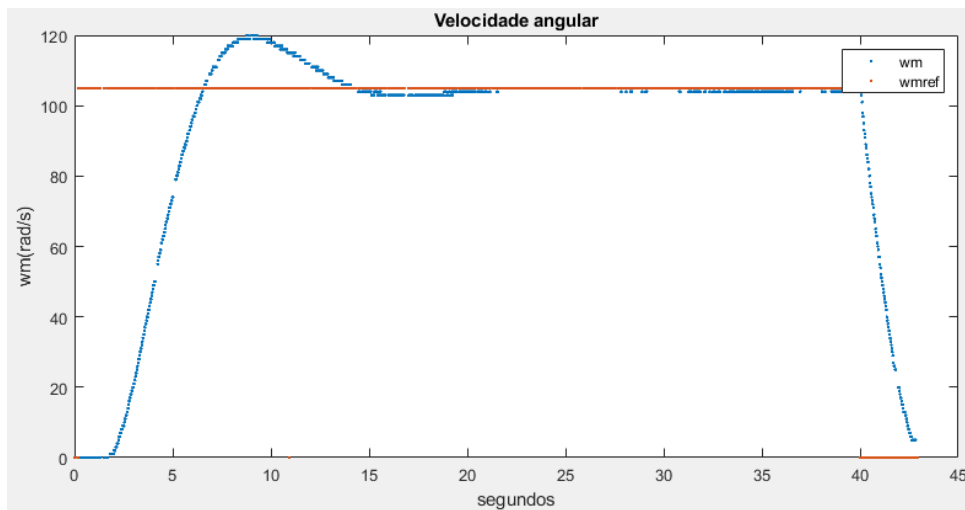


Figura 6.15: Resultado obtido da velocidade angular do motor (azul) e velocidade angular de referência (laranja) para controlo de velocidade em carga.

Comparando o resultado com o anterior, presente na Figura 6.10, verificou-se que a sobrelevação é ligeiramente menor, o que se deve ao facto de que, devido à carga, o motor não consegue acelerar tão rapidamente.

Passando agora para a análise dos resultados das correntes, os quais encontram-se apresentados na Figura 6.16 e Figura 6.17, é possível verificar que, mais uma vez e, à semelhança dos resultados obtidos para o controlo de velocidade em vazio, foi possível verificar que, tanto a corrente i_d como a corrente i_q , acompanham a referência com valores médios em torno da mesma, o que comprova o correto funcionamento dos controladores de corrente. Verificou-se ainda uma elevada variação dos valores das correntes.

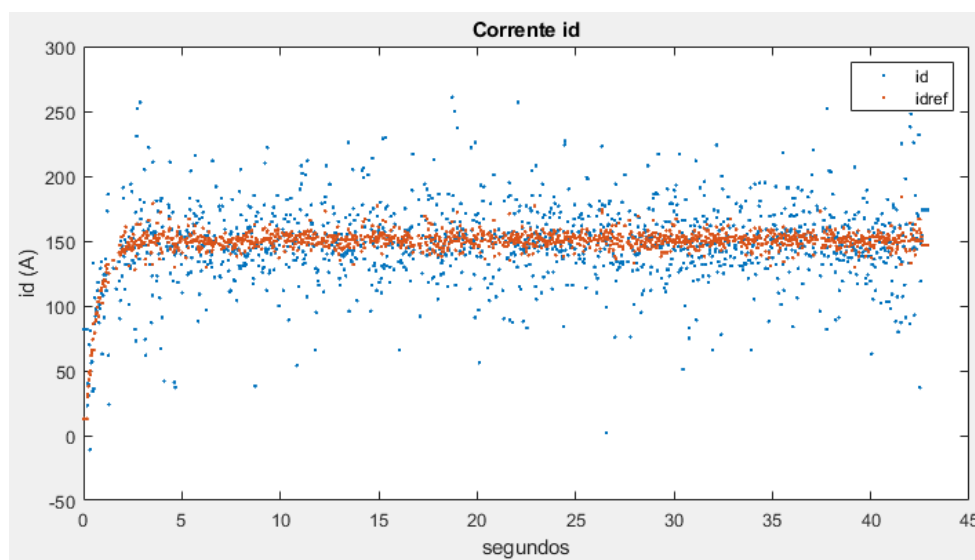


Figura 6.16: Resultado obtido da corrente direta (azul) e corrente direta de referência (laranja) para controlo de velocidade em carga.

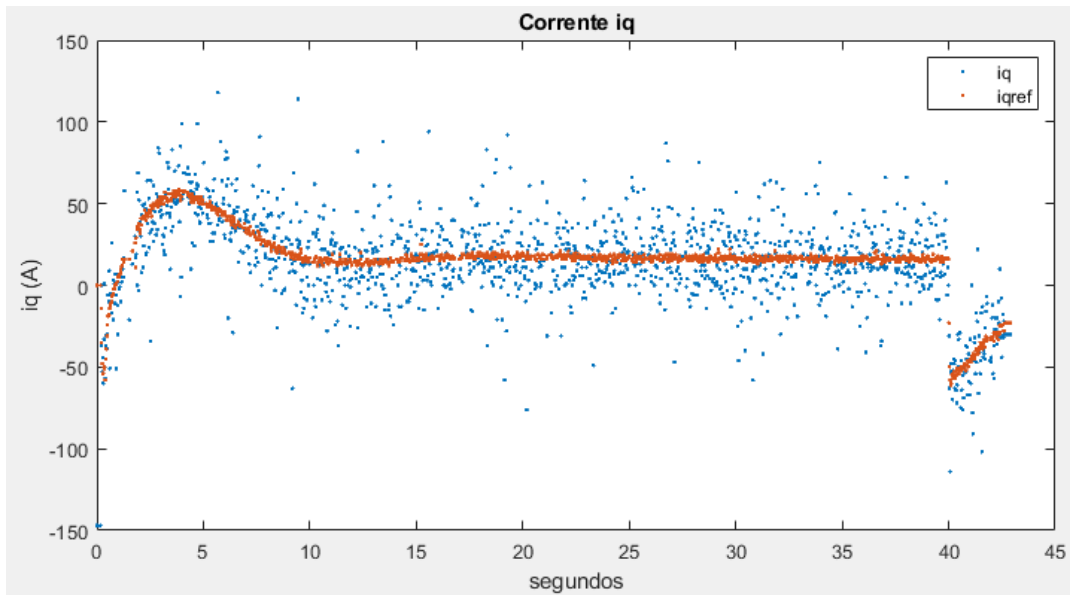


Figura 6.17: Resultado obtido da corrente em quadratura do motor (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) para controle de velocidade em carga.

Passando para a análise dos resultados do binário e fluxo, presentes na Figura 6.18 e Figura 6.19 e, começando pelo binário, foi possível verificar que este acompanha a referência com valores médios em torno da mesma, o que mais uma vez comprova o correto funcionamento do controlador. Comparando o resultado obtido quando o motor se encontra em carga com o resultado obtido em vazio, foi possível verificar que, quando o motor se encontra em carga e, após a velocidade se estabilizar, o binário de referência é superior àquele obtido com o motor em vazio, o que se deve à carga aplicada ao motor. Esta observação permite concluir que o controle de velocidade se encontra a funcionar corretamente, assim como o controlador de binário. Verificou-se também uma variação do valor do binário e do fluxo, a qual se deve às variações presentes nas correntes que, como referidas anteriormente, devem-se à frequência de amostragem utilizada bem como ao ambiente com elevado ruído.

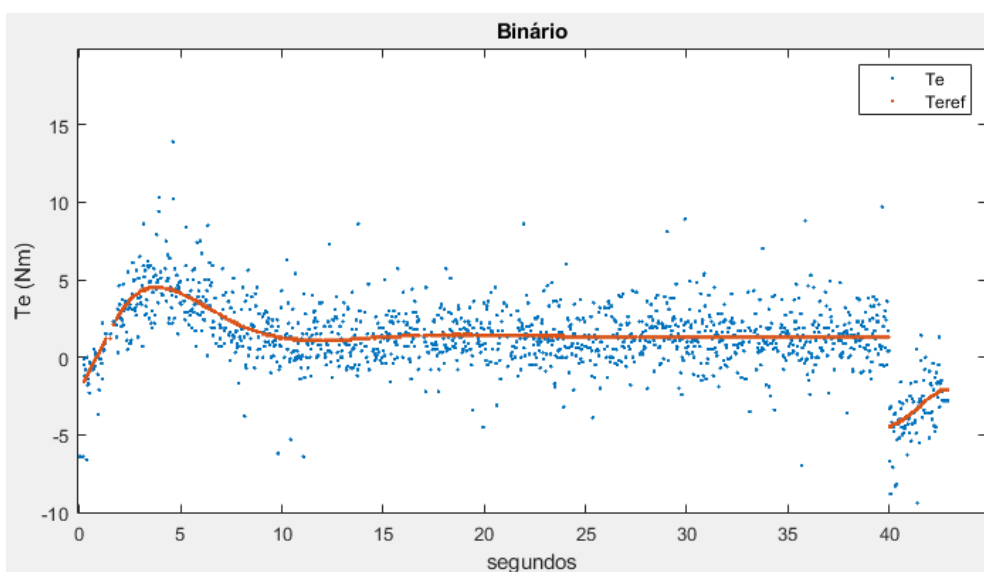


Figura 6.18: Resultado obtido do binário do motor (azul) e binário de referência (laranja) para controle de velocidade em carga.

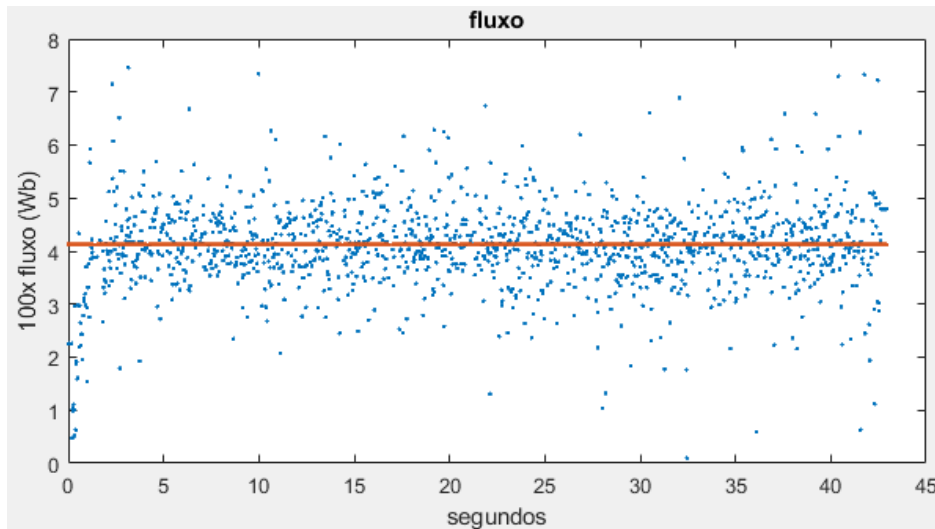


Figura 6.19: Resultado obtido do fluxo do motor (azul) e fluxo de referência (laranja) para controle de velocidade em carga.

Por fim, e ainda relativamente ao controlador do binário, verificou-se novamente que, quando a velocidade de referência é colocada em zero, o motor produz um binário negativo, o que se traduz na regeneração de energia elétrica através da utilização do motor como travão. Relativamente ao fluxo e, à semelhança do que foi observado anteriormente, este acompanha o valor de referência, o que comprova novamente o correto funcionamento do controlo.

6.10 Testes práticos do carro elétrico

Após ter sido verificado o funcionamento do controlo do motor em laboratório através da obtenção de valores dentro do esperado, passou-se para os testes práticos. Tendo em consideração que o controlo de velocidade foi implementado de forma a substituir o condutor na simulação e nos testes em ambiente de laboratório, não foram realizados testes práticos com o controlo de velocidade. Dessa forma, os testes práticos realizados tiveram como objetivo apenas testar o controlo das correntes, do fluxo e do binário do motor, pois na prática o motorista do veículo realiza o controlo de velocidade através do acelerador.

De forma a verificar o funcionamento do controlo na prática, removeu-se o controlo de velocidade do código utilizado no microcontrolador e mapeia-se a posição do acelerador lida pelo ADC do microcontrolador para o binário de referência. Implementou-se ainda um código que, ao deixar de acelerar, sobrescrever o binário de referência com um binário de valor máximo e de sinal contrário ao movimento do motor, de forma a fazer com que o motor funcione como gerador e trave o carro.

6.10.1 Aceleração e regeneração

Para testar o funcionamento do controlo na prática, começou-se então por aplicar acelerador a 100% até que o motor atinja uma velocidade próxima de 1000 RPM e, de seguida, colocar o acelerador a 0% de forma a analisar o comportamento do controlo durante a aceleração e regeneração. Na Figura 6.20 encontra-se apresentado o resultado obtido para a velocidade do motor (azul) bem como a percentagem de acelerador fornecida (laranja).

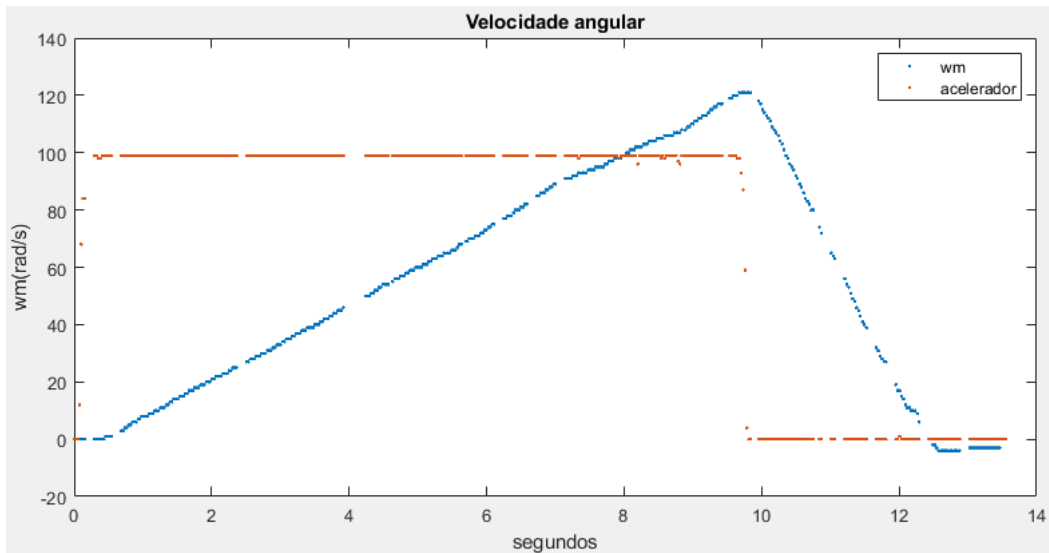


Figura 6.20: Resultado obtido da velocidade do motor (azul) e posição do acelerador (laranja) para teste prático de aceleração.

Ao analisar o resultado obtido foi possível verificar que o carro apresenta uma aceleração constante, o que se traduz num binário constante (devido ao facto de que, para as velocidades atingidas, a resistência do ar e de rolagem é desprezável). Verificou-se ainda que o motor funciona como gerador, sendo capaz de travar o carro.

Passando agora para a análise dos resultados das correntes i_d e i_q , presentes na Figura 6.21 e Figura 6.22, respetivamente, é possível verificar que, à semelhança do que aconteceu com os testes no laboratório, tanto a corrente direta como a corrente em quadratura acompanham a referência, comprovando novamente o correto funcionamento do controlo das correntes do estator da máquina com valores dentro do esperado.

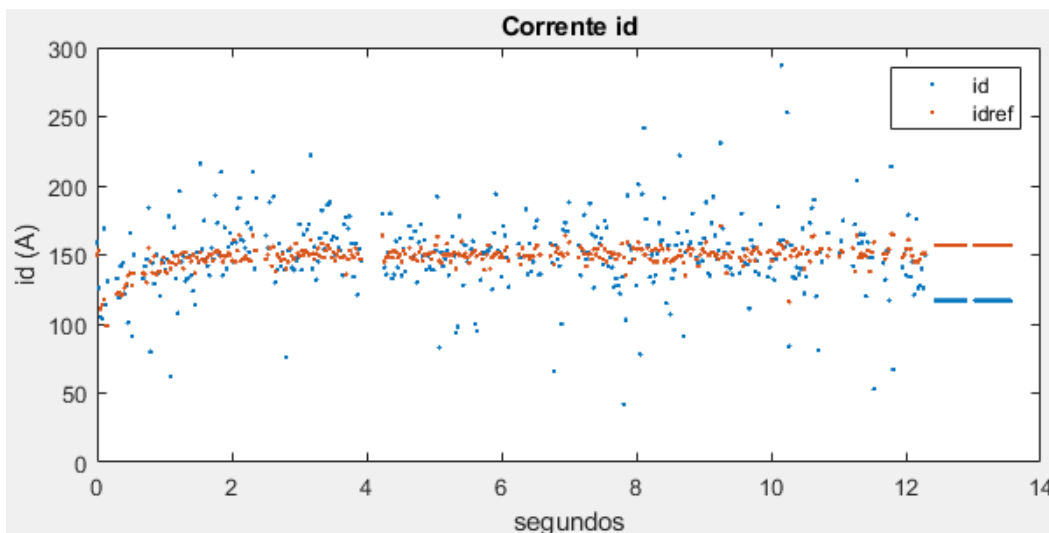


Figura 6.21: Resultado obtido da corrente direta do motor (azul) e corrente direta de referência (laranja) para teste prático de aceleração.

