

Controlo de Motores de um Drone

PROJETO DE MESTRADO

Íuri Miguel Fernandes Viveiros

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES



UNIVERSIDADE da MADEIRA

A Nossa Universidade

www.uma.pt

novembro | 2018

Controlo de Motores de um Drone

PROJETO DE MESTRADO

Lúri Miguel Fernandes Viveiros

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTAÇÃO

João Dionísio Simões Barros

Resumo

Os drones são cada vez mais utilizados em diversas aplicações, sendo o controlo dos motores de extrema importância para sustentar o drone durante o voo.

Os motores mais comuns dos drone são os motores de corrente contínua com escovas e os motores de corrente contínua sem escovas (BLDC), estes últimos são, normalmente, os mais usados por não terem escovas.

Neste trabalho desenvolveu-se um controlador de velocidade de um motor corrente contínua sem escovas equiparável a um controlador comercial.

Começou-se por estudar a técnica mais utilizada no controlo velocidade de um motor, *six-step commutation*.

Estudaram-se também outras técnicas avançadas de controlo de motores de corrente contínua sem escovas, como a técnica de controlo orientado ao campo, onde se aplica a mudança de referencial, para otimizar o desempenho. Com esta aplicou-se a técnica de modulação por largura de impulso e de controlo por modo de deslizamento.

Aplicou-se uma análise teórica ao motor de corrente contínua sem escovas, ao circuito utilizado e às técnicas de controlo, desenvolvendo modelos que podem ser simulados diretamente na versão básica do MATLAB Simulink.

Nas simulações verificou-se que com todas as técnicas conseguiu-se controlar a velocidade, mas obteve-se uma resposta mais rápida com a técnica do *six-step commutation*.

Em simulação, verificou-se que as técnicas controlo orientado ao campo possuem um melhor desempenho que a técnica do *six-step commutation*.

Experimentalmente, implementou-se um controlador de velocidade com a técnica do *six-step commutation* e comparou-se com um controlador comercial. Verificou-se que a gama de valores de velocidade que os dois podiam alcançar eram semelhantes.

Durante a sequência de arranque o controlador implementado apresenta um tempo de resposta mais rápido que o comercial. Em regime estacionário o consumo do controlador implementado é comparável ao comercial.

Palavras chave: BLDC, Drone, ESC, FOC, *Six-step commutation*

Abstract

Drones are increasingly used in various applications, and the control of the motor is of extreme importance to sustain the drone during the flight.

The most common motors of the drones are the direct current with brushes and the brushless direct current (BLDC), the latter are the most commonly used, usually, because they do not have brushes.

In this work a speed controller for a brushless direct current motor that is comparable to a commercial controller has been developed.

We began by studying the technique is most used in the speed control of a motor, six-step commutation technique.

We have also studied other advanced brushless direct current motor control techniques, field-oriented control technique, where referential change is applied, to optimize performance. With these, the pulse width modulation technique and sliding mode control were applied.

A theoretical analysis was applied to the brushless direct current motor, to the circuit used and to the control techniques, leading to the development of models that could be simulated in MATLAB Simulink.

In the simulations it was verified that all the techniques were able to control the speed, but a faster response was obtained with the technique of *six-step* commutation.

In simulationws, it was verified that the field-oriented control techniques are more efficient than the six-step commutation technique.

Experimentally, a speed controller was implemented with the technique of *six-step commutation* and compared with a commercial controller. It was verified that the range of velocity values that the two could achieve were similar.

During the boot sequence the implemented controller has a faster response time than the commercial one. In steady state the consumption of the implemented controller is comparable to the commercial one.

Keywords: BLDC, Drone, ESC, FOC, *Six-step commutation*

Agradecimentos

Com este trabalho concluo mais um marco importante na minha vida, sendo que existem diversas pessoas a quem quero agradecer.

Um agradecimento especial ao meu orientador, professor Dionísio Barros, por todo o apoio prestado, motivação e pelos conhecimentos transmitidos, não só durante este projeto, mas ao longo do curso.

Queria agradecer ao meu colega Rui Martins, com o qual tive a oportunidade de trabalhar em conjunto neste projeto, pelo conhecimento e pelo tempo passado em volta deste projeto.

Um agradecimento à minha família, pelo apoio, carinho, confiança e por terem-me proporcionado os meios para que esta etapa fosse alcançável.

Aos meus colegas, Dino Vasconcelos, Pedro Nunes, Sérgio Rodrigues, Rafael Velosa, Duarte Alves, Rodrigo Teixeira, Jonathan Cavaleiro, entre outros, pelos bons momentos passados, pelo apoio e pelas dicas.

Agradeço também ao Engenheiro Filipe Santos pelo apoio ao longo do projeto e ao Engenheiro Jorge Lopes pela transmissão de conhecimento.

Lista de abreviaturas

AC – *Alternating Current*

ADC – *Analog to Digital Converter*

ANAC – *Autoridade Nacional de Aviação Civil*

BJT – *Bipolar Junction Transistor*

BLDC – *Brushless Direct Current*

CCW – *Counter clockwise*

CW – *Clockwise*

DC – *Direct Current*

ESC – *Electronic Speed Controller*

FEM – *Força Eletromotriz Induzida*

FOC – *Field Oriented Control*

IGBT – *Isolated Gate Bipolar Transistor*

LiPo – *Lithium Polymer*

MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

P – *Proportional*

PD – *Proportional Derivative*

PI – *Proportional Integrative*

PID – *Proportional Integrative Derivative*

PMDC – *Permanent Magnet Direct Current*

PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*

PWM – *Pulse Width Modulation*

RPM – *Rotações por minuto*

SPI – *Serial Peripheral Interface*

SVM – *Space Vector Modulation*

UAS – *Unmanned Aerial System*

UAV – *Unmanned Aerial Vehicle*

Wi-Fi – *Wireless Fidelity*

Lista de símbolos

$[C]$ – Matriz da transformada de *Clarke Concordia*

$[I]$ – Matriz identidade

$[P(\mu)]$ – Matriz da transformada de *Park estendida*

$[P]$ – Matriz da transformada de *Park*

A – Área da bobina

A' – Área da rotação das hélices

B – Constante de atrito

B' – Indução magnética

C – Condensador

D – *Duty-cycle*

E – Tensão da fonte

e_{abc} – Força eletromotriz induzida em *abc*

e_{dq0} – Força eletromotriz induzida em *dq0*

e_{dqe} – Força eletromotriz induzida em *dqe*

e_{iabc} – Erro da corrente nas fases *abc*

$e_{\alpha\beta0}$ – Força eletromotriz induzida em $\alpha\beta0$

e_{ω} – Erro da velocidade

f – Enrolamento de excitação

F – Frequência de amostragem

F' – Força tangencial

$f_{1,2,3 \text{ e } 4}$ – *Thrust* nos motores 1,2,3 e 4

F_{PWM} – Frequência da portadora da modulação por largura de impulso

g – Constante gravítica.

G_C – Sistema do controlo

G_P – Planta do sistema

i_{abc} – Correntes em *abc*

i_{dq0} – Correntes em *dq0*

i_{dqe} – Correntes em *dqe*

i_L – Corrente na bobina

I_o – Corrente na carga

I_{p1} – Amplitude da corrente sinusoidal

I_{p2} – Amplitude da corrente quadrática

I_{RMS} – Corrente eficaz

$i_{\alpha\beta 0}$ – Correntes em $\alpha\beta 0$

J – Constante de inércia

K – Constante de elevação

K_D – Ganho derivativo

K_e – Constante de FEM

$K_{linha-linha}$ – Constante de FEM entre duas fases

K_I – Ganho integral

K_{IPWM} – Ganho integral para controlo da corrente com a técnica de modulação por largura de impulso

K_{ISVM} – Ganho integral para controlo da corrente com a técnica de modulação de vetor espacial

$K_{I\omega}$ – Ganho integral para controlo da velocidade

K_P – Ganho proporcional

K_{PPWM} – Ganho proporcional para controlo da corrente com a técnica de modulação por largura de impulso

K_{PSVM} – Ganho proporcional para controlo da corrente com a técnica de modulação de vetor espacial

$K_{P\omega}$ – Ganho proporcional para controlo da velocidade

L – Coeficiente de autoindução

l – Comprimento do fio

M – Indutância mútua

m – Massa do drone

m' – Massa do motor

P_i – Potência de entrada

P_o – Potência de saída

P_{perdas} – Potência de perdas

R – Resistência

R_a – Resistência da fase a

T – Tempo de amostragem

T' – Thrust

T'' – Binário

$T_{0,1,2}$ – Tempo para cada vetor na técnica modulação vetorial espacial

T_e – Binário elétrico

T_{FEM} – Período da força eletromotriz

T_L – Binário de carga

$T_{ON/OFF}$ – Período que o interruptor está ligado ou desligado

$t_{ON/OFF}$ – Tempo que o interruptor está ligado ou desligado

u_{cmax} – amplitude máxima da portadora na técnica de modulação por largura de impulso

V – Diferença de potencial

v – Velocidade do ar nas hélices

V'_o – Amplitude da tensão sinusoidal

$V_{0,1,2,3,4,5,6,7}$ – Vetores da técnica de modulação de vetor espacial

v_{abc} – Tensões em abc

v_{abcN} – Tensões das fases abc até ao neutro

V_D – Queda de tensão no díodo

v_{dq0} – Tensões em $dq0$

v_{dqe} – tensões em dqe

V_{in} – Tensão de entrada

$V_{interruptor}$ – Queda de tensão no interruptor

$V_{LON/OFF}$ – Queda de tensão na bobina quando o interruptor no redutor está ligado ou desligado

$V_{LON\backslash OFF}$ – Queda de tensão na bobina com o interruptor ligado ou desligado

V_o – Tensão de saída

V_{PWMdqe} – valor de referência na técnica de modulação por largura de impulso nas coordenadas dqe

V_s – Tensão de referência na técnica de modulação de vetor espacial

$v_{\alpha\beta0}$ – Tensões em $\alpha\beta0$

δ – Estado do interruptor

$\Delta i/v$ – Largura de banda da técnica de deslizamento

Δv – Velocidade do ar acelerado pelas hélices

ε – Força eletromotriz induzida

Θ – Ângulo do rotor

Θ_e – Ângulo elétrico

ξ – Coeficiente de amortecimento

ρ – Densidade do ar

Φ – Fluxo do Campo Magnético

Φ'_{abc} – Derivada do fluxo em abc

Φ'_{dq0} – Derivada do fluxo em $dq0$

Φ'_{dqe} – Derivada do fluxo em dqe

$\Phi'_{\alpha\beta0}$ – Derivada do fluxo em $\alpha\beta0$

ω – Velocidade angular

ω_o – Frequência natural

Índice

RESUMO	I
ABSTRACT	III
AGRADECIMENTOS	V
LISTA DE ABREVIATURAS	VII
LISTA DE SÍMBOLOS	IX
ÍNDICE	XIII
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	1
1.1. MOTIVAÇÃO	1
1.2. OBJETIVOS.....	1
1.3. ORGANIZAÇÃO DE CONTEÚDO	2
CAPÍTULO 2 REVISÃO DA BIBLIOGRAFIA.....	3
2.1. DRONE	3
2.1.1. <i>História dos drones</i>	3
2.1.2. <i>Constituição de um drone</i>	4
2.1.3. <i>Princípio de funcionamento dos drones</i>	6
2.2. MOTORES	8
2.2.1. <i>Motores DC</i>	9
2.2.2. <i>Motor síncrono</i>	10
2.3. COMPARAÇÃO ENTRE O MOTOR BLDC E O MOTOR PMSM	12
2.3.1. <i>Origem dos motores BLDC e PMSM</i>	13
2.3.2. <i>Força eletromotriz</i>	14
2.3.3. <i>Densidade de potência</i>	16
2.3.4. <i>Razão entre o binário mútuo e inércia</i>	17
2.4. CIRCUITOS CONVERSORES	18
2.4.1. <i>Conversor DC-DC redutor</i>	19
2.4.2. <i>Inversor trifásico</i>	22
2.4.3. <i>Interruptores para efetuar a comutação</i>	23
2.5. TÉCNICA DA SIX-STEP COMMUTATION	24
2.6. SISTEMAS DE CONTROLO	26
2.6.1. <i>Controlo proporcional integral derivativo</i>	27
2.6.1.1. Ganho proporcional	27
2.6.1.1. Ganho integral.....	28
2.6.1.1. Ganho derivativo	29
2.6.2. <i>Ajuste dos parâmetros do controlador proporcional integral derivativo, PID tuning</i>	31
2.6.2.1. Ajuste manual	31
2.6.2.2. Posicionamento do polo.....	31
2.6.2.3. Cancelamento de polo-zero	32
2.7. HÉLICES DOS MOTORES DOS DRONES	33
2.8. TÉCNICAS DE CONTROLO AVANÇADAS PARA O CONTROLO DE UM MOTOR BLDC	34
2.8.1. <i>Transformadas de mudança de referencial</i>	35
2.8.1.1. Transformada de Clarke Concordia	35
2.8.1.2. Transformada de Park	36
2.8.1.3. Transformada de quadratura direta-zero	38
2.8.2. <i>Técnicas de comutação</i>	38
2.8.2.1. Modulação por largura de impulso	38
2.8.2.2. Técnica de controlo por modo de deslizamento	39
CAPÍTULO 3 MODELOS E CONTROLO DE MOTORES DE DRONES.....	41

3.1.	MODELO ELÉTRICO DO BLDC	41
3.2.	MODELO DO INVERSOR TRIFÁSICO	43
3.3.	CONTROLO DE VELOCIDADE COM A TÉCNICA DE SIX-STEP-COMMUTATION.....	45
3.3.1.	<i>Cruzamento por zero da força eletromotriz</i>	48
3.3.1.1.	Estimação da FEM	48
3.3.1.2.	Detenção da tensão terminal	48
3.3.2.	<i>Sequência de arranque do motor.</i>	49
3.4.	MODELOS COM A TÉCNICA DE CONTROLO ORIENTADO AO CAMPO	50
3.4.1.	<i>Mudança de referencial do motor BLDC</i>	50
3.4.1.1.	Transformada de Clarke Concordia	50
3.4.1.2.	Transformada de Park	51
3.4.1.3.	Transformada de Park estendida	52
3.4.2.	<i>Sistemas de controlo para técnicas de controlo orientado ao campo.</i>	54
3.4.2.1.	Controlo de corrente	54
3.4.2.2.	Controlo por modo de deslizamento ou histerese	55
3.4.2.1.	Compensador PI com a técnica de PWM	55
3.4.3.	<i>Controlo de velocidade dos motores através da equação da velocidade angular</i>	58
CAPÍTULO 4 SIMULAÇÃO DO CONTROLO DOS MOTORES DE DRONES		61
4.1.	SIMULADOR	61
4.2.	MODELOS	62
4.2.1.	<i>BLDC do SimPowerSystems</i>	62
4.2.2.	<i>Modelo matemático do motor BLDC.....</i>	63
4.2.3.	<i>Inversor do SimPowerSystems.....</i>	64
4.2.4.	<i>Modelo matemático do inversor</i>	64
4.3.	CONTROLO DE VELOCIDADE DE MOTORES DE UM DRONE.....	64
4.3.1.	<i>Controlo da velocidade do motor com a técnica de six-step-commutation</i>	65
4.3.2.	<i>Técnica de controlo orientado ao campo pela técnica de controlo por modo de deslizamento.....</i>	69
4.3.2.1.	Simulação do controlo da velocidade a partir da transformada de Park estendida.....	69
4.3.2.2.	Simulação do controlo do modelo matemático do motor BLDC com controlo desenvolvido a partir da transformada de Park	73
4.3.3.	<i>Modulação por largura de impulso com o controlo desenvolvido a partir da transformada de Park estendida</i>	75
4.4.	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	78
CAPÍTULO 5 VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLO DOS MOTORES DE DRONES		81
5.1.	CONTROLADOR COMERCIAL E CONTROLADOR IMPLEMENTADO.....	81
5.1.1.	<i>Inversor implementado</i>	82
5.1.2.	<i>Conceito de deteção da força eletromotriz</i>	82
5.2.	MICROCONTROLADOR	84
5.2.1.	<i>Tiva TM4C123GH6PM</i>	84
5.2.2.	<i>Arduíno</i>	85
5.3.	SENSORES UTILIZADOS NO CONTROLO DA VELOCIDADE DO MOTOR.....	86
5.3.1.	<i>Sensor de corrente.....</i>	86
5.3.2.	<i>Sensor de velocidade</i>	87
5.4.	CONTROLADOR DE VELOCIDADE COMERCIAL	88
5.4.1.	<i>Correntes nas fases do motor BLDC</i>	89
5.4.2.	<i>Potência consumida pelo motor.....</i>	90
5.5.	RESULTADO EXPERIMENTAL DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE IMPLEMENTADO	91
5.5.1.	<i>Tensão simples aos terminais do motor</i>	92
5.5.2.	<i>Corrente nas fases do motor BLDC.....</i>	93
5.5.3.	<i>Potência consumida pelo motor.....</i>	93
5.6.	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	94

CAPÍTULO 6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	95
6.1.	CONCLUSÕES GERAIS	95
6.2.	TRABALHOS FUTUROS	97
REFERÊNCIAS		99
ANEXO A	TÉCNICA DE CONTROLO POR MODULAÇÃO VETORIAL ESPACIAL (SVM).....	105
ANEXO B	FEM.....	109
B.1.	APLICAÇÃO DAS TRANSFORMADAS NA FORÇA ELETROMOTRIZ EM MATLAB	109
B.2.	FORÇA ELETROMOTRIZ DECOMPOSTA NA SÉRIE DE <i>FOURIER</i>	111
ANEXO C	DESENVOLVIMENTO DAS TRANSFORMADAS NO MOTOR BLDC.....	115
C.1.	MODELO DO MOTOR BLDC EM <i>ABC</i>	115
C.2.	MODELO DO MOTOR BLDC EM <i>ABO</i> , USANDO A TRANSFORMADA DE <i>CLARKE CONCORDIA</i>	115
C.3.	MODELO DO MOTOR BLDC EM <i>dqO</i> , USANDO A TRANSFORMADA DE <i>PARK</i>	116
C.4.	MODELO DO MOTOR BLDC EM <i>dqe</i> , USANDO A TRANSFORMADA DE <i>PARK</i> ESTENDIDA	118
ANEXO D	DESENVOLVIMENTO DOS SISTEMAS PARA O CÁLCULO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES.	121
D.1.	CONTROLO DE CORRENTE COM SVM	121
D.2.	SISTEMAS PARA O CÁLCULO DOS GANHOS AO USAR-SE SOMENTE A TRANSFORMADA DE <i>PARK</i>	123
ANEXO E	MODELOS NO MATLAB	125
E.1.	SISTEMA DO MODELO DO MOTOR BLDC NO SIMULINK	125
E.2.	MODELO MATEMÁTICO DO INVERSOR	127
E.3.	MODELO DO MOTOR BLDC NA TRANSFORMADA DE <i>PARK</i> ESTENDIDA	128
E.4.	CONTROLO DA VELOCIDADE COM A TÉCNICA DE <i>SIX-STEP COMMUTATION</i>	129
E.5.	CONTROLO DA VELOCIDADE ATRAVÉS DA TÉCNICA DE CONTROLO POR MODO DE DESLIZAMENTO	134
E.6.	CONTROLO DA VELOCIDADE ATRAVÉS DA TÉCNICA DE CONTROLO POR MODO DE DESLIZAMENTO NO MODELO MATEMÁTICO NA TRANSFORMADA DE <i>PARK</i>	136
E.7.	CONTROLO DA VELOCIDADE ATRAVÉS DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE IMPULSO.....	138
E.8.	CONTROLO DA VELOCIDADE NO MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR BLDC E DO MODELO DO MATLAB ATRAVÉS DA TÉCNICA DE SVM	139
E.9.	MEDIÇÃO DE POTÊNCIA FORNECIDA AO MOTOR	143
ANEXO F	PARÂMETROS DO MOTOR BLDC E DAS HÉLICES.....	145
F.1.	MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA E BOBINA	145
F.2.	MOMENTO DE INÉRCIA	145
F.3.	COEFICIENTE DE ATRITO.....	146
F.4.	CONSTANTE DA FEM.....	146
F.5.	NÚMERO DE POLOS	147
F.6.	CONSTRUÇÃO DO MOTOR.....	148
F.7.	HÉLICES	148
F.8.	TODOS OS PARÂMETROS.....	149
ANEXO G	SIMULAÇÕES.....	151
G.1.	CONTROLO DA VELOCIDADE NO MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR BLDC COM A TÉCNICA DE CONTROLO DE SVM AO APLICAR-SE A TRANSFORMADA DE <i>PARK</i> ESTENDIDA	151
G.2.	SIMULAÇÃO DA TÉCNICA DE CONTROLO POR MODO DE DESLIZAMENTO SEM A VARIAÇÃO DOS GANHOS DO CONTROLO.....	152
G.3.	SIMULAÇÃO DE <i>SIX-STEP COMMUTATION</i> SEM O BINÁRIO DE CARGA	153
ANEXO H	CONTROLADORES DE VELOCIDADE	155

H.1.	ESC COMERCIAL	155
H.2.	ESC CONSTRUÍDO	157
H.2.1.	<i>Fluxogramas</i>	159
H.2.2.	<i>Código do microcontrolador para aplicação do six-step commutation</i>	164
H.3.	SENSORES.....	172
H.3.1.	<i>Sensor de efeito Hall</i>	173
H.3.2.	<i>Sensor de corrente</i>	173

Capítulo 1 Introdução

Um drone é um veículo aéreo, inicialmente criado para fins militares. Nos últimos anos verificou-se um aumento no desenvolvimento de aplicações para fins civis.

As aplicações para fins civis consistem na utilização de drones para verificação de estruturas, tirar fotografias e, mais recentemente, transporte de mercadoria e de pessoas.

Devido ao aumento do uso de drones por civis, houve a necessidade de aplicar legislação a este sector, como, a proibição da utilização destes perto de aeroportos, ou mesmo, as aeronaves, que se consideram brinquedos, não podem sobrevoar pessoas. Em Portugal, a autoridade que gere estas normas é a Autoridade Nacional de Aviação Civil (ANAC).

Neste capítulo pretende-se abordar qual foi a motivação para o desenvolvimento no controlo de motores de um drone.

Por fim, apresentam-se os objetivos da tese e como será a organização desta.

1.1. Motivação

Para os drones conseguirem voar necessitam de aplicar uma força que seja oposta à força gravítica. Obtém-se essa força através do movimento de rotação das hélices. Para as hélices rodarem, colocam-se estas no veio de motores que através do controlo da velocidade dos motores consegue-se fazer com que a sua rotação aumente ou diminua, o que implica a criação de uma força maior ou menor, respetivamente.

O controlo da velocidade de um motor é feito por um controlador de velocidade eletrónico, ESC (*Electronic Speed Controller*). Este controlador recebe informação do controlador de voo do drone. Através da resposta dos diversos sensores e do utilizador, que o controla, o controlador de voo indica se o motor que esse controlador está a operar necessita de uma maior ou menor velocidade de rotação.

O facto dos drones terem cada vez mais aplicações implica que os materiais que se usa para essas aplicações também sejam mais caros (por exemplo as câmaras), por isso os ESC precisam de garantir a segurança contra eventuais problemas no controlo dos motores.

1.2. Objetivos

Este trabalho de projeto teve como principal objetivo desenvolver um controlador de velocidade de motores de um drone comparável a um controlador de velocidade comercial.

Para isso começou-se por estudar os tipos de motores mais utilizados em drones e as suas respetivas características

Em seguida investigou-se a técnica de controlo que é mais utilizada no controlo de velocidade de motores de drones. E desenvolveram-se modelos matemáticos que fossem capazes de descrever o funcionamento do motor, da eletrónica e dos controladores.

Usaram-se esses modelos na ferramenta de simulação do MATLAB *Simulink* e compararam-se as técnicas de controlo.

Desenvolveu-se e testou-se o controlo de motores num sistema físico e compararam-se os resultados obtidos com os resultados da simulação.

Estudou-se ainda um sistema de controlo comercial e efetuou-se a comparação com o sistema desenvolvido.

Finalmente investigaram-se outras técnicas avançadas que se podem utilizar no controlo de motores de drones.

1.3. Organização de conteúdo

Esta tese está organizada em 6 capítulos. No primeiro capítulo, Introdução, apresenta-se qual a motivação e objetivos desta tese.

No capítulo dois, Revisão da bibliografia, verifica-se quais são os motores mais usados em drones e descreve-se como é que um motor funciona. Estudam-se os diferentes métodos e técnicas de controlo de motores para drones e quais os circuitos que se utilizam no controlo de motores.

No capítulo três, Modelos e controlo de motores de drones, desenvolvem-se os modelos matemáticos que descrevem o funcionamento dos motores e da eletrónica de potência, e apresenta-se o projeto dos sistemas de controlo dos motores.

No capítulo quatro, Simulação do controlo de motores de drones, implementam-se os sistemas apresentados no capítulo 3 na ferramenta de simulação do MATLAB *Simulink*, e são simuladas as diversas técnicas de controlo.

No capítulo cinco, Verificação experimental do controlo dos motores de um drone, implementa-se, fisicamente, a técnica de controlo mais utilizada no controlo de motores de drones e compara-se com um controlador comercial.

No capítulo seis, Conclusão, apresentam-se as conclusões desta tese e sugerem-se trabalhos futuros.

Capítulo 2 Revisão da bibliografia

Este capítulo encontra-se dividido em 8 secções. Na primeira secção aborda-se a história dos drones e o princípio de funcionamento. Na segunda secção indica-se quais são os motores mais utilizados e explica-se o funcionamento da máquina síncrona e do motor DC.

Na terceira secção comparam-se os motores BLDC (*Brushless Direct Current*) com o motor síncrono de ímanes permanentes, PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*), pois são dois motores com estruturas semelhantes.

Na quarta secção descreve-se a eletrónica de potência que se usa para se poder aplicar o controlo no motor de um drone

Na quinta secção descreve-se qual a técnica mais utilizada para o controlo da velocidade de motores de drones. Na sexta secção descrevem-se os diversos sistemas de controlo. Na sétima secção aborda-se a importância das hélices nos drones

Finalmente, na oitava secção investigam-se outras técnicas que possam ser utilizadas em motores de drones

2.1. Drone

O termo drone refere-se a uma aeronave que não transporta o piloto a bordo, sendo este operado por um sistema de controlo terrestre ou autónomo [1]. Segundo [2], considera-se o termo drone como um sistema militar ou autónomo. Os restantes aparelhos definem-se como veículos aéreos não tripulados, UAV (*Unmanned Aerial Vehicle*), ou sistemas aéreos não tripulados, UAS (*Unmanned Aerial System*).

2.1.1. História dos drones

A história dos drones tem início em agosto de 1849. As forças austríacas estavam a atacar Veneza, e os austríacos armaram balões de ar quente com bombas que, devido ao vento, foram levadas até Veneza. Com o auxílio de um eletroímã no fim de um fio de cobre largaram as bombas [1], [3]. Uma vez que estes dispositivos eram controlados pelo vento e não por um sistema terrestre faz com que não se considerem estes sistemas drones.

A primeira aeronave não tripulada foi contruída durante a primeira guerra mundial, no ano de 1917. Esta foi contruída para fins militares e é considerado o primeiro míssil cruzeiro [1], [3].

Na segunda guerra mundial estes veículos foram usados para outros propósitos, como o reconhecimento. Esse drone teve o seu primeiro voo em 1945. Tinha um peso de 124 kg e podia carregar câmaras e foguetes de sinalização para reconhecimento à noite [1].

Os drones, até ao ano de 2010, eram um interesse pouco comum, até que uma pequena empresa de entretenimento chamou a atenção do mundo com a apresentação do Parrot AR.Drone, na Exposição Internacional de Eletrónica de Consumo, em Las Vegas [3], Figura 2.1.



Figura 2.1 - Drone apresentado na Exposição Internacional de Eletrónica de Consumo [4].

Apesar de já existirem drones que eram controlados com controlo remoto há largos anos, a razão para o aumento da procura foi devido a este poder ser controlado por um iPhone através de Wi-Fi.

Com o aumento do desenvolvimento dos drones, em dezembro de 2016, a empresa Amazon entregou pela primeira vez uma encomenda transportada por um drone, esta entrega durou apenas 13 minutos [5].

No ano de 2017, foi apresentado o primeiro serviço de drone táxi no Dubai, um drone de dois lugares e construído com 18 motores, Figura 2.2 [6].



Figura 2.2 - Drone táxi do Dubai [6].

A tecnologia dos drones tem evoluído e é utilizada em muitas aplicações, como na agricultura, gestão e monitorização de desastres, inspeção de pontes e ruas, observações termográficas, entre outras [7].