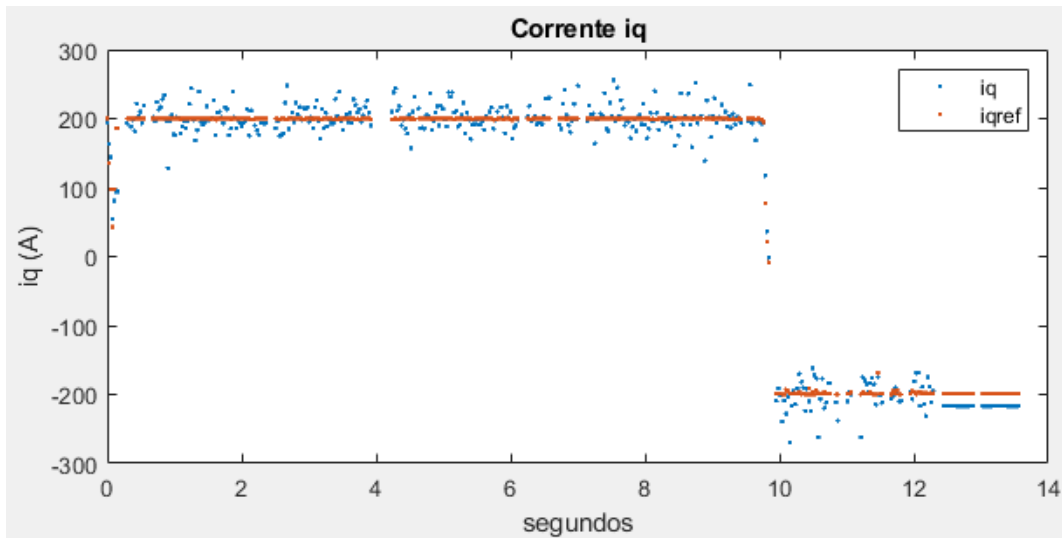


Figura 6.22: Resultado obtido da corrente em quadratura do motor (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) para teste prático de aceleração.

Analisou-se o resultado do binário e fluxo obtidos nos testes práticos de aceleração, os quais encontram-se presentes na Figura 6.23 e Figura 6.24, respectivamente. Começando pelo binário, foi possível verificar que este tende a acompanhar a referência, tendo um erro estacionário associado que diminui ao longo do tempo. Verificou-se também que, aos 10 segundos, o motor comporta-se como um travão, pois o binário gerado é negativo, possibilitando assim o carregamento da bateria.

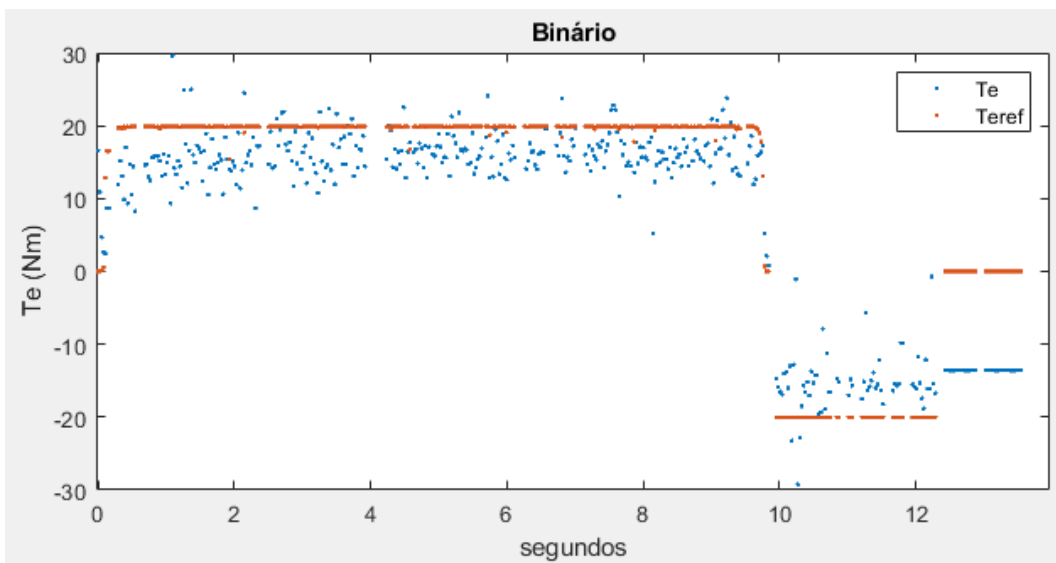


Figura 6.23: Resultado obtido do binário do motor (azul) e binário de referência (laranja) para teste prático de aceleração.

Relativamente ao fluxo, verificou-se que este acompanha a referência com valores dentro do esperado, mostrando novamente o correto funcionamento do controlador.

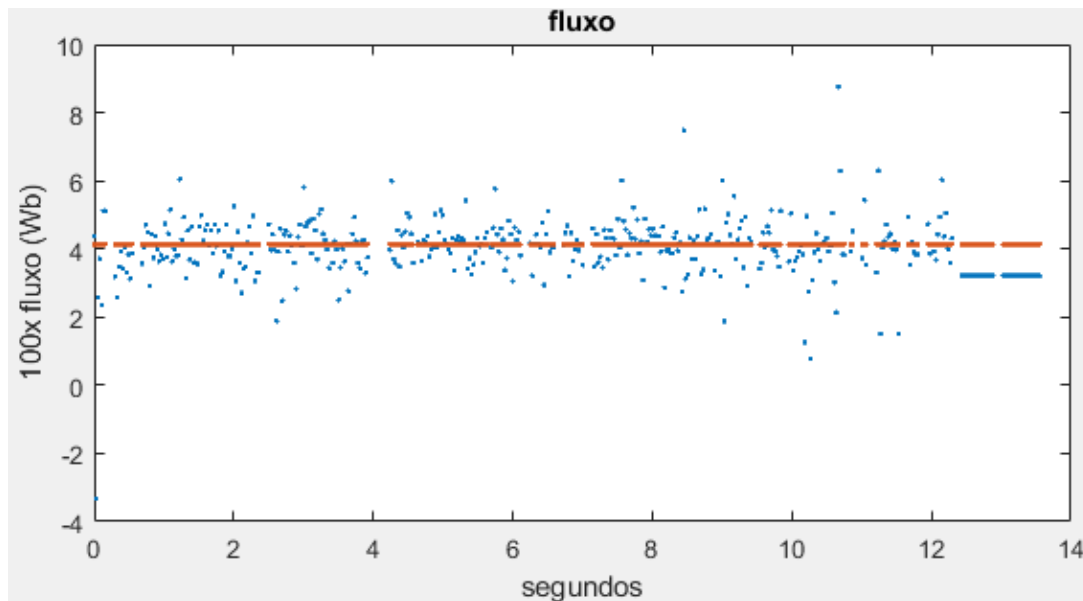


Figura 6.24: Resultado obtido do fluxo do motor (azul) e fluxo de referência (laranja) para teste prático de aceleração.

6.10.2 Teste com velocidade constante

Por fim, o piloto do carro conduziu normalmente em torno de uma velocidade fixa, de modo a simular o controlo de velocidade. Na Figura 6.25 encontra-se apresentado o resultado obtido para a velocidade do motor para uma condução normal com velocidade aproximadamente constante.

Analisando o resultado obtido, relativamente à velocidade, foi possível verificar que, apesar das oscilações de velocidade devido à ausência de velocímetro no carro, a velocidade do motor mantém-se em torno de 70 rad/s em média.

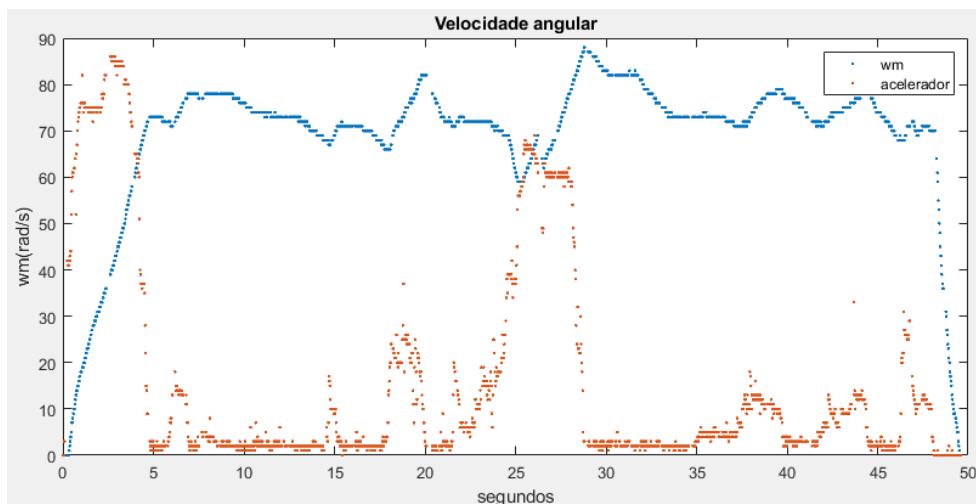


Figura 6.25: Resultado obtido da velocidade do motor (azul) e posição do acelerador (laranja) para teste prático de condução com velocidade aproximadamente constante.

Ao analisar as variações de velocidade em paralelo com a posição do acelerador, foi possível verificar que, independentemente da velocidade em que o motor se encontra, este é capaz de acelerar quando o acelerador é pressionado, como se verifica ao segundo 25.

Por fim, analisou-se os resultados obtidos para as correntes i_d e i_q , presentes na Figura 6.26 e Figura 6.27, respectivamente. À semelhança do obtido nos testes anteriores, foi possível verificar que, tanto a corrente i_d quanto a corrente i_q tendem a acompanhar a referência, o que mais uma vez se traduz num bom funcionamento dos controladores de corrente.

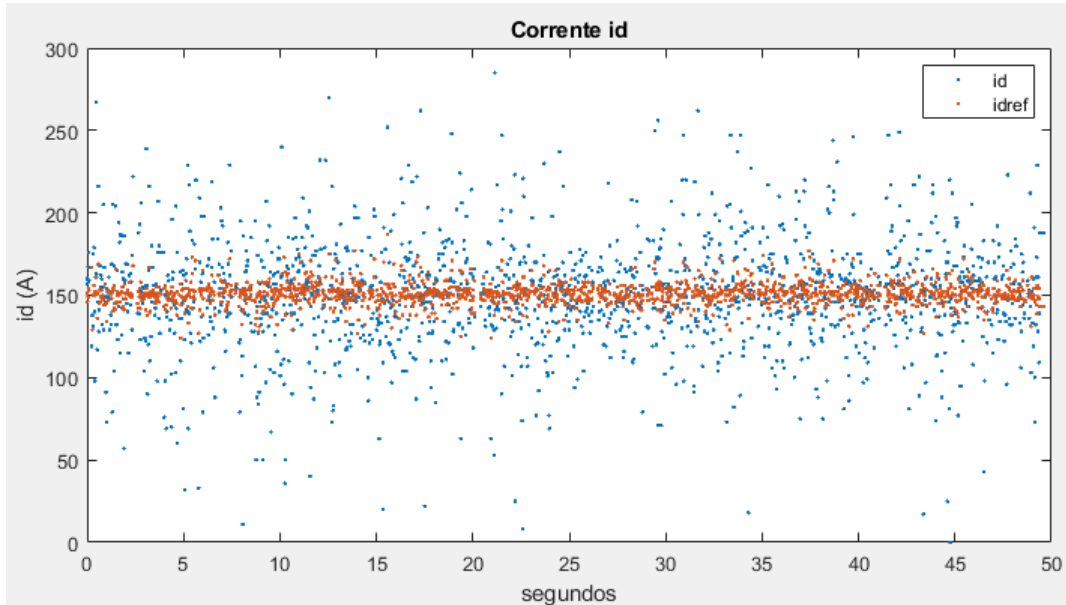


Figura 6.26: Resultado obtido da corrente direta do motor (azul) e corrente direta de referência (laranja) para teste prático de condução normal.

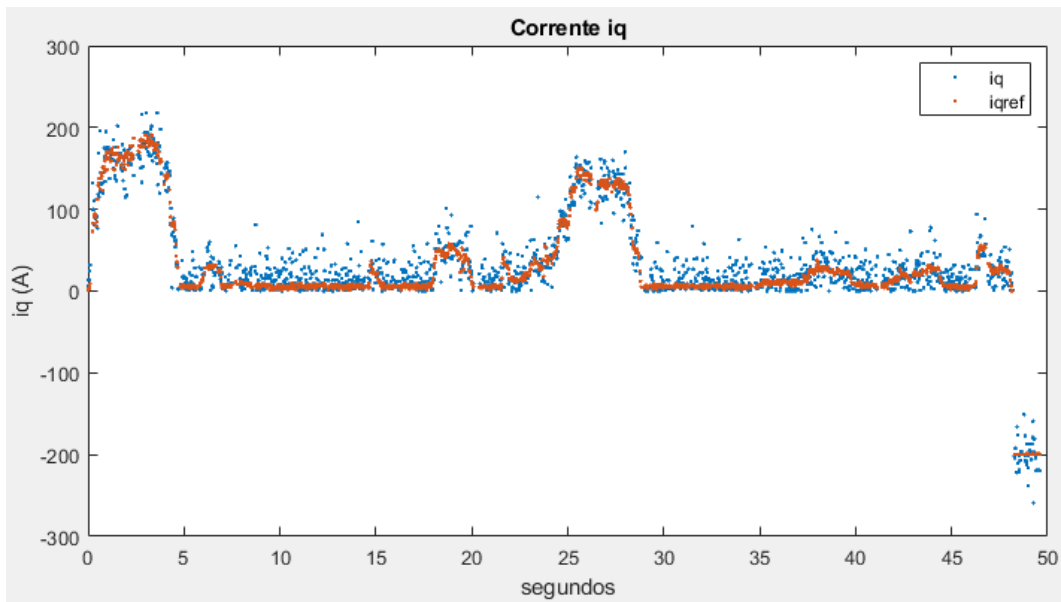


Figura 6.27: Resultado obtido da corrente em quadratura do motor (azul) e corrente em quadratura de referência (laranja) para teste prático de condução normal.

Por fim, analisou-se os resultados obtidos para o binário e fluxo do motor, os quais encontram-se representados na Figura 6.28 e Figura 6.29, respectivamente. Ao analisar os resultados obtidos, verificou-se que tanto o binário quanto o fluxo acompanham a referência, sendo que o binário apresenta um erro estacionário em algumas situações, como por exemplo entre o segundo 5 e segundo 15. Foi então possível concluir que, com

base nos resultados obtidos e, à semelhança dos resultados apresentados anteriormente, os controladores de binário e fluxo encontram-se a funcionar adequadamente.

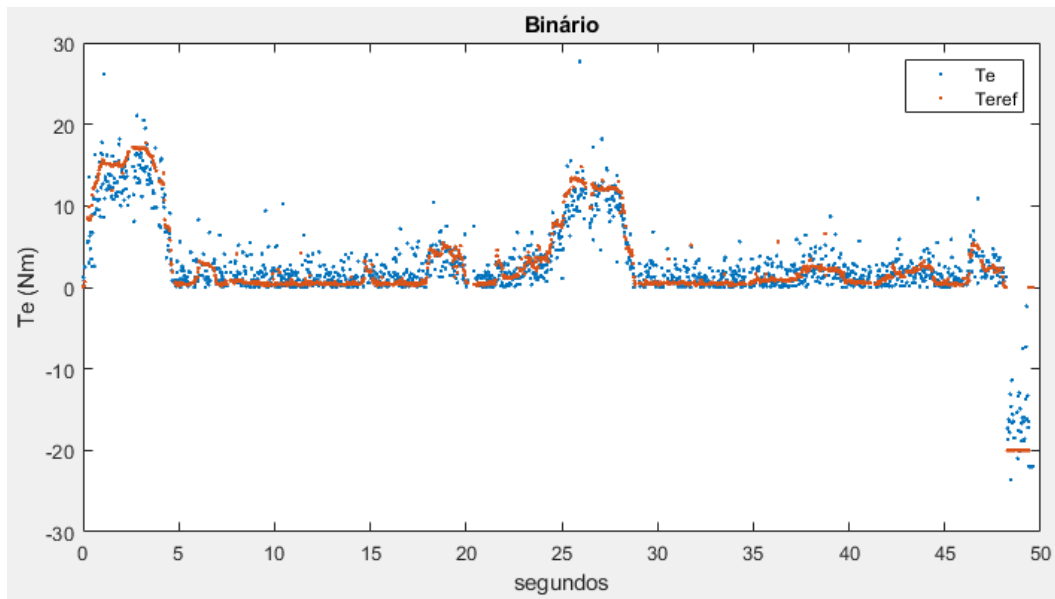


Figura 6.28: Resultado obtido do binário do motor (azul) e binário de referência (laranja) para teste prático de condução normal.

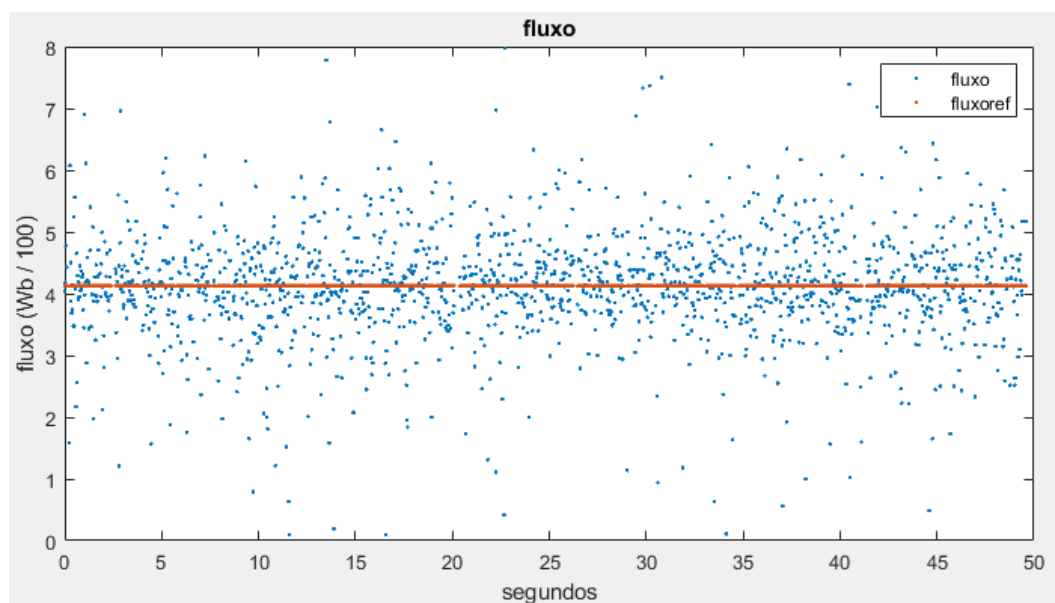


Figura 6.29: Resultado obtido do fluxo do motor (azul) e fluxo de referência (laranja) para teste prático de condução normal.

6.11 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais componentes utilizados na implementação do projeto. Apresentou-se ainda o procedimento utilizado para a estimação dos parâmetros da máquina assíncrona bem como a escrita da programação para o microcontrolador. Por fim, apresentou-se os resultados obtidos durante os testes laboratoriais e também os resultados obtidos durante os testes práticos do carro em andamento.

Começou-se por apresentar os cálculos efetuados para converter os controladores e estimadores para o domínio discreto, permitindo assim com que fosse possível a sua implementação num microcontrolador.

Relativamente aos componentes utilizados, realizou-se uma breve descrição dos mesmos, sendo eles a máquina assíncrona, o conversor trifásico bidirecional, o microcontrolador, os sensores de corrente, o sensor de rotação e ainda o circuito de corte de energia da bateria. Relativamente à estimação dos parâmetros, dividiu-se a sua estimação em duas fases, tendo a primeira fase o objetivo de fornecer uma estimativa mais abstrata dos parâmetros da máquina, de forma a permitir a implementação do controlo de corrente e, a segunda fase o objetivo de utilizar o controlo de corrente para obter uma melhor estimativa dos parâmetros da máquina.

Quanto aos resultados obtidos durante os testes, apresentou-se uma análise de resultados, a qual permitiu verificar o correto funcionamento dos vários controladores implementados. Estes resultados permitiram também verificar o correto funcionamento do controlo por orientação de campo do rotor, o qual permite controlar a velocidade do motor através do controlo do binário.

Por fim, apresentou-se os resultados obtidos durante os testes práticos, os quais permitiram não só confirmar os resultados obtidos em laboratório, como também verificar que o controlo funciona para uma condução normal.

Capítulo 7 - Conclusões

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões retiradas após a realização deste projeto referentes à revisão da bibliografia, modelos utilizados, projeto de controladores, resultados de simulação, resultados laboratoriais e, por fim, resultados práticos. Serão ainda sugeridas algumas propostas de trabalhos futuros relacionadas com este projeto.

7.1 Conclusões gerais

Começando pela revisão da bibliografia e, começando pelos tipos de veículos elétricos, verificou-se que existem várias tecnologias de veículos elétricos atualmente no mercado, sendo eles os veículos elétricos operando com bateria, que utilizam apenas um motor elétrico para propulsionar o carro utilizando energia armazenada em baterias, os veículos elétricos híbridos e híbridos *plug-in*, em que utilizam um motor a combustão interna em conjunto com um motor elétrico e, por fim, os veículos a célula de combustível que, à semelhança dos veículos elétricos operando com bateria, possuem um motor elétrico para propulsionar o carro mas, em vez de ser alimentado por uma bateria é alimentado através de energia elétrica produzida numa célula de combustível.

Foram apresentadas também as máquinas elétricas que podem ser utilizadas como motores elétricos nos carros elétricos, sendo elas a máquina síncrona, máquina assíncrona e máquina DC. Foi visto que a máquina síncrona possui a característica de o rotor rodar a uma velocidade síncrona em relação à rotação dos campos magnéticos gerados pela corrente alternada do estator, o que já não acontece com a máquina assíncrona, que apresenta uma frequência de escorregamento a qual traduz a diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade de rotação do rotor. Por fim, foi visto que a máquina DC opera com uma tensão e corrente DC, uma característica que possibilita um controle mais simples.

Para além do referido anteriormente e, tendo sido selecionada a máquina assíncrona para a implementação deste projeto, apresentou-se ainda vários métodos de controle da mesma, nomeadamente a adição de resistências, a alteração do número de polos, o controle da frequência do estator, o controle por tensão de linha, o controle por frequência de escorregamento e ainda o controle por orientação de campo. Relativamente ao controle por orientação de campo, verificou-se a existência de três tipos, sendo eles o controle por orientação de campo do rotor, o controle por orientação de campo do estator e, por fim, o controle por orientação de campo do entreferro.

Apresentou-se algumas das principais tecnologias de baterias utilizadas em veículos elétricos, onde foi possível estabelecer uma comparação entre elas, sendo possível verificar que, no que toca à indústria de veículos elétricos, as baterias de íões de lítio apresentam mais vantagens quando comparadas com as restantes tecnologias apresentadas. Apresentou-se ainda alguns tipos de conversores, sendo os mais importantes para este projeto os conversores DC-AC, os quais permitem gerar uma corrente sinusoidal alternada a partir de uma fonte de tensão DC.

Após a revisão da bibliografia, procedeu-se com a apresentação dos modelos utilizados para a implementação deste projeto, nomeadamente o modelo da máquina

assíncrona em conjunto com a transformada $dq0$, o modelo do conversor trifásico bidirecional, o modelo da bateria e ainda o modelo do carro.

Começando pelo modelo da máquina assíncrona, verificou-se as equações matemáticas que descrevem a máquina assíncrona, as quais, após a aplicação da transformada $dq0$, permitem aplicar o controlo por orientação de campo do rotor, possibilitando o controlo do binário e, conseqüentemente, da velocidade de rotação da máquina.

Relativamente ao modelo do conversor trifásico bidirecional, foi possível obter as equações que descrevem as tensões em coordenadas $dq0$ em função do fator de ciclo γ_d e γ_q e da tensão da bateria, permitindo assim gerar uma tensão sinusoidal trifásica em coordenadas $dq0$ a partir da bateria.

Quanto ao modelo da bateria, foram apresentados alguns modelos, tendo sido optado pelo modelo mais simples devido ao facto de que a variação na tensão da bateria não influenciaria significativamente o controlo da máquina assíncrona.

Por fim, apresentou-se o modelo do carro utilizado em simulação, o qual teve em consideração principalmente a influência da inclinação da estrada e da gravidade no seu desempenho.

Passando ao projeto dos controladores, apresentou-se o procedimento adotado para a projeção dos vários controladores utilizados para este projeto, nomeadamente o controlador das correntes i_d e i_q , o controlador do binário, o controlador do fluxo e, por fim, o controlador da velocidade. Apresentou-se ainda os estimadores de fluxo e binário bem como o estimador do ângulo da transformada $dq0$, os quais em conjunto com os controladores, permitem implementar o controlo por orientação de campo do rotor na máquina assíncrona utilizada.

Relativamente aos resultados obtidos da simulação, começou-se por apresentar o procedimento utilizado para simular o comportamento do motor e, conseqüentemente, o comportamento do carro, sendo também apresentados os resultados obtidos durante as simulações. Os resultados obtidos permitiram verificar o correto funcionamento do controlo por orientação de campo do rotor não só quando o carro se encontra em plano como também quando sobe ou desce uma inclinação, sendo também possível verificar que o motor é capaz de travar o carro através da regeneração de energia que, por sua vez, carrega a bateria.

Nos resultados de simulação, apresentou-se o procedimento adotado para converter os conversores do domínio contínuo para o domínio discreto, possibilitando assim a sua implementação num microcontrolador.

Relativamente aos resultados experimentais, apresentou-se os principais materiais utilizados para a implementação deste projeto, nomeadamente a máquina assíncrona, microcontrolador, sensores de corrente, sensor de rotação e ainda componentes do circuito de proteção. Descreveu-se também o procedimento adotado para a estimação dos parâmetros da máquina assíncrona utilizada, tendo sido estimado inicialmente através de um multímetro, o qual permitiu implementar o controlo de

corrente e, após implementado o controlo de corrente, estimar novamente os parâmetros através da utilização do controlo de corrente para conseguir realizar testes em vazio e com o rotor bloqueado.

Apresentou-se também os resultados obtidos em testes laboratoriais, onde foi possível verificar o correto funcionamento do controlo do motor, tendo sido obtidos resultados similares aos obtidos durante as simulações.

Por fim, apresentou-se os resultados obtidos durante os testes práticos, com o carro em andamento, os quais permitiram não só verificar o correto funcionamento dos vários controladores como também a viabilidade do controlo da máquina assíncrona através da orientação de campo do rotor para a indústria de automóveis elétricos.

7.2 Trabalhos futuros

Outros trabalhos interessantes que poderiam ser feitos ainda relacionados com o tema deste trabalho são:

- Comparar o desempenho do controlo por orientação de campo do rotor com o controlo por orientação de campo do estator e do entreferro;
- Analisar o desempenho de uma máquina assíncrona e uma máquina síncrona com níveis de potência semelhantes, utilizando para isso o controlo por orientação de campo;
- Verificar a viabilidade do controlo por orientação de campo do rotor em aplicações automotivas industriais, através da comparação com métodos de controlo mais simples tais como o controlo por escorregamento fixo;
- Analisar o impacto da tecnologia de baterias utilizadas no controlo por orientação de campo do rotor de uma máquina assíncrona.

Referências

- [1] R. Matulka. (2014, September 15). *The History of the Electric Car* [Online]. Available: <https://www.energy.gov/articles/history-electric-car>
- [2] K. A. Wilson. (2018, March 15). *Worth the Watt: A Brief History of the Electric Car, 1830 to Present* [Online]. Available: <https://www.caranddriver.com/features/g15378765/worth-the-watt-a-brief-history-of-the-electric-car-1830-to-present/>. [Acedido em 30 06 2022].
- [3] *Types of Electric Cars and Working Principles* [Online]. Available: <https://www.omazaki.co.id/en/types-of-electric-cars-and-working-principles/>. [Acedido em 30 06 2022].
- [4] *How Do All-Electric Cars Work?* [Online]. Available: <https://afdc.energy.gov/vehicles/how-do-all-electric-cars-work>. [Acedido em 05 07 2022].
- [5] *How do Hybrid Electric Cars Work?* [Online]. Available: <https://afdc.energy.gov/vehicles/howdo-hybrid-electric-cars-work>. [Acedido em 05 07 2022].
- [6] *How Do Plug-In Hybrid Electric Cars Work?* [Online]. Available: <https://afdc.energy.gov/vehicles/how-do-plug-in-hybrid-electric-cars-work>. [Acedido em 05 07 2022].
- [7] *How Do Fuel Cell Electric Vehicles Work Using Hydrogen?* [Online]. Available: <https://afdc.energy.gov/vehicles/how-do-fuel-cell-electric-cars-work>. [Acedido em 05 07 2022].
- [8] *Máquina Elétrica* [Online]. Available: https://hmn.wiki/pt/Electric_machine. [Acedido em 05 07 2022].
- [9] K. Daware. *What Is An Electrical Machine?* [Online]. Available: <https://www.electricaleasy.com/2012/12/what-is-electrical-machine.html>. [Acedido em 05 07 2022].
- [10] S. D. Umans, "Máquinas síncronas," in *Máquinas Elétricas*. New York: AMGH Editora Ltda, 2014, pp. 262-331.
- [11] S. D. Umans, "Introdução às máquinas CA e CC," in *Máquinas Elétricas*. New York: AMGH Editora Ltda, 2014, pp. 193-202.
- [12] *Reluctance Motor* [Online]. Available: <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/alternatingcurrent/chpt-13/reluctance-motor/>. [Acedido em 06 07 2022].
- [13] S. D. Umans, "Máquinas polifásicas de indução," in *Máquinas Elétricas*. New York, AMGH Editora Ltda, 2014, pp. 344-390.
- [14] S. D. Umans, "Máquinas CC," in *Máquinas Elétricas*. New York, AMGH Editora Ltda, 2014, pp. 403-449.

Referências

- [15] W. N. A.-D. Abed, "Speed control of DC motors using PID-controller tuned by bacterial foraging optimization technique," *The Journal of Scientific and Engineering Research*, pp. 56, Jan. 2014.
- [16] S. D. Umans, "Controle de motores de indução," in *Máquinas Elétricas*. New York, AMGH Editora Ltda, 2014, pp. 597-615.
- [17] T. Z. J. Q. Jianfeng Yu, "Modern control methods for the induction motor," *Electrical motor products: International energy-efficiency standards and testing methods*, pp. 147-161, Dec. 2011.
- [18] G. Marques, "Princípio de Orientação de campo," in *Controlo de Motores Eléctricos*, 2007, pp. 137-160.
- [19] M. I. R. G. , M. I. a. I. H. , F. I. Jianyong Su, "IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS," *Model Predictive Control Based Field-Weakening Strategy for Traction EV Used Induction Motor*, June 2018.
- [20] Marcos. (2019, May 05). *Field Weakening Support* [Online]. Available: <https://hackaday.io/project/164932-axiom-100kw-motor-controller/log/162931-fieldweakening-support>. [Acedido em 10 09 2022].
- [21] Z. L. X. W. C. L. Xiaoli Sun, "Technology Development of Electric Vehicles: A Review," *Energies*, Jan. 2020.
- [22] C. D. a. J. O. Besenhard, "Discussion of Safety and Abuse Response for Battery Chemistries," in *Handbook of Battery Materials*, Oak Ridge, WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2008, pp. 919-938.
- [23] C. D. a. J. O. Besenhard, "Batteries," in *Handbook of Battery Materials*, Oak Ridge, WILE-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2008, pp. 647-649.
- [24] B. V. N. B. D. C. B. J. C. Iclodean, "Comparison of Different Battery Types for Electric Vehicles," *IOP Conference Series Materials Science and Engineering*, Oct. 2017.
- [25] V. L. F. R. F. e. A. S. Gabriele Maria Lozito, "Improvement of an Equivalent Circuit Model for Lilon Batteries Operating at Variable Discharge Conditions," *Electronics*, Jan. 2020.
- [26] E. C. d. S. J. e. E. R. C. d. Silva, "Basic Converters," in *Advanced Power Electronics Converters*, Hoboken, Nova Jersey, John Wiley & Sons, Inc. , 2015, pp. 25-55.
- [27] E. C. d. S. J. e. E. R. C. d. Silva, "Aplications od Power Electronics Converters," in *Advanced Power Electronics Converters*, Hoboken, Nova Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2015, pp. 6-9.
- [28] G. Marques, "Coeficiente de indução das Máquinas Elétricas," in *Dinâmica das Máquinas Elétricas*, 2002, pp. 64-72.
- [29] G. Marques, "Transformação de um sistema trifásico num sistema bifásico equivalente. Transformação de Concordia.," in *Dinâmica das Máquinas Elétricas*, 2002, pp. 81-90.
- [30] I. Barbi, "A transformação de Park e a máquina simétrica," in *Teoria Fundamental do Motor de Indução*, 2015, pp. 64-85.