2.1.2. Constituição de um drone

Um drone é constituído por [3]:

- Armadura;
- Motores;
- ESC;
- Propulsores/Hélices;
- Recetor;
- Controlador constituído por:
 - Microcontrolador;
 - Acelerómetro;
 - Giroscópio;
 - Barómetro (opcional);
 - Magnetómetro (opcional);
 - Sonar (opcional);
 - GPS (opcional).
- Bateria;
- Transmissor (opcional);
- Câmara (opcional).

Na Figura 2.3 observam-se os componentes de um kit de construção de um drone.

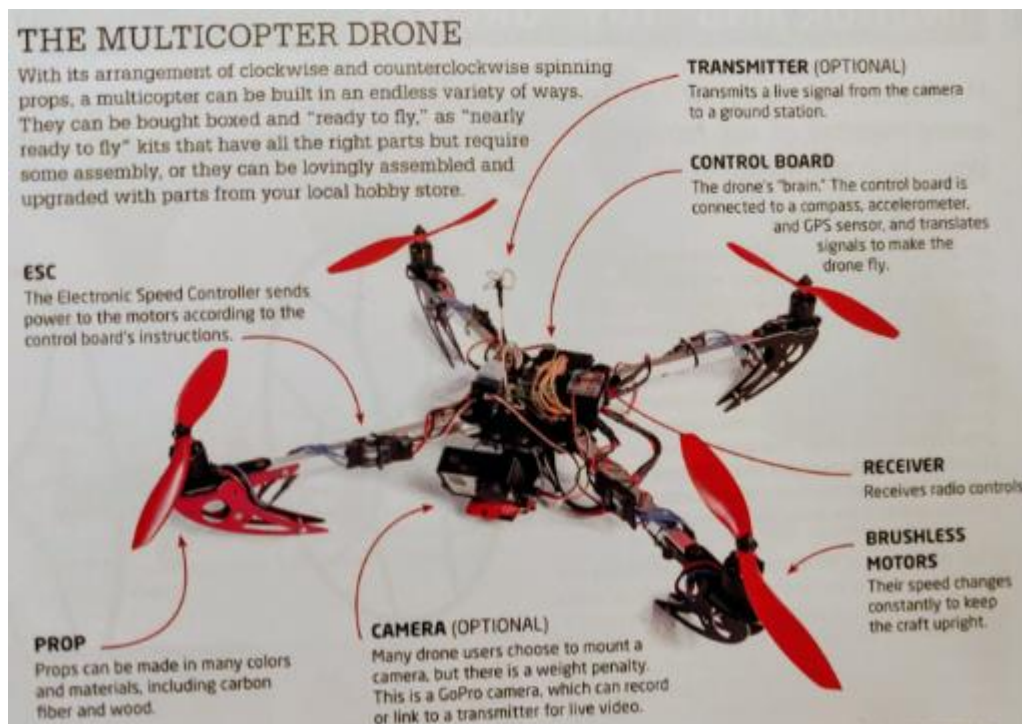


Figura 2.3 - Constituição de um drone [3].

2.1.3. Princípio de funcionamento dos drones

O componente que comanda o drone é o controlador. Este é o elemento que processa os dados que o utilizador e os diversos sensores lhe enviam. Este envia a informação para os controladores de velocidade de forma a mandarem os motores rodarem mais ou menos [2], [3].

Os ESC controlam os motores e consequentemente os que fazem a velocidade dos motores variar. Estes recebem um sinal de modulação de largura de impulso, PWM (*Pulse Width Modulation*), do controlador e reagem em função da duração do impulso.

O impulso tem uma duração entre 1 ms e 2 ms, sendo que estes valores correspondem ao motor estar parado ou a operar à velocidade máxima, respetivamente. O período do sinal PWM tem de ter um valor igual ou menor que 20 ms e superior a 2 ms.

O giroscópio e o acelerómetro servem para se obterem os ângulos dos eixos do drone e com isso conseguem-se ter os valores para estabilizar e controlar o movimento do drone.

O drone é alimentado por uma bateria. Esta fornece energia para todos os componentes, sendo normalmente uma bateria do tipo de polímeros de lítio, LiPo (*Lithium Polymer*)

Num drone com 4 motores, quadrimotor, precisa-se que os motores não rodem todos para o mesmo lado, ou seja, é necessário que um par de motores, posicionados em lados opostos, rode no sentido dos ponteiros do relógio e o outro par no sentido oposto [2], [3], [8], Figura 2.4.

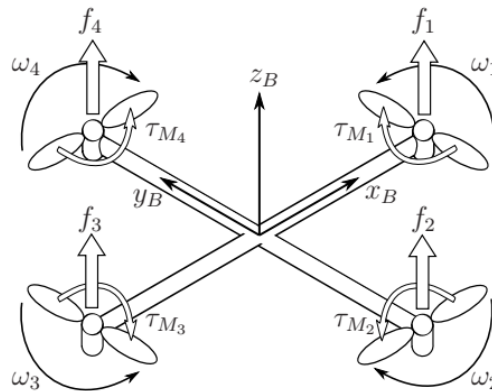


Figura 2.4 - Representação das forças do drone e sentido de rotação dos motores num drone em formato + [8].

É necessário que os motores rodem em sentidos opostos de forma a que o quadrimotor não rode em torno do seu eixo.

Na Figura 2.4 observa-se que cada motor exerce uma força no drone, f_1, f_2, f_3 e f_4 , sendo essas forças chamadas *thrust*. Para o drone conseguir levantar voo na vertical precisa que o somatório dessas forças, o *thrust* total, seja superior à força gravítica [8]:

$$f_1 + f_2 + f_3 + f_4 > mg \quad (2.1)$$

sendo m a massa do drone e g a constante de aceleração gravítica.

De forma a que o drone levante somente na vertical é necessário que os motores rodem todos à mesma velocidade, pois a velocidade de rotação está relacionada com essa força, segundo [8] tem-se:

$$f_x = k\omega_x^2, x = 1, 2, 3, 4 \quad (2.2)$$

onde ω é a velocidade de rotação dos motores, em rad/s, e k a constante de elevação.

Para movimentar o drone sobre um eixo, x ou y , precisa-se que os motores sobre esse eixo rodem em velocidades diferentes, Figura 2.5. O motor que roda mais depressa provoca uma força oposta ao movimento.

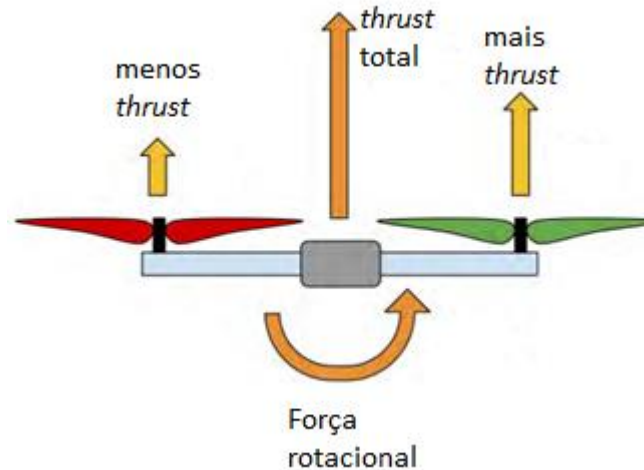


Figura 2.5 – Velocidade dos motores de forma ao drone se poder movimentar ao longo de x ou y [2].

Para o drone rodar sobre si próprio, eixo z , necessita que um dos dois pares de motores opostos rode mais do que o outro, Figura 2.6.

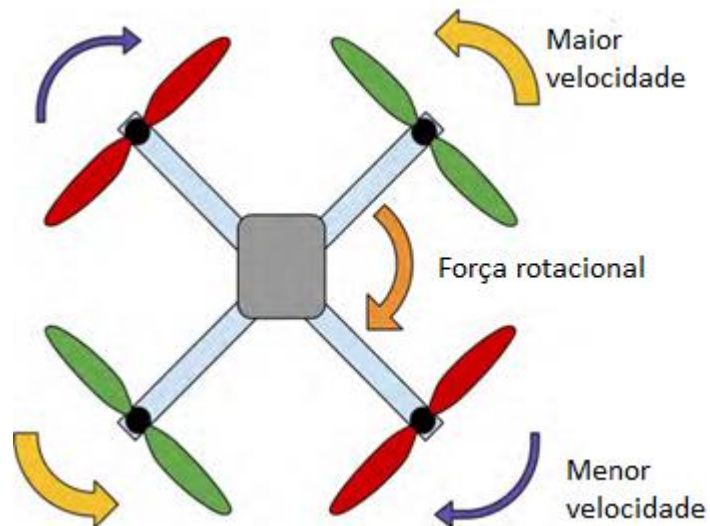


Figura 2.6 - Rotação sobre o eixo do z .

A descrição da física e dos métodos de controlo de um drone quadrimotor está explicado com mais detalhe na referência [9].

2.2. Motores

Existem diversos tipos de motores elétricos, Figura 2.7, funcionando todos com o mesmo princípio básico. As diferenças entre os diversos motores elétricos é a forma como as bobinas estão posicionadas e o método de excitação [10].

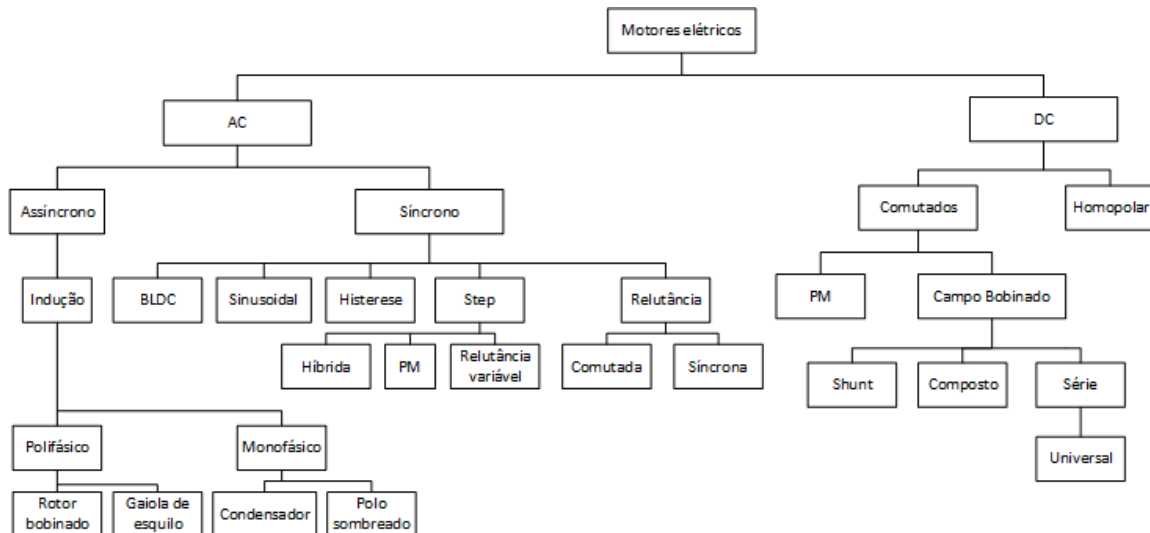


Figura 2.7 - Diversos tipos de motor [11].

Os motores mais usados em drones são os motores DC com escovas e os motores BLDC [2], [3], Figura 2.8.



a)



b)

Figura 2.8 - Motores usados em drones; a) Motor DC com escovas; b) motor BLDC [12].

Um motor DC com escovas para funcionar precisa de uma corrente contínua nos seus terminais, por isso só precisam de dois fios para alimentação.

Um motor BLDC possui três fios para alimentação, o que implica que precisa de correntes trifásicas, possui um controlo mais complexo.

Durante o voo de um drone o motor BLDC é mais seguro, visto não utilizar escovas de carbono para rodar. As escovas vão-se deteriorando com a sua utilização, com isso os motores deixam de funcionar.

2.2.1. Motores DC

Um motor DC é alimentado por uma tensão DC. Este é composto pelo estator e pelo rotor, sendo o estator a parte fixa e o rotor a parte móvel. Também é constituído por comutadores e por escovas de carbono.

Na Figura 2.9 tem-se a representação de uma máquina DC elementar.

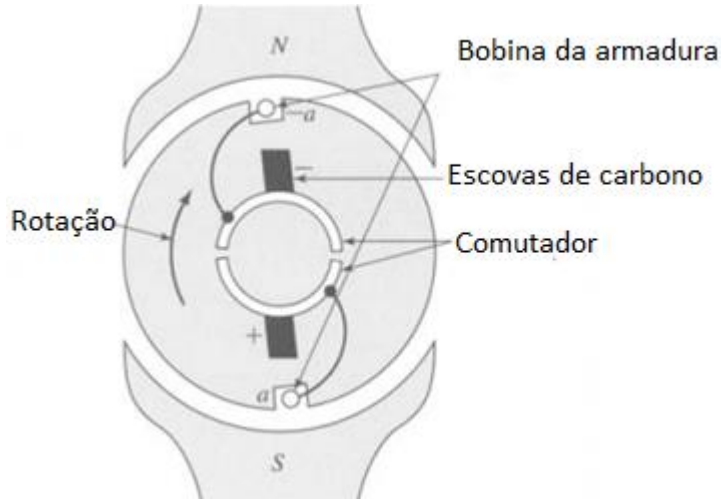


Figura 2.9 - Representação de uma máquina DC [13].

O estator gera um campo magnético estacionário que envolve o rotor, isto acontece devido há presença do enrolamento de campo no estator, que é excitado por uma corrente DC [10], [13]. Pode-se utilizar ímanes permanentes de forma a criar um campo magnético estacionário em vez de enrolamentos, sendo que estes não necessitam de ser excitados por uma corrente [13], [14].

Na Figura 2.10 observam-se os campos magnéticos produzidos pelo enrolamento e por um íman, verifica-se que estes são idênticos [15].

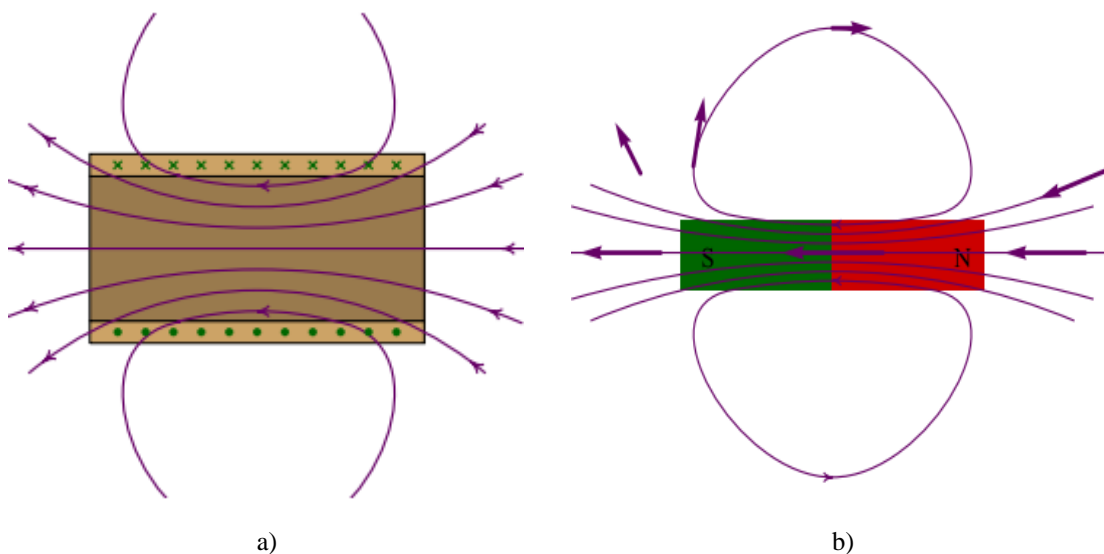


Figura 2.10 – Representação do campo magnético: a) no interior de uma bobina; b) num íman [15].

O rotor da máquina DC, armadura, é constituído por um ou mais enrolamentos. Esses enrolamentos quando são alimentados criam um campo magnético. Com a presença de um campo magnético o rotor tem polos magnéticos, sendo estes atraídos pelos polos opostos gerados pelo estator [10], [13], [14].

Como os polos magnéticos presentes no estator são fixos, precisa-se que os polos do rotor sejam alterados ao longo do tempo. Por isso há a necessidade da presença de escovas de carbono e dos comutadores.

Os enrolamentos estão ligados aos comutadores, que durante a rotação estes vão acompanhar a rotação do rotor, e as escovas de carvão estão ligadas aos comutadores, através de encosto e não estão ligadas fixamente, com isto pode-se alimentar o enrolamento pelas escovas.

Aos se alimentar o enrolamento do rotor este vai criar um campo, esse campo vai tentar alinhar com o campo criado pelo estator, devido a este alinhamento o rotor vai-se movimentar. Durante esse movimento os comutadores vão ser alimentados inversamente, criando assim um campo inverso ao inicial. Devido a este campo voltar a tentar alinhar com o campo do estator os comutadores vão voltar a ser alimentados inversamente. Com isto cria-se um campo magnético dinâmico quando é aplicada uma tensão DC nas escovas do motor, Figura 2.11.

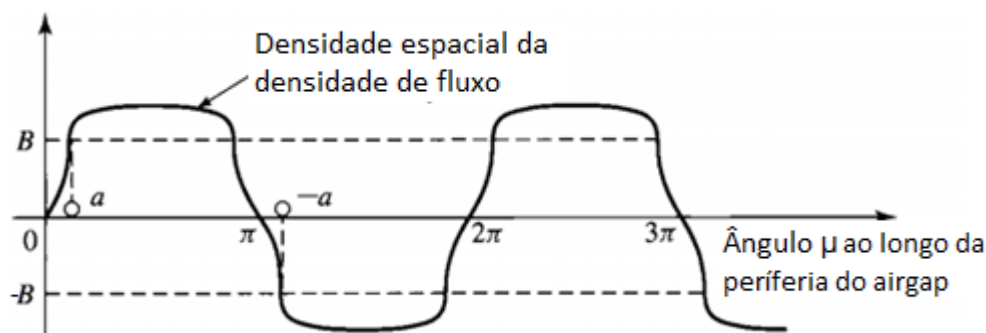


Figura 2.11 - Distribuição da densidade do fluxo numa máquina DC elementar [13].

2.2.2. Motor síncrono

Um motor síncrono é uma máquina AC cuja velocidade em regime estacionário é proporcional à frequência da corrente que atravessa a armadura [13], [16].

No estator do motor síncrono tem-se um enrolamento que é alimentado por uma corrente AC. O rotor é uma massa metálica rotativa no qual está bobinado o enrolamento de campo [16]. O formato do rotor pode ser cilíndrico, Figura 2.12, ou de polos salientes [17].

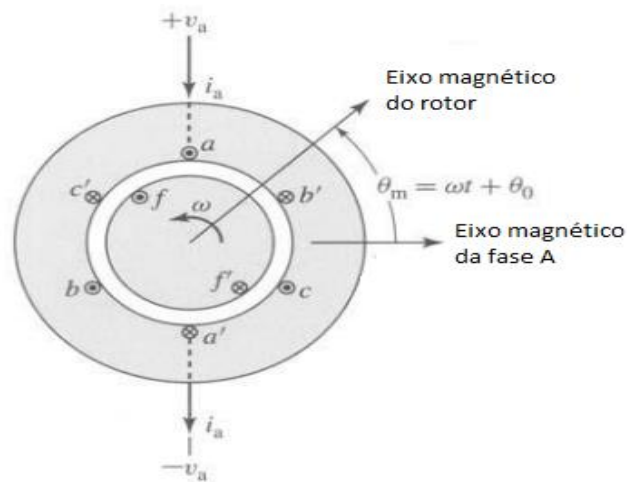


Figura 2.12 – Motor síncrono trifásico com dois polos de rotor cilíndrico e três fases [13].

O enrolamento de excitação ou campo, designado pela letra f na Figura 2.12, é alimentado com uma corrente DC, devido à presença de escovas e comutadores. Esta corrente contínua cria um fluxo magnético, que se fecha através do entreferro e do estator

Na Figura 2.12 observam-se as letras a , b e c , que designam os 3 enrolamentos do estator. Estes são constituídos por bobinas, são colocadas em cavas e estão igualmente distribuídas por cada par de polos [16]. Os eixos das fases estão espaçados eletricamente de 120° [10]. As bobinas de uma fase são diametralmente opostas e paralelas ao veio do motor [16].

Devido aos enrolamentos do estator serem alimentadas por correntes sinusoidais faz com que o campo magnético ao longo de cada fase varie ao longo do tempo, sendo que essa variação tem de estar sincronizada com o campo criado pelo rotor, ou seja, as correntes em cada fase têm de estar sincronizadas com o ângulo do rotor.

O motor é construído de forma que a distribuição do fluxo magnético seja aproximadamente sinusoidal, Figura 2.13. Como o rotor roda tipicamente com uma velocidade constante, no entreferro cria-se um fluxo magnético girante [16].

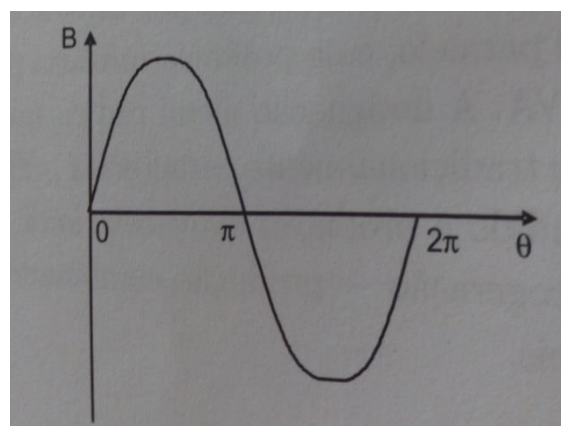


Figura 2.13 - Distribuição da densidade do fluxo num motor síncrono [16].

Segundo a lei de Faraday, um ímã em movimento, perto de uma espira metálica, produz uma corrente induzida ao longo da espira. Outro caso onde tem-se indução eletromagnética

é num circuito que se encontra perto de um eletroímã com corrente variável, logo, um campo magnético variável [15].

Sempre que há variação do fluxo magnético, através da superfície delimitada por um circuito, aparece uma força eletromotriz (FEM) induzida no circuito. O valor da FEM induzida é dado por:

$$\varepsilon = - \frac{d\phi}{dt}. \quad (2.3)$$

O sinal negativo na equação (2.3) indica que a FEM induzida é sempre oposta à variação do fluxo [15].

Pela lei de Faraday, o campo magnético girante criado pelo rotor origina uma FEM induzida nos terminais das bobinas do estator, Figura 2.14.

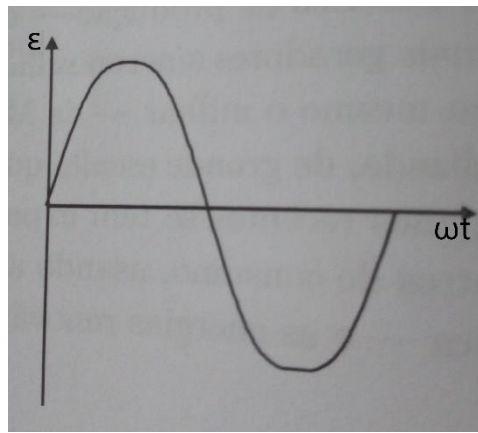


Figura 2.14 - FEM induzida nas bobinas do estator pelo campo magnético girante criado pelo rotor.

O valor da amplitude da FEM está relacionado com a velocidade do rotor. O fluxo é dado por [15]:

$$\phi = B' A \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (2.4)$$

sendo B' o campo magnético, A a área da bobina, ω a velocidade angular e φ_0 a fase inicial.

Ao aplicar-se a equação (2.3) tem-se:

$$\varepsilon = \omega B' A \sin(\omega t + \varphi_0). \quad (2.5)$$

A diferença de potencial, V , é igual à soma de todas as FEM induzidas nas N espiras das bobinas:

$$V = N\varepsilon = NB' A \omega \sin(\omega t + \varphi_0) = V_0 \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (2.6)$$

Sendo:

$$V_0 = NB' A \omega. \quad (2.7)$$

2.3. Comparação entre o motor BLDC e o motor PMSM

Os motores síncronos com a presença de ímãs permanentes podem ser divididos em duas categorias, motor PMSM e motor BLDC [19].

2.3.1. Origem dos motores BLDC e PMSM

O motor PMSM é um motor síncrono, mas sem os enrolamentos e escovas no rotor. O motor PMSM a funcionar como motor gera uma força eletromotriz inversa, chamada de FEM induzida [20].

Apesar do motor BLDC fazer parte da categoria dos motores síncronos, foi criado com o intuito de retirar as escovas e os comutadores das máquinas DC. O comutador e as escovas no motor DC convertem a corrente DC de entrada numa corrente com uma forma de onda retangular.

Ao aplicar correntes com forma de onda retangular no estator do BLDC e transferindo a excitação de campo para o rotor usando ímanes permanentes obtém-se um motor que não necessita de um comutador mecânico nem de escovas.

A razão de eliminar as escovas dos motores é devido ao desgaste. O carbono das escovas ao se friccionarem no cobre, que possui um coeficiente de atrito bastante alto, causa grande desgaste devido à fricção mecânica, tornando o carbono em poeira [21].

Outro problema é a erosão elétrica, que vaporiza o carbono das escovas em resíduos fisicamente muito pequenos.

Quando os motores desgastam por completo as escovas, deixa de haver ligação com o rotor, sendo necessário a troca por escovas novas. Por esta razão, em drones é preferível utilizar motores BLDC em vez de PMDC, devido à presença de escovas nos PMDC.

Com a utilização de ímanes permanentes deixa-se de ter estes problemas, e tem-se outras vantagens tais como [11]:

- aumento da eficiência, pois não se alimenta o campo de excitação, com isto não há consumo de excitação;
- maior densidade de potência e/ou binário do que com excitação eletromagnética;
- melhor desempenho dinâmico do que com motores com excitação eletromagnética;
- simplificação na construção e manutenção;
- redução de preços em alguns tipos de motores.

Os ímanes nos motores PMSM e BLDC podem ser montados na superfície ou embebidos [19], [20].

Os motores com os ímanes permanentes embebidos são mais difíceis de construir do que os que são montados na superfície. Os montados na superfície são fixados na superfície do rotor com o auxílio de cola, mais precisamente cola epóxi. Isto implica que a força mecânica dos montados na superfície está relacionada diretamente com a qualidade da cola que se aplica nestes modelos [20].

Os embebidos são mais robustos e tendem a ser usados em aplicações de velocidade elevada.

A diferença entre estes dois métodos é o tipo de *airgap* (espaço entre o rotor e o estator). No motor em que os ímanes são montados na superfície o espaço é ocupado somente por ar, enquanto que no motor embebido tem-se o ferro onde os ímanes estão embebidos.

2.3.2. Força eletromotriz

A grande diferença entre o motor PMSM e o motor BLDC é a forma de onda da FEM. O motor PMSM tem uma forma de onda sinusoidal e o motor BLDC tem uma forma de onda trapezoidal [20].

A corrente também é diferente em ambos, enquanto que no motor PMSM a forma da corrente é sinusoidal no motor BLDC é retangular. Na Figura 2.15 observam-se as FEM e as formas de corrente dos dois motores.

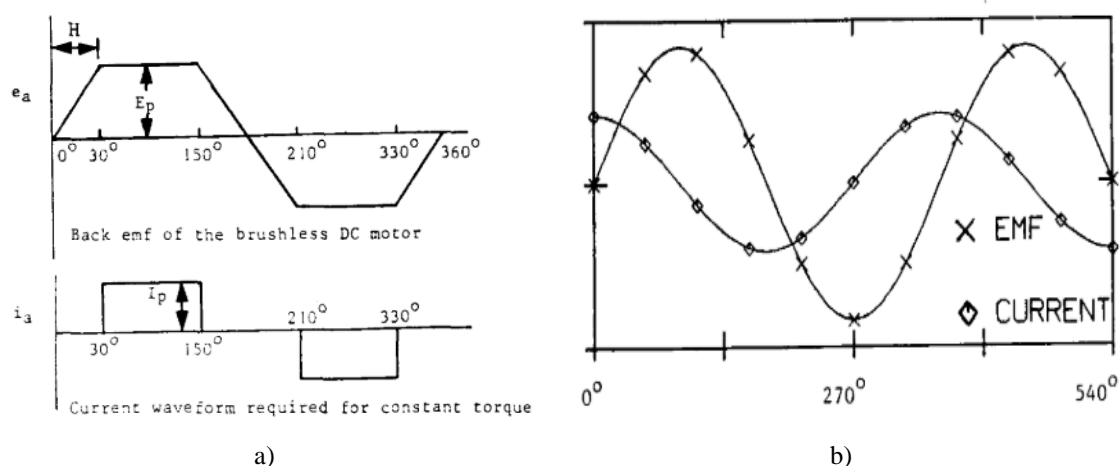


Figura 2.15 - Formas de onda da FEM e da corrente; a) BLDC; b) PMSM [20].