- [31] S. D. Umans, "A transformação dq0," in *Máquinas Elétricas*, Cidade de Nova Iorque, AMGH Editora Ltda., 2014, pp. 664-675.
- [32] G. Marques, "Transformação de "Rotação de Referencial"," in *Dinâmica das Máquinas Elétricas*, 2002, pp. 102-109.
- [33] G. Marques, "Modelos Dinâmicos das Máquinas Elétricas de Corrente Alternada," in *Dinâmica das Máquinas Elétricas*, 2002, pp. 63-147.
- [34] B. R. D. O. W. A. I. C. Susanna Susanna, "Comparison of Simple Battery Model and Thevenin Battery Model for SOC Estimation Based on OCV Method," *International Conference on Information and Communications Technology*, pp. 738-743, July 2019
- [35] M. K. P. B. D. M. Marian Tomasov, "Overview of Battery Models for Sustainable Power and Transport," *Transportation Research Procedia*, pp. 548-555, July 2019.
- [36] E. S. S. K. S. S. Madania, "A Review of Different Electric Equivalent Circuit Models and Parameter," *ECS Transactions*, pp. 23-37, Nov. 2018.
- [37] G. Marques, "Ligação entre a máquina e a carga," in *Controlo de Motores Elétricos*, 2007, pp. 22-24.
- [38] F. A. Salem, "Mechatronics Design of Small Electric Vehicles," Feb. 2013.
- [39] I. MathWorks. *Simulink* [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/products/simulink.html>. [Acedido em 18 11 2021].
- [40] *AC 9-05.02* [Online]. Available: <https://www.hpevs.com/ac--electric-motor-19-spline-for-taylordunn-differential-with-graziano-style-adaptor-ac-9-05-02.htm>. [Acedido em 07 08 2022].
- [41] *HPEVS AC Electric Motor Drive Systems (AC-9)* [Online]. Available: <https://www.hpevs.com/hpevs-ac-electric-motors-ac9-for-golf-cars-motorcycles-miningvehicles-hydraulic-pumps.htm>. [Acedido em 07 08 2022].
- [42] *Renault Twizy 45 and Twizy 80 motor* [Online]. Available: <https://eveakartmasters.fr/en/asynchronous-motoros/2007-12kw-asynchronous-motor-for-renaulttwizy.html>. [Acedido em 07 08 2022].
- [43] P. A. A. Correia, "Avaliação do Desempenho de um Carro Elétrico com Máquina DC e Máquina AC," M. A. dissertation, Dept. Elect. Eng., Universidade da Madeira, Funchal, 2018.
- [44] (2019, Sept.). *TMS320F2837xS Microcontrollers Technical Reference Manual* [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ug/spruhx5g/spruhx5g.pdf?ts=1659891035757>. [Acedido em 07 08 2022].
- [45] *Current Transducer HTFS 200..800-P* [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/1524365.pdf>. [Acedido em 07 08 2022].
- [46] *Bolt-down Fuses* [Online]. Available: <https://storage.googleapis.com/supplier-products/f8272d16ef46d4d86920f9d5142f7831582789.pdf>. [Acedido em 21 06 2022].

Referências

- [47] *Torqueedo lithium battery Deep Blue BMW i8* [Online]. Available: <https://www.greenboatsolutions.com/shop/battery/lithium/torqueedo-lithium-battery-deep-blue-bmw-i8>. [Acedido em 11 04 2022].
- [48] P. BMW. (2021, July 1). *BMW i8 SPECS* [Online]. Available: <https://www.pacificbmw.com/2020-bmw-i8-specs/>. [Acedido em 11 04 2022].
- [49] (2016, Dec. 12). *HC-12 WIRELESS RF UART COMMUNICATION MODULE V2.4 USER MANUAL* [Online]. Available: https://statics3.seeedstudio.com/assets/file/bazaar/product/HC12_english_datasheets.pdf. [Acedido em 15 09 2022].

Anexo A - Modelo de simulação do carro elétrico

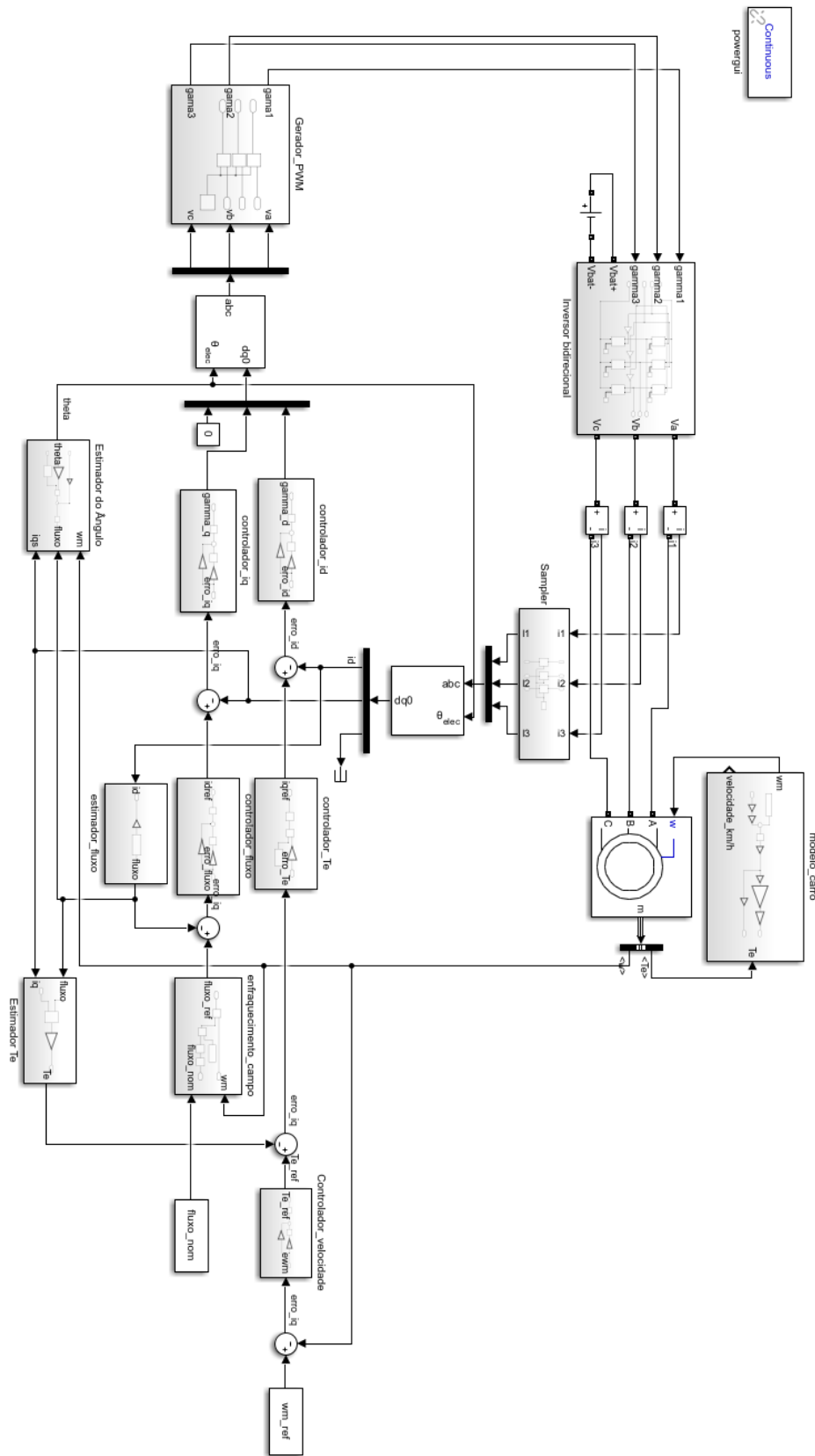


Figura A.1: Diagrama de blocos utilizado para realizar a simulação no software Simulink.

Anexo B - Código do modelo de simulação

```
clear all
close all
clc

%parâmetro do carro
m = 200; %massa do carro
perimetro_rodas = 0.8; %perímetro da roda motriz
r = 0.8 / (2*pi()); %raio da roda motriz
g = 9.8; %constante de aceleração gravitacional
N = 2.556; %fator de redução das rodas dentadas
alpha = 0; %ângulo de inclinação em radianos

% Parâmetros da máquina
Pnom = 15000; %Nominal Power
Vnom = 400; %Nominal Voltage
fnom = 50; %Nominal Frequency
Rs = 0.2147; %Stator Resistance
Lls = 0.000991; %Stator Leakage Inductance
Rr = 0.2205; %Rotor Resistance
Llr = 0.000991; %Rotor Leakage Inductance
Lm = 0.06419; %Mutual Inductance
J = 0.102; %Inertia factor
D = 0.009541; %Friction factor
n = 2; %Number of Pole Pairs

Ls = Lls + Lm; %Indutância do estator
Lr = Llr + Lm; %Indutância do rotor

% Parâmetros da simulação
Vdc = 1600; %Tensão do link DC
fs = 100000; %Frequência de amostragem
fc = 50000; %Frequência de comutação

wp_idq = 4000; %Frequência de resposta das correntes idq
wp_Tme = 50; %Frequência de resposta do binário
wp_fluxo = 50; %Frequência de resposta do fluxo do rotor
wp_wm = 10; %Frequência de resposta da velocidade

%cálculo fluxo máximo do rotor
Imax = Pnom / (3 * (Vnom / sqrt(3)));
Ids_max = sqrt(3 * Imax * Imax / 2);
fluxo_rotor = Lm * Ids_max; %fluxo nominal do rotor

%Compensador correntes idq
Kp_idq = wp_idq * Ls / Vdc;
Ki_idq = Kp_idq * (Rs / Ls) / Vdc * 10;

%Compensador fluxo rotor
Kp_fluxo = wp_fluxo * Lr / (Rr * Lm);
Ki_fluxo = Kp_fluxo * (Rr / Lr);
```

```
%Compensador binário  
Ki_Tme = wp_Tme*Lr/(n*Lm);
```

```
%Compensador velocidade  
Kp_wm = wp_wm*J;  
Ki_wm = D*Kp_wm/J;
```

Anexo C - Esquemático da placa de controle

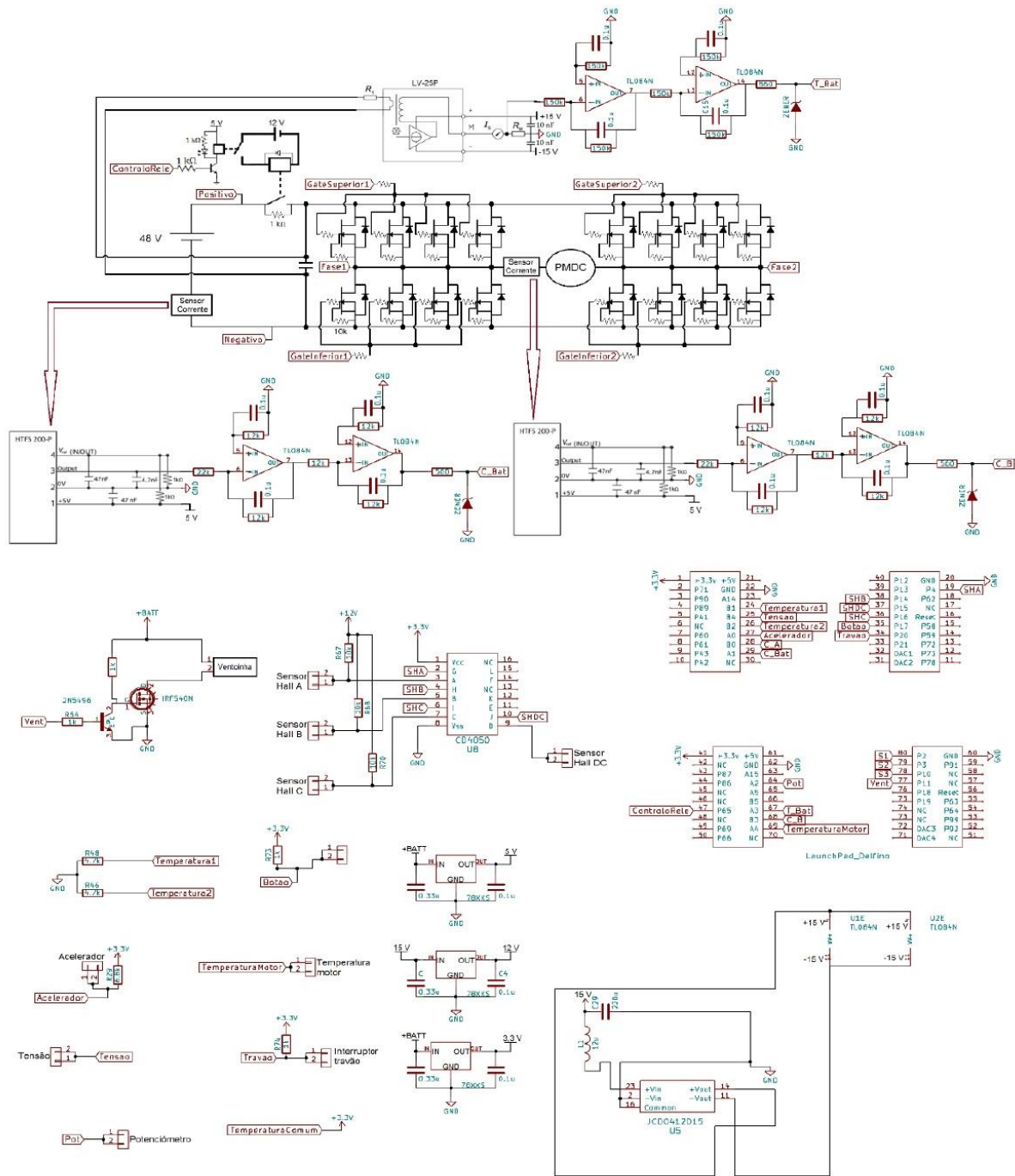


Figura C.1: Esquemático da placa de controle.

Anexo D - Esquema eletrônico do carro

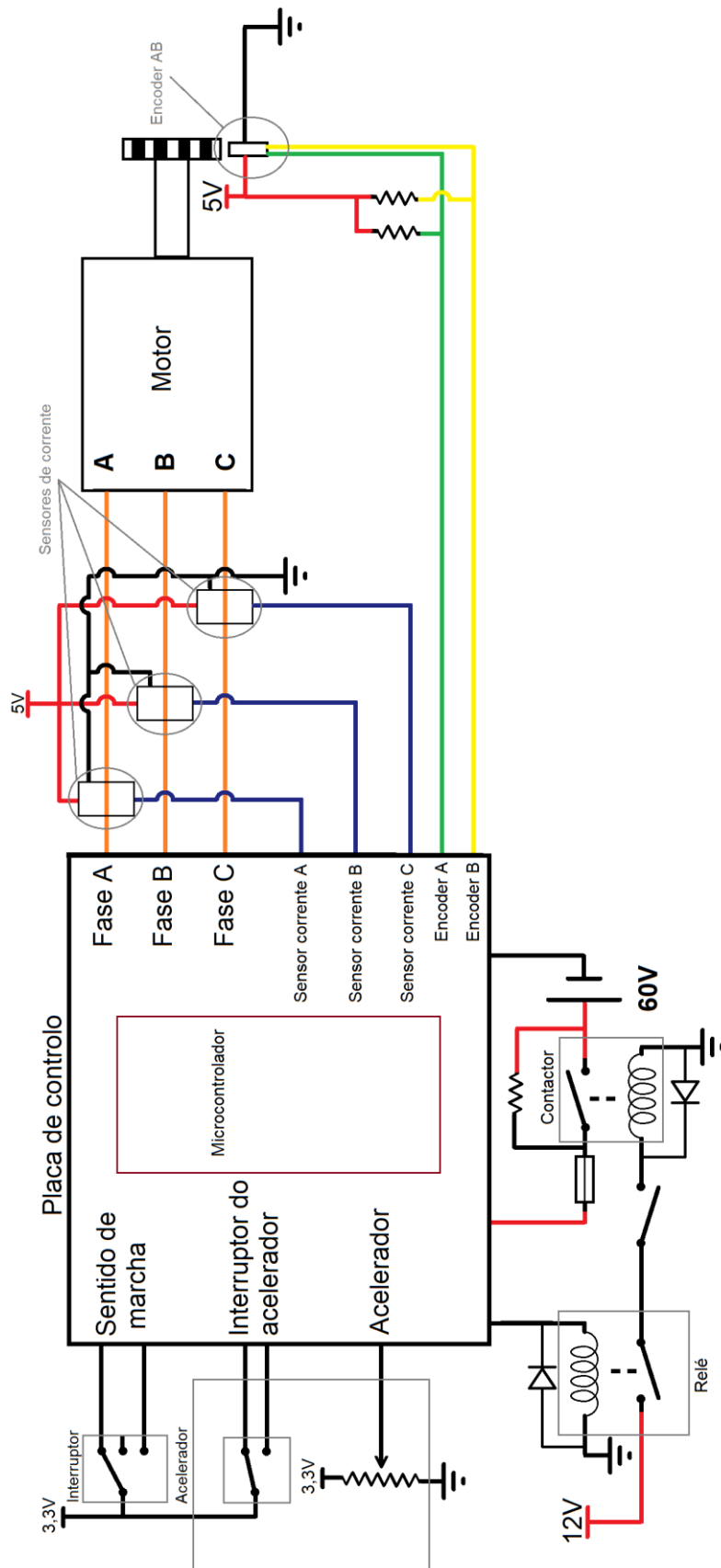


Figura D.1: Esquema eletrônico de controle do carro elétrico.