Estas formas de onda são diferentes nos dois tipos de motores devido à organização dos enrolamentos e formato dos ímanes.

Na Figura 2.16 encontram-se diversos formatos dos ímanes para um motor PMSM e na Figura 2.17 os formatos para um motor BLDC.

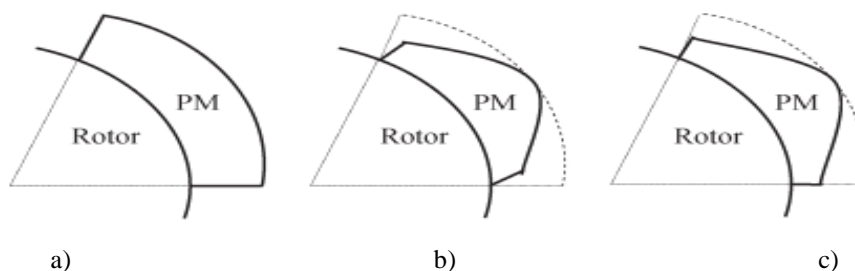


Figura 2.16 - Diferentes formatos dos ímanes permanentes de um PMSM; a) formato de barra; b) formato de pão; c) formato de pétala [22].

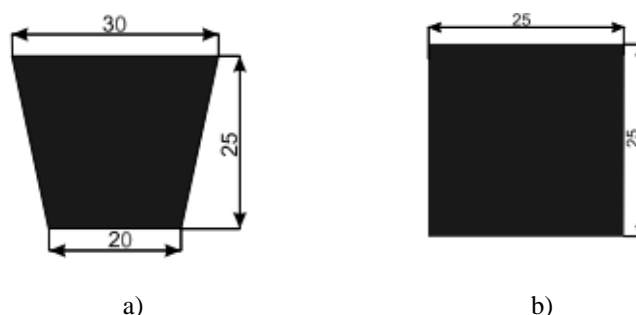


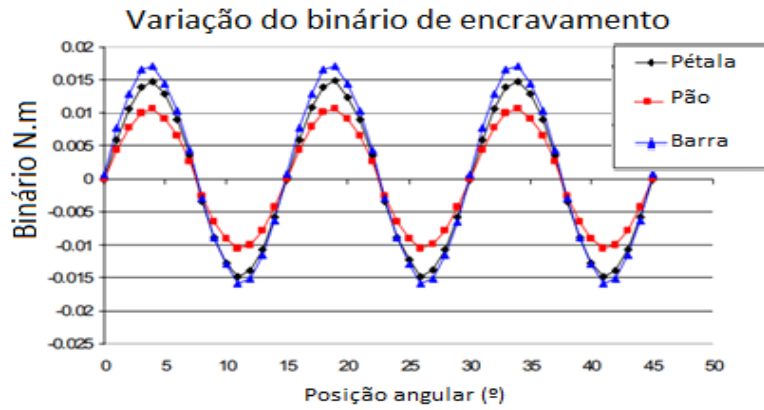
Figura 2.17 - Formatos dos ímanes permanentes de um motor BLDC: a) trapezoidal, b) retangular [23].

A influência do formato dos ímanes nos motores está relacionada com a qualidade do binário, ou seja, faz com que o binário do motor apresente uma menor oscilação [22].

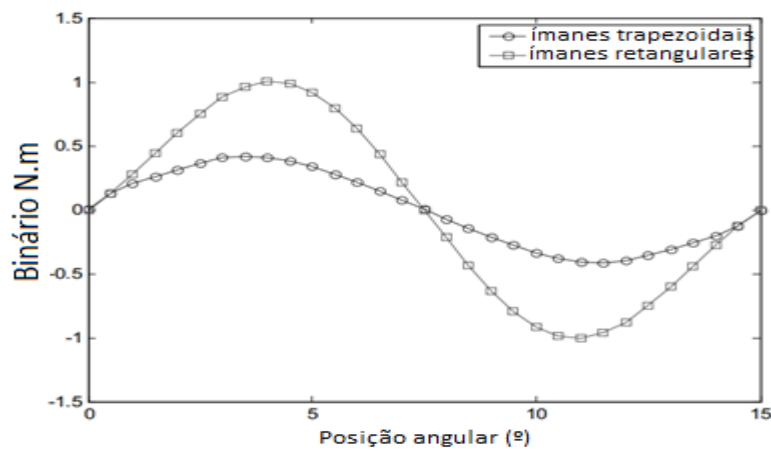
Os três componentes do binário são: binário mútuo, que é causado pela interação do campo do rotor com as correntes do estator, binário relutante, que é causado pela saliência do rotor (pode ser ignorado), e binário de encravamento, que é criado a partir da interação entre os ímanes permanentes e a estrutura de ferro laminada.

A qualidade do binário pode ser melhorada ao reduzir as oscilações no binário mútuo, visto que este está relacionado com a produção de harmônicas na FEM. Reduzir o binário de encravamento também melhora a qualidade do binário, visto que o melhoramento no binário de encravamento reduz as oscilações no binário[22].

Para reduzir esses tremores aplicam-se as alterações do formato dos ímanes permanentes. No motor PMSM o formato que reduz a amplitude do binário de encravamento é o formato de pão [22], Figura 2.18a). No motor BLDC o íman que reduz a amplitude do binário de encravamento é o trapezoidal [23], Figura 2.18b).



a)



b)

Figura 2.18 - Variação do binário de encravamento para diferentes formatos de ímãs: a) motor PMSM [22]; b) motor BLDC [23].

2.3.3. Densidade de potência

A densidade de potência é limitada pela capacidade de arrefecimento do motor, que está relacionada com a superfície do estator. Em motores de ímãs permanentes as perdas são mais comuns devido ao cobre, as correntes de Eddy e pelas perdas de histerese. As perdas no rotor podem ser ignoradas [20].

Assumindo que as perdas por correntes de Eddy e as perdas de histerese são iguais nos dois motores, implica que a potência que estes motores podem fornecer pode ser comparada com base nas perdas de cobre.

Nos motores PMSM sabe-se que as correntes são sinusoidais, com uma amplitude de pico I_{p1} , implica que o valor eficaz é:

$$I_{RMS} = \frac{I_{p1}}{\sqrt{2}}. \quad (2.8)$$

Como é um sistema trifásico as perdas pelo cobre são dadas por:

$$Perdas_{PMSM} = 3 \left(\frac{I_{p1}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_a, \quad (2.9)$$

sendo R_a a resistência da fase a .

No caso do motor BLDC, para um binário constante, precisa-se de uma corrente trapezoidal, com uma corrente de pico I_{p2} , que implica que as perdas são dadas por:

$$Perdas_{BLDC} = 3 \left(\frac{\sqrt{2}I_{p2}}{\sqrt{3}} \right)^2 R_a. \quad (2.10)$$

Assumindo que perdas no cobre das duas máquinas são iguais, iguala-se as equações (2.9) e (2.10), com isto tem-se:

$$3 \left(\frac{I_{p1}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_a = 3 \left(\frac{\sqrt{2}I_{p2}}{\sqrt{3}} \right)^2 R_a, \quad (2.11)$$

Logo:

$$I_{p1} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{p2} \approx 1.15 I_{p2}. \quad (2.12)$$

Isto implica que os BLDC conseguem fornecer 15% de mais potência que os PMSM com uma estrutura do mesmo tamanho, isto é, a densidade de potência pode ser 15% superior.

2.3.4. Razão entre o binário mútuo e inércia

Como a densidade de potência de um motor BLDC é 15% superior a um motor PMSM, então pode-se obter 15% mais de binário mútuo. Se as inércias dos dois motores são iguais, implica que a razão binário-inércia é 15% maior nos BLDC [20].

A inércia é a conservação do estado de movimento de um objeto, se este não interagir com outros objetos [24].

O binário mútuo é dado pelo produto de uma força tangencial, F' , com o raio onde essa força atua, r , Figura 2.19 [11].

$$T'' = F'r \quad (2.13)$$

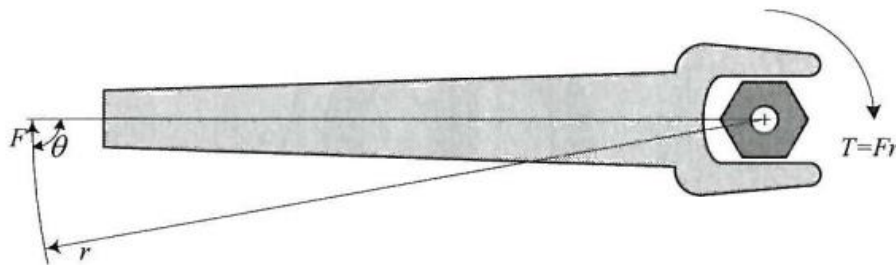


Figura 2.19 - Chave a desenroscar porca [11].

Através da Figura 2.19 e da equação (2.13) observa-se que ao se fazer a mesma força tangencial tem-se maior ou menor binário mútuo, dependendo do raio, produz-se mais binário mútuo quando a força é aplicada no limite máximo do raio.

Isto aplicado na Figura 2.19 significa que se consegue rodar mais facilmente uma chave presa a uma porca ao fazer-se força na extremidade da chave.

Ao ter-se em consideração a direção da força, o binário mútuo pode ser expresso como:

$$T'' = F'rsin(\theta) \quad (2.14)$$

sendo o θ o ângulo que a força é aplicada em relação à direção radial.

2.4. Circuitos conversores

O objetivo da eletrônica de potência consiste em processar e controlar o fluxo de potência ao fornecer tensões e correntes de forma que as cargas obtenham um desempenho adequado e eficiente. A Figura 2.20 mostra o diagrama de blocos de um processador eletrônico de potência [25].

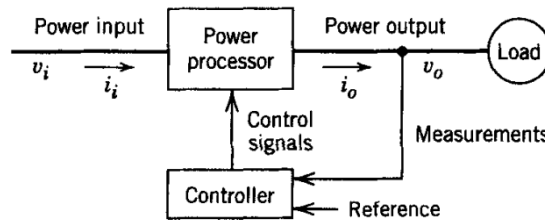


Figura 2.20 - Diagrama de blocos de um sistema de eletrônica de potência.

Na eletrônica de potência, dependendo da aplicação, tem-se dois tipos de reguladores, DC e AC.

O regulador tenta maximizar a eficiência do processo de conversão de potência [26], onde a eficiência, ou rendimento, é:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}, \quad (2.15)$$

sendo a potência de saída dada por:

$$P_o = V_o I_o \quad (2.16)$$

e a potência de entrada é igual a :

$$P_i = V_{in} I_i. \quad (2.17)$$

Idealmente quer-se que a eficiência seja igual a 1, o que significa que a potência de saída seja igual à de entrada. Em conversores reais tem-se eficiências sempre inferiores a 1, devido às perdas de potências, por isso tem-se potência de perdas

$$P_{perdas} = P_i - P_o. \quad (2.18)$$

Ao usar-se a equação (2.15) em (2.18) fica-se com a seguinte equação

$$P_{perdas} = P_o \left(\frac{1 - \eta}{\eta} \right), \quad (2.19)$$

normalmente estas perdas manifestam-se sobre a forma de dissipação de calor.

Há dois tipos de reguladores, os reguladores lineares e os comutados. Os reguladores lineares consistem em colocar um transistor a operar na região linear, ou seja, atuam como uma resistência, Figura 2.21. Os reguladores lineares normalmente funcionam como redutores, ou seja, a tensão de entrada é superior à tensão de saída [26].

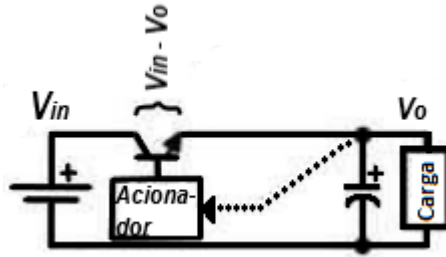


Figura 2.21 - Regulador linear [26].

O problema destes reguladores é a eficiência. Como o transistor está em série com a carga, a queda de tensão no transistor é ajustada para regular a tensão de saída. Isto implica que a corrente no transistor é semelhante à da carga fazendo com que haja perdas de potência no transistor. Fazendo com que a eficiência, dada pela equação (2.15), passe a ser de baixo valor.

A melhor característica dos reguladores lineares é o baixo ruído e a baixa interferência eletromagnética, presente nos reguladores de comutação. Já a melhor característica dos reguladores comutados é a eficiência, isto porque os transistores funcionam somente nos estados de corte e saturação, ou seja, funcionam como um interruptor, ligado ou desligado.

Nos reguladores comutados, quando o transistor está ligado a queda de tensão neste dispositivo é aproximadamente 0 V e quando está desligado a corrente que o atravessa é aproximadamente 0 A, fazendo com que as perdas de potência nestes dispositivos sejam menores em comparação com os reguladores lineares [26].

Os reguladores de comutação podem ser conversores DC-DC ou conversores DC-AC. Nos conversores DC-DC tem-se os redutores, elevadores e redutores-elevadores, nos DC-AC tem-se os conversores monofásicos e os trifásicos.

2.4.1. Conversor DC-DC redutor

O circuito de um conversor DC-DC redutor está representado na Figura 2.22.

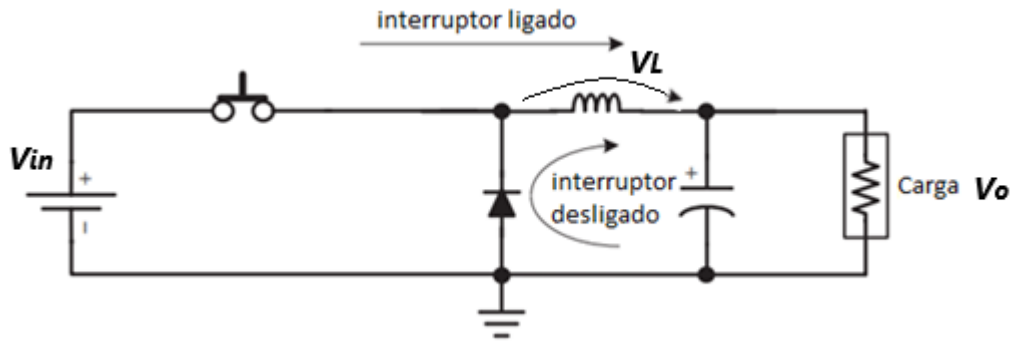


Figura 2.22 - Conversor DC-DC redutor [26].

O redutor tem como objetivo entregar a uma carga uma tensão, V_o , inferior à tensão de entrada, V_{in} .

Num redutor, quando o interruptor está ligado, a energia é entregue à bobina e à carga. Quando o interruptor está desligado, a fonte deixa de alimentar o circuito. A energia armazenada na bobina é entregue à carga através do diodo.

A corrente que a fonte fornece é variável pois o interruptor está sempre a ligar e a desligar. Contudo, a corrente de saída é constante, pois a bobina e o condensador forma um filtro passa-baixo de segunda ordem [25], [26].

Como a corrente média que atravessa o condensador é 0 A, tem-se que

$$I_L = I_O. \quad (2.20)$$

Através da lei de Kirchhoff das tensões, quando o interruptor está ligado a tensão na bobina, V_{LON} , fica:

$$V_{LON} = V_{in} - V_{interruptor} - V_O, \quad (2.21)$$

quando o interruptor está desligado e o diodo começa a conduzir, a tensão na bobina, V_{LOFF} , fica:

$$V_{LOFF} = V_O - (-V_D) = V_O + V_D. \quad (2.22)$$

Segundo a lei Volt-Segundo, o produto da tensão aplicada nos terminais da bobina pelo tempo que essa tensão é aplicada, enquanto o interruptor está ligado, t_{ON} , tem de ser igual à tensão que aparece nos terminais da bobina, quando o interruptor está desligado, multiplicado pelo tempo que o interruptor está desativado, t_{OFF} . Por [26] a lei Volt-Segundo é dada por:

$$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{V_{LOFF}}{V_{LON}}, \quad (2.23)$$

ao aplicarem-se as equações (2.21) e (2.22) na lei Volt-segundo e em:

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}, \quad (2.24)$$

tem-se que o fator de ciclo, D (*duty-cycle*), é dado por

$$D = \frac{V_O + V_D}{V_{IN} + V_D - V_{interruptor}}. \quad (2.25)$$

Desprezam-se as quedas de tensão no díodo e no interruptor, sendo estas muito menores do que as restantes, a equação (2.25) fica

$$D = \frac{V_O}{V_{IN}}, \quad (2.26)$$

$$V_O = DV_{IN}. \quad (2.27)$$

Na Figura 2.23 apresentam-se as diversas tensões e correntes no circuito redutor.

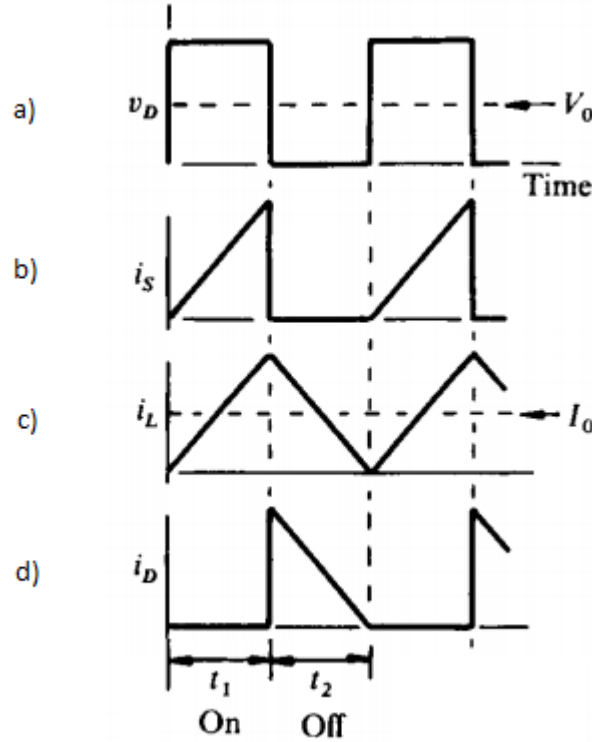


Figura 2.23 – Tensões e correntes no circuito redutor: a) tensão depois do interruptor, no díodo, b) corrente que atravessa o interruptor, c) corrente na bobina, d) corrente no díodo.

Na Figura 2.23a) tem-se a queda de tensão depois do interruptor. Como este vai ligando e desligando a tensão tem o valor de V_{IN} ou 0 V. O tempo do interruptor ligado é igual ao desligado, pela equação (2.24), tem-se $D = 0,5$, com isto a tensão de saída $V_O = 0,5 V_{IN}$ [26].

As Figura 2.23b), c) e d) estão relacionadas com a corrente na bobina. Para descrever o funcionamento da corrente da bobina tem-se [26]:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}. \quad (2.28)$$

Ao manipular-se a equação (2.28) e ao colocar-se a corrente em evidência fica-se com:

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt + i_L(0), \quad (2.29)$$

sendo:

$$v_L = V_D - V_O, \quad (2.30)$$

com isto, v_L terá uma forma de onda idêntica à da Figura 2.23a), ao integrar-se uma forma de onda quadrática, fica-se com a forma de onda presente na Figura 2.23c).

As outras duas figuras presentes na Figura 2.23, b) e d), representam o carregamento e descarregamento da bobina, respectivamente. Quando o interruptor está ligado acumula uma corrente, quando é desligado descarrega a corrente para a carga.

Para obterem-se as equações da dinâmica considera-se o interruptor $\delta = 1$ ou $\delta = 0$, conforme está ligado ou desligado. Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões, desprezando as perdas do interruptor e do díodo, tem-se:

$$\delta V_{IN} = v_L + V_O. \quad (2.31)$$

Substitui-se v_L pela equação (2.28) fica-se com:

$$\delta V_{IN} = \frac{L di_L}{dt} + V_O. \quad (2.32)$$

Reescrevendo a equação (2.32) em ordem à corrente fica:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\delta V_{IN} - V_O}{L}, \quad (2.33)$$

A partir desta equação pode-se deduzir uma equação de controlo da seguinte forma: caso a corrente esteja abaixo do valor desejável liga-se o interruptor, $\delta = 1$, caso esteja acima desliga-se o interruptor, $\delta = 0$.

2.4.2. Inversor trifásico

A conversão DC para AC usa-se em acionadores de motores AC e para o fornecimento de potência para a rede, com o objetivo de produzir uma saída AC sinusoidal cuja a amplitude e frequência podem ser controladas [25].

Os inversores trifásicos têm como objetivo criar 3 tensões ou correntes desfasadas de 120°. Dependendo da aplicação as grandezas podem ser quadráticas ou sinusoidais.

Para um inversor trifásico, o circuito mais usado [25] é composto por 3 braços, um por cada fase, Figura 2.24, sendo cada braço composto por 2 interruptores. Os interruptores do braço não podem estar ligados ao mesmo tempo para não provocarem curto-circuito.

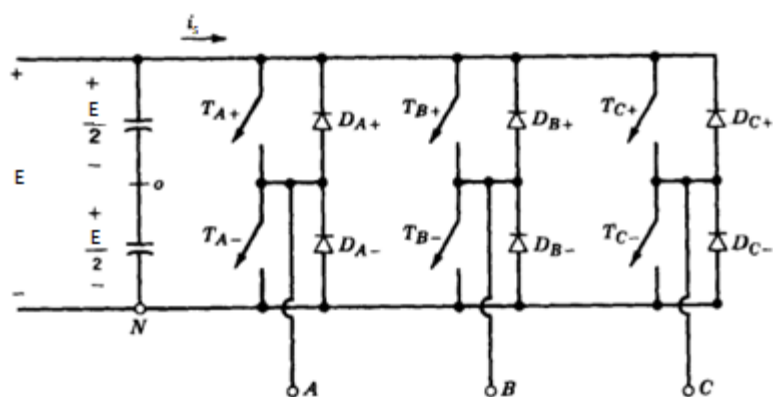


Figura 2.24 - Inversor trifásico [25].

O conversor trifásico é um conversor redutor, onde a tensão AC de saída é inferior à tensão DC. Para controlar as correntes em cada fase é necessário aplicar técnicas de comutação nos interruptores.

No circuito inversor tem-se um condensador em paralelo com a fonte, condensador de ligação ao barramento [27].

O condensador é uma carga de balanceamento entre a fonte DC e a carga AC do lado do inversor. Este componente serve para reduzir a interferência eletromagnética causada pela comutação dos interruptores e pela indutância da carga.

2.4.3. Interruptores para efetuar a comutação

Para fazer as comutações podem-se utilizar vários componentes como transístores bipolares de junção, TBJ, transístores bipolares de porta isolada, IGBT e transístor de efeito de campo metal – óxido – semicondutor, MOSFET [25], [28].

Historicamente, os dispositivos mais utilizados eram os TBJ, sendo que atualmente consideram-se dispositivos lentos, mas possuem um baixo custo [26]. Outro problema destes dispositivos é que são equipamentos controlados por corrente, em que para funcionar no estado de ligado é necessário injetar uma corrente constante na sua base, sendo que essa corrente necessita de ser proporcional à corrente que o atravessa. O período de comutação deste dispositivo está compreendido entre algumas centenas de nanossegundos até alguns microssegundos [25].

Os MOSFETs, em comparação com o TBJ são muito mais rápidos a efetuar a comutação [26], com períodos compreendidos entre as dezenas de nanossegundos até as centenas de nanossegundos [25].

Este semicondutor é um dispositivo que para estar ligado precisa de ter uma tensão, com uma magnitude apropriada, na porta [25]. Em comparação com o TBJ, este é mais difícil de ativar, pois o TBJ precisa de tensões a rondar os 0,8 V, e os MOSFETs para conduzirem podem precisar de tensões superiores à tensão que é fornecida ao circuito [26].

Na porta do MOSFET só há consumo de corrente durante as transições de estado ligado para desligado e vice-versa, devido ao efeito capacitivo que existe na porta. Por isso quanto maior a frequência de comutação maior o consumo feito pelo transistor.

O IGBT possui algumas vantagens dos MOSFET e dos TBJ combinadas. Tal como o MOSFET precisa de uma pequena corrente para mudar o estado do dispositivo e tal como o TBJ precisa de uma pequena tensão para ativá-lo (por exemplo: uma tensão de 2 a 3 V para um dispositivo de 1000 V). Estes possuem um período de comutação de um microssegundo [25].

A tabela apresenta um quadro resumo sobre os diversos dispositivos que podem ser usados como interruptor.

Tabela 2.1 - Tabela resumo dos interruptores [25].

Dispositivo	Capacidade de Potência	Velocidade de comutação
TBJ	Média	Média
MOSFET	Baixa	Alta
IGBT	Média	Média

2.5. Técnica da *Six-step commutation*

Para se poder controlar o motor é necessário aplicar técnicas de comando nos interruptores do inversor de forma a controlar a rotação dos motores.

A técnica mais comum no controlo de velocidade de motores BLDC é a *six-step commutation*. Nesta técnica o motor BLDC é controlado de forma semelhante a um motor DC, utiliza-se o inversor trifásico de forma a conseguir-se criar-se as comutações criadas pelas escovas de carbono e pelos comutadores do motor DC, ou seja, as comutações passam a ser elétricas em vez de mecânicas [29].

A técnica da *Six-step commutation* consiste numa combinação de 6 estados dos interruptores, sendo que em cada estado tem-se um braço do inversor em flutuação, ou seja, estão os dois interruptores desligados, Figura 2.25 [29], [30].

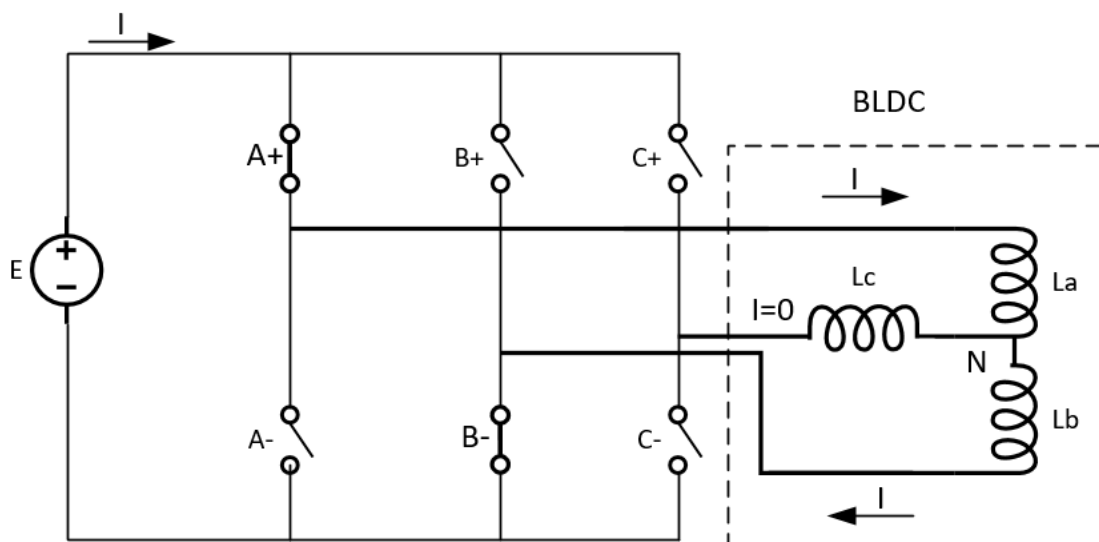


Figura 2.25 - Método do *six-step-commutation* nas fases AB [29].

Quando se aplica algum destes estados obriga-se o motor a rodar até uma certa posição, ao aplicar-se este método numa certa sequência consegue-se por o motor a rodar, Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Sequência do *six-step-commutation* [29], [30].

Fases	Sequência	Interruptores ligados		
		A	B	C
A-B	0	+	-	nenhum
A-C	1	+	nenhum	-
B-C	2	nenhum	+	-
B-A	3	-	+	nenhum
C-A	4	-	nenhum	+
C-B	5	nenhum	-	+

Devido à saturação das bobinas do motor, é necessário mudar de posição no instante certo. Para isso faz-se a leitura de tensão da fase que está a flutuar juntamente com a tensão do neutro do motor, quando houver uma interseção entre ambas as tensões chegou a altura para mudar para o próximo estado. A este método chama-se cruzamento por zero da FEM. Na Figura 2.26 observa-se a aplicação da sequência conforme a FEM.