Anexo E - Fluxograma da função RFOC_funcao()

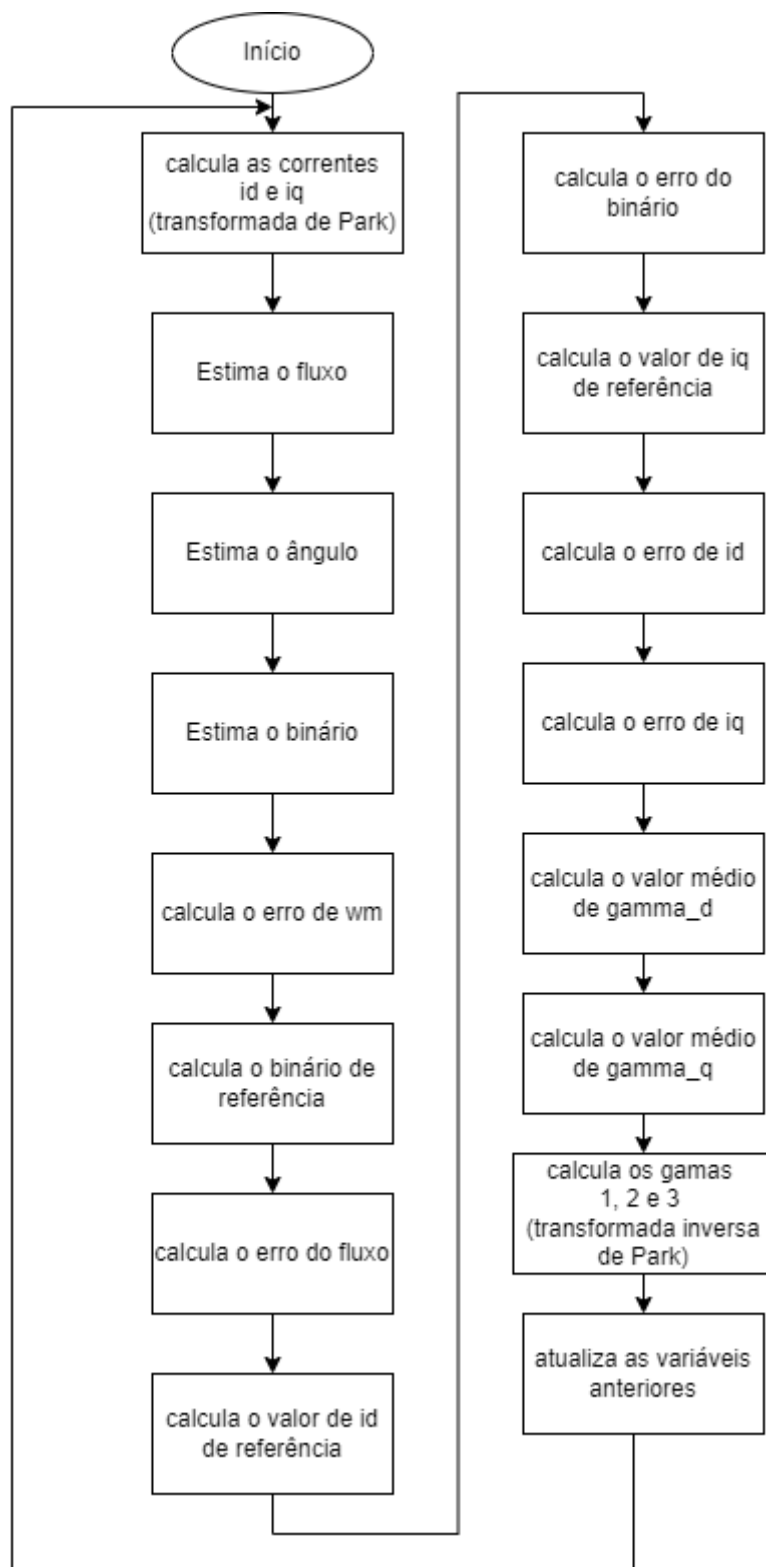


Figura B.1: Fluxograma da função RFOC_funcao() responsável por realizar o controle da máquina assíncrona.

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
/*
  Autor: José David Rodrigues Gonçalves
  Data de criação: 2022/09/20

  Este código foi criado com o propósito de controlar o binário
  de uma máquina assíncrona (motor de indução)
  através de controlo por campo orientado do rotor, sendo como dados
  os valores de corrente das fases a, b e c
  e ainda os sinais de um encoder do tipo AB com um anel de 64 dentes.
*/

//bibliotecas
#include "F28x_Project.h"