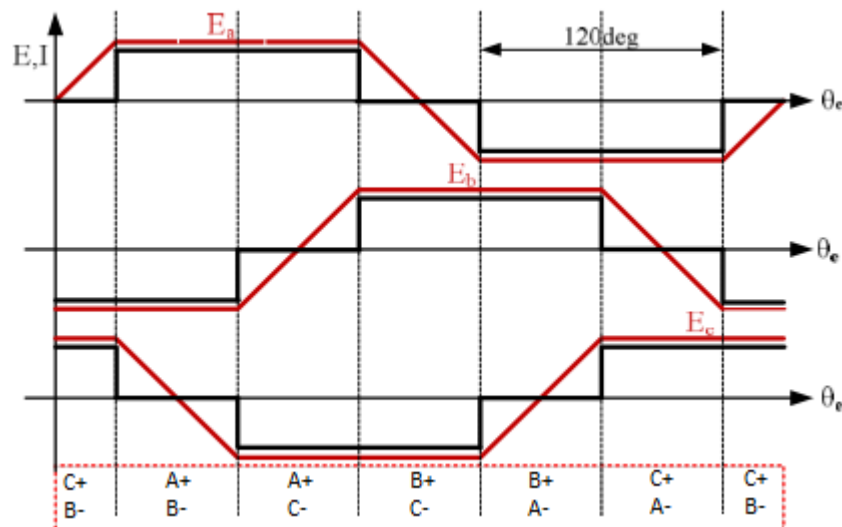


Figura 2.26 - Aplicação da sequência a partir da FEM [29].

2.6. Sistemas de Controlo

Um sistema de controlo consiste em interligar componentes de forma a obter a finalidade desejada [31]. Para o caso dos motores BLDC é necessário obter a velocidade ou corrente desejada.

Um sistema de controlo está descrito num diagrama de blocos na Figura 2.27.

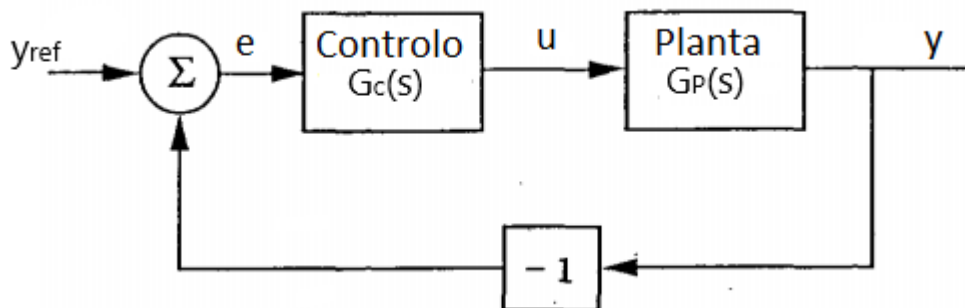


Figura 2.27 - Diagrama de blocos de um sistema de controlo simples em malha fechada [31].

No diagrama de blocos tem-se um valor de referência, y_{ref} , esse valor é subtraído ao valor real, y , com isto obtêm-se o erro, e . Através do erro aplica-se o método de controlo, $G_c(s)$. O valor obtido do método de controlo é aplicado na planta, $G_p(s)$, ou seja, aplicado no sistema, e com isso obtêm-se outro valor na saída do sistema.

O objetivo do sistema é manter o valor de saída próximo do valor de referência apesar das perturbações que possam ocorrer no sistema.

Para o controlo de velocidade nos motores BLDC pode-se aplicar diversos métodos de controlo como PID (Proporcional Integral Derivativo), *Fuzzy*, redes neuronais [32], *back-stepping* [33], entre outras.

2.6.1. Controlo proporcional integral derivativo

O controlo tradicional PID é das estratégias mais desenvolvidas no controlo linear de sistemas, sendo este ainda muito usado em controlo de sistemas industriais, devido à sua simplicidade, robustez, fiabilidade e devido à facilidade de ajuste dos parâmetros [32].

A fórmula do PID é dada por [31], [32], [34]:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.34)$$

K_P é o ganho proporcional, K_I o ganho integrativo e K_D o ganho derivativo.

Ao aplicar-se a transformada de Laplace à equação (2.34) fica-se com a seguinte função de transferência

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = G_c(s), \quad (2.35)$$

sendo a transformada de Laplace de um integral dada por [35]:

$$\int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \xleftrightarrow{L} \frac{F(s)}{s} \quad (2.36)$$

e de uma derivada:

$$\frac{df(t)}{dt} \xleftrightarrow{L} F(s)s. \quad (2.37)$$

Para além do controlador PID também se pode ter um controlador proporcional (P), controlador proporcional integrativo (PI) ou o controlador proporcional derivativo (PD) [31], [32], [34]. Entre estes o mais usado em motores BLDC é o PI [32].

O controlador PI tem a função de transferência dada por [34]

$$G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = \frac{K_P}{s} \left(s + \frac{K_I}{K_P} \right). \quad (2.38)$$

No caso de um controlador PD por [34]:

$$G_c(s) = K_P + K_D s \quad (2.39)$$

2.6.1.1. Ganho proporcional

Da equação (2.34) observa-se que a componente proporcional é proporcional ao erro, quanto maior o erro maior será a influência desta componente, o que implica, que quanto maior o seu valor mais rápida é a resposta do sistema [31].

Para verificar a funcionalidade do controlador proporcional usou-se o sistema presente na Figura 2.28, onde anula-se o ganho integrativo e o derivativo, o exemplo da planta da Figura 2.28 é baseado na referência [31].

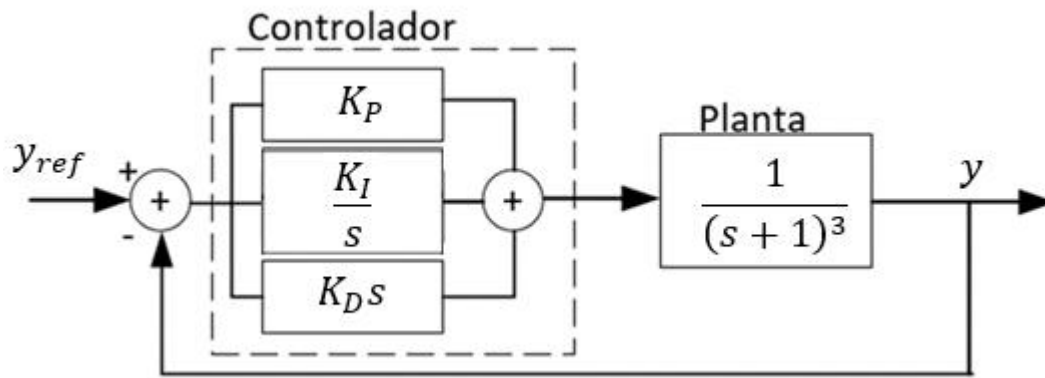


Figura 2.28 - Sistema com a aplicação de um controlador PID.

Aplica-se um sinal do tipo *step*, em y_{ref} , e varia-se os valores de K_P . Com isto obtém-se as respostas da Figura 2.29 [31]

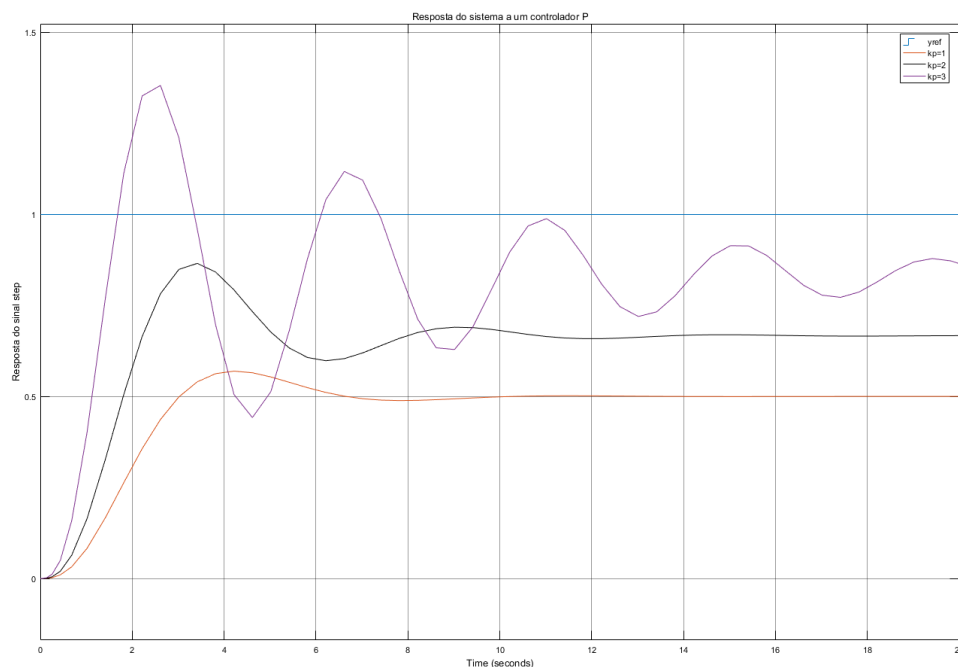


Figura 2.29 - Resposta do sistema a um sinal do tipo *step* em que se varia o ganho K_P com valores 1, 2 e 5 e com K_D e K_I igual a 0.

Na Figura 2.29 observa-se que quanto maior é o valor de K_P mais rápida é a resposta do sistema, mas implica uma maior oscilação. Com uma resposta mais rápida maior o *overshoot*. Também se observa que em nenhum dos casos se conseguiu chegar ao valor de referência, existindo sempre um erro estacionário, sendo que quanto maior é o valor de K_P menor é esse erro.

2.6.1.1. Ganho integral

A função do integrador é garantir que o valor de saída acompanhe com o valor de referência em estado estacionário. No integrativo, um erro positivo vai aumentar o valor do sinal de controlo e um erro negativo vai diminuir o sinal de controlo.

Aplica-se no mesmo sistema da Figura 2.28 o mesmo *step*, em que neste caso considerou-se $K_P = 1$, $K_D = 0$ e variou-se K_I , Figura 2.30.

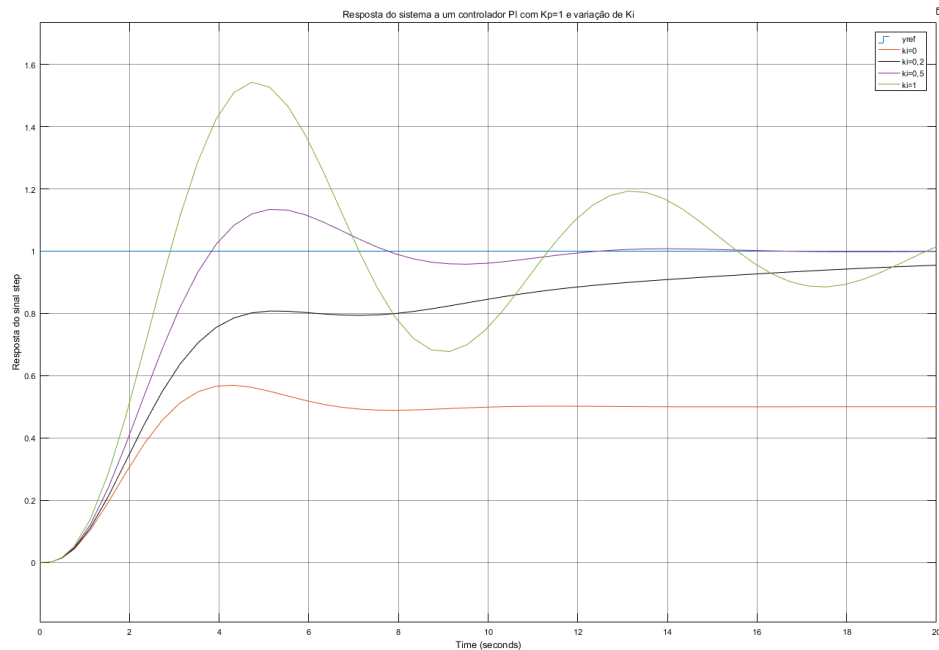


Figura 2.30 - Resposta do sistema a um sinal do tipo step com $K_P = 1$, $K_D = 0$ e com variação de K_I com valores 0, 0,2, 0,5 e 1 [31].

Com esta nova configuração, na Figura 2.30, observa-se que em todos os casos em que a componente integral possui um valor diferente de 0, deixa de haver erro estacionário. Sendo que quanto maior é o valor de K_I mais rápido é a sua resposta, mas tal como a componente proporcional, existe uma maior oscilação [31].

O problema da parte integral é que o valor da sua saída vai sempre aumentando enquanto houver erro. Assim num sistema em que o valor de referência é inalcançável o valor na saída do controlador estará sempre a crescer, o que pode trazer problemas para o sistema, por isso pode haver a necessidade de limitar a saída do sistema de controlo [31], [32].

2.6.1.1. Ganho derivativo

O objetivo da componente derivativa é melhorar a estabilidade em malha fechada. Por causa do processo dinâmico, vai demorar algum tempo antes de uma alteração nas variáveis de controlo ser notada no processamento da saída. Por isso, o sistema de controlo pode atrasar-se na correção do erro. A presença do derivativo é uma forma de “prever” esse valor na saída, onde a previsão é feita com a extrapolação do erro através da tangente da curva do erro, Figura 2.31 [31].

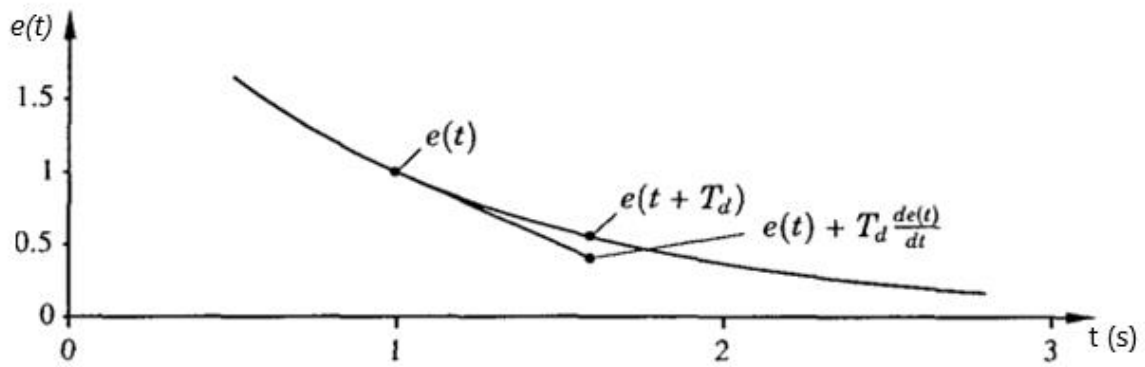


Figura 2.31 - Ação do derivativo como controle preditivo, onde a previsão é obtida pela extrapolação linear [31].

Na Figura 2.31 observa-se um erro inicial no instante $t = 1$ s, $e(t)$, e através da aplicação da derivada obtém-se o declive desse erro, com este declive consegue-se prever o erro na próxima amostra, que é a previsão dada por:

$$e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.40)$$

o erro real é dado por $e(t+T_d)$ onde se observa que se obtém um valor muito próximo da previsão.

Ao aplicar-se o PID completo ao sistema presente na Figura 2.28, com $K_P = 3$, $K_I = 1,5$ e com variação de K_D , 0,3, 2,1 e 14,1, obteve-se os sinais da Figura 2.32.

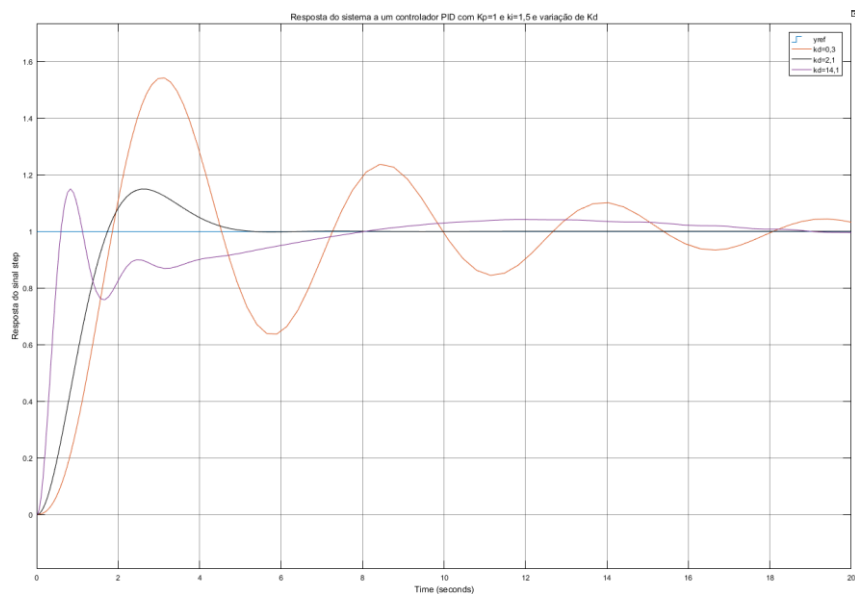


Figura 2.32 - Resposta do sistema a um sinal do tipo step com $K_P = 3$, $K_I = 1,5$ e com variação de K_D com valores 0,3, 2,1, e 14,1 [31].

Com os valores escolhidos, o sinal apresentou alguma oscilação. Mas consegue-se observar que quanto maior o valor da componente derivativa maior o tempo de resposta e quanto menor o valor mais rápida é a resposta, mas possui uma oscilação maior [31].

Na Tabela 2.3 apresenta-se um resumo da variação do sistema com a variação dos ganhos.

Tabela 2.3- Influência dos ganhos do PID no sistema de estudo [34].

	Porcentagem de <i>Overshoot</i>	Tempo de estabilização	Erro em estado estacionário
Aumento de K_P	Aumenta	Impacto mínimo	Diminui
Aumento de K_I	Aumenta	Aumenta	Erro = 0
Aumento de K_D	Diminui	Diminui	Sem impacto

2.6.2. Ajuste dos parâmetros do controlador proporcional integral derivativo, PID *tuning*

Existe vários métodos para determinar os valores dos ganhos do PID, a esse processo de determinar os ganhos chama-se PID *tuning*.

2.6.2.1. Ajuste manual

Um dos métodos é o manual, que consiste em obter os valores através de tentativa e erro com uma análise analítica mínima. Usa-se a resposta do sistema a um *step* obtido através de simulação, ou mesmo em atuação no sistema real, e decide-se o valor dos ganhos através da observação e experiência [34].

2.6.2.2. Posicionamento do polo

Outro método consiste no posicionamento do polo. Este método consiste em encontrar um controlador que forneça os polos desejados em malha fechada. Ao contrário do método acima descrito, este necessita da função de transferência de sistema [34].

Uma planta de um sistema pode ser descrita como:

$$G_P = \frac{a}{s + b}. \quad (2.41)$$

Como a planta é um sistema de primeira ordem pode-se usar somente um PI:

$$G_C = K_P + \frac{K_I}{s}. \quad (2.42)$$

Um sistema como o da Figura 2.27 é dada por:

$$G(s) = \frac{G_P(s)G_C(s)}{1 + G_P(s)G_C(s)}. \quad (2.43)$$

Quando se aplicam as equações (2.38) e (2.41) em (2.43) fica-se com um sistema em malha fechada de segunda ordem, ou seja possui dois polos. Estes podem ser escolhidos livremente através da escolha de K_P e de K_I .

Os polos são dados pela equação característica:

$$1 + G_P(s)G_C(s) = 0. \quad (2.44)$$

Substituindo fica-se com:

$$1 + \frac{\frac{K_P}{s} \left(s + \frac{K_I}{K_P} \right) a}{s + b} = 0 \quad (2.45)$$

e ao desenvolver-se a equação (2.45) tem-se:

$$s^2 + s(b + aK_P) + aK_I = 0. \quad (2.46)$$

Os polos, de um sistema de segunda ordem, são dados por:

$$s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2 = 0, \quad (2.47)$$

implica que:

$$2\zeta\omega_o s = b + aK_P \quad (2.48)$$

e:

$$\omega_o^2 = aK_I. \quad (2.49)$$

Ao pôr-se em ordem a K_P e K_I fica-se com:

$$K_P = \frac{2\zeta\omega_o s - b}{a} \quad (2.50)$$

e:

$$K_I = \frac{\omega_o^2}{a}. \quad (2.51)$$

A percentagem de *overshoot* é dada por:

$$P.O. = 100e^{-\left(\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)} \quad (2.52)$$

ao ter-se a percentagem de *overshoot* desejada, consegue-se obter o coeficiente de amortecimento, ξ , e obter os valores dos ganhos.

Para o cálculo de ω_o , frequência natural, precisa-se do tempo de subida, T_s , que é o tempo que o sistema demora a chegar ao valor desejado, com isso

$$\omega_o = \frac{4}{\xi T_s} \quad (2.53)$$

2.6.2.3. Cancelamento de polo-zero

Outro método que se pode aplicar para obter os valores dos ganhos é através do cancelamento de polo-zero. Este método também necessita de se saber a planta do sistema [34].

A planta do sistema representado em (2.41) apresenta um polo. Quando se aplica um controlador PI a um sistema assim acrescenta-se mais um polo e um zero. Este método consiste em igualar o zero do controlador com o polo da planta do sistema, então fica-se com:

$$s + b = s + \frac{k_I}{K_P}. \quad (2.54)$$

Ao utilizar-se a equação (2.43) fica-se:

$$G(s) = \frac{\frac{K_P}{s} \left(s + \frac{K_I}{K_P} \right) a}{1 + \frac{\frac{K_P}{s} \left(s + \frac{K_I}{K_P} \right) a}{s + b}} \quad (2.55)$$

por causa de (2.54) a equação (2.55) fica:

$$G(s) = \frac{K_P a}{s + K_P a}. \quad (2.56)$$

Um sistema de primeira ordem é dado por:

$$G(s) = \frac{\omega_o}{s + \omega_o}, \quad (2.57)$$

então:

$$\omega_o = K_P a. \quad (2.58)$$

Com isto fica-se com:

$$K_P = \frac{\omega_o}{a} \quad (2.59)$$

e:

$$K_I = K_P b \quad (2.60)$$

Através das equações (2.59) e (2.60) consegue-se obter os valores dos ganhos, sendo que estes ganhos vão estar dependentes da frequência natural, ω_o , sendo esta dependente da escolha do utilizador.

2.7. Hélices dos motores dos drones

As hélices são um dos componentes mais importantes de um drone, pois controlam o tamanho e o preço de um drone, pois quanto maior as hélices, maior o drone, com um drone maior implica um preço mais alto. Estas são classificadas por *pitch* e comprimento. Por exemplo, hélices 9*4,7 significa comprimento de 9 polegadas e o *pitch* de 4,7°. O *pitch* é o ângulo de inclinação presente nas hélices [36].

Dependendo do formato estas têm um sentido de rotação, sentido dos ponteiros do relógio (CW) ou contra o sentido dos ponteiros do relógio (CCW), Figura 2.26.



Figura 2.33 - Hélices.

Atualmente um dos grandes problemas dos drones é a vida das baterias e o aumento da carga que estes agora estão sujeitos. Para resolver parte destes problemas usam-se hélices que garantem um maior *thrust* e uma maior eficiência. O *thrust* também pode ser dado por [37]

$$T' = A' \rho v \Delta v, \quad (2.61)$$

onde A' é a área das hélices quando estão em rotação, ρ a densidade do ar, v representa a velocidade do ar nas hélices e Δv a velocidade do ar acelerado pelas hélices.

Pela equação (2.61), verifica-se que uma forma de aumentar o *thrust* é através da área das hélices. Quando as hélices estão rodando formam um círculo, a área de um círculo é dada por:

$$A_{\text{círculo}} = \pi r^2, \quad (2.62)$$

onde r é o raio, neste caso, metade do comprimento da hélice, de forma a aumentar o *thrust* aumenta-se o comprimento das hélices.

Uma hélice com um menor *pitch* resulta numa maior geração de binário. Com um maior *pitch* aumenta a movimentação do ar nas hélices, mas cria-se uma maior turbulência no voo [36].

As hélices provocam um binário de carga no motor, T_L , produto entre a velocidade de rotação do motor, ω , ao quadrado com o coeficiente do *thrust*, k_f .

$$T_L = \omega^2 k_f. \quad (2.63)$$

2.8. Técnicas de controlo avançadas para o controlo de um motor BLDC

A técnica de controlo de *six-step commutation* controla o motor de forma semelhante a um motor DC, mas o motor BLDC faz parte da categoria de motores síncronos. Nesta secção aborda-se as técnicas de controlo que permitem controlar o motor BLDC como um motor síncrono com a aplicação de técnicas de controlo orientado ao campo (FOC).

O controlo orientado ao campo identifica as correntes das três fases de um motor eléctrico AC como duas componentes ortogonais. Uma destas componentes define o fluxo do motor e a outra define o binário. Obtém-se estas duas componentes através da aplicação das transformadas de mudança de referencial [10].

2.8.1. Transformadas de mudança de referencial

Nos modelos das máquinas trifásicas tem-se 3 eixos, eixo da fase A , B e C . Através do uso de transformadas consegue-se simplificar os modelos destas máquinas e respetivo controlo ao usar-se as transformadas de Clarke Concordia e de Park. Com estas transformadas consegue-se transformar um sistema de 3 fases num sistema com 2, que em regime estacionário são constantes [10], [38], [39].

2.8.1.1. Transformada de Clarke Concordia

A transformada de *Clarke Concordia* consiste em converter as 3 correntes sinusoidais de um sistema trifásico em duas, α e β , ou seja, converter um motor de 3 fases num de 2, Figura 2.34 [10], [38], [39].

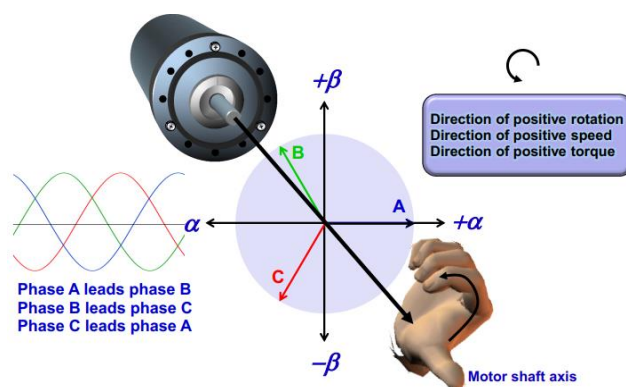


Figura 2.34 - Eixos α e β [40].

Esta transformada, além de α e β , também contém a componente homopolar, sendo que num sistema equilibrado esta costuma tomar o valor zero e consequentemente é desprezada [10], [38], [39].

Na Figura 2.35 tem-se a transformação de um sinal trifásico nas componentes α e β .

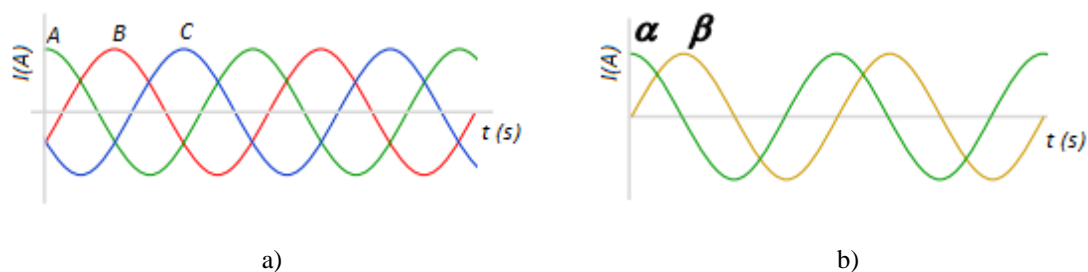


Figura 2.35 - a) 3 fases; b) 2 fases [40].

Para obter-se estas transformações usa-se:

$$X_{abc} = [C]X_{\alpha\beta 0} \quad (2.64)$$

onde:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (2.65)$$

e

$$X_{abc} = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}, X_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

Para obter-se a transformada direta tem-se:

$$X_{\alpha\beta 0} = [C]^{-1} X_{abc}, \quad (2.67)$$

Onde a matriz inversa obtém-se de:

$$[C]^{-1} = \frac{1}{\det([C])} [C]^T. \quad (2.68)$$

Ao usar a equação (2.68) em (2.65) obtém-se:

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

Da equação (2.69) observa-se que:

$$[C]^{-1} = [C]^T, \quad (2.70)$$

isto acontece devido a esta transformada, neste formato, preservar a potência ativa e reativa [10], [38], [39].

2.8.1.2. Transformada de Park

A transformada de *Park*, como a de *Clarke Concordia*, tem um eixo de referência de duas fases, com a particularidade de estar alinhado com o eixo do rotor, em que se movimenta de acordo com o movimento do rotor [38].

Esta transformada é a que fornece as duas componentes ortogonais na técnica de controlo orientada ao campo, a componente de quadratura (q) e a componente direta (d), sendo que esta última em $t = 0$ s está alinhado com o eixo da fase A, Figura 2.36. A componente em quadratura vai definir o binário e a componente direta o fluxo do rotor.