//vetor contendo os valores do cosseno de 360 graus.
static int16 cosseno[360] =
{1000, 1000, 999, 999, 998, 996, 995, 993, 990, 988, 985, 982, 978, 974,
970, 966, \
 961, 956, 951, 946, 940, 934, 927, 921, 914, 906, 899, 891, 883, 875, 866,
857, \
 848, 839, 829, 819, 809, 799, 788, 777, 766, 755, 743, 731, 719, 707, 695,
682, \
 669, 656, 643, 629, 616, 602, 588, 574, 559, 545, 530, 515, 500, 485, 469,
454, \
 438, 423, 407, 391, 375, 358, 342, 326, 309, 292, 276, 259, 242, 225, 208,
191, \
 174, 156, 139, 122, 105, 87, 70, 52, 35, 17, 0, -17, -35, -52, -70, -87, \
-105, -122, -139, -156, -174, -191, -208, -225, -242, -259, -276, -292, -
309, -326, -342, -358, \
-375, -391, -407, -423, -438, -454, -469, -485, -500, -515, -530, -545, -
559, -574, -588, -602, \
-616, -629, -643, -656, -669, -682, -695, -707, -719, -731, -743, -755, -
766, -777, -788, -799, \
-809, -819, -829, -839, -848, -857, -866, -875, -883, -891, -899, -906, -
914, -921, -927, -934, \
-940, -946, -951, -956, -961, -966, -970, -974, -978, -982, -985, -988, -
990, -993, -995, -996, \
-998, -999, -999, -1000, -1000, -1000, -999, -999, -998, -996, -995, -993,
-990, -988, -985, -982, \
-978, -974, -970, -966, -961, -956, -951, -946, -940, -934, -927, -921, -
914, -906, -899, -891, \
-883, -875, -866, -857, -848, -839, -829, -819, -809, -799, -788, -777, -
766, -755, -743, -731, \
-719, -707, -695, -682, -669, -656, -643, -629, -616, -602, -588, -574, -
559, -545, -530, -515, \
-500, -485, -469, -454, -438, -423, -407, -391, -375, -358, -342, -326, -
309, -292, -276, -259, \
-242, -225, -208, -191, -174, -156, -139, -122, -105, -87, -70, -52, -35,
-17, 0, 17, \
 35, 52, 70, 87, 105, 122, 139, 156, 174, 191, 208, 225, 242, 259, 276,
292, \
 309, 326, 342, 358, 375, 391, 407, 423, 438, 454, 469, 485, 500, 515, 530,
545, \
 559, 574, 588, 602, 616, 629, 643, 656, 669, 682, 695, 707, 719, 731, 743,
755, \
 766, 777, 788, 799, 809, 819, 829, 839, 848, 857, 866, 875, 883, 891, 899,
906, \
 914, 921, 927, 934, 940, 946, 951, 956, 961, 966, 970, 974, 978, 982, 985,
988, \}
```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
    990, 993, 995, 996, 998, 999, 999, 999};

//-----inicialização das funções-----
-----
void ConfigureADC(void); //função para configurar as ADCs
void ConfigureEPWM(void); //função para configurar os PWMs
void SetupADCEpwm(void); //função para configurar a interrupção ePWM para
as leituras
interrupt void adca1_isr(void); //função da interrupção da leitura das
portas e ADCs
void InitEPwm2Example(void); //função de configuração do EPWM 2
void InitEPwm6Example(void); //função de configuração do EPWM 6
__interrupt void epwm2_isr(void); //função de interrupção da ADC 2 - Braço
1 e 2
__interrupt void epwm6_isr(void); //função de interrupção da ADC 6 - Braço
3 e digital output
void RFOC_funcao(void); //função para o controlo RFOC
__interrupt void cpu_timer_isr(void); //função da interrupção para o timer
do CPU
float sqrt(float x); //função que retorna a raiz quadrada de um número
void converteIntString(int16 valor);
interrupt void xint1_isr(void); //interrupção para detetar velocidade carro
//-----
-----

//-----variáveis de configuração do controlo-----
-----
static Uint32 fs = 40000; //frequência de amostragem
static Uint32 fp = 10000; //frequencia da portadora do PWM
//-----
-----

//-----Variáveis de leitura das entradas analogicas e digitais-----
-----
float Temp1;
float Temp2;
float ia;
float ib;
float ic;
float TensaoBat;
float Unknown1;
float Unknown2;
float Acelerador;
float Potenciometro;
float wm;
Uint16 AceleradorSW;
Uint16 Unknown3;
Uint16 marchatras;
Uint16 marchafrente;
Uint16 Unknown4;
Uint16 Encoder3;
Uint16 Encoder2;
Uint16 Encoder1;
Uint16 Encoder3_ant;
Uint16 Encoder1_ant = 1;
//-----
-----

//-----Variáveis de atuação das saídas analogicas e digitais-----
-----
```

```

Uint16 Contactor;
Uint16 Ventoinha;
float tensaoA = 0;
float tensaoB = 0;
float tensaoC = 0;
//-----
//-----parâmetros do motor-----
//-----
static Uint16 Vdc = 60;
static Uint16 npp = 2;
static float Lm = 0.000275; //Indutância mutua
static float Llr = 0.0000076; //Indutancia de fugas do rotor (2,75% de Lm)
static float Lls = 0.0000076; //Indutância de fugas do estator (2,75% de
Lm)
static float Ls; //Indutância do estator
static float Lr; //Indutância do rotor
static float inv_Lr;
static float Rr = 0.0057; //Resistência do rotor (50% a do estator)
static float Rs = 0.0024; //Resistência do estator
float fluxo_nom;
Uint16 wm_nom = 2050;
static float J = 0.005; //Fator de inércia
static float D = 0.008141; //Fator de fricção
static Uint16 Pnom = 8500; //Potência Nominal
static Uint16 Vnom = 20; //Tensão nominal
//-----
//-----variáveis de controlo RFOC-----
//-----
//compensadores
float wp_idq = 900; //Frequência de resposta do compensador das correntes
idq
float wp_Tme = 50; //Frequência de resposta do compensador do binário
float wp_fluxo = 0.5; //Frequência de resposta do compensador do fluxo do
rotor
float wp_wm = 5; //Frequência de resposta do compensador da velocidade

float Ki_idq;
float Kp_idq;
float Ki_idq;
float Kp_idq;
Uint16 Ki_fluxo;
Uint16 Kp_fluxo;
float Ki_wm;
float Kp_wm;
float Ki_Tme;

//variaveis de controlo
float id = 0;
float iq = 0;
float id_ant = 0;
float vdref_ant = 0;
float vdref = 0;
float vqref_ant = 0;
float vqref = 0;
float theta_ant = 0;
float theta = 0;
float erro_fluxo_ant = 0;

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
float erro_fluxo = 0;
float idref_ant = 0;
float idref = 0;
float id_filtrado_ant = 0;
float id_filtrado = 0;
float Te_ref_ant = 0;
float Te_ref = 0;
float erro_wm_ant = 0;
float erro_wm = 0;
float erro_iq_ant = 0;
float erro_iq = 0;
float iqref_ant = 0;
float iqref = 0;
float erro_Te_ant = 0;
float errp_Te = 0;
float erro_id_ant = 0;
float erro_id = 0;
float ws_ant = 0;
float ws = 0;
float erro_Te = 0;
float fluxo_ref = 0;
float fluxo = 0;
float wme = 0;
float wslip = 0;
float Te = 0;
float T = 0;
float T_2 = 0;
float inv_T_2 = 0;
float fc = 0;
int16 wm_ref = 500;
float npp_Lm_inv_Lr;
float Rr_Lm_inv_Lr;
float fc_inv_T_2_fc;
float inv_T_2_fc;
float Kp_idq_T_2_Ki_idq;
float T_2_Ki_idq_Kp_idq;
float T_2_Ki_Tme_fluxo_ref;
float Kp_fluxo_T_2_Ki_fluxo;
float T_2_Ki_fluxo_Kp_fluxo;
float Kp_wm_T_2_Ki_wm;
float T_2_Ki_wm_Kp_wm;
//-----
//-----variáveis auxiliares-----
//-----
int16 RPM = 0;
int16 RPMRef = 0;
Uint32 contadorCiclos = 0;
Uint32 EPWM2_TIMER_TBPRD = 0; // Period register
Uint32 EPWM6_TIMER_TBPRD = 0; // Period register
//int16 ia_vector[256];
//int16 ib_vector[256];
//int16 ic_vector[256];
//int16 id_vector[256];
//int16 iq_vector[256];
float vetor_media_wm[16];
//int16 vdref_vector[256];
//int16 vqref_vector[256];
//Uint16 current_vector_position = 0;
Uint16 vetor_media_wm_pos = 0;
```

```

Uint16 thetaA = 0;
Uint16 thetaB = 0;
Uint16 thetaC = 0;
Uint16 thetaA_s = 0;
Uint16 thetaB_s = 0;
Uint16 thetaC_s = 0;
float Imax;
float Idq_max;
float wm_n;
float wm_n_ant;
float wm_ant;
float parameter = 1;
Uint16 acompanha = 0;
_Bool string_communication[15];
int16 valorConverter;
Uint16 i_aux = 0;
Uint16 variavelEnvio = 0;
Uint16 estadoEnvio = 0;
Uint16 clockEnvio = 0;
_Bool readReady = 0;
int16 drive = 0;
_Bool ligar = 0;
Uint16 binario_max = 20;
_Bool parar = 0;
int16 ler_wm = 0;
Uint16 timer_wm = 0;
Uint16 ciclo_interrupt = 0;
//-----
-----

//
//-----Main-----
-----
//
void main(void)
{
    //-----constantes necessárias para o controle-----
    -----
    T = 0.000025; //valor do período, considerando T=1/fs
    T_2 = 0.0000125; //valor de T/2
    inv_T_2 = 80000; //valor de 1/(T/2)
    fc = Rr/Lr; //cálculo da frequência de corte do filtro

    //-----Código de inicialização do controle RFOC-----
    -----
    // Parâmetros da máquina
    Ls = Lls + Lm; //Indutância do estator
    Lr = Llr + Lm; //Indutância do rotor
    inv_Lr = 1/Lr; //inverso da indutância do rotor

    // cálculo fluxo máximo do rotor
    Imax = Pnom/(3*(Vnom/1.73205)); //1.73205 corresponde a sqrt(3)
    Idq_max = sqrt(3*Imax*Imax/2); //a função sqrt() retorna uma estimativa
da raiz quadrada
    fluxo_nom = Lm*Idq_max; //calcula o fluxo nominal do rotor

    // Compensador correntes idq
    Kp_idq = wp_idq*Ls/Vdc; //cálculo do ganho proporcional das correntes
    Ki_idq = Kp_idq*(Rs/Ls)/Vdc; //cálculo do ganho integral das correntes

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
//correção experimental dos ganhos dos compensadores das correntes
Kp_idq = Kp_idq * 1;
Ki_idq = Ki_idq * 1000;

//Compensador fluxo rotor
Kp_fluxo = wp_fluxo*Lr/(Rr*Lm); //cálculo do ganho proporcional do
fluxo
Ki_fluxo = Kp_fluxo*(Rr/Lr); //cálculo do ganho integral do fluxo

//correção experimental dos ganhos do fluxo
Kp_fluxo = Kp_fluxo * 8;
Ki_fluxo = Kp_fluxo * 10;

//Compensador binário
Ki_Tme = wp_Tme*Lr/(npp*Lm); //cálculo do ganho integral do binário

//Compensador velocidade
Kp_wm = wp_wm*J;
Ki_wm = 50*D*Kp_wm/J;

//correção experimental dos ganhos da velocidade
Kp_wm = 0.070;
Ki_wm = 0.025;
//-----

//-----SIMPLIFICACAO-COMPENSADORES-----
//-----
//código utilizado para diminuir o tempo de cálculo da função
RFOC_funcao()
//
npp_Lm_inv_Lr = npp*Lm*inv_Lr;
Rr_Lm_inv_Lr = Rr*Lm*inv_Lr;
fc_inv_T_2_fc = fc/(inv_T_2+fc);
inv_T_2_fc = inv_T_2/fc;
Kp_idq_T_2_Ki_idq = Kp_idq + T_2*Ki_idq;
T_2_Ki_idq_Kp_idq = T_2*Ki_idq - Kp_idq;
T_2_Ki_Tme_fluxo_ref = T_2*(Ki_Tme/fluxo_ref);
Kp_fluxo_T_2_Ki_fluxo = Kp_fluxo + T_2*Ki_fluxo;
T_2_Ki_fluxo_Kp_fluxo = T_2*Ki_fluxo - Kp_fluxo;
Kp_wm_T_2_Ki_wm = Kp_wm + T_2*Ki_wm;
T_2_Ki_wm_Kp_wm = T_2*Ki_wm-Kp_wm;
//
//-----

//inicialização System Control
InitSysCtrl();

//inicialização GPIO
InitGpio();

//habilitar ePWM 2 e ePWM 6 para o PWM
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM2=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM6=1;

//inicialização dos pinos do PWM
InitEPwm2Gpio();
InitEPwm6Gpio();
```

```

//limpa e desliga as interrupções
DINT;

//inicializa/desabilita registos PIE
InitPieCtrl();

//Desabilita interrupções e limpa as flags
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

//inicializa a tabela de vetores PIE
InitPieVectTable();

//configuração das interrupções de processador utilizadas
EALLOW; // Habilita a escrita nos registos
PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr; //interrupção de leitura das ADCs
PieVectTable.EPWM2_INT = &epwm2_isr; //interrupção para o PWM
PieVectTable.EPWM6_INT = &epwm6_isr; //interrupção para o PWM
PieVectTable.TIMER2_INT = &cpu_timer_isr; //interrupção para
temporizador de cpu (não utilizado)
PieVectTable.XINT1_INT = &xint1_isr; //interrupção externa
EDIS; // Desabilita a escrita nos registos

//inicializa o temporizador de CPU (não utilizado)
InitCpuTimers();

//configura o temporizador de CPU (não utilizado)
ConfigCpuTimer(&CpuTimer2, 200, 100);
CpuTimer2Regs.TCR.all = 0x4000;

//-----Configuração dos pinos de entrada/saída-----
-----
//switch acelerador
GPIO_SetupPinOptions(71, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(71, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Unknown 3
GPIO_SetupPinOptions(20, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(20, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Botao marchatrás
GPIO_SetupPinOptions(17, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(17, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Unknown 4
GPIO_SetupPinOptions(15, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(15, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Encoder3
GPIO_SetupPinOptions(14, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(14, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Encoder2
GPIO_SetupPinOptions(13, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(13, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Encoder1 (não utilizado)
//GPIO_SetupPinOptions(12, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
//GPIO_SetupPinMux(12, GPIO_MUX_CPU1, 0);

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
//Contactor
GPIO_SetupPinOptions(65, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(65, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Ventoinha
GPIO_SetupPinOptions(11, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(11, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Debugging
GPIO_SetupPinOptions(18, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(18, GPIO_MUX_CPU1, 0); //Debugging
GPIO_SetupPinOptions(19, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(19, GPIO_MUX_CPU1, 0); //Debugging
GPIO_SetupPinOptions(60, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(60, GPIO_MUX_CPU1, 0);
GPIO_SetupPinOptions(61, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(61, GPIO_MUX_CPU1, 0);

//Communication DATA
GPIO_SetupPinOptions(42, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(42, GPIO_MUX_CPU1, 0);
//Communication CLK
GPIO_SetupPinOptions(43, GPIO_OUTPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(43, GPIO_MUX_CPU1, 0);
//Communication ReadReady
GPIO_SetupPinOptions(41, GPIO_INPUT, GPIO_PUSH_PULL);
GPIO_SetupPinMux(41, GPIO_MUX_CPU1, 0);

// turn off LED
GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO65 = 1;
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO11 = 1;
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO18 = 1;
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO19 = 1;
GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO60 = 1;
GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO61 = 1;
GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO42 = 1;
GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO43 = 1;

//configuração inicial da ADC
ConfigureADC();

//configuração inicial do ePWM
ConfigureEPWM();

//configuração para a ADC correr na interrupção ePWM
SetupADCEpwm();

//Desliga ePWM para configurar
EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
EDIS;

//definição da frequência do ePWM e, conseqüentemente, do PWM
EPWM2_TIMER_TBPRD = 12500000/fp;
EPWM6_TIMER_TBPRD = 12500000/fp;

//inicializa os ePWM para produzir o PWM
InitEPwm2Example();
InitEPwm6Example();

//Liga ePWM
```

```

EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;

//Ligar interrupções utilizadas
IER |= M_INT3;
IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
IER |= M_INT14;

//habilitar PIE para interrupções
PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1; // habilita a interrupção
externa
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx4 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx5 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx6 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;

//Habilita interrupções gerais
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

//configuração sync do ePWM
EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //habilita SOCA
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0; //inicia a contagem

//configura interrupção externa no pino P12
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 0; // GPIO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO12 = 0; // Entrada
GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO12 = 0; // Modo de leitura (0-
Sincrono, 1-3 amostras, 2-6 amostras, 3-Assíncrono)
GpioCtrlRegs.GPACTRL.bit.QUALPRD0 = 0x00; // Janela de amostragem
EDIS;

//Configurar GPIO12 como XINT1
GPIO_SetupXINT1Gpio(12);

//Configuração do tipo de trigger da interrupção
XintRegs.XINT1CR.bit.POLARITY = 1; // 0 - Falling edge
interrupt 1- Rising edge interrupt

//Habilita interrupção externa
XintRegs.XINT1CR.bit.ENABLE = 1; // Enable XINT1

//-----
//
// LOOP INFINITA
//-----

while(1){
//-----Utilizar este código para mapear acelerador ao
binário-----
    if(marchatras == 1 && marchafrente == 0){ //conduzir para a frente
        ligar = 1;
        drive = 1;
        while(wm != 0){
            if(AceleradorSW == 1){ //Está a pisar o acelerador

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
        parar = 0;
        Te_ref = binario_max * (Acelerador *
0.0002441); //0,0002441 equivale a 1/4096
        Te_ref = Te_ref * (-1); //porque a rotação do
motor é invertida na corrente
    }else{ //Não está a pisar o acelerador
        if((wm < 6) && (wm > -6)){ //encontra-se em
velocidades baixas
            Te_ref = 0;
            parar = 1;
        }else{
            parar = 0;
            Te_ref = binario_max;
            Te_ref = Te_ref * (1);
        }
    }
}
}else if(marchatras ==0 && marchafrente == 1){ //conduzir para tras
    ligar = 1;
    drive = -1;
    while(wm != 0){
        if(AceleradorSW == 1){ //Está a pisar o acelerador
            parar = 0;
            Te_ref = binario_max * (Acelerador * 0.0002441);
//0,0002441 equivale a 1/4096
        }else{ //Não está a pisar o acelerador
            if((wm < 6) && (wm > -6)){ //encontra-se em velocidades
baixas
                parar = 1;
                Te_ref = 0;
            }else{
                parar = 0;
                Te_ref = binario_max;
                Te_ref = Te_ref * (-1);
            }
        }
    }
}
}else{ //desligar
    parar = 1;
    drive = 0;
    ligar = 0;
}

if(AceleradorSW == 1){ //Está a pisar o acelerador
    parar = 0;
    if(drive == 1){//quer acelerar para a frente
        Te_ref = binario_max * (Acelerador * 0.0002441);
//0,0002441 equivale a 1/4096
        Te_ref = Te_ref * (-1); //porque a rotação do motor é
invertida na corrente
    }else if(drive == -1){//quer acelerar para trás
        Te_ref = binario_max * (Acelerador * 0.0002441);
//0,0002441 equivale a 1/4096
    }else{
        Te_ref = 0;
    }
}
}else{ //Não está a pisar o acelerador
    if((wm < 6) && (wm > -6)){ //encontra-se em velocidades baixas
        Te_ref = 0;
        parar = 1;
    }else{
```

```

        parar = 0;
        if(drive == 1){ //aplicar binario contrario ao movimento
            Te_ref = binario_max;
            Te_ref = Te_ref * 1;
        }else if(drive == -1){
            Te_ref = binario_max;
            Te_ref = Te_ref * (-1);
        }else{
            Te_ref = 0;
        }
    }
}

//-----
//-----Utilizar este código para controlo de velocidade-----
//-----
//          if(marchatras == 1 && marchafronte == 0){ //conduzir para a
frente
//          ligar = 1;
//          drive = 1;
//          parar = 0;
//          wm_ref = 105; //aproximadamente 1000 RPM
//        }else{ //desligar
//          wm_ref = 0;
//          if((wm > -6) && (wm < 6)){
//            parar = 1;
//            drive = 0;
//            ligar = 0;
//          }
//        }
//-----
//-----

        Contactor = ligar; //liga o contactor quando ligar é igual a 1
        Ventoinha = ligar; //liga a ventoinha quando ligar é igual a 1
    }
}

//
//Função de handle da interrupção ePWM2 -> PWM da fase A e da fase B
//
__interrupt void epwm2_isr(void)
{
    //certificar-se que o valor de PWM não ultrapassa os 100% ou não é
inferior a 0%
    GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO18 = 1; //debugging
    if (tensaoA < 0){
        EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
    }else if (tensaoA > 1){
        EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = EPWM2_TIMER_TBPRD;
    }else{
        EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = EPWM2_TIMER_TBPRD * (tensaoA);
    }
    if (tensaoB < 0){
        EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = 0;
    }else if (tensaoB > 1){
        EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = EPWM2_TIMER_TBPRD;
    }else{
        EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = EPWM2_TIMER_TBPRD * (tensaoB);
    }
}

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
//limpa a flag do timer
EPwm2Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

//habilita a interrupção
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}

//
//Função de handle da interrupção ePWM6 -> PWM da fase C
//
__interrupt void epwm6_isr(void)
{
    GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO19 = 1; //debugging
    //certificar-se que o valor de PWM não ultrapassa os 100% ou não é
    inferior a 0%
    if (tensaoC < 0){
        EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
    }else if (tensaoC > 1){
        EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = EPWM6_TIMER_TBPRD;
    }else{
        EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = EPWM6_TIMER_TBPRD * (tensaoC);
    }

    //limpa a flag do timer
    EPwm6Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

    //habilita a interrupção
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;

    //atualiza o estado do contactor e da ventoinha
    if(Contactor >= 1){
        Contactor = 1;
    }else{
        Contactor = 0;
    }
    if(Ventoinha >= 1){
        Ventoinha = 1;
    }else{
        Ventoinha = 0;
    }
    GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO65 = Contactor;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO11 = (1-Ventoinha);
}

//
//Função de inicialização do ePWM2
//
void InitEPwm2Example()
{
    //
    // Setup TBCLK
    //
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
    EPwm2Regs.TBPRD = EPWM2_TIMER_TBPRD; // Set timer period
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV2; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV2;
```

```

//
// Setup shadow register load on ZERO
//
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

//
// Set Compare values
//
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = EPWM2_TIMER_TBPRD; // Set compare A value
EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = EPWM2_TIMER_TBPRD; // Set Compare B value

//
// Set actions
//
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_CLEAR; // Clear PWM2A on Period
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM2A on event A,
// up count

EPwm2Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_CLEAR; // Clear PWM2B on Period
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET; // Set PWM2B on event B,
// up count

//
// Interrupt where we will change the Compare Values
//
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Select INT on Zero
event
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Enable INT
EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD; // Generate INT on 3rd
event
}

//
//Função de inicialização do ePWM6
//
void InitEPwm6Example(void)
{
//
// Setup TBCLK
//
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
EPwm6Regs.TBPRD = EPWM6_TIMER_TBPRD; // Set timer period
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
EPwm6Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter
EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV2; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV2;

//
// Setup shadow register load on ZERO
//
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

//
// Set Compare values

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
//
EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = EPWM6_TIMER_TBPRD; // Set compare A value

//
// Set Actions
//
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_CLEAR; // Clear PWM2A on Period
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM2A on event A,
// up count

//
// Interrupt where we will change the Compare Values
//
EPwm6Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Select INT on Zero event
EPwm6Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Enable INT
EPwm6Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD; // Generate INT on 3rd event
}

//
//Função de configuração da leitura das ADCs
//
void ConfigureADC(void)
{
    EALLOW;

    //
    //write configurations
    //
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6; //set ADCCLK divider to /4
    AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6; //set ADCCLK divider to /4
    AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdcSetMode(ADC_AD CB, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);

    //
    //Set pulse positions to late
    //
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;

    //
    //power up the ADC
    //
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;

    //
    //delay for 1ms to allow ADC time to power up
    //
    DELAY_US(1000);

    EDIS;
}

//
//Função de configuração do ePWM
//
void ConfigureEPWM(void)
{
    EALLOW;
    // Assumes ePWM clock is already enabled
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; // Disable SOC on A group
```

```

    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL    = 4;    // Select SOC on up-count
    EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD    = 1;    // Generate pulse on 1st event
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA      = 0x0001; // Set compare A value to 2048
counts
    EPwm1Regs.TBPRD = 25000000/fs;        // Set period to 4096 counts
//fs_nom
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 3;    // freeze counter
    EDIS;
}

//
//Função de configuração do ePWM para a leitura das ADCs
//
void SetupADCEpwm(void)
{
    Uint16 acqps;

    //
    // Determine minimum acquisition window (in SYSCLKS) based on
resolution
    //
    if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION)
    {
        acqps = 14; //75ns
    }
    else //resolution is 16-bit
    {
        acqps = 63; //320ns
    }

    //
    //Select the channels to convert and end of conversion flag
    //
    EALLOW;

    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC0 will convert pin A0
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC1 will convert pin A0
    AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC2 will convert pin A0
    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC3 will convert pin A0
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC4 will convert pin A0
    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC5 will convert pin A0

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC6 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC7CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC7 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC7CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC7CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC8CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC8 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC8CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC8CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC9CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC9 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC9CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC9CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC10CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC10 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC10CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC10CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC11CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC11 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC11CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC11CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC12CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC12 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC12CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC12CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC13CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC13 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC13CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC13CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC14CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC14 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC14CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC14CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC15CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC15 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC15CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcaRegs.ADCSOC15CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC0 will set INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared

AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC0 will convert pin B0
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
```

```

AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC1 will convert pin B0
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC2 will convert pin B0
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC3 will convert pin B0
AdcbRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC4 will convert pin B1
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC5 will convert pin B1
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC6 will convert pin B1
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC7CTL.bit.CHSEL = 1; //SOC7 will convert pin B1
AdcbRegs.ADCSOC7CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC7CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC8CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC8 will convert pin B2
AdcbRegs.ADCSOC8CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC8CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC9 will convert pin B2
AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC10CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC10 will convert pin B3
AdcbRegs.ADCSOC10CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC10CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC11CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC11 will convert pin B3
AdcbRegs.ADCSOC11CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC11CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC12CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC12 will convert pin B3
AdcbRegs.ADCSOC12CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
AdcbRegs.ADCSOC12CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
    AdcbRegs.ADCSOC13CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC13 will convert pin B3
    AdcbRegs.ADCSOC13CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcbRegs.ADCSOC13CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcbRegs.ADCSOC14CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC14 will convert pin B4
    AdcbRegs.ADCSOC14CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcbRegs.ADCSOC14CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcbRegs.ADCSOC15CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC15 will convert pin B4
    AdcbRegs.ADCSOC15CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcbRegs.ADCSOC15CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcbRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC0 will set INT1 flag
    AdcbRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
    AdcbRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared

    EDIS;
}

//
// função de gestão de interrupção da leitura das ADCs
//
interrupt void adca1_isr(void){

    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO60 = 0; //debugging
    timer_wm = timer_wm + 1; //timer utilizado para calcular a velocidade
do motor na sua interrupção

    //leitura das ADCs
    Acelerador = (AdcaResultRegs.ADCRESULT0 + AdcaResultRegs.ADCRESULT1 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT2 + AdcaResultRegs.ADCRESULT3)*0.25;
    ia = -0.227273*(AdcaResultRegs.ADCRESULT4 + AdcaResultRegs.ADCRESULT5 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT6 + AdcaResultRegs.ADCRESULT7)*0.25 + 413.18182;
    Potenciometro = 0.0002441406*(AdcaResultRegs.ADCRESULT8 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT9)*0.5; //não utilizado
    TensaoBat = (AdcaResultRegs.ADCRESULT10 + AdcaResultRegs.ADCRESULT11 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT12 + AdcaResultRegs.ADCRESULT13)*0.25; //não
utilizado
    ib = -0.227273*(AdcbResultRegs.ADCRESULT0 + AdcbResultRegs.ADCRESULT1 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT2 + AdcbResultRegs.ADCRESULT3)*0.25 + 415.18182;
    Temp1 = (AdcbResultRegs.ADCRESULT4 + AdcbResultRegs.ADCRESULT5 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT6 + AdcbResultRegs.ADCRESULT3)*0.25; //não
utilizado
    Temp2 = (AdcbResultRegs.ADCRESULT8 + AdcbResultRegs.ADCRESULT9)*0.5;
//não utilizado
    ic = -0.227273*(AdcbResultRegs.ADCRESULT10 + AdcbResultRegs.ADCRESULT11
+ AdcbResultRegs.ADCRESULT12 + AdcbResultRegs.ADCRESULT13)*0.25 +
416.68182;
    //Unknown2 = (AdcbResultRegs.ADCRESULT14 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT15)*0.5;
    //ic = -ia-ib;

    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag

    //Verificação de overflow
    if(1 == AdcaRegs.ADCINTOVF.bit.ADCINT1)
    {
```

```

    AdcaRegs.ADCINTOVFLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 overflow flag
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
}

PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

//leitura dos pinos digitais
AceleradorSW = GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO71;
marchafrente = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO20;
marchatras = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO17;
//Unknown4 = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO15;
Encoder3 = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14;
//Encoder2 = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO13;
//Encoder1 = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12;
readReady = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO41;

//caso não exista interrupções acima de 8000 ciclos de amostras,
então o motor está parado
if(timer_wm > 8000){
    wm = 0;
    for (vetor_media_wm_pos = 0; vetor_media_wm_pos < 16;
vetor_media_wm_pos++){
        wm = 0;
        vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos] = 0;
    }
    vetor_media_wm_pos = 0;
}

//se o controlo não estiver parado executa o controlo, caso contrário
curto-circuita as fases do motor
if (parar == 0){
    RFOC_funcao();
}else{
    tensaoA = 0;
    tensaoB = 0;
    tensaoC = 0;
}

//
//Código para comunicar com o arduino as várias variáveis
//
if(readReady){
    if (clockEnvio == 0){
        if(estadosEnvio == 0){ //se for para escrever o primeiro bite,
refresca a memória
            switch(variavelEnvio){
                case(0):
                    converteIntString(1023);
                    break;
                case(1):
                    valorConverter = id;
                    converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
                    break;
                case(2):
                    valorConverter = idref;
                    converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
                    break;
                case(3):
                    valorConverter = iq;

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```

        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    case (4):
        valorConverter = iqref;
        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    case (5):
        valorConverter = Te*10;
        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    case (6):
        valorConverter = Te_ref*10;
        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    case (7):
        valorConverter = fluxo*10000;
        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    case (8):
        valorConverter = fluxo_ref*10000;
        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    case (9):
        valorConverter = wm;
        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    case (10):
        valorConverter = Acelerador/40.96;
        converteIntString(valorConverter); //converte a
variável para binário
        break;
    default:
        break;
    }
}
GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO43 = 1;//digital write clk high
if(string_communication[estadoEnvio]){//digital write bit data
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO42 = 1;//digital write bit
}else{
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO42 = 0;//digital write bit
}
estadoEnvio = estadoEnvio + 1;
if(estadoEnvio >= 15){
    estadoEnvio = 0;
    variavelEnvio = variavelEnvio + 1;
    if (variavelEnvio > 10){
        variavelEnvio = 0;
    }
}
}
}else if (clockEnvio == 1){
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO43 = 0;//digital write clk low
}
clockEnvio = clockEnvio + 1;
if(clockEnvio >= 2){
```

```

        clockEnvio = 0;
    }
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO60 = 1;
}
}

//
//Função de controlo por orientação de campo do rotor
//
void RFOC_funcao(void) {
    //-----Transformada dq0-----
    ---
    thetaA = theta_ant;
    thetaB = theta_ant + 240;
    thetaC = theta_ant + 120;
    if (thetaA >= 360){
        thetaA = thetaA - 360;
    }
    if (thetaB >= 360){
        thetaB = thetaB - 360;
    }
    if (thetaC >= 360){
        thetaC = thetaC - 360;
    }
    thetaA_s = thetaA + 270; //adiciona 270° que equivale a subtrair 90°,
convertendo o cosseno em seno
    thetaB_s = thetaB + 270;
    thetaC_s = thetaC + 270;
    if (thetaA_s >= 360){
        thetaA_s = thetaA_s - 360;
    }
    if (thetaB_s >= 360){
        thetaB_s = thetaB_s - 360;
    }
    if (thetaC_s >= 360){
        thetaC_s = thetaC_s - 360;
    }
    id = 0.0008164965809*(cosseno[thetaA]*ia + cosseno[thetaB]*ib +
cosseno[thetaC]*ic); //multiplica pela raiz de 2/3 dividida por 1000
    iq = 0.0008164965809*(-cosseno[thetaA_s]*ia - cosseno[thetaB_s]*ib -
cosseno[thetaC_s]*ic); //por causa do cosseno (multiplicado por 1000)

    //-----estimador do fluxo-----
    id_filtrado = (fc_inv_T_2_fc)*(id+id_ant-(1-
(inv_T_2_fc))*id_filtrado_ant);
    //id_filtrado = (fc/(inv_T_2+fc))*(id+id_ant-(1-
(inv_T_2/fc))*id_filtrado_ant);
    fluxo = id_filtrado * Lm; //Lm = 0.000275
    if (fluxo < 0 && fluxo > -0.001){
        fluxo = -0.001;
    }else if(fluxo >= 0 && fluxo < 0.001){
        fluxo = 0.001;
    }
}

    //-----Estimador do ângulo-----
    wslip = (iqref_ant * Rr_Lm_inv_Lr)/fluxo; //Rr*Lm/Lr = 0.0055467
    wme = wm * npp;
    ws = wslip + wme;
    ws = ws * 57.29577951; //converte ws de rad/s para graus/s por causa da
variavel cosseno[]

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
theta = theta_ant + T_2*ws + T_2*ws_ant;
if(theta >= 360){
    theta = theta - 360;
}
if(theta < 0){
    theta = theta + 360;
}

//-----estimador do binário elétrico-----
Te = fluxo*iq*npp_Lm_inv_Lr;

//-----Controlador de velocidade-----

// estudo = wm;
// erro_wm = wm_ref - wm;
// Te_ref = Te_ref_ant + Kp_wm*T_2_Ki_wm*erro_wm +
T_2_Ki_wm*Kp_wm*erro_wm_ant;
// Te_ref = Te_ref_ant + (Kp_wm + T_2*Ki_wm)*erro_wm + (T_2*Ki_wm-
Kp_wm)*erro_wm_ant;
// //Te_ref = Te_ref_ant + (Kp_wm + T_2*Ki_wm)*erro_wm +
(T_2*Ki_wm-Kp_wm)*erro_wm_ant;
// if(Te_ref > 20){
//     Te_ref = 20;
// }else if (Te_ref < -20){
//     Te_ref = -20;
// }

//-----Enfraquecimento de campo-----
// if (wm > wm_nom){
//     fluxo_ref = fluxo_nom * wm_nom/wm;
// }else{
fluxo_ref = fluxo_nom*0.5;

//-----Controlador de fluxo-----
erro_fluxo = fluxo_ref - fluxo;
idref = idref_ant + Kp_fluxo*T_2_Ki_fluxo * erro_fluxo +
T_2_Ki_fluxo*Kp_fluxo * erro_fluxo_ant;
//idref = idref_ant + (Kp_fluxo + T_2*Ki_fluxo) * erro_fluxo +
(T_2*Ki_fluxo - Kp_fluxo) * erro_fluxo_ant;
//limitador corrente
if(idref > 200){
    idref = 200;
}else if (idref < -200){
    idref = -200;
}

//-----Controlador de binário-----
erro_Te = Te_ref - Te;
//iqref = iqref_ant + T_2_Ki_Tme_fluxo_ref*erro_Te +
T_2_Ki_Tme_fluxo_ref*erro_Te_ant;
iqref = iqref_ant + T_2*(Ki_Tme/fluxo_ref)*erro_Te +
T_2*(Ki_Tme/fluxo_ref)*erro_Te_ant;
if(iqref > 200){
    iqref = 200;
}else if (iqref < -200){
```

```

    iqref = -200;
}

//-----Controladores de corrente-----
erro_id = idref - id;//idref-id
erro_iq = iqref - iq;
vdref = vdref_ant + Kp_idq_T_2_Ki_idq*erro_id +
T_2_Ki_idq_Kp_idq*erro_id_ant;
vqref = vqref_ant + Kp_idq_T_2_Ki_idq*erro_iq +
T_2_Ki_idq_Kp_idq*erro_iq_ant;
//vdref = vdref_ant + (Kp_idq + T_2*Ki_idq)*erro_id + (T_2*Ki_idq -
Kp_idq)*erro_id_ant;
//vqref = vqref_ant + (Kp_idq + T_2*Ki_idq)*erro_iq + (T_2*Ki_idq -
Kp_idq)*erro_iq_ant;

//garante que as tensoes sao 0 ou 1
if(vdref > 1){
    vdref = 1;
}else if(vdref < -1){
    vdref = -1;
}
if(vqref > 1){
    vqref = 1;
}else if (vqref < -1){
    vqref = -1;
}

//-----Transformada dq0 inversa-----
thetaA = theta;
thetaB = theta + 240;
thetaC = theta + 120;
if (thetaA >= 360){
    thetaA = thetaA - 360;
}
if (thetaB >= 360){
    thetaB = thetaB - 360;
}
if (thetaC >= 360){
    thetaC = thetaC - 360;
}
thetaA_s = thetaA + 270; //seno(x) = cosseno(x - 90°) = cosseno(x +
270°)
thetaB_s = thetaB + 270;
thetaC_s = thetaC + 270;
if (thetaA_s >= 360){
    thetaA_s = thetaA_s - 360;
}
if (thetaB_s >= 360){
    thetaB_s = thetaB_s - 360;
}
if (thetaC_s >= 360){
    thetaC_s = thetaC_s - 360;
}
tensaoA = 0.0008164965809 * (cosseno[thetaA]*vdref -
cosseno[thetaA_s]*vqref);
tensaoB = 0.0008164965809 * (cosseno[thetaB]*vdref -
cosseno[thetaB_s]*vqref);
tensaoC = 0.0008164965809 * (cosseno[thetaC]*vdref -
cosseno[thetaC_s]*vqref);

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
//centra o sinal das tensões entre 0 e 1 para depois ser comparado com
a portadora
tensaoA = (tensaoA*0.8 + 1.25)*0.4;
tensaoB = (tensaoB*0.8 + 1.25)*0.4;
tensaoC = (tensaoC*0.8 + 1.25)*0.4;

//Atualiza as variáveis do instante anterior
id_ant = id;
vdref_ant = vdref;
vqref_ant = vqref;
theta_ant = theta;
erro_fluxo_ant = erro_fluxo;
idref_ant = idref;
id_filtrado_ant = id_filtrado;
Te_ref_ant = Te_ref;
erro_wm_ant = erro_wm;
erro_iq_ant = erro_iq;
iqref_ant = iqref;
erro_Te_ant = erro_Te;
erro_id_ant = erro_id;
ws_ant = ws;

GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO61 = 0; //debug
}

//Timer do CPU (não utilizado)
__interrupt void cpu_timer_isr(void){
    CpuTimer0.InterruptCount++;

    //
    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
    //
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

//
//Função que retorna a estimativa da raiz quadrada de um valor
//
float sqrt(float x){
    Uint32 i = 0;
    float y = 0;
    while((i*i) < x*1000){
        i = i+1;
    }
    y=(i-1)/31.627766;
    return y;
}

//
//Função que converte as variáveis em binário
//
void converteIntString(int16 valor){
    Uint16 checkSum = 0;
    if(valor > 0){
        string_communication[0]=0;
    }else{
        string_communication[0]=1;
        valor = -1 * valor;
    }
    if(valor >= 512){
        string_communication[1]=1;
    }
}
```

```

    valor = valor-512;
}else{
    string_communication[1]=0;
}
if(valor >= 256){
    string_communication[2]=1;
    valor = valor-256;
}else{
    string_communication[2]=0;
}
if(valor >= 128){
    string_communication[3]=1;
    valor = valor-128;
}else{
    string_communication[3]=0;
}
if(valor >= 64){
    string_communication[4]=1;
    valor = valor-64;
}else{
    string_communication[4]=0;
}
if(valor >= 32){
    string_communication[5]=1;
    valor = valor-32;
}else{
    string_communication[5]=0;
}
if(valor >= 16){
    string_communication[6]=1;
    valor = valor-16;
}else{
    string_communication[6]=0;
}
if(valor >= 8){
    string_communication[7]=1;
    valor = valor-8;
}else{
    string_communication[7]=0;
}
if(valor >= 4){
    string_communication[8]=1;
    valor = valor-4;
}else{
    string_communication[8]=0;
}
if(valor >= 2){
    string_communication[9]=1;
    valor = valor-2;
}else{
    string_communication[9]=0;
}
if(valor >= 1){
    string_communication[10]=1;
}else{
    string_communication[10]=0;
}
for(i_aux = 0; i_aux < 11; i_aux++){
    checkSum = checkSum + string_communication[i_aux];
}
if (checkSum >= 8){

```

Anexo F - Código do microcontrolador principal

```
        string_communication[11] = 1;
        checkSum = checkSum - 8;
    }else{
        string_communication[11] = 0;
    }
    if (checkSum >= 4){
        string_communication[12] = 1;
        checkSum = checkSum - 4;
    }else{
        string_communication[12] = 0;
    }
    if (checkSum >= 2){
        string_communication[13] = 1;
        checkSum = checkSum - 2;
    }else{
        string_communication[13] = 0;
    }
    if (checkSum >= 1){
        string_communication[14] = 1;
    }else{
        string_communication[14] = 0;
    }
}

//
//Função que gere a interrupção externa
//
interrupt void xint1_isr(void){
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO61 = 1;
    ciclo_interrupt = ciclo_interrupt + 1; //aumenta a cada interrupção
    (pulso do encoder)
    if(timer_wm >= 400){ //passou-se 200 ms desde o último reset
        wm = wm - vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos]; //retira o valor mais
        antigo da média

        //calcula o peso da velocidade lida na média
        vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos] = ciclo_interrupt * 3926.9875 *
0.0625;
        vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos] =
vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos] / timer_wm;
        if (Encoder3 == 0){
            vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos] =
vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos] * (-1);
        }
        wm = wm + vetor_media_wm[vetor_media_wm_pos];
        vetor_media_wm_pos++;
        if(vetor_media_wm_pos >= 16){
            vetor_media_wm_pos = 0;
        }

        //reseta contadores
        timer_wm = 0;
        ciclo_interrupt = 0;
    }

    //
    // Acknowledge this interrupt to get more from group 1
    //
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}
```