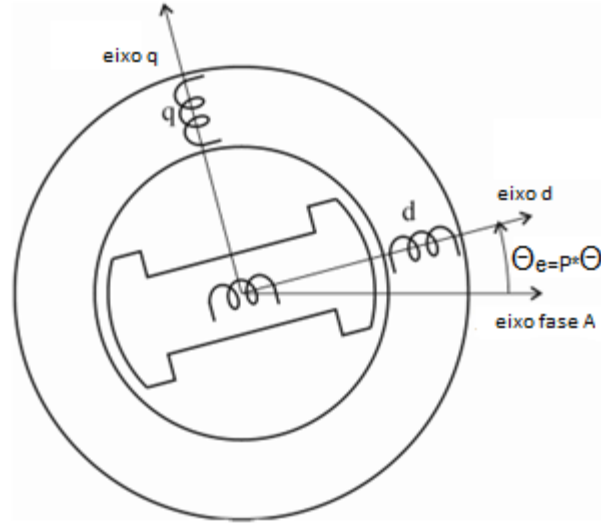


Figura 2.36 - Motor síncrono com os eixos q e d [38].

Para a transformação tem-se:

$$X_{\alpha\beta 0} = [P(\theta_e)]X_{dq0}, \quad (2.71)$$

onde:

$$[P(\theta_e)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 0 \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

e:

$$X_{dq0} = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}. \quad (2.73)$$

Para a transformada direta tem-se:

$$[P(\theta_e)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Pelas equações (2.71) e (2.72), observa-se que o valor de X_0 não sofre alterações de uma transformada para outra.

Esta transformada depende do ângulo elétrico, se o motor for composto somente por um par de polos o ângulo físico da máquina, θ , é igual ao ângulo elétrico. Caso possua mais de um par de polos, p , usa-se:

$$\theta_e = p\theta. \quad (2.75)$$

Quando se aplica a equação (2.71) ao sinal presente na Figura 2.35b) obtêm-se o sinal da Figura 2.37.

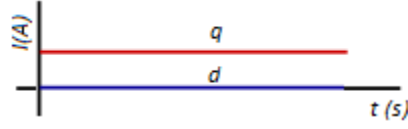


Figura 2.37 – Transformação de Park [40].

Na Figura 2.37 observam-se dois sinais contínuos, isto significa que se transforma um sinal composto por 3 sinusoidais num com dois, que em regime permanente são estacionários.

2.8.1.3. Transformada de quadratura direta-zero

Para a transformação imediata de abc para $dq0$ usa-se a transformada de quadratura direta-zero, de [39] tem-se:

$$X_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} X_{abc}, \quad (2.76)$$

e para a transformação inversa:

$$X_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} X_{dq0}. \quad (2.77)$$

2.8.2. Técnicas de comutação

Ao aplicar-se as transformadas de mudança de referência têm-se dois valores, que em estado estacionário, são constantes. Como são constantes a aplicação do controlo é mais fácil, mas quando se aplica no motor é necessário que as correntes aplicadas estejam no referencial abc .

Para aplicar-se essas correntes de referência tem-se de usar técnicas de comutação no inversor de forma que se consiga criar correntes com o formato das correntes de referência. As técnicas de comutação mais utilizadas são: a técnica de modulação por largura de impulso (PWM), a técnica de controlo por modo de deslizamento e a técnica de controlo por modulação vetorial espacial (SVM, Anexo A).

2.8.2.1. Modulação por largura de impulso

Num circuito de comutação, o que se pode fazer é ligar e desligar os interruptores. O PWM varia o fator de ciclo do sinal que está a ser entregue aos interruptores do conversor e com isso controla uma tensão ou corrente média na saída [41].

Inicialmente, gera-se de uma onda periódica, portadora. Esta pode ter diversos formatos, como uma onda dente de serra ou triangular.

Do sistema de controlo sai um sinal de controlo que é comparado com a portadora, com esta comparação consegue-se variar o fator de ciclo, Figura 2.38 [25].

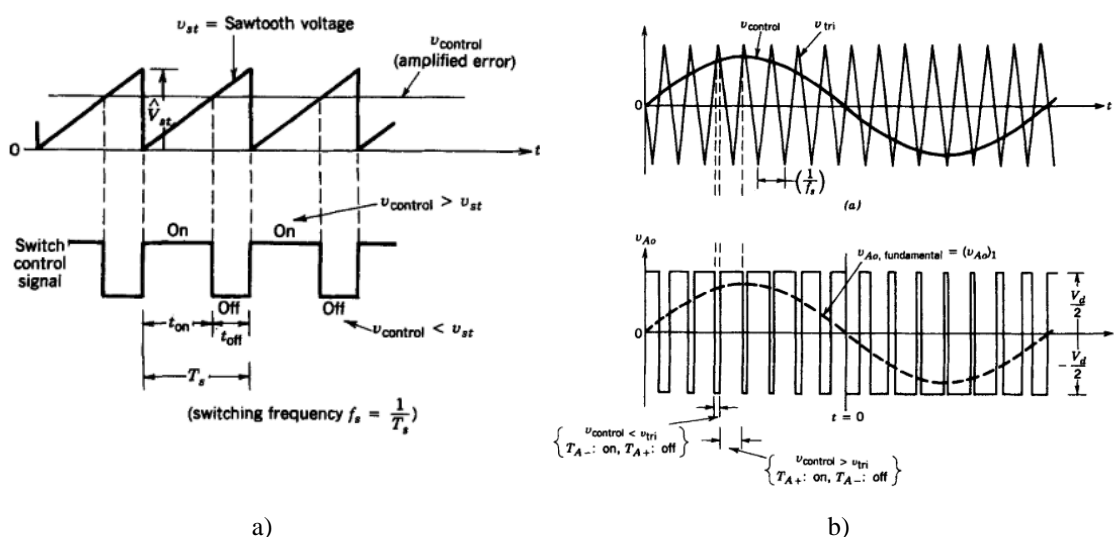


Figura 2.38 - PWM: a) portadora dente de serra; b) portadora triangular [25].

Na Figura 2.38 observa-se que o valor médio do sinal modulado é igual ao valor de referência.

2.8.2.2. Técnica de controlo por modo de deslizamento

A técnica de controlo por modo de deslizamento, ou de histerese, controla instantaneamente a corrente ou a tensão entre dois limites de referência. Esta técnica pode controlar outras grandezas. Os limites são impostos pela escolha da largura de banda de histerese. O princípio de controlo está ilustrado na forma de diagrama de blocos na Figura 2.39 [42].

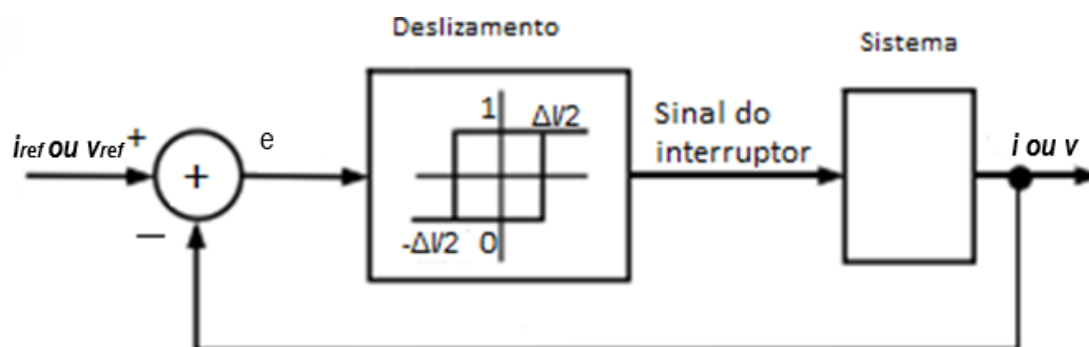


Figura 2.39 - Diagrama de blocos do controlo por histerese.

Neste tipo de controlo a largura de banda, Δi ou Δv , de um sinal de referência i_{ref} ou v_{ref} determina os limites superiores e inferiores da banda de histerese. Os valores de saída, da

grandeza a controlar, são medidos e comparados com os valores de referência.

O resultado do erro é processado no controlador de deslizamento que tem características de um relé de histerese. Quando o erro, e , for superior ao valor do limite de superior desativa, quando é inferior ativa. Enquanto o erro estiver dentro da banda de histerese esse sinal não se altera, Figura 2.40 [29], [42].

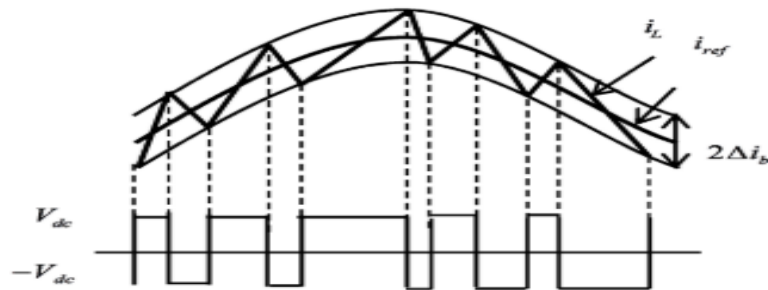


Figura 2.40 - Aplicação da técnica de deslizamento [42].

Na Figura 2.40 observa-se a corrente i_L , varia dentro da largura de banda de histerese estabelecida e acompanha o valor da corrente de referência.

Capítulo 3 Modelos e controlo de motores de drones

Este capítulo está dividido em 4 secções. Na primeira e segunda secção descrevem-se o modelo elétrico do motor BLDC e do inversor, respetivamente.

Na terceira secção o modelo de controlo de velocidade com a aplicação da técnica do *six-step commutation*.

Por fim, na quarta secção, apresentam-se modelos avançados de controlo de um motor BLDC.

3.1. Modelo elétrico do BLDC

O motor BLDC é um motor que foi criado de forma a retirar as escovas e os comutadores de uma máquina DC, mas com isto este motor ficou parecido com o PMSM. O PMSM por sua vez foi criado com intuito de retirar o excitação da máquina síncrona [20].

Uma forma de verificar a semelhança entre estes dois motores é através dos circuitos elétricos que os descrevem, Figura 3.1.

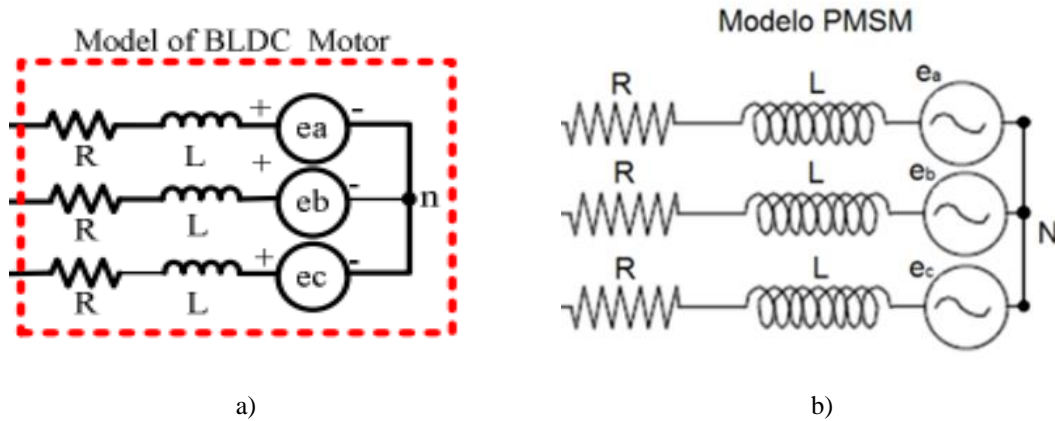


Figura 3.1 - Circuito elétrico que descreve: a) o motor BLDC [43]; b) o motor PMSM [44].

Como já foi referido, a única diferença é a FEM induzida, sendo que no PMSM é sinusoidal e no BLDC é trapezoidal, isto implica uma forma de onda da corrente diferente.

O modelo do motor BLDC pode ser descrito por:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

onde:

$$\begin{cases} L_a = L_b = L_c = L \\ R_a = R_b = R_c = R \\ L_{ab} = L_{ca} = L_{cb} = M \end{cases}, \quad (3.2)$$

R é a resistência em cada fase, L a auto indutância, M a indutância mútua, e_{abc} a FEM de cada fase [45]. A auto indutância é o valor da bobina de cada fase e a indutância mútua é devido ao acoplamento entre duas bobinas [11], que por [29], [43], [46] se pode considerar 0.

Como a ligação de um motor BLDC é em estrela, implica:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (3.3)$$

Com isto:

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a, \quad (3.4)$$

então:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

O binário é dado por:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (3.6)$$

e a equação da velocidade angular é dada por:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T_e - T_L - B\omega}{J}, \quad (3.7)$$

onde T_L é o binário de carga, B é a constante de atrito, J a constante de inércia, ω a velocidade do rotor em rad/s.

A FEM é dada por:

$$\begin{cases} e_a(t) = \phi'(\theta_e)\omega(t) \\ e_b(t) = \phi'(\theta_e - \frac{2\pi}{3})\omega(t), \\ e_c(t) = \phi'(\theta_e + \frac{2\pi}{3})\omega(t) \end{cases} \quad (3.8)$$

Onde:

$$\phi'(\theta) = \begin{cases} K_e \frac{6}{\pi} \theta_e & \left(0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}\right) \\ K_e & \left(\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6}\right) \\ K_e \left(-\frac{6}{\pi} \theta_e + 6\right) & \left(\frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6}\right) \\ -K_e & \left(\frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6}\right) \\ K_e \left(\frac{6}{\pi} \theta_e - 12\right) & \left(\frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi\right) \end{cases}, \quad (3.9)$$

K_e é a constante de FEM e Φ' a derivada do fluxo. Na Figura 3.2 observa-se o formato da FEM nas 3 fases.

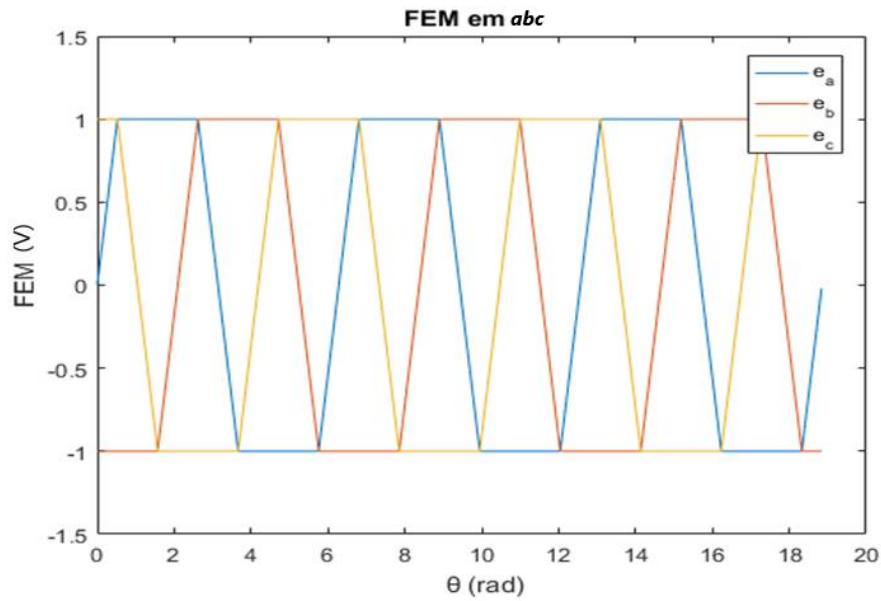


Figura 3.2 - Formato da FEM nas 3 fases com uma velocidade angular de 1 rad/s e com $K_e = 1$ V.s/rad; As equações de (3.5) a (3.9) descrevem o modelo de funcionamento de um motor BLDC.

3.2. Modelo do inversor trifásico

A Figura 3.3 mostra um inversor trifásico ligado a uma carga na configuração em estrela.

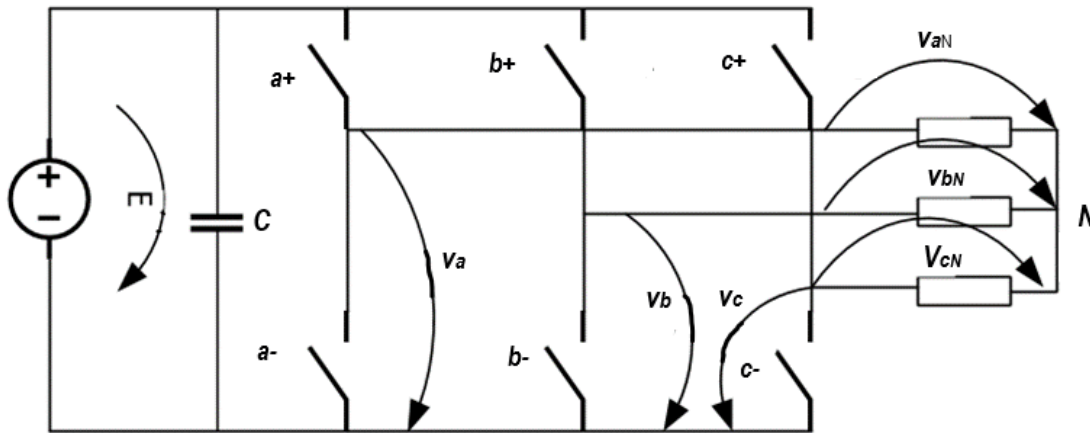


Figura 3.3 - Inversor trifásico ligado a uma carga na configuração em estrela.

Os dois interruptores do mesmo braço não podem estar ligados ao mesmo tempo, ou seja, funcionam de forma complementar. Define-se δ como o estado dos interruptores, estes tomam o valor de 1 ou 0. O valor de δ corresponde, diretamente, aos interruptores superiores.

A tensão em cada braço é:

$$v_x = \delta_x E, \quad x = a, b, c, \quad (3.10)$$

logo

$$\begin{cases} v_{ab} = v_a - v_b = (\delta_a - \delta_b)E \\ v_{bc} = v_b - v_c = (\delta_b - \delta_c)E \\ v_{ca} = v_c - v_a = (\delta_c - \delta_a)E \end{cases} \quad (3.11)$$

As tensões compostas são:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bc} = v_{bN} - v_{cN} \\ v_{ca} = v_{cN} - v_{aN} \end{cases} \quad (3.12)$$

o que implica:

$$\begin{cases} v_{aN} = v_{bN} + v_{ab} \\ v_{bN} = v_{cN} + v_{bc} \\ v_{cN} = v_{aN} + v_{ca} \end{cases} \quad (3.13)$$

Sabendo que:

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0, \quad (3.14)$$

então:

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{v_{ab} - v_{ba}}{3} \\ v_{bN} = \frac{v_{bc} - v_{cb}}{3} \\ v_{cN} = \frac{v_{ca} - v_{ac}}{3} \end{cases} \quad (3.15)$$

Substituindo nas equações (3.15) as equações em (3.11), fica-se com:

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{(2\gamma_a - \gamma_b - \gamma_c)E}{3} \\ v_{bN} = \frac{(2\gamma_b - \gamma_c - \gamma_a)E}{3} \\ v_{cN} = \frac{(2\gamma_c - \gamma_a - \gamma_b)E}{3} \end{cases} \quad (3.16)$$

Como os interruptores só podem tomar os valores 0 ou 1, tem-se na Tabela 3.1 todos os casos possíveis para esses interruptores.

Tabela 3.1 - Casos possíveis dos interruptores.

δ_a	δ_b	δ_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}
0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$
0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$
1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$
0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$
1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$
0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$
1	1	1	0	0	0

Para se conseguir criar um sinal sequencial é necessário ordenar os vetores, Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Os vetores ordenados [47].

δ_a	δ_b	δ_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	Vetor
0	0	0	0	0	0	V0
1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	V1
1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	V2
0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	V3
0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	V4
0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	V5
1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	V6
1	1	1	0	0	0	V7

Na Tabela 3.2 observa-se o padrão presente no código *gray*, onde entre cada vetor só se altera um interruptor. O valor do vetor relaciona-se com o valor dado pelo código *gray*. [47].

3.3. Controlo de velocidade com a técnica de *six-step-commutation*

Na técnica de *six-step-commutation* aplica-se uma sequência de comutação no inversor para rodar o motor BLDC. Esta técnica permite controlar um motor BLDC de um modo semelhante a um motor DC.

No *six-step commutation* tem-se sempre uma fase que está em flutuação, ou seja, a fase não está ligada à fonte, por isso a tensão ao longo das outras fases é igual à da fonte de alimentação. Ao aplicar o estado em que a fase A e a fase C estão a conduzir, tem-se:

$$v_{ac} = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a - R_c i_c - L_c \frac{di_c}{dt} - e_c. \quad (3.17)$$

Como as fases do motor são simétricas tem-se:

$$\begin{cases} L_a = L_c = L \\ R_a = R_c = R \\ i_a = -i_c = i \\ e_a = -e_c = e \end{cases} \quad (3.18)$$

e devido à fase B estar em flutuação:

$$v_{ac} = V_{in}, \quad (3.19)$$

sendo V_{in} a tensão fornecida, L a autoindução em cada fase, R a resistência em cada fase, i a corrente e e a FEM. Com as equações (3.18) e (3.19) a equação (3.17) fica

$$V_{in} = 2Ri + 2L \frac{di}{dt} + 2e. \quad (3.20)$$

Para alterar a velocidade precisa-se de variar a tensão. Num drone a bateria alimenta os motores e os restantes componentes. Essa bateria tem um valor de tensão constante (idealmente), não regulável, de forma a não se poder ajustar a velocidade dos motores diretamente.

Para regular a tensão de forma a controlar a velocidade aplica-se a técnica de modulação por largura de impulso nos interruptores do inversor, Figura 3.4. Em alternativa aplica-se um conversor DC-DC antes do inversor.

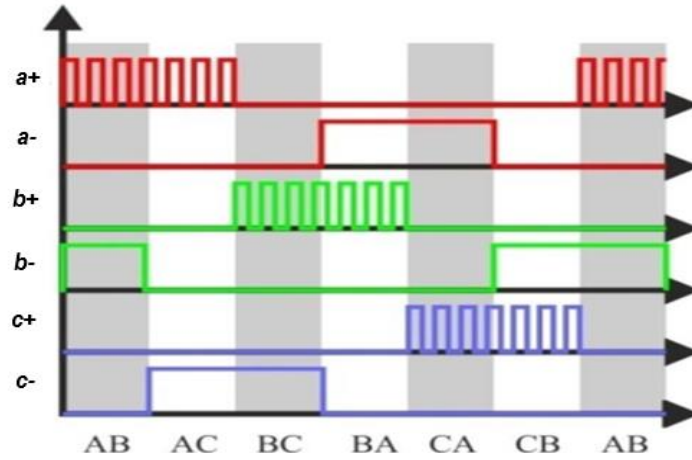


Figura 3.4 - Aplicação de PWM no inversor para com a técnica de six-step-commutation [48].

Na Figura 3.4 tem-se a modulação usando a técnica do PWM, onde faz-se a modulação usando somente os interruptores de cima de cada braço. Só se pode utilizar este método quando os interruptores possuem um diódo, caso não possuam, aplica-se a modulação no interruptor superior e inferior.

O binário elétrico é dado por

$$T_e = iK_t, \quad (3.21)$$

Sendo K_t a constante de binário do motor, que por [29], [49] é igual a K_e .

Aplicando a transformada de *Laplace* na equação (3.7):

$$i = \frac{\frac{1}{2L}}{s + \frac{R}{L}} (V_{in} - 2e) \quad (3.22)$$

e na equação (3.20) :

$$\omega = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} (T_e - T_L) \quad (3.23)$$

e ao acrescentar-se um controlador PID para o controlo da velocidade fica-se com o sistema da Figura 3.5.

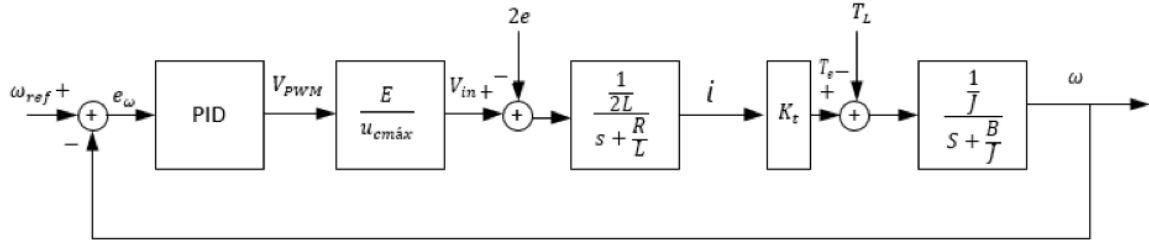


Figura 3.5 - Sistema simplificado do controlo de velocidade usando a técnica de *six-step-commutation*.

Devido a este sistema possuir dois polos usa-se um controlador PID, ao aplicar-se a transformada de *Laplace* no controlador PID:

$$\frac{K_d}{s} \left(s^2 + \frac{K_p}{K_d} s + \frac{K_i}{K_d} \right). \quad (3.24)$$

Em regime permanente o sistema da Figura 3.5 fica:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \omega = \omega_{ref}, \quad (3.25)$$

ou seja, em regime permanente as perturbações da FEM e do binário de carga são desprezáveis, Figura 3.6.

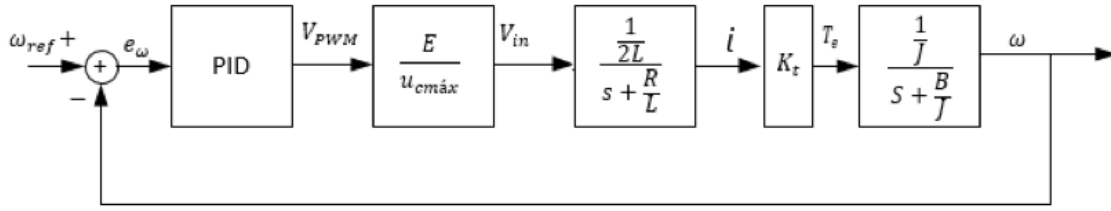


Figura 3.6 - Sistema de controlo desprezando as perturbações da FEM e do binário de carga.

Para se poder obter os valores dos ganhos do controlador PID retiram-se os polos do sistema:

$$\left(s + \frac{R}{L} \right) \left(s + \frac{B}{J} \right) = s^2 + \left(\frac{B}{J} + \frac{R}{L} \right) s + \frac{R B}{L J}, \quad (3.26)$$

e aplica-se o cancelamento de polo-zero:

$$\begin{cases} \frac{K_p}{K_d} = \left(\frac{B}{J} + \frac{R}{L} \right) \\ \frac{K_i}{K_d} = \frac{B R}{J L} \end{cases}, \quad (3.27)$$

com isto o sistema é representado por:

$$\frac{\omega}{\omega_{ref}} = \frac{\frac{K_d E K_t}{u_{cmáx} 2LJ}}{s + \frac{K_d E K_t}{u_{cmáx} 2LJ}} = \frac{\omega_o}{s + \omega_o}, \quad (3.28)$$

com

$$\omega_o = \frac{K_d E K_t}{u_{cmax} 2LJ} \quad (3.29)$$

então

$$K_d = \frac{\omega_o u_{cmax} 2LJ}{K_d E K_t}. \quad (3.30)$$

Com o cálculo de K_d consegue-se obter os valores de K_p e de K_i .

3.3.1. Cruzamento por zero da força eletromotriz

Na técnica de controlo de *six-step-commutation* é necessário ler a FEM para seleccionar os estados dos interruptores.

3.3.1.1. Estimação da FEM

A estimação das FEM pode ser feita a partir das equações em (3.5):

$$v_{ab} = v_{aN} - v_{bN} = R(i_a - i_b) + (L - M) \frac{d(i_a - i_b)}{dt} + e_a - e_b \quad (3.31)$$

$$v_{bc} = v_{bN} - v_{cN} = R(i_b - i_c) + (L - M) \frac{d(i_b - i_c)}{dt} + e_b - e_c \quad (3.32)$$

$$v_{ca} = v_{cN} - v_{aN} = R(i_c - i_a) + (L - M) \frac{d(i_c - i_a)}{dt} + e_c - e_a, \quad (3.33)$$

subtrai-se a equação (3.31) à (3.32), de [50]:

$$v_{abbc} = R(i_a - 2i_b + i_c) + (L - M) \frac{d(i_a - 2i_b + i_c)}{dt} + e_a - 2e_b + e_c. \quad (3.34)$$

Na técnica de *six-step-commutation*, considera-se o intervalo em que as fases A e C estão conduzindo o que implica que a fase B está a flutuar, ou seja, neste intervalo a fase A está ligada ao terminal positivo da fonte, a fase C ao terminal negativo e a fase B está em aberto. A corrente $i_a = -i_c$ e $i_b = 0$ e as FEM da fase A e C são iguais, mas com sinal contrário. Por isso, neste intervalo tem-se que:

$$v_{abbc} = -2e_b. \quad (3.35)$$

Este método permite obter o formato da FEM através da leitura das tensões em cada fase e com isso aplicar a técnica de *six-step commutation*.

3.3.1.2. Detenção da tensão terminal

No método da detenção da tensão terminal tem-se as tensões das três fases, V_a , V_b e V_c , mais a tensão do neutro, V_N . Quando as fases B e C estão a conduzir significa que a fase B está ligada à fonte de tensão, a fase C está ligada ao terminal negativo, 0 V, e a fase A está a flutuar [30].

A tensão na fase A é igual a:

$$V_A = V_N + e_a. \quad (3.36)$$

Na Figura 3.7 mostra-se o circuito equivalente.

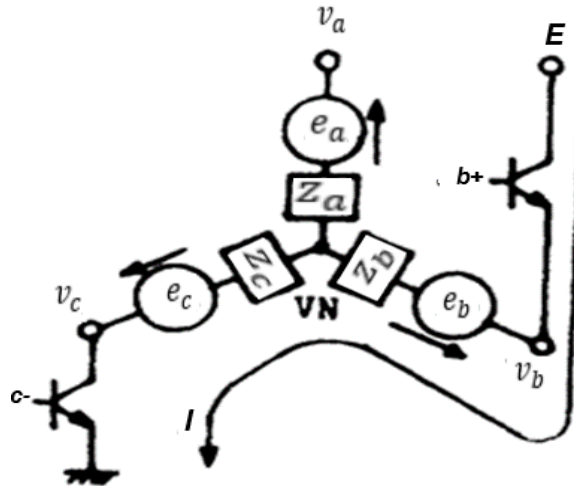


Figura 3.7 - Circuito equivalente [30].

A tensão do neutro, V_N é dada por:

$$V_N = E - e_b - IZ_b, \quad (3.37)$$

Sendo E a tensão da fonte de alimentação, e_b a FEM da fase b e Z_b a impedância da fase b. Como as FEM são aproximadamente simétricas e as impedâncias dos enrolamentos quase iguais, tem-se:

$$V_a = \frac{E - e_b - e_c}{2} + e_a, \quad (3.38)$$

Se $e_a = 0$ V, implica que as FEM em b e em c são iguais, mas opostas, o que implica que:

$$V_a = \frac{E}{2} \quad (3.39)$$

Ao aplicar esta técnica, para todas as fases, consegue-se descobrir quando é que existe o cruzamento por zero da FEM de cada fase, pois sabe-se o momento ideal para se poder alterar o estado da sequência.

3.3.2. Sequência de arranque do motor.

Uma dificuldade na técnica de *six-step commutation* é detecção das FEM, pois estas são proporcionais à velocidade. Se a velocidade é zero a FEM é zero. Para se conseguir detetar a FEM precisa-se de, inicialmente, colocar o motor a rodar em malha aberta [48].

A sequência de arranque consiste em aplicar a sequência da técnica de *six-step commutation* onde define-se um período que cada estado vai estar a funcionar. Para o motor rodar aplica-se um fator de ciclo baixo na técnica de PWM.

Com o decorrer do tempo diminui-se o período para aumentar a velocidade de rotação do motor. A velocidade é proporcional à tensão, por isso para o motor conseguir acompanhar a velocidade estabelecida pelo tempo em cada estado aumenta-se o fator de ciclo.

Através da aplicação da sequência de arranque, o motor começa a rodar a uma velocidade em que se consegue fazer a deteção da FEM, depois aplica-se o controlo em malha fechada.

3.4. Modelos com a técnica de controlo orientado ao campo

Nas técnicas de controlo orientado ao campo aplica-se a transformada de *Clarke Concordia* e a transformada de *Park* ao modelo do BLDC de forma a transformá-lo num modelo de duas fases.

Com esta mudança de referencial a aplicação dos sistemas de controlo é mais fácil, pois em vez de um modelo com 3 fases tem-se duas, que em regime permanente consideram-se constantes.

3.4.1. Mudança de referencial do motor BLDC

Nesta secção aplicam-se as transformadas de *Clarke Concordia* e de *Park* no modelo do motor BLDC.

3.4.1.1. Transformada de Clarke Concordia

Ao aplicar a transformada de *Clarke Concordia*, equação (2.66), à equação (3.5), obtém-se:

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + (L - M) \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} \phi'_\alpha \\ \phi'_\beta \end{pmatrix} \\ v_0 = Ri_0 + (L - M) \frac{di_0}{dt} + \omega \phi'_0 \end{cases} \quad (3.40)$$

Quando se aplica a transformada de *Clarke Concordia* nas correntes, tem-se que:

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_a \\ i_\beta = \sqrt{\frac{1}{3}} (i_b - i_c) \\ i_0 = \sqrt{\frac{1}{3}} (i_a + i_b + i_c) \end{cases} \quad (3.41)$$

Ao aplicar-se a equação (3.3) em (3.41) na componente homopolar tem-se que:

$$i_0 = 0, \quad (3.42)$$

o que implica que da equação (3.40) fica-se com:

$$v_0 = \omega \phi'_0. \quad (3.43)$$

Num sistema sinusoidal a derivada do fluxo na componente homopolar, Φ'_0 , seria 0, o que implicava que v_0 também fosse 0, mas num sistema com trapézios isso não se verifica. Com o auxílio de um programa em MATLAB, Anexo B, consegue-se verificar isso, Figura 3.8b).

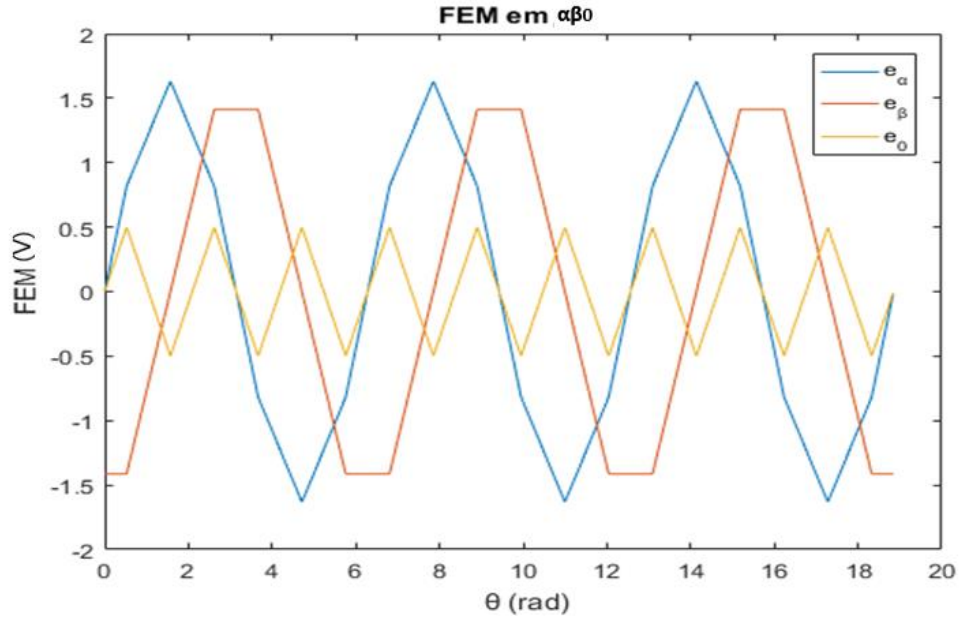


Figura 3.8 - FEM em $\alpha\beta 0$.

No modelo sinusoidal, como é um sistema equilibrado, o somatório das FEM é 0, o que implica que ao aplicar-se transformada de Clarke Concordia tem-se:

$$e_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} e_a, \quad (3.44)$$

ou seja, e_α tem o mesmo formato que e_a , só com amplitude diferente. Num modelo com trapezoides isto não se verifica, Figura 3.8.

3.4.1.2. Transformada de Park

Depois de se aplicar a transformada de *Clarke Concordia* aplica-se a transformada de *Park*, equação (2.71) em (3.40),

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + (L - M) \frac{di_d}{dt} + \omega \phi'_d \\ v_q = Ri_q + (L - M) \frac{di_q}{dt} + \omega \phi'_q \end{cases}. \quad (3.45)$$

Ao aplicar-se a transformada de *Park* na FEM fica-se com os sinais da Figura 3.9.

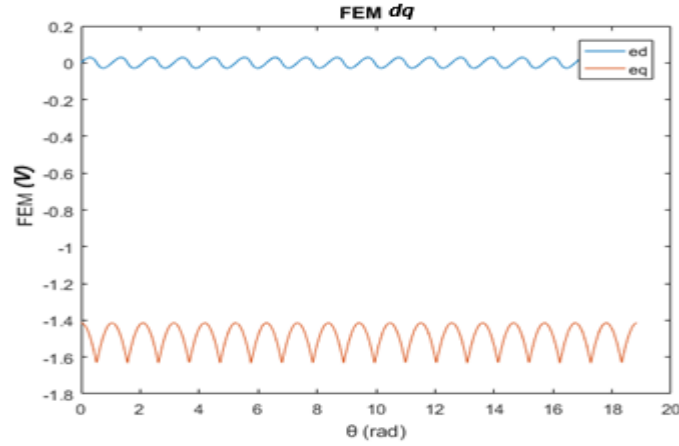


Figura 3.9 - FEM em dq .

Ao usar-se esta transformada num sistema sinusoidal fica-se com $e_d = 0$ e e_q constante. Na Figura 3.9 não se verifica nenhum destes casos, porque as tensões são trapézio [38], [51], [52]. Com isto, a criação de um sistema de controlo é mais difícil pois estes variam ao longo do tempo.

3.4.1.3. Transformada de Park estendida

A transformada de Park estendida, permite simplificar o modelo do motor para realização do controlo vetorial em motores síncronos com ímanes permanentes com qualquer padrão de força eletromotriz [51], [52].

Para um motor ligado em estrela cuja FEM não seja sinusoidal, tem-se de encontrar um ângulo que defina o eixo “pseudo dq ”. O ângulo escolhido, μ , tem de fazer com que a componente Φ'_d seja igual a 0:

$$\theta_e + \mu(\theta_e), \quad (3.46)$$

onde θ_e é o ângulo elétrico do motor. Assim de [38] tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \phi'_\alpha \\ \phi'_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi'_d \\ \phi'_q \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} \cos(\theta_e + \mu(\theta_e)) & -\sin(\theta_e + \mu(\theta_e)) \\ \sin(\theta_e + \mu(\theta_e)) & \cos(\theta_e + \mu(\theta_e)) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi'_{de} \\ \phi'_{qe} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Tem-se de resolver de forma a que:

$$[P(\mu(\theta_e))]^{-1} \begin{pmatrix} \phi'_d \\ \phi'_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi'_{de}(\theta_e) \\ \phi'_{qe}(\theta_e) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ e_{qe}(\theta_e) \end{pmatrix}, \quad (3.48)$$

onde P é a matriz da transformada de Park. Por isso

$$\cos(\mu(\theta_e)) \phi'_d(\theta_e) + \sin(\mu(\theta_e)) \phi'_q(\theta_e) = 0, \quad (3.49)$$

e a componente Φ'_{qe} é dada por:

$$\phi'_{qe}(\theta_e) = -\sin(\mu(\theta_e)) \phi'_d(\theta_e) + \cos(\mu(\theta_e)) \phi'_q(\theta_e). \quad (3.50)$$

O ângulo μ é dado por:

$$\mu(\theta_e) = \text{atan}\left(-\frac{\phi'_d}{\phi'_q}\right) = \text{atan}\left(-\frac{\phi'_d \omega}{\phi'_q \omega}\right) = \text{atan}\left(-\frac{e_d}{e_q}\right), \quad (3.51)$$

sendo e_d e e_q as FEM na transformada de *Park*, em que $\mu(\theta_e)$ possui uma forma sinusoidal com uma amplitude entre -0,02 e 0,02. Aplicando este ângulo obtém-se, Figura 3.10, a componente em *de* com o valor zero.

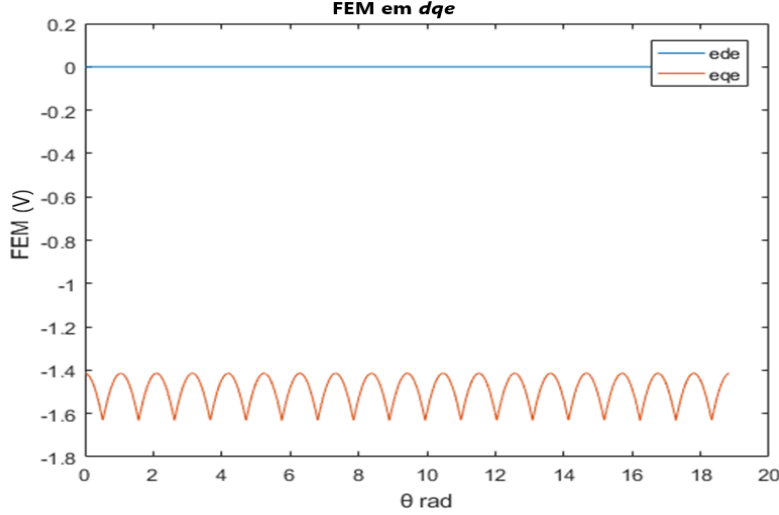


Figura 3.10 - Formato da FEM em *dqe*.

Por último, o binário mútuo é dado por:

$$T_e = p\phi'_{qe}(\theta_e)i_{qe}. \quad (3.52)$$

comparando com o modelo sinusoidal, a componente em *qe* não é constante, pois é dependente do ângulo.

Com isto, as tensões no referencial *dq* nas componentes *dqe* fica

$$\begin{cases} v_{de} = Ri_{de} - p\omega(L - M) \left[1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right] i_{qe} + (L - M) \frac{di_{de}}{dt} \\ v_{qe} = Ri_{qe} + p\omega(L - M) \left[1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right] i_{de} + (L - M) \frac{di_{qe}}{dt} + \omega\phi'_{qe} \end{cases}, \quad (3.53)$$

E em ordem às derivadas das correntes fica

$$\begin{cases} \frac{di_{de}}{dt} = \frac{v_{de} - Ri_{de} + p\omega(L - M) \left[1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right] i_{qe}}{(L - M)} \\ \frac{di_{qe}}{dt} = \frac{v_{qe} - Ri_{qe} - p\omega(L - M) \left[1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right] i_{de} - \omega\phi'_{qe}}{(L - M)} \end{cases}. \quad (3.54)$$

Apesar deste modelo ser mais complexo do que o modelo de *Park* convencional, simplifica o projeto dos controladores [38], pois na transformada de *Park* tem-se as duas componentes

da FEM no referencial ortogonal variantes ao longo do tempo, nesta transformada só se possui uma componente.

Outra possibilidade para definir o modelo é pela decomposição na série de *Fourier* da FEM. Nesse caso pode-se usar a transformada de Park diretamente, mas a FEM ia contém muitos termos [38], Anexo B.

Desenvolvem-se, mais detalhadamente, as equações que descrevem o funcionamento do modelo do motor BLDC nas diversas transformadas do modelo do motor no Anexo C.

3.4.2. Sistemas de controlo para técnicas de controlo orientado ao campo.

Para o cálculo dos valores dos ganhos dos sistemas de controlo é necessário aplicar a transformada de Laplace às equações (3.7) e (3.54) e por em ordem às correntes e à velocidade:

$$\begin{cases} i_{de} = \frac{v_{de} + p\omega(L-M) \left[1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right] i_{qe}}{s(L-M) + R} \\ i_{qe} = \frac{v_{qe} - p\omega(L-M) \left[1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right] i_{de} - \omega\phi'_{qe}}{s(L-M) + R} \end{cases} \quad (3.55)$$

$$\omega = \frac{T_e - T_L}{sJ + B}. \quad (3.56)$$

3.4.2.1. Controlo de corrente

As correntes i_{de} e i_{qe} estão representadas sob a forma de sistemas na Figura 3.11. Onde se observa que são muito semelhantes.

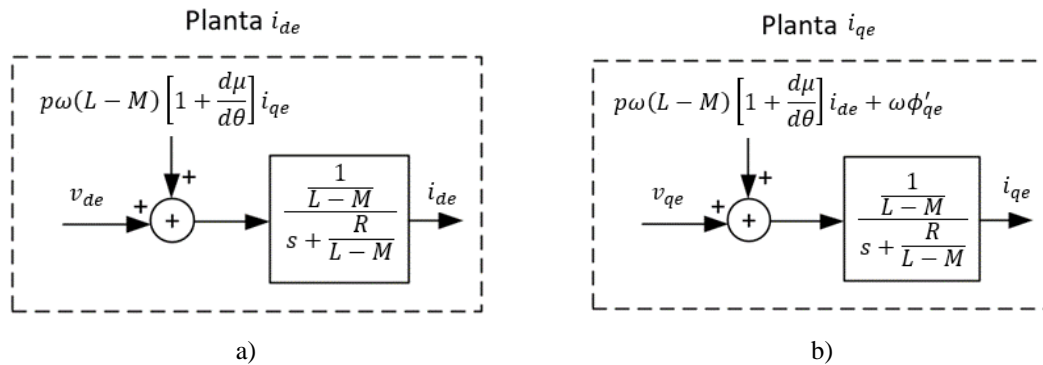


Figura 3.11 - Sistemas: a) Planta i_{de} ; b) Planta i_{qe} .

Para o controlo das correntes podem-se aplicar dois métodos, aplica-se diretamente a técnica de controlo por modo de deslizamento ou aplica-se um controlador PI e aplica-se a técnica de PWM.

3.4.2.2. Controlo por modo de deslizamento ou histerese

Na técnica controlo por modo de histerese fez-se as leituras das correntes, comparou-se com os valores de referência e aplica-se esse erro num relé de histerese.

Este método é simples porque aplica-se diretamente o valor que sai do relé nos interruptores do inversor.

A corrente de referência tem de estar no plano dqe , sendo que a corrente no eixo de representa o valor do fluxo do sistema, por isso o valor de referência nesse eixo tem de ser 0. A corrente no eixo qe representa o binário que se vai introduzir no sistema.

Como está-se a operar no eixo dqe , têm-se valores de referência constantes. Aplicou-se as transformadas inversas até obter-se os valores nos eixos abc , depois aplicou-se a técnica de deslizamento, Figura 3.12.

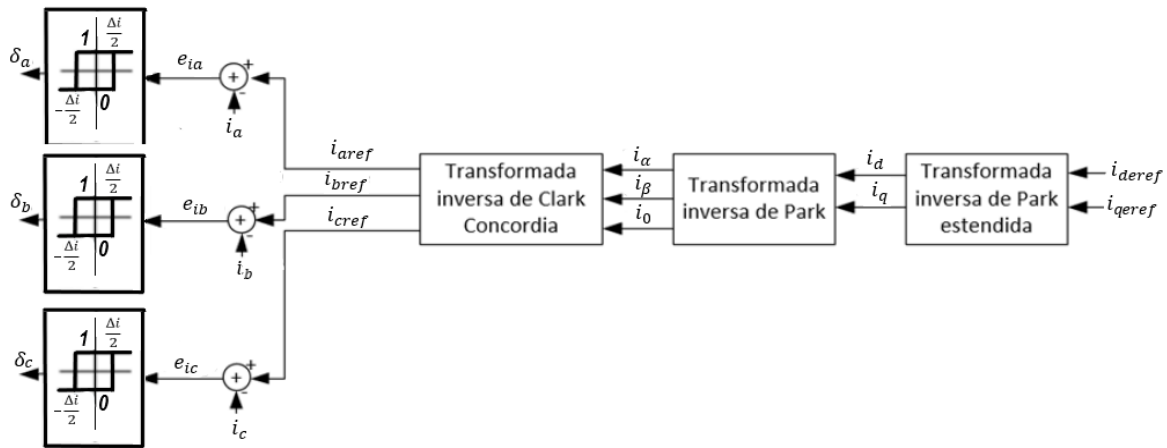


Figura 3.12 - Diagrama de blocos da aplicação da técnica de deslizamento.

O relé possui dois valores, $\Delta i/2$ e $-\Delta i/2$. Quando o valor do erro da corrente é superior a $\Delta i/2$ tem-se $\delta = 1$, quando for inferior $-\Delta i/2$ tem-se o sinal oposto, $\delta = 0$. Quando está entre esse intervalo o relé mantém o valor anterior.

3.4.2.1. Compensador PI com a técnica de PWM

O controlador mais usado para fazer o controlo de corrente ou velocidade de um motor BLDC é o PI [32].

No sistema de controlo fez-se as medições das correntes de cada fase e aplicou-se as transformadas até se obter as correntes em dqe e comparou-se com as correntes de referência em dqe .

O erro das correntes é inserido num controlador PI. À saída deste controlador tem-se um valor de comando que se compara com a portadora do PWM, Figura 3.13.

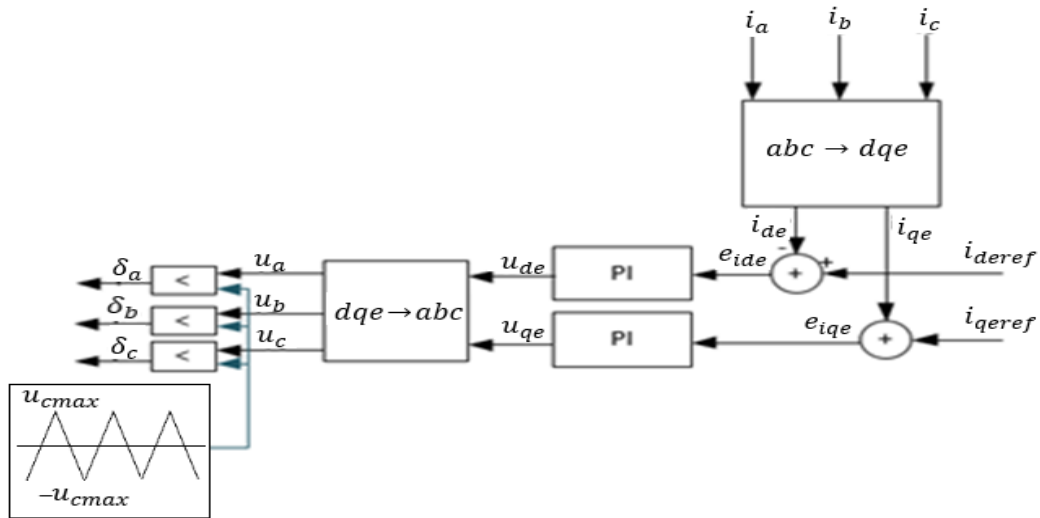
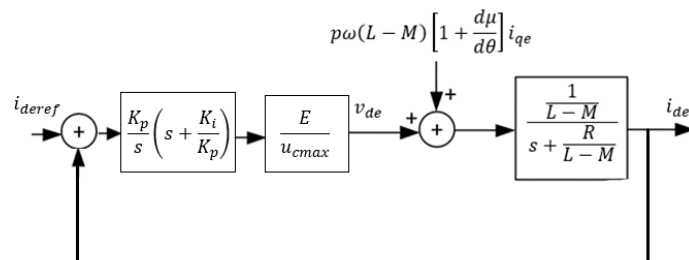


Figura 3.13 – Diagrama de blocos do controlo usando a técnica PWM com controlador PI.

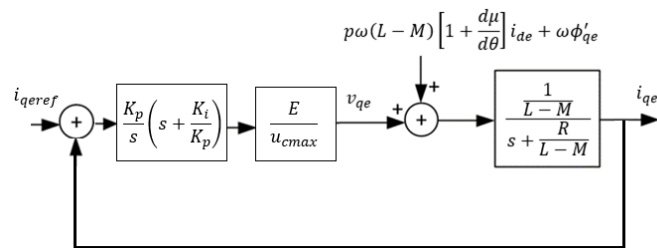
Neste sistema trata-se cada fase separadamente. Por isso é que na Figura 3.13 observa-se que depois dos comparadores tem-se os valores dos interruptores, δ_a , δ_b e δ_c , para cada fase.

Ligado a esses comparadores tem-se o sinal que vem das transformadas e o sinal da portadora, que neste caso é um sinal triangular, mas pode-se aplicar com a portadora em dente de serra.

Esta técnica de controlo usando o PWM está representada em formato de sistema de controlo na Figura 3.14.



a)



b)

Figura 3.14 - Sistemas de controlo da corrente: a) i_{de} , b) i_{qe} .

O modulador PWM faz parte do sistema, por isso depois do controlador PI tem-se a seguinte equação:

$$v_{dqe} = \frac{E}{u_{cmax}} V_{PWMdqe}, \quad (3.57)$$

onde E é a tensão DC que alimenta o inversor, u_{cmax} é a amplitude máxima da portadora, sendo que esta varia de $-u_{cmax}$ a u_{cmax} e V_{PWMdqe} é o valor de referência para comparar com a portadora.

As equações em malha fechada que descrevem os sistemas de controlo de corrente com a técnica de PWM são:

$$\begin{aligned} i_{de} = & \frac{\frac{K_{PPWM}}{s} \left(s + \frac{K_{IPWM}}{K_{PPWM}} \right) \frac{E}{u_{cmax}} \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right) i_{deref}}{1 + \frac{K_{PPWM}}{s} \left(s + \frac{K_{IPWM}}{K_{PPWM}} \right) \frac{E}{u_{cmax}} \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right)} + \\ & + \frac{\left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right) p\omega(L-M) \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) i_{qe}}{1 + \frac{K_{PPWM}}{s} \left(s + \frac{K_{IPWM}}{K_{PPWM}} \right) \frac{E}{u_{cmax}} \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right)} \end{aligned} \quad (3.58)$$

e

$$\begin{aligned} i_{qe} = & \frac{\frac{K_{PPWM}}{s} \left(s + \frac{K_{IPWM}}{K_{PPWM}} \right) \frac{E}{u_{cmax}} \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right) i_{qeref}}{1 + \frac{K_{PPWM}}{s} \left(s + \frac{K_{IPWM}}{K_{PPWM}} \right) \frac{E}{u_{cmax}} \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right)} - \\ & - \frac{\left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right) \left(p\omega(L-M) \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) i_{de} + \omega\phi_{qe} \right)}{1 + \frac{K_{PPWM}}{s} \left(s + \frac{K_{IPWM}}{K_{PPWM}} \right) \frac{E}{u_{cmax}} \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{s + \frac{R}{L-M}} \right)}. \end{aligned} \quad (3.59)$$

Aplicando a técnica de cancelamento do polo-zero tem-se:

$$s + \frac{K_{IPWM}}{K_{PPWM}} = s + \frac{R}{L-M}, \quad (3.60)$$

ficando assim com:

$$K_{PPWM} = \frac{\omega_o}{\frac{E}{u_{cmax}} \left(\frac{1}{L-M} \right)} \quad (3.61)$$

e:

$$K_{IPWM} = \frac{R}{L-M} K_{PPWM}. \quad (3.62)$$

3.4.3. Controlo de velocidade dos motores através da equação da velocidade angular

No controlo de velocidade usa-se a equação da velocidade (3.56), com um sistema de controlo PI onde se obtém as correntes de referência. Aplica-se a equação do binário, (3.52), na equação da velocidade angular, (3.56), fica-se com:

$$\omega = \frac{p\phi'_{qe}i_{qe} - T_L}{sJ + B}. \quad (3.63)$$

Na Figura 3.15 está representado o sistema que caracteriza o comportamento da velocidade angular.

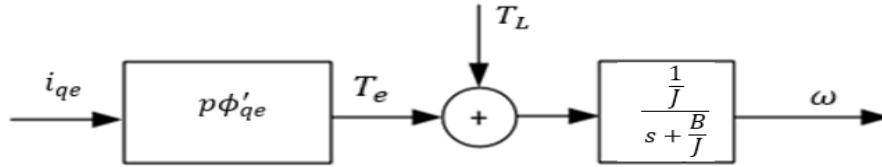


Figura 3.15 - Sistema de carga da velocidade angular.

Como o sistema só possui um polo, pode-se utilizar o compensador PI, Figura 3.16.

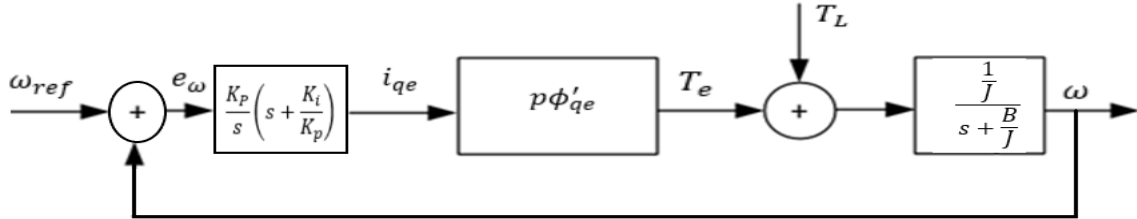


Figura 3.16 - Sistema de controlo de velocidade.