Anexo G - Fluxograma da função `converteIntString()`

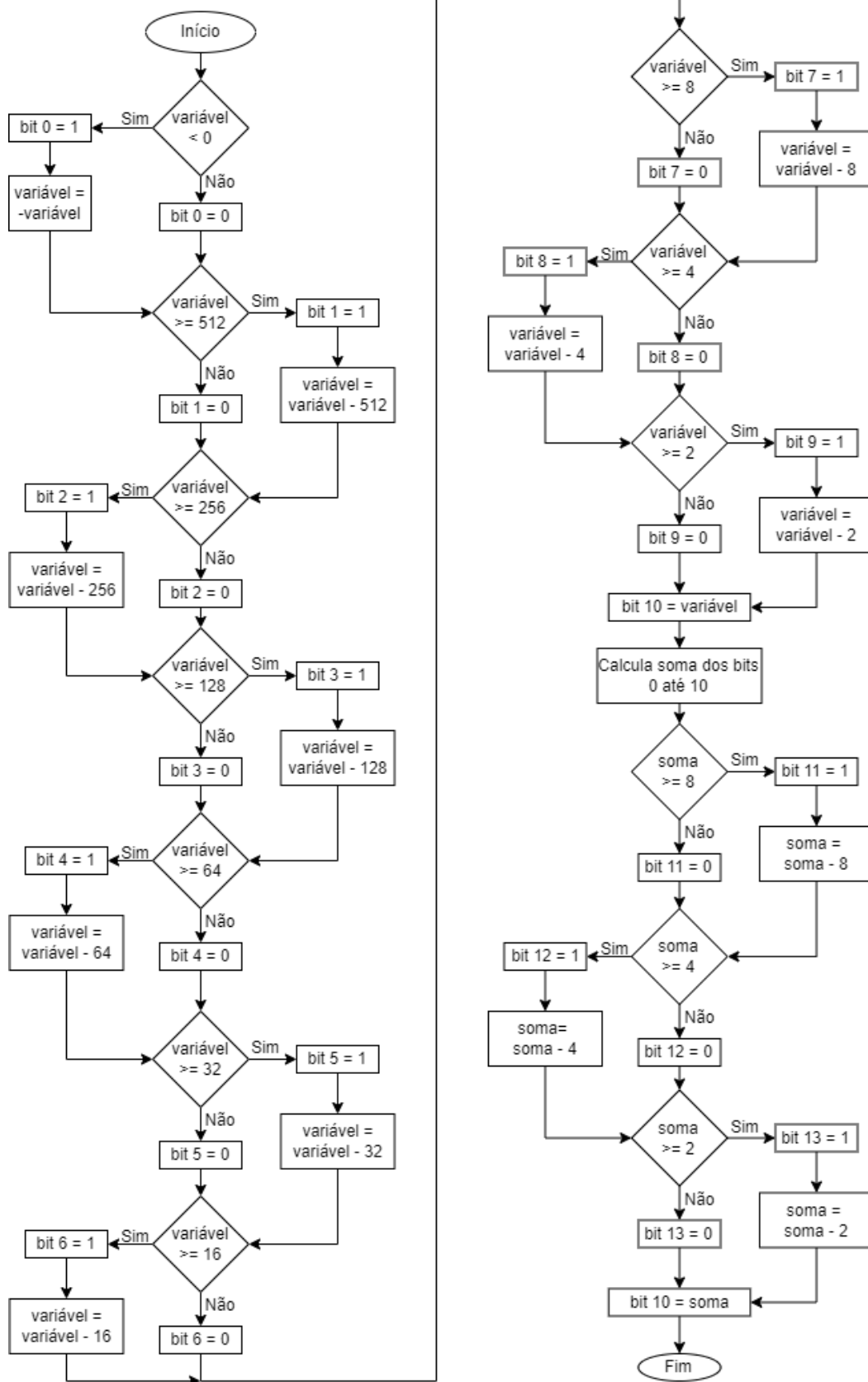


Figura D.1: Fluxograma da função `converteIntString()` responsável por converter uma variável numa palavra binária.

Anexo H - Fluxograma do código de envio de dados

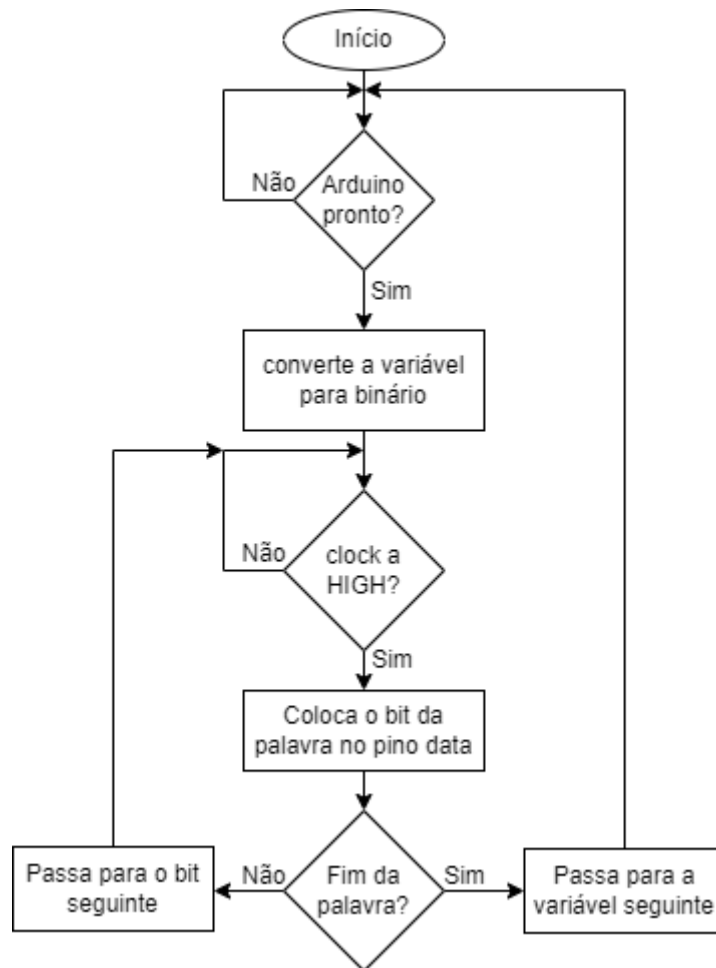


Figura E.1: Fluxograma do código utilizado para enviar as variáveis a serem analisadas para o Arduino Pro mini.

Anexo I - Código do Arduino Pro mini

```
#include <SoftwareSerial.h> // Inclui a biblioteca Software Serial
/* Example code with timer intyerrutp that will create an interruption each
 * 500ms using timer1 and prescalar of 256.
Calculations (for 500ms):
  System clock 8 Mhz and Prescalar 256;
  Timer 1 speed = 8Mhz/256 = 31.25 Khz
  Pulse time = 1/62.5 Khz = 32us
  Count up to = 1ms / 32us = 31.25 (so this is the value the OCR register
should have)*/

const int dat = 6;
const int clk = 7;
const int DREADY = 4;
bool string[150];
int checksum;
int checksum2;
int sync;
int id = 0;
int idRef = 0;
int iq = 0;
int iqRef = 0;
float Te = 0;
float TeRef = 0;
float fluxo = 0;
float fluxoRef = 0;
int wm = 0;
int wmRef = 0;
const int HC12Set = 5;
int variavel = 123;
int milisseconds = 0;
unsigned long int seconds = 0;
int ajuste = 0;

bool sincronizar();

SoftwareSerial HC12(2,3); //2 RX vai ligado no Tx do modulo HC 12, 3 TX vai
ligado no RX do módulo

void setup() {
  Serial.begin(38400);
  Serial.println("Inicializando Arduino Pro Mini...");
  pinMode(HC12Set, OUTPUT);

  cli(); //stop interrupts
  TCCR1A = 0;
  TCCR1B = 0;
  TCCR1B |= B00000100;
  TIMSK1 |= B00000010;
  OCR1A = 31;
  sei(); //enable interrupts

  HC12.begin(38400);
  digitalWrite(HC12Set, HIGH);
  pinMode(dat, INPUT);
  pinMode(clk, INPUT);
  pinMode(DREADY, OUTPUT);
  digitalWrite(DREADY, HIGH);
  Serial.println("Arduino Pro Mini Inicializado!");
}
```

```

void loop() {
  //Serial.println("Estabelecendo sincronismo...");
  while(sincronizar()==0);
  //Serial.println("Sincronizado!");
  digitalWrite(DREADY, HIGH);
  for(int i = 0; i < 150; i++){
    while(digitalRead(clk)==0);
    string[i] = digitalRead(dat);
    while(digitalRead(clk)==1);
  }
  digitalWrite(DREADY, LOW);

  //id
  //checksum
  checksum = 0;
  checksum2 = 0;
  for(int i=0; i<11; i++){
    checksum = checksum + string[i+0];
  }
  checksum2 = string[11]*8+string[12]*4+string[13]*2+string[14];
  if(checksum == checksum2){
    id =
string[1]*512+string[2]*256+string[3]*128+string[4]*64+string[5]*32+string[
6]*16+string[7]*8+string[8]*4+string[9]*2+string[10];
    if(string[0] == 1){
      id = -1 * id;
    }
  }

  //idRef
  //checksum
  checksum = 0;
  checksum2 = 0;
  for(int i=0; i<11; i++){
    checksum = checksum + string[i+15];
  }
  checksum2 = string[26]*8+string[27]*4+string[28]*2+string[29];
  if(checksum == checksum2){
    idRef =
string[16]*512+string[17]*256+string[18]*128+string[19]*64+string[20]*32+st
ring[21]*16+string[22]*8+string[23]*4+string[24]*2+string[25];
    if(string[15] == 1){
      idRef = -1 * idRef;
    }
  }

  //iq
  //checksum
  checksum = 0;
  checksum2 = 0;
  for(int i=0; i<11; i++){
    checksum = checksum + string[i+30];
  }
  checksum2 = string[41]*8+string[42]*4+string[43]*2+string[44];
  if(checksum == checksum2){
    iq =
string[31]*512+string[32]*256+string[33]*128+string[34]*64+string[35]*32+st
ring[36]*16+string[37]*8+string[38]*4+string[39]*2+string[40];
    if(string[30] == 1){
      iq = -1 * iq;
    }
  }
}

```

```

    }
}

//iqRef
//checksum
checksum = 0;
checksum2 = 0;
for(int i=0; i<11; i++){
    checksum = checksum + string[i+45];
}
checksum2 = string[56]*8+string[57]*4+string[58]*2+string[59];
if(checksum == checksum2){
    iqRef=
string[46]*512+string[47]*256+string[48]*128+string[49]*64+string[50]*32+st
ring[51]*16+string[52]*8+string[53]*4+string[54]*2+string[55];
    if(string[45] == 1){
        iqRef = -1 * iqRef;
    }
}

//Te
//checksum
checksum = 0;
checksum2 = 0;
for(int i=0; i<11; i++){
    checksum = checksum + string[i+60];
}
checksum2 = string[71]*8+string[72]*4+string[73]*2+string[74];
if(checksum == checksum2){
    Te =
string[61]*512+string[62]*256+string[63]*128+string[64]*64+string[65]*32+st
ring[66]*16+string[67]*8+string[68]*4+string[69]*2+string[70];
    Te = Te/10;
    if(string[60] == 1){
        Te = -1 * Te;
    }
}

//TeRef
//checksum
checksum = 0;
checksum2 = 0;
for(int i=0; i<11; i++){
    checksum = checksum + string[i+75];
}
checksum2 = string[86]*8+string[87]*4+string[88]*2+string[89];
if(checksum == checksum2){
    TeRef =
string[76]*512+string[77]*256+string[78]*128+string[79]*64+string[80]*32+st
ring[81]*16+string[82]*8+string[83]*4+string[84]*2+string[85];
    TeRef = TeRef/10;
    if(string[75] == 1){
        TeRef = -1 * TeRef;
    }
}

//fluxo
//checksum
checksum = 0;
checksum2 = 0;
for(int i=0; i<11; i++){

```

Anexo I - Código do Arduino Pro mini

```
checksum = checksum + string[i+90];
}
checksum2 = string[101]*8+string[102]*4+string[103]*2+string[104];
if(checksum == checksum2){
fluxo =
string[91]*512+string[92]*256+string[93]*128+string[94]*64+string[95]*32+st
ring[96]*16+string[97]*8+string[98]*4+string[99]*2+string[100];
fluxo = fluxo/100;
if(string[90] == 1){
fluxo = -1 * fluxo;
}
}else{
}

//fluxoRef
//checksum
checksum = 0;
checksum2 = 0;
for(int i=0; i<11; i++){
checksum = checksum + string[i+105];
}
checksum2 = string[116]*8+string[117]*4+string[118]*2+string[119];
if(checksum == checksum2){
fluxoRef =
string[106]*512+string[107]*256+string[108]*128+string[109]*64+string[110]*
32+string[111]*16+string[112]*8+string[113]*4+string[114]*2+string[115];
fluxoRef = fluxoRef/100;
if(string[105] == 1){
fluxoRef = -1 * fluxoRef;
}
}

//wm
//checksum
checksum = 0;
checksum2 = 0;
for(int i=0; i<11; i++){
checksum = checksum + string[i+120];
}
checksum2 = string[131]*8+string[132]*4+string[133]*2+string[134];
if(checksum == checksum2){
wm =
string[121]*512+string[122]*256+string[123]*128+string[124]*64+string[125]*
32+string[126]*16+string[127]*8+string[128]*4+string[129]*2+string[130];
if(string[120] == 1){
wm = -1 * wm;
}
}

//wmRef
//checksum
checksum = 0;
checksum2 = 0;
for(int i=0; i<11; i++){
checksum = checksum + string[i+135];
}
checksum2 = string[146]*8+string[147]*4+string[148]*2+string[149];
if(checksum == checksum2){
wmRef =
string[136]*512+string[137]*256+string[138]*128+string[139]*64+string[140]*
32+string[141]*16+string[142]*8+string[143]*4+string[144]*2+string[145];
```

```

    if(string[135] == 1){
        wmRef = -1 * wmRef;
    }
}

//apresenta resultados
/*Serial.print("Id:\t");
Serial.print(id);
Serial.print("\tIdRef:\t");
Serial.print(idRef);
Serial.print("\tIq:\t");
Serial.print(iq);
Serial.print("\tIqRef:\t");
Serial.print(iqRef);
Serial.print("\tTe:\t");
Serial.print(Te);
Serial.print("\tTeRef:\t");
Serial.print(TeRef);
Serial.print("\tfluxo:\t");
Serial.print(fluxo);
Serial.print("\tfluxoRef:\t");
Serial.print(fluxoRef);
Serial.print("\twm:\t");
Serial.print(wm);
Serial.print("\wmRef:\t");
Serial.println(wmRef);
Serial.println();*/
HC12.print(milisseconds);
HC12.print("\t");
HC12.print(seconds);
HC12.print("\t");
HC12.print(id);
HC12.print("\t");
HC12.print(idRef);
HC12.print("\t");
HC12.print(iq);
HC12.print("\t");
HC12.print(iqRef);
HC12.print("\t");
HC12.print(Te);
HC12.print("\t");
HC12.print(TeRef);
HC12.print("\t");
HC12.print(fluxo);
HC12.print("\t");
HC12.print(fluxoRef);
HC12.print("\t");
HC12.print(wm);
HC12.print("\t");
HC12.print(wmRef);
HC12.println("\t");
}

bool sincronizar(){ //retorna 1 quando recupera sincronismo
    checksum = 0;
    checksum2 = 0;
    digitalWrite(DREADY, HIGH);
    for(int i = 0; i < 15; i++){
        while(digitalRead(clk)==0);
        string[i] = digitalRead(dat);
    }
}

```

Anexo I - Código do Arduino Pro mini

```
    while(digitalRead(clk)==1);
}
digitalWrite(DREADY, LOW);
//sync
//checksum
for(int i=0; i<11; i++){
    checksum = checksum + string[i+0];
}
checksum2 = string[11]*8+string[12]*4+string[13]*2+string[14];
if(checksum == checksum2){
    sync =
string[1]*512+string[2]*256+string[3]*128+string[4]*64+string[5]*32+string[
6]*16+string[7]*8+string[8]*4+string[9]*2+string[10];
    if(string[0] == 1){
        sync = -1 * sync;
    }
    if(sync == 1023){
        return 1;
    }else{
        //perde um bit de forma a avançar para o proximo para procurar o
sincronismo
        digitalWrite(DREADY, HIGH);
        while(digitalRead(clk)==0);
        while(digitalRead(clk)==1);
        digitalWrite(DREADY, LOW);
        return 0;
    }
}else{
    //perde um bit de forma a avançar para o proximo para procurar o
sincronismo
    digitalWrite(DREADY, HIGH);
    while(digitalRead(clk)==0);
    while(digitalRead(clk)==1);
    digitalWrite(DREADY, LOW);
    return 0;
}
}

ISR(TIMER1_COMPA_vect){
    TCNT1 = 0; //First, set the timer back to 0 so it
resets for next interrupt
    milisseconds++;
    ajuste++; //serve para ajustar os milisegundos
    if(ajuste >=15){
        milisseconds++;
        ajuste=0;
    }
    if (milisseconds > 1000){
        milisseconds = milisseconds-1000;
        seconds++;
        if(seconds>86000){
            seconds=0;
        }
    }
}
}
```

Anexo J - Código do Arduino Nano

```
#include <SoftwareSerial.h> // Inclui a biblioteca Software Serial

const int HC12Set = 5;
int variavel = 123;

SoftwareSerial HC12(2,3); //2 RX vai ligado no Tx do modulo HC 12, 3 TX vai
ligado no RX do módulo

void setup(){
  Serial.begin(38400);
  Serial.println("Inicializando recetor...");
  pinMode(HC12Set, OUTPUT);
  HC12.begin(38400);
  digitalWrite(HC12Set, HIGH);
  Serial.println("Recetor inicializado!");
}

void loop(){
  while(HC12.available()){
    Serial.write(HC12.read());
  }
  while(Serial.available()){
    HC12.write(Serial.read());
  }
}
```