A função de transferência do sistema da Figura 3.16. é dada por

$$\omega = \frac{\frac{K_{P\omega}}{s} \left(s + \frac{K_{I\omega}}{K_{P\omega}} \right) p\phi'_{qe} \left(\frac{1/J}{s + B/J} \right)}{1 + \frac{K_{P\omega}}{s} \left(s + \frac{K_{I\omega}}{K_{P\omega}} \right) p\phi'_{qe} \left(\frac{1/J}{s + B/J} \right)} \omega_{ref} - \frac{\left(\frac{1/J}{s + B/J} \right) T_L}{1 + \frac{K_{P\omega}}{s} \left(s + \frac{K_{I\omega}}{K_{P\omega}} \right) p\phi'_{qe} \left(\frac{1/J}{s + B/J} \right)} \quad (3.64)$$

Em regime permanente a equação (3.64) fica

$$\lim_{s \rightarrow 0} \omega = \omega_{ref}, \quad (3.65)$$

com isto observa-se que em regime permanente a velocidade não é influenciada pelo binário de carga, T_L e por isso pode ser desprezado. A função de transferência da velocidade angular é dada por:

$$\omega = \frac{\frac{K_{P\omega}}{s} \left(s + \frac{K_{I\omega}}{K_{P\omega}} \right) p\phi'_{qe} \left(\frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} \right)}{1 + \frac{K_{P\omega}}{s} \left(s + \frac{K_{I\omega}}{K_{P\omega}} \right) p\phi'_{qe} \left(\frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} \right)} \omega_{ref}. \quad (3.66)$$

Através da equação (3.66) pode-se aplicar o método de posicionamento de polos para o cálculo dos ganhos do controlador PI.

Igualam-se os polos da função de transferência a 0 e compara-se com a equação (2.47), com isto tem-se que

$$\begin{cases} K_{P\omega} = \frac{2\zeta\omega_o J - B}{p\phi'_{qe}} \\ K_{I\omega} = \frac{\omega_o^2 J}{p\phi'_{qe}} \end{cases}. \quad (3.67)$$

Na Figura 3.17 tem-se o sistema que relaciona o controle de velocidade com controle da corrente com a técnica de PWM.

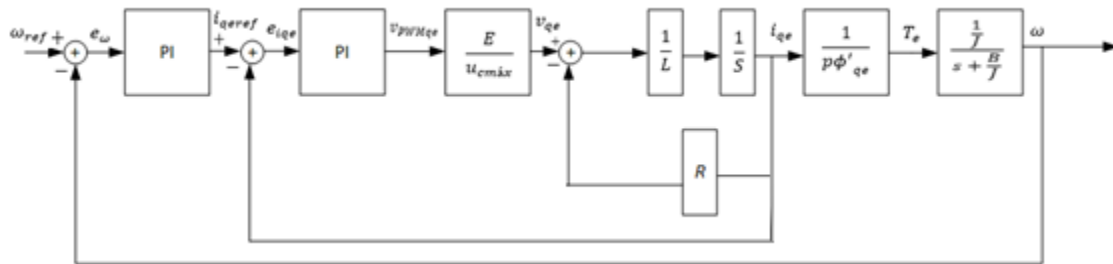


Figura 3.17 - Sistema de controle de velocidade com a técnica de PWM.

Na Figura 3.18 tem-se o sistema que relaciona o controle de velocidade com o controle da corrente com a técnica de controle por modo de deslizamento.

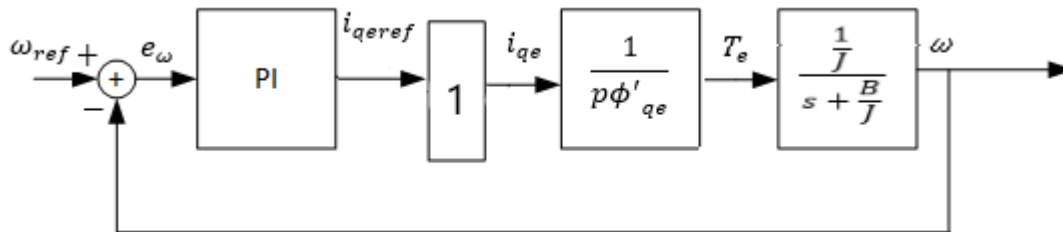


Figura 3.18 - Sistema de controle de velocidade com a técnica de controle por modo de deslizamento.

Com a técnica de controle por modo de deslizamento aplica-se diretamente a corrente no motor, observa-se isso no sistema da Figura 3.18.

Capítulo 4 Simulação do controlo dos motores de drones

Este capítulo está dividido em quatro secções. Na primeira secção faz-se uma apresentação do simulador que se usou e quais são as características de simulação.

Na segunda secção apresentam-se os diversos modelos do motor e inversores aplicados na ferramenta de simulação do MATLAB Simulink.

Na terceira secção simula-se o modelo do controlo de velocidade com a técnica de *six-step commutation* e com as restantes técnicas estudadas.

Na quarta secção, comparam-se os resultados de controlo utilizados e os diversos modelos.

4.1. Simulador

A ferramenta MATLAB é comercializado pela empresa The MathWorks. Inc. O Simulink é uma extensão da caixa de ferramentas do MATLAB, que permite fazer simulações dinâmicas de sistemas [17].

Nas simulações usa-se o modo contínuo, para o modelo do motor. Para a parte do controlador usa-se o modo discreto, porque a implementação também será discreta.

Para o controlo, fisicamente, usam-se microcontroladores, estes não trabalham de forma contínua, por isso na simulação criou-se um bloco com o nome de microcontrolador. Este funciona de forma semelhante a um microcontrolador real.

O bloco designado de microcontrolador funciona em modo discreto. O motor BLDC e o inversor funcionam de forma contínua, por isso usa-se o bloco “*Zero-Order Hold*”. O microcontrolador amostra os dados recebidos das medições à frequência de amostragem. O “*Zero-Order Hold*” mantém esse valor durante o período de amostragem.

No modo discreto é necessário usar o bloco de “*Delay*”. Esse bloco faz com o valor atual seja armazenado durante um período e com isso pode-se usar na próxima interação do microcontrolador.

Dentro do bloco microcontrolador têm-se implementados os controladores PID, em modo discreto, e limitados.

Para a simulação usou-se a configuração presente na Tabela 4.1

Tabela 4.1 - Parâmetros de configuração do SIMULINK.

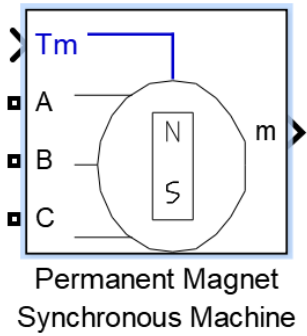
Tempo de simulação	4 segundos
Type	<i>Variable-step</i>
Solver	Ode23tb
Solver reset method	<i>Robust</i>
Zero- crossing control	<i>Disable all</i>

4.2. Modelos

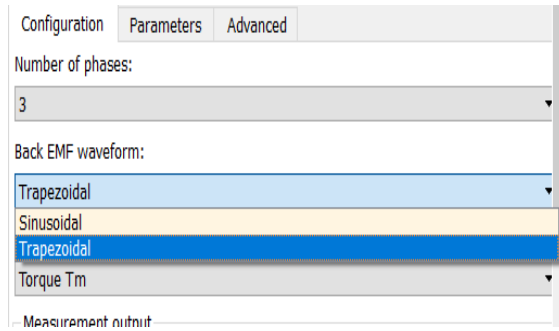
Nesta secção apresenta-se o modelo do motor e o do inversor desenvolvido no capítulo 3. O Simulink, na *toolbox* do SimPowerSystems, disponibiliza um modelo de um motor BLDC e um inversor.

4.2.1. BLDC do SimPowerSystems

A ferramenta de simulação Simulink fornece um modelo de um motor BLDC. O nome do bloco é “*Permanent Magnet Synchronous Machine*”, Figura 4.1a). Apesar do nome do bloco ser o de um PMSM nas configurações do bloco mudou-se a FEM de sinusoidal para trapezoidal, Figura 4.1b).



a)



b)

Figura 4.1 - Modelo do BLDC do SIMULINK, a) bloco, b) configuração BLDC.

As equações deste motor são dadas por [53]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3L} (2v_{ab} + v_{bc} - 3Ri_a + (-2e_a - e_b - e_c)) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3L} (-v_{ab} + v_{bc} - 3Ri_b + (e_a - 2e_b + e_c)) \\ \frac{di_c}{dt} = -\left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt}\right) \\ T_e = \phi'_a i_a + \phi'_b i_b + \phi'_c i_c \end{array} \right. \quad (4.1)$$

As diferenças entre as equações em (4.1) e as desenvolvidas na secção 3.1 estão na organização das equações.

As FEM deste modelo estão desfasadas de 90° [53]. Para mudar isto escolhe-se a opção de alinhamento com a fase A (transformada de *Park* original). O problema desta FEM é que as do motor do MATLAB são inversas às do modelo matemático. Por isso tem-se sentidos de rotação contrários nos dois modelos.

Neste modelo também é necessário ter em atenção que o ângulo que é fornecido é o ângulo do rotor e não o ângulo elétrico, sendo necessário aplicar a equação de conversão (2.75).

Outro parâmetro que é diferente ao em relação ao modelo desenvolvido é na constante da FEM, até agora considerava-se esta como a amplitude de uma fase, mas o modelo do MATLAB considera como a amplitude entre fases e por kRPM, ou seja, a unidade de medida é $V_{\text{fase-fase}}/\text{kRPM}$.

4.2.2. Modelo matemático do motor BLDC

Para se obter o modelo com as equações desenvolvidas aplica-se a transformada de *Laplace* às equações (3.5) e (3.7),

$$\begin{cases} i_a = \frac{(v_{aN} - Ri_a - e_a)}{s(L - M)} \\ i_b = \frac{(v_{bN} - Ri_b - e_b)}{s(L - M)} \\ i_c = \frac{(v_{cN} - Ri_c - e_c)}{s(L - M)} \\ \omega = \frac{T_e - T_L - B\omega}{sJ} \end{cases} \quad (4.2)$$

teve-se de rearranjar a equação (3.6) devido a esta estar a ser dividida pela velocidade, pois a velocidade no início é 0 o que origina uma indeterminação na solução do sistema, a FEM é dada por:

$$e_k = \omega \phi'_k, \quad k = a, b, c, \quad (4.3)$$

por isso o binário elétrico pode ser dado por:

$$T_e = i_a \phi'_a + i_b \phi'_b + i_c \phi'_c, \quad (4.4)$$

onde ϕ'_a , ϕ'_b e ϕ'_c é a derivada do fluxo nas fases *abc*.

Na Figura 4.2 observa-se o sistema do motor BLDC com as entradas e saídas, no Anexo E está o sistema em mais detalhe.

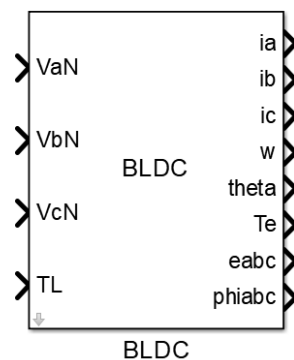


Figura 4.2 - Sistema do BLDC no SIMULINK.

No Anexo E encontra-se o modelo construído a partir das equações da transformada de Park estendida.

O motor que se usa é um BLDC Turnigy D2834 [54]. Como este motor não possui folha de características é necessário aplicar medições e aplicar métodos teóricos para o cálculo das suas características. Os valores para a simulação encontram-se no Anexo F.

4.2.3. Inversor do SimPowerSystems

A biblioteca do Simulink disponibiliza um inversor trifásico completo, “*Universal Bridge*”, Figura 4.3. Como semicondutor usou-se MOSFET.

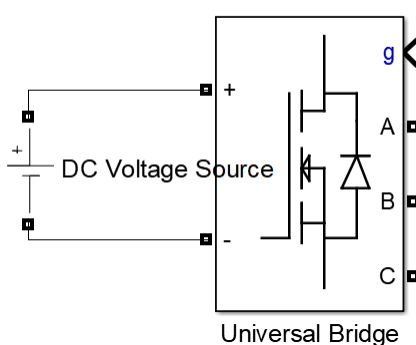


Figura 4.3 - Inversor trifásico do SimPowerSystem.

O bloco do inversor recebe o valor dos interruptores num vetor, cada valor no vetor tem o formato booleano: $[A+ \ A- \ B+ \ B- \ C+ \ C-]$. O inversor é alimentado por uma fonte de tensão DC e fornece as tensões nas 3 fases.

4.2.4. Modelo matemático do inversor

Aplicou-se as equações do modelo matemático do inversor (3.16) e obteve-se o inversor presente na Figura 4.4. No Anexo E está o sistema mais detalhado.

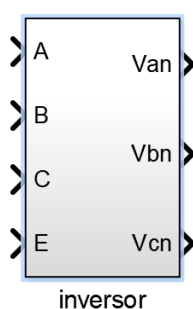


Figura 4.4 - Inversor usando o modelo matemático.

Neste modelo existe 4 entradas, os três valores para os interruptores (os δ_k) e o valor da tensão da alimentação.

4.3. Controlo de velocidade de motores de um drone

Aplicou-se os diversos métodos de controlo estudados no capítulo 3 de forma a controlar a velocidade de um motor BLDC. Apesar dos modelos apresentados usarem a velocidade

do motor em rad/s será usada a velocidade em rotações por minuto (RPM) pois é a unidade mais utilizada. Para converter-se a velocidade em RPM necessita-se de aplicar a equação

$$V_{RPM} = \frac{60}{2\pi} \omega = \frac{30}{\pi} \omega. \quad (4.5)$$

4.3.1. Controlo da velocidade do motor com a técnica de *six-step-commutation*

Para o controlo da velocidade do motor BLDC com a técnica de *six-step* commutation usa-se o sistema representado no modelo do Anexo E.

Para simular o binário de carga, causado pela rotação das hélices, usou-se a equação (2.63).

Devido ao sistema implementado não ter sido aplicado o conceito de bidirecionalidade, com isto não se tem a influência da FEM nas tensões de cada fase, por isso não se podem utilizar os métodos explicados na secção 3.3.1. Devido a se ter acesso à FEM do motor BLDC aplica-se a técnica do cruzamento por zero com essas tensões. No modelo do MATLAB pode-se aplicar os métodos da secção 3.3.1.

No modelo matemático do motor BLDC, variou-se os valores de referência da velocidade 5 000 (0 s), 7 000 (1 s), 10 000 (2 s) e 8 000 (3 s) RPM, e mostra-se a resposta do sistema na Figura 4.5.

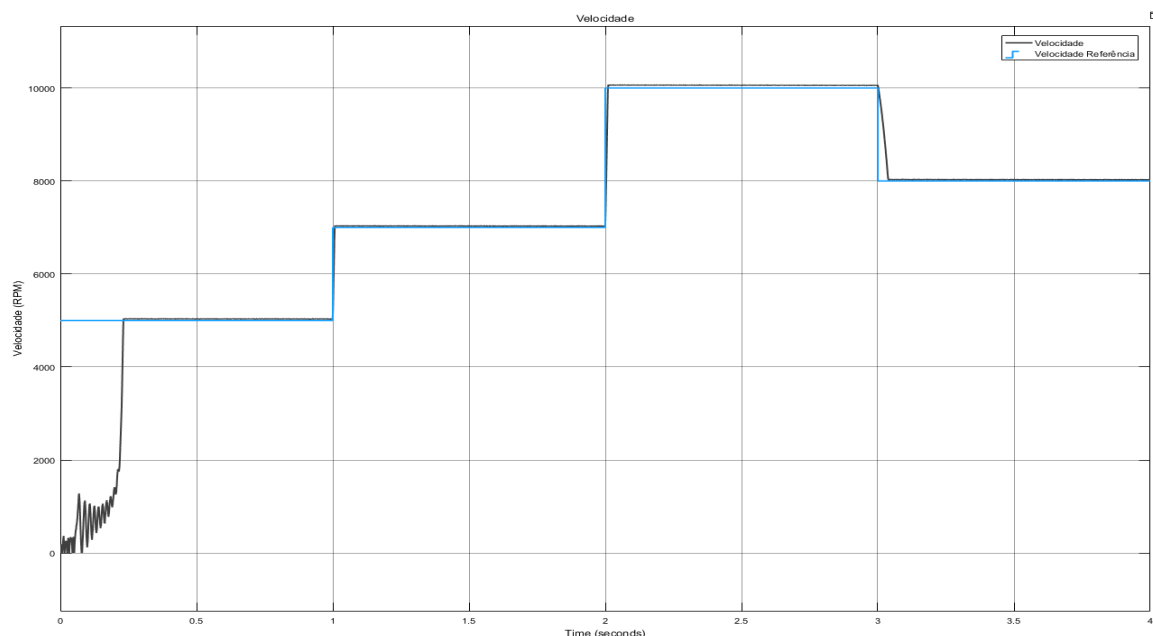


Figura 4.5 - Controlo da velocidade do motor BLDC representado no modelo matemático através da técnica de *six-step commutation*.

Na Figura 4.5 observa-se que a velocidade consegue sempre acompanhar a referência. A velocidade apresentou um tremor de 0,26 % e um erro estacionário de 0,7 %. O termo tremor corresponde à oscilação dos valores da grandeza em torno do seu valor médio.

Neste método é necessário o motor estar a rodar para detetar a FEM. Na sequência inicial aplica-se o princípio estudado na secção 3.3.2. Na Figura 4.6 observa-se a resposta da velocidade à sequência de arranque.

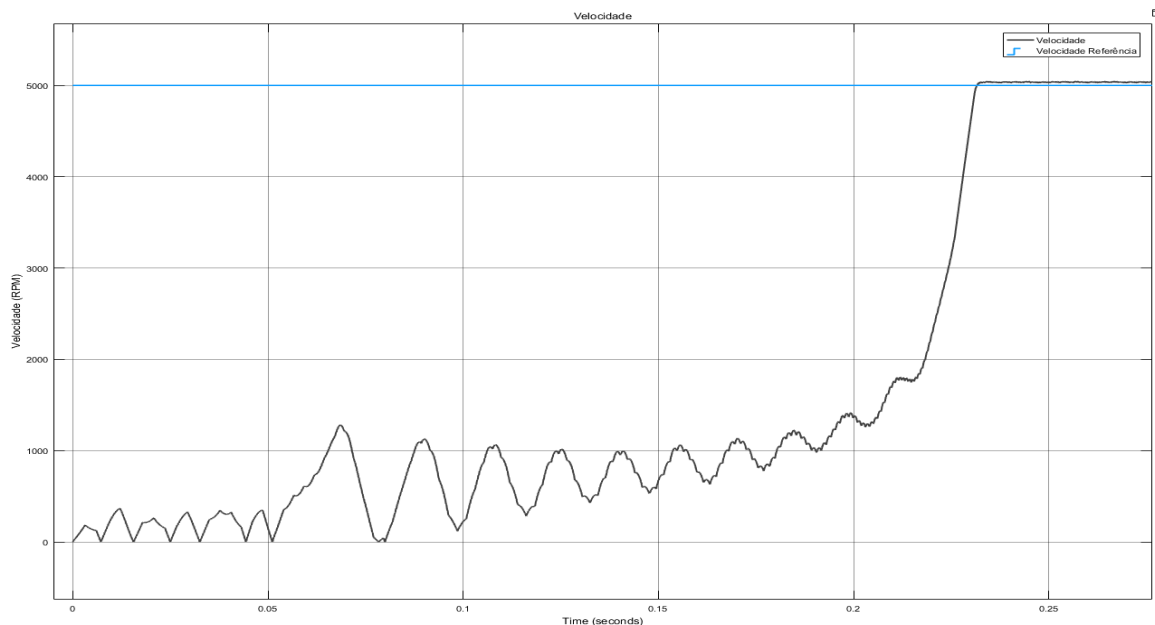


Figura 4.6 -Velocidade do motor BLDC durante a sequência de arranque.

Depois do arranque observa-se que o tempo de subida foi de 14 ms. Na Figura 4.6 observa-se que durante a sequência de arranque a velocidade vai aumentando, mas devido à aplicação da sequência de não se ter em conta o momento ideal para a troca de estado da sequência da técnica de *six-step commutation*, por isso observa-se uma oscilação na velocidade.

Na Figura 4.7 consegue-se observar o funcionamento da sequência de arranque. A sequência de arranque consiste em aplicar a técnica de *six-step commutation* onde cada estado estará a funcionar por um período e com um fator de ciclo na modulação de PWM.

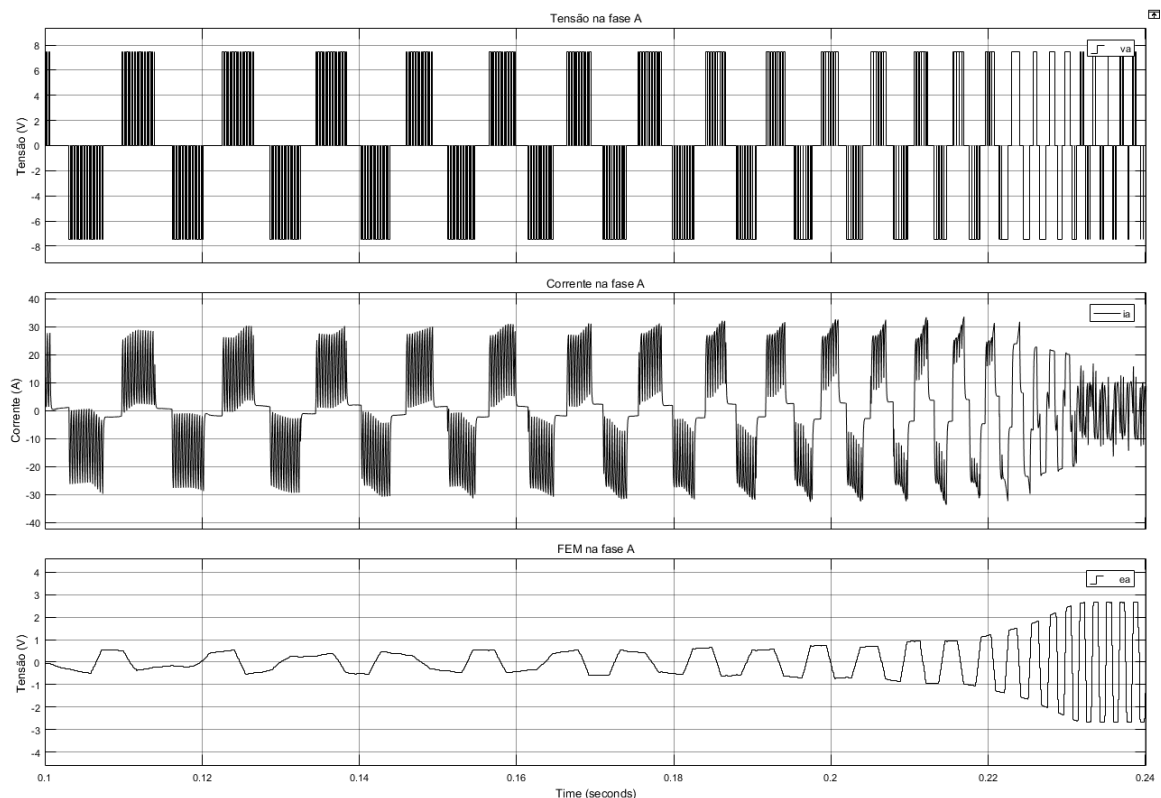


Figura 4.7 - Tensão, corrente e FEM da fase A.

Com o decorrer do tempo diminui-se o período com isto aumenta-se a velocidade do motor e de forma ao motor conseguir acompanhar a velocidade imposta por esse período precisa-se de aumentar o fator de ciclo.

Na Figura 4.7, no gráfico da corrente, observa-se este funcionamento, inicialmente tem-se um período largo e com um valor médio de corrente baixo, com o decorrer do tempo verifica-se um aumento da frequência e um aumento do valor médio da corrente.

Devido à FEM ser proporcional à velocidade, no gráfico da FEM, observa-se que inicialmente a FEM não possui o formato trapezoidal, mas devido à aplicação da sequência de arranque esta fica com esse formato.

Na Figura 4.7 observa-se a sequência de arranque do motor, até aos 0,22 s, onde se observa o período do sinal a diminuir. Depois do motor estar a rodar, aplica-se o *six-step commutation*, em malha fechada.

A partir dos 0,22 s, como a velocidade não era a desejada, o controlador ajustou a tensão de referência do PWM para a tensão máxima. Quando a velocidade alcança a velocidade de referência observa-se uma FEM com período constante e amplitude maior.

Na Figura 4.8 observa-se o binário elétrico e o binário de carga. O binário apresenta um tremor maior inicialmente devido à sequência de arranque. O binário de carga, quando a velocidade está estacionária, possui um tremor semelhante às da velocidade, 0,25 %, pois estes estão relacionados.

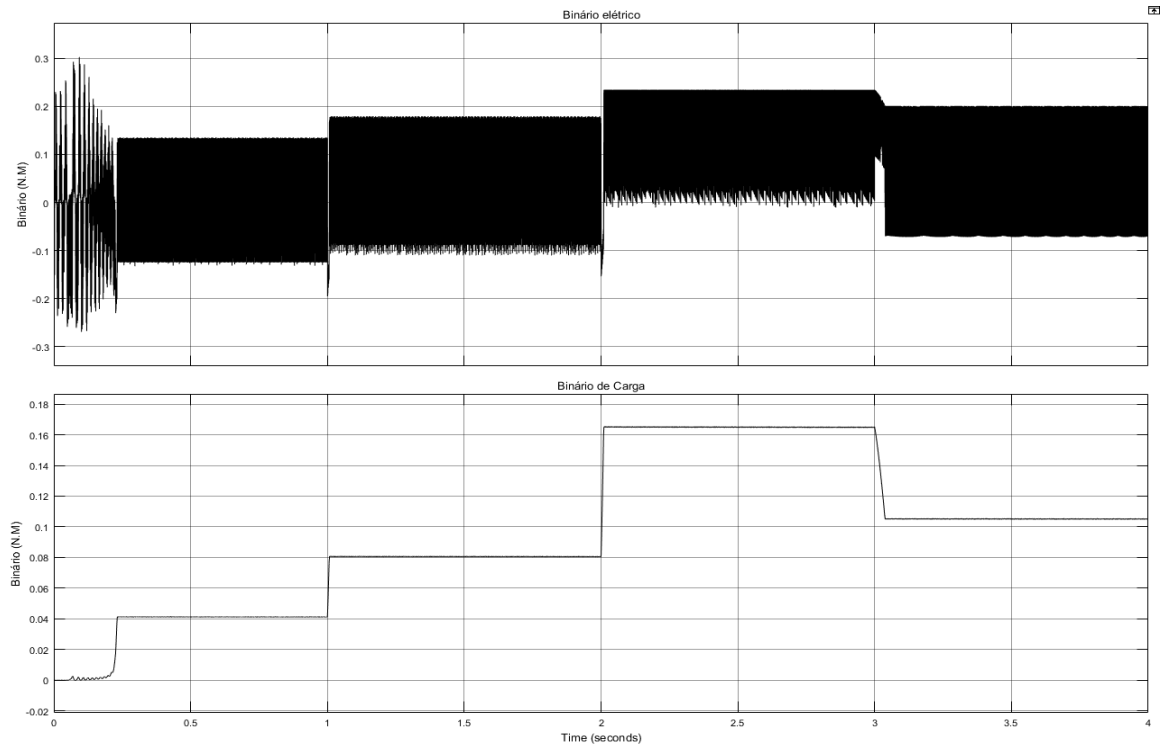


Figura 4.8 - Binário elétrico e binário de carga no motor BLDC.

Na Figura 4.8 observa-se que o binário elétrico tem a mesma resposta do que o binário de carga, o binário de carga apresenta um tremor de 425 %. A equação do binário é dada pela equação (3.7), quando a velocidade de rotação do motor está estacionária a derivada da velocidade é zero, com isto a equação (3.7) fica:

$$T_e = T_L + B\omega. \quad (4.6)$$

Devido à constante de atrito possuir um valor baixo, próximo de 0, pode-se desprezar, então

$$T_e \approx T_L. \quad (4.7)$$

Na Figura 4.9 observa-se o formato da corrente na fase A

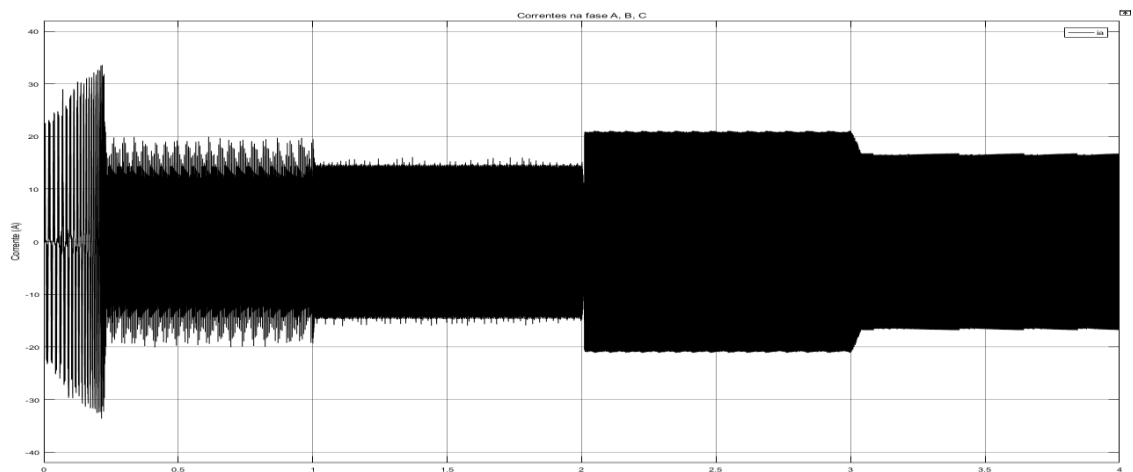


Figura 4.9 - Corrente na fase A.

No arranque observou-se que é o instante de tempo que o motor consome uma maior potência.

Aplicou-se o mesmo controlo no motor BLDC disponível no MATLAB, obteve-se resultados semelhantes aos do modelo matemático do motor BLDC, Figura 4.10.

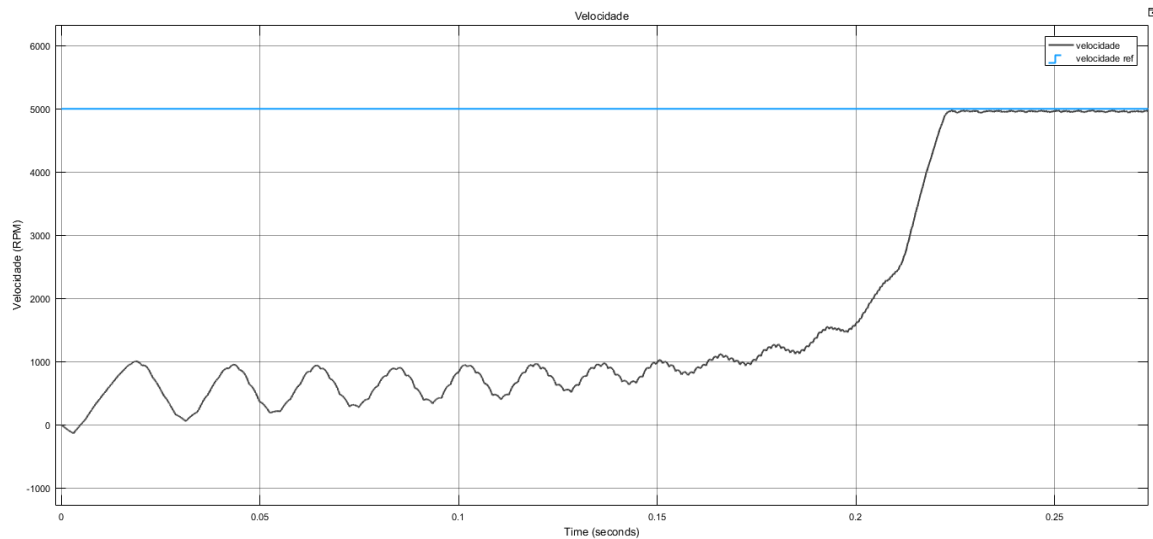


Figura 4.10 - Controlo da velocidade com a técnica de *six-step commutation* no motor disponível no MATLAB.

Nesta simulação verificou-se o mesmo tempo de subida, durante a sequência de arranque, em comparação com a Figura 4.6. A velocidade tem um erro estacionário de 0,8 % e um tremor de 0,4 %

4.3.2. Técnica de controlo orientado ao campo pela técnica de controlo por modo de deslizamento

Nesta secção aplicou-se a técnica de controlo por modo de deslizamento nos vários modelos do motor. Também se compara o controlo desenvolvido a partir da transformada de *Park* estendida com a que usa somente a transformada de *Park*.

4.3.2.1. Simulação do controlo da velocidade a partir da transformada de Park estendida

O controlo de velocidade dos motores BLDC utilizando a técnica de controlo por modo de deslizamento, no modelo matemático do motor e no modelo do MATLAB, está esquematizado no Anexo E.

Aplicou-se diversas velocidades de referência, 5 000 (0 s), 7 000 (1 s), 10 000 (2 s) e 8 000 (3 s) RPM, e observou-se a resposta do sistema, Figura 4.11.

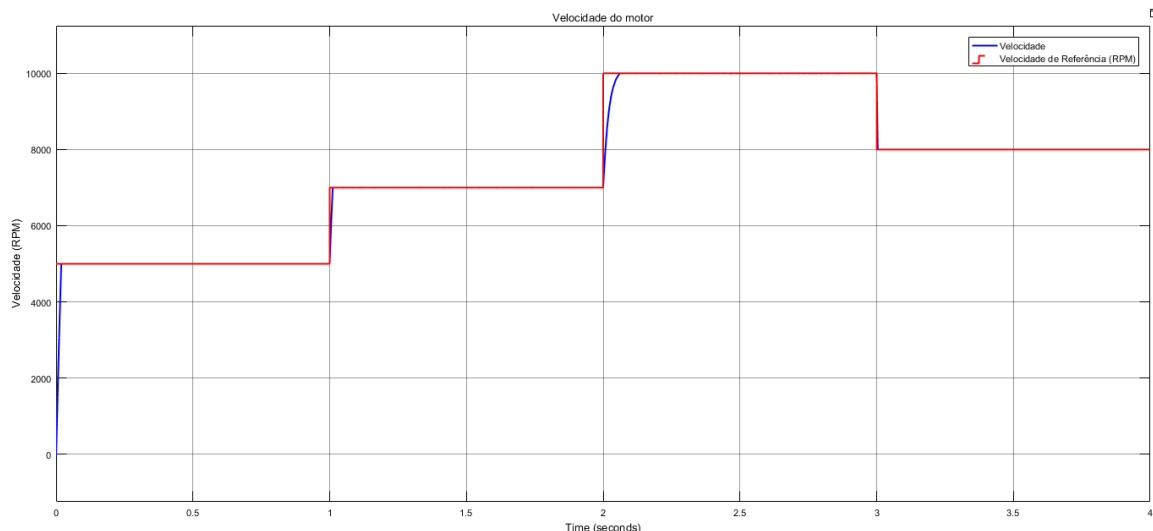


Figura 4.11 - Controle de velocidade usando a técnica de controle por modo de deslizamento.

Observa-se na Figura 4.11 que o motor atingiu a velocidade de referência. Apresenta um tempo de resposta de 18 ms e uma $P.O. = 0,2\%$ e um tremor de $0,1\%$.

Para controlar a velocidade é necessário controlar a corrente. Na Figura 4.12 compara-se a corrente i_{qe} de referência, que sai do controlador PI do controle da velocidade, com a corrente i_{qe} do motor BLDC.

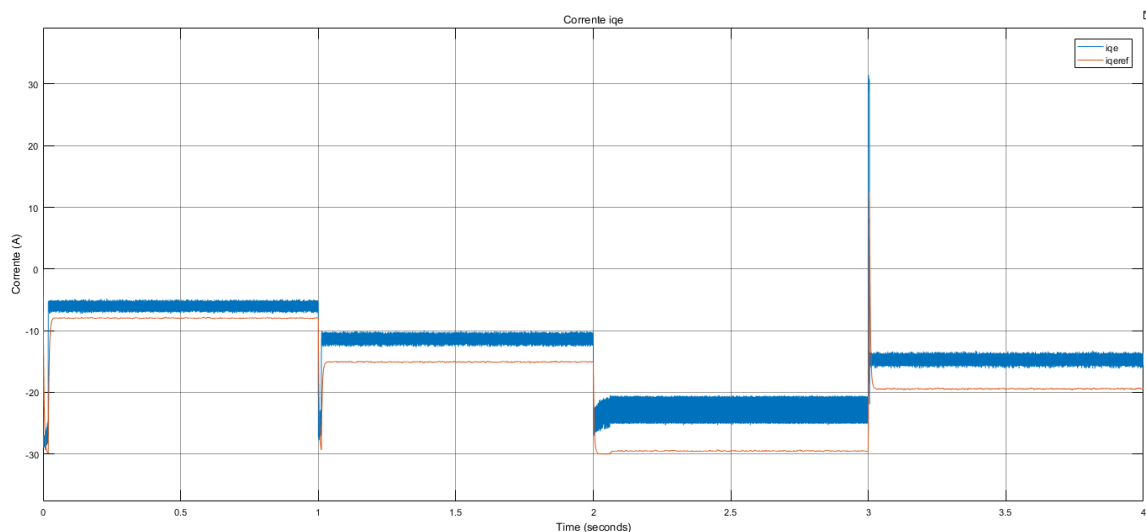


Figura 4.12 - Controle da corrente pela técnica de controle por modo de deslizamento.

Na Figura 4.12 observa-se que a corrente i_{qe} de referência é negativa para uma velocidade positiva, como é de esperar, atendendo ao sentido atribuído as correntes.

A corrente do motor BLDC acompanha a corrente de referência, mas apresenta um erro estacionário de 25% e um tremor de $16,6\%$.

O representou-se a resposta do binário elétrico do motor BLDC e do binário de carga na Figura 4.13.

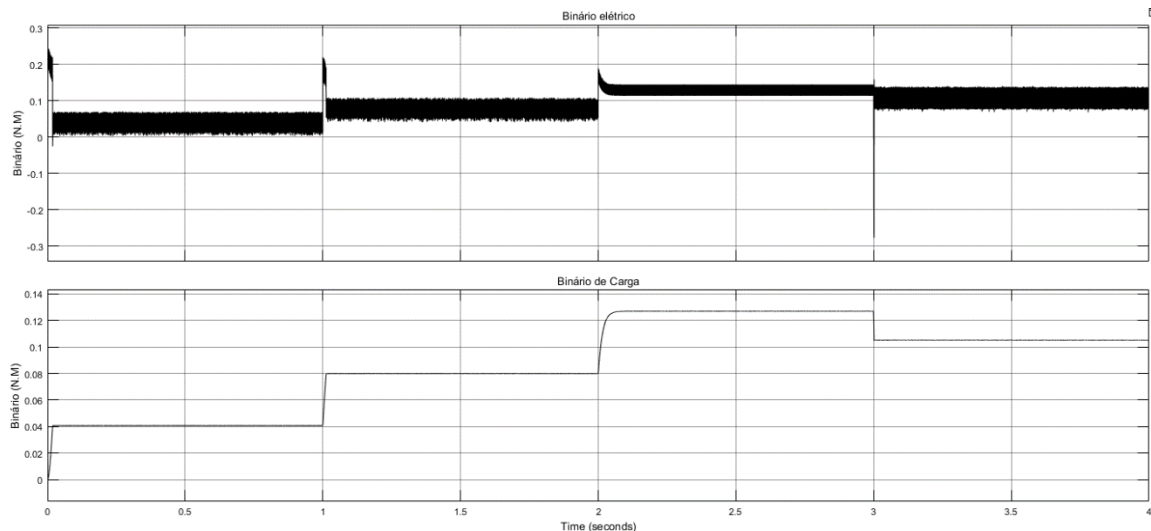


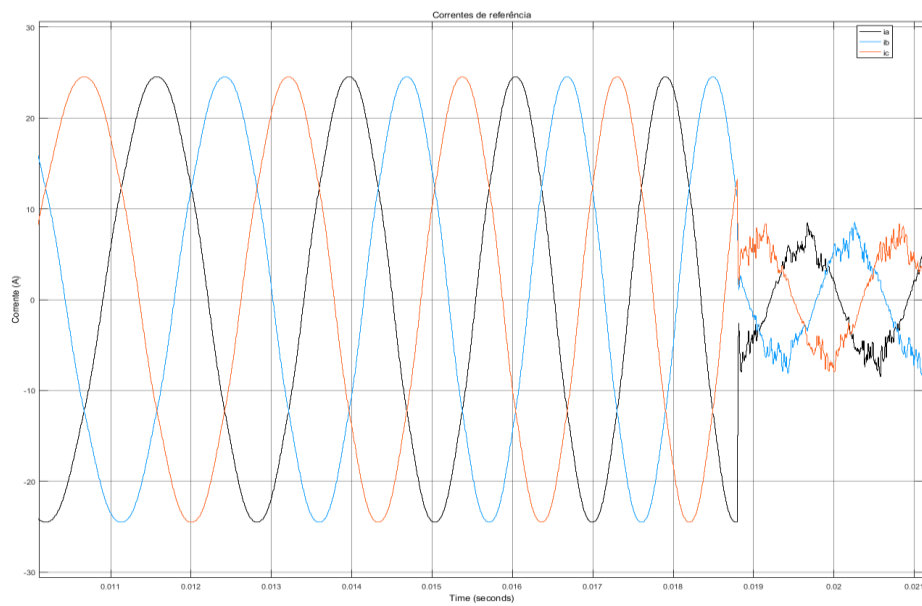
Figura 4.13 - Binário elétrico.

Quando a velocidade é estacionária, pela Figura 4.13, observa-se que o binário elétrico tem a mesma resposta do que o binário de carga. Ao comparar-se o binário elétrico com a corrente i_{qe} observa-se o mesmo comportamento, equação (3.52).

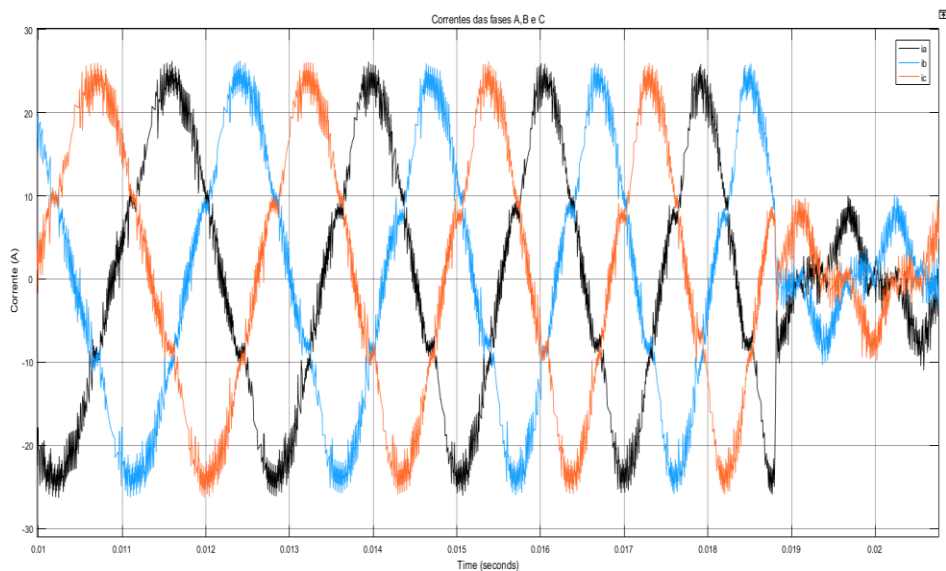
Se o motor BLDC não fosse sujeito ao binário de carga imposto pela rotação da hélice, quando a velocidade fosse estacionária, i_{qe} seria 0 A, pois o binário elétrico seria 0 N.m.

O binário elétrico com esta técnica apresentou a mesma resposta do que a técnica de *six-step commutation*. Devido à técnica de controlo orientado ao campo aplicar o controlo do torque através de i_{qe} obteve-se um menor tremor, 100%.

Na técnica de controlo por modo de deslizamento são comparadas as correntes, no referencial, abc de referência, que são obtidas através da corrente i_{qe} de referência, com as correntes que são fornecidas ao motor BLDC, Figura 4.14.



a)



b)

Figura 4.14 - Correntes das fases *abc*: a) referência, b) motor.

Os resultados de simulação mostram que as correntes acompanham as correntes de referência, mas apresentam um tremor de 12,5%. Apesar de acompanhar observa-se diferenças, essas diferenças são causadas pela FEM do motor BLDC, sendo que o erro estacionário presente no controle da corrente de quadratura é devido a esta diferença.

Quando a velocidade atinge a velocidade de referência faz com que a diferença de tensão entre a FEM e a tensão em cada fase sejam semelhantes. No modelo elétrico do motor observa-se que cada fase é constituída por uma bobina, uma resistência e a FEM. Devido à tensão da fase e da FEM serem semelhantes faz com que a queda de tensão na bobina e na resistência seja menor. Por isso no gráfico da Figura 4.14 a partir do instante $t = 0,019$ a corrente diminui.

Aplicando o mesmo procedimento, mas usando o modelo do motor disponível no MATLAB, Anexo E, observou-se que a velocidade apresenta uma resposta semelhante à da Figura 4.11.

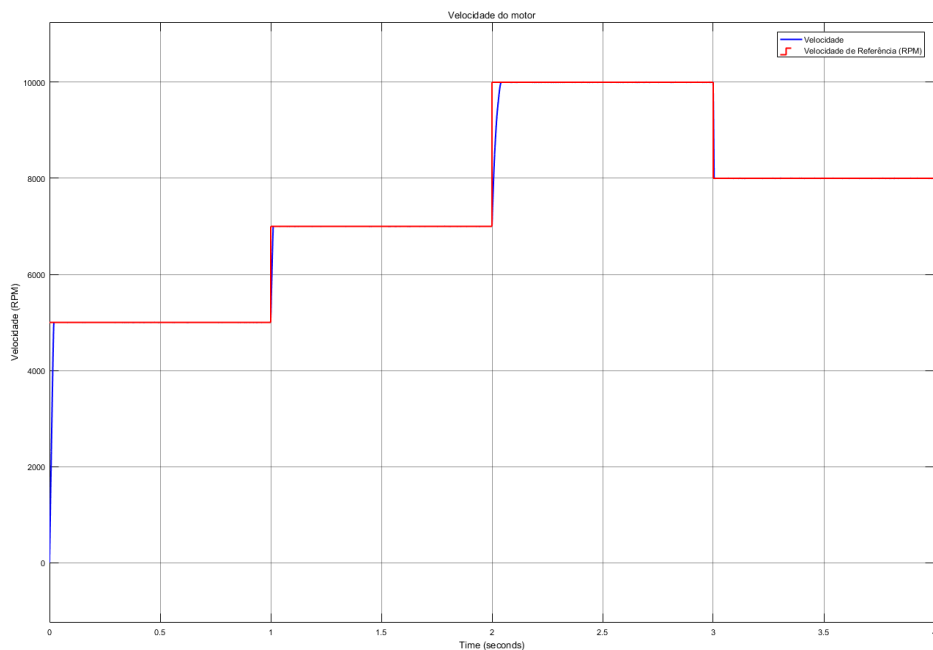


Figura 4.15 - Controle da velocidade com a técnica de modo de deslizamento no modelo disponível no MATLAB.

A corrente i_{qe} no modelo do MATLAB apresenta um tremor de 17,3 % e um erro estacionário de 28,9 %.

4.3.2.2. Simulação do controlo do modelo matemático do motor BLDC com controlo desenvolvido a partir da transformada de Park

Nesta secção aplica-se o controlo de velocidade do motor BLDC no modelo matemático com a transformada em dq . A descrição das equações e os valores dos ganhos estão no Anexo D. O sistema de controlo deste modelo está representado no Anexo E.

Aplicou-se as mesmas velocidades de referência do que no modelo com as transformadas dqe e obteve-se a resposta do sistema presente na Figura 4.16.

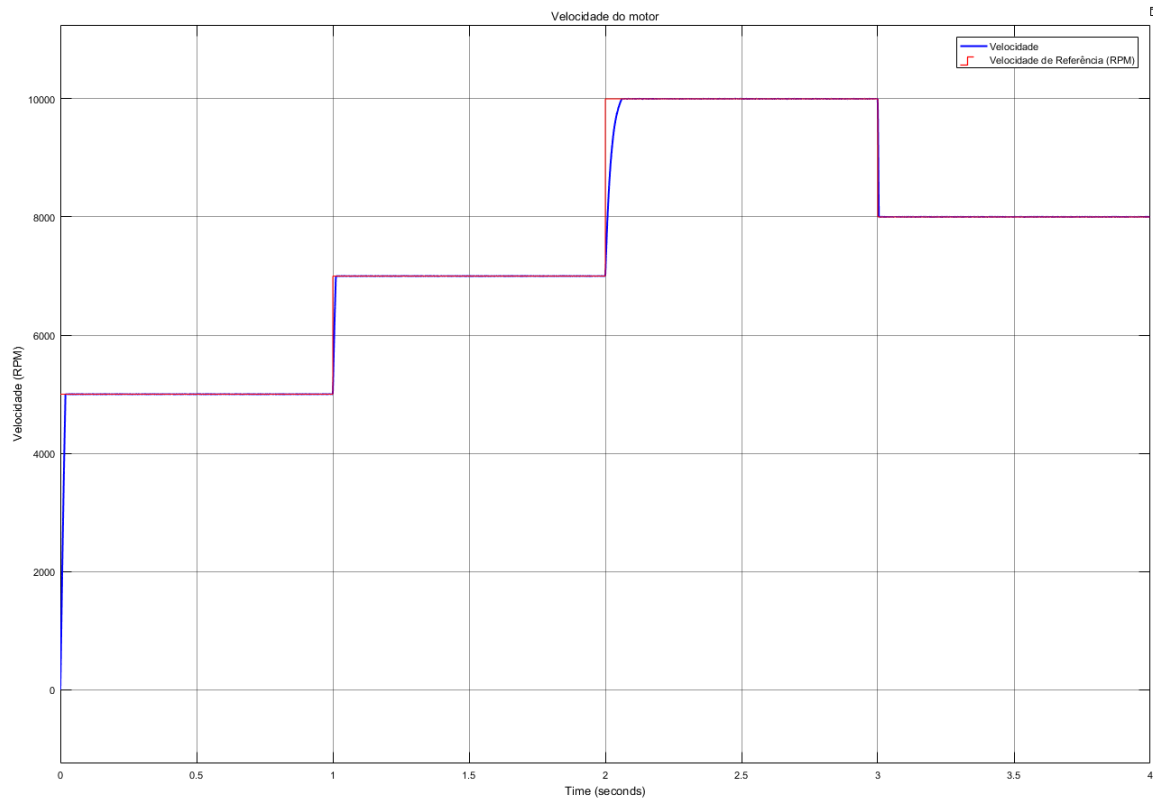


Figura 4.16 - Velocidade do motor e velocidade de referência usando o modelo representado com a transformada de *Park*.

Ao comparar-se os resultados, da Figura 4.16 com os da Figura 4.11, observa-se que a resposta é semelhante à do sistema que se usou a transformada de *Park* estendida. A semelhança entre os dois modelos está também presente no controle da corrente onde se verificou respostas semelhantes, Figura 4.17.

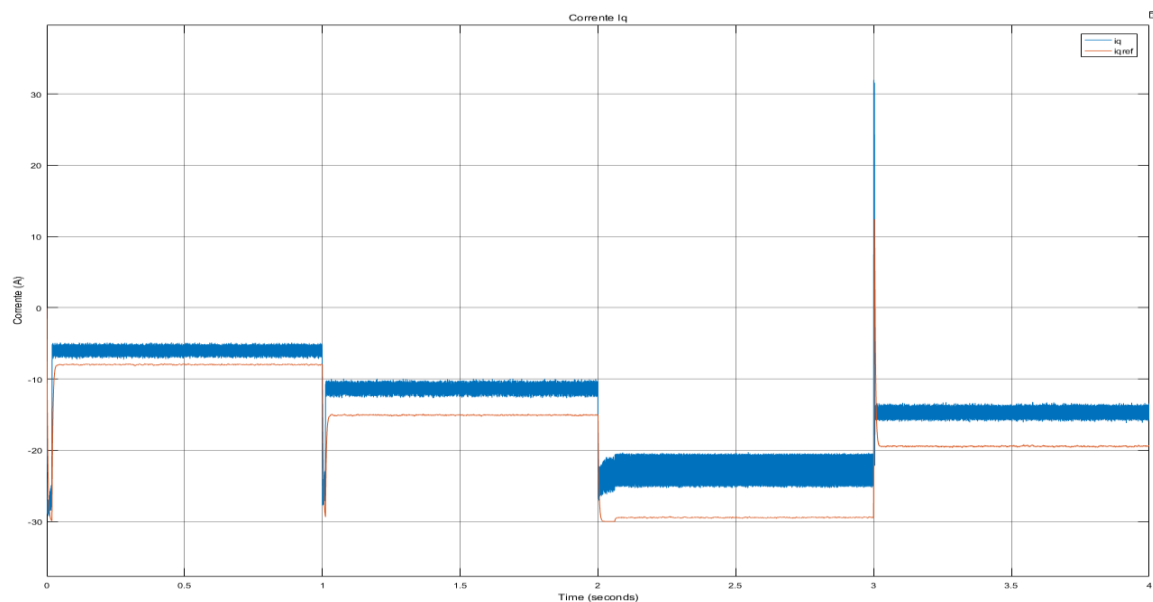


Figura 4.17 – Controle da corrente aplicando a transformada de *Park*.

Com esta transformada, na corrente i_q , tem-se um tremor de 16,6 % e um erro estacionário de 25 %.

4.3.3. Modulação por largura de impulso com o controlo desenvolvido a partir da transformada de Park estendida

No controlo da velocidade com o modelo matemático do motor BLDC aplicando a técnica de PWM usou-se o sistema presente no Anexo E.

Aplicando as mesmas velocidades de referência da técnica de controlo por modo de deslizamento, verifica-se que se teve um tempo de resposta de 25 ms e um tremor de aproximadamente 0 %, Figura 4.18.

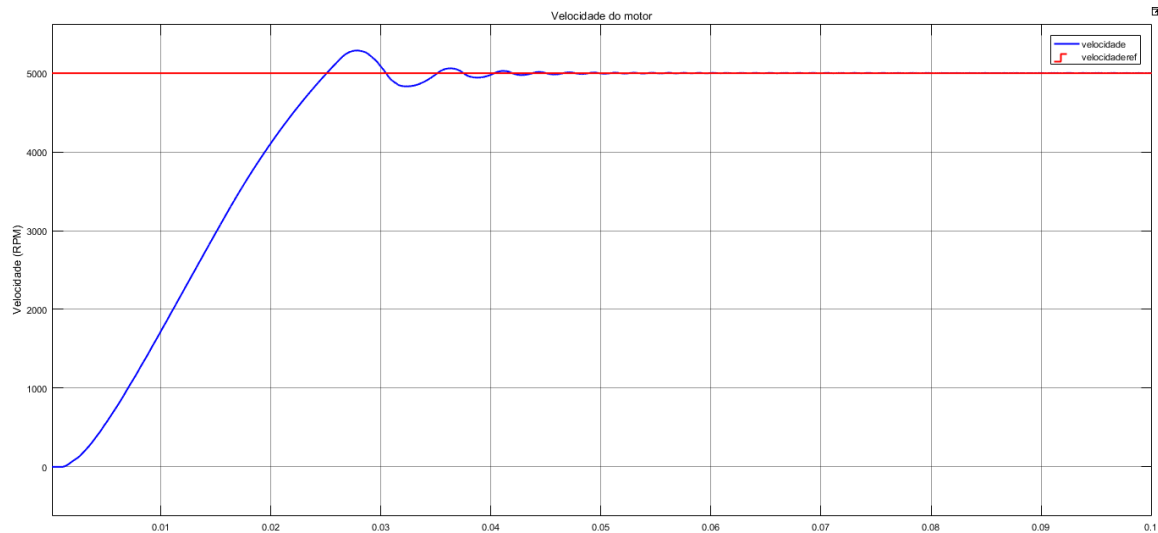


Figura 4.18 - Controlo da velocidade usando a técnica de PWM no modelo matemático do motor BLDC.

Na Figura 4.18 observa-se que esta técnica de controlo apresenta um *overshoot*, $P.O. = 5,8\%$. Esta percentagem de *overshoot*, como o tempo de estabilização, podem ser diminuídos com ajustamento dos valores dos ganhos dos controladores, implica um aumento do tempo de subida da velocidade.

Na Figura 4.19 observa-se a tensão de referência, a tensão e a FEM da fase A. Aplicou-se um filtro passa-baixo na tensão da fase A para se obter o valor médio do sinal de PWM.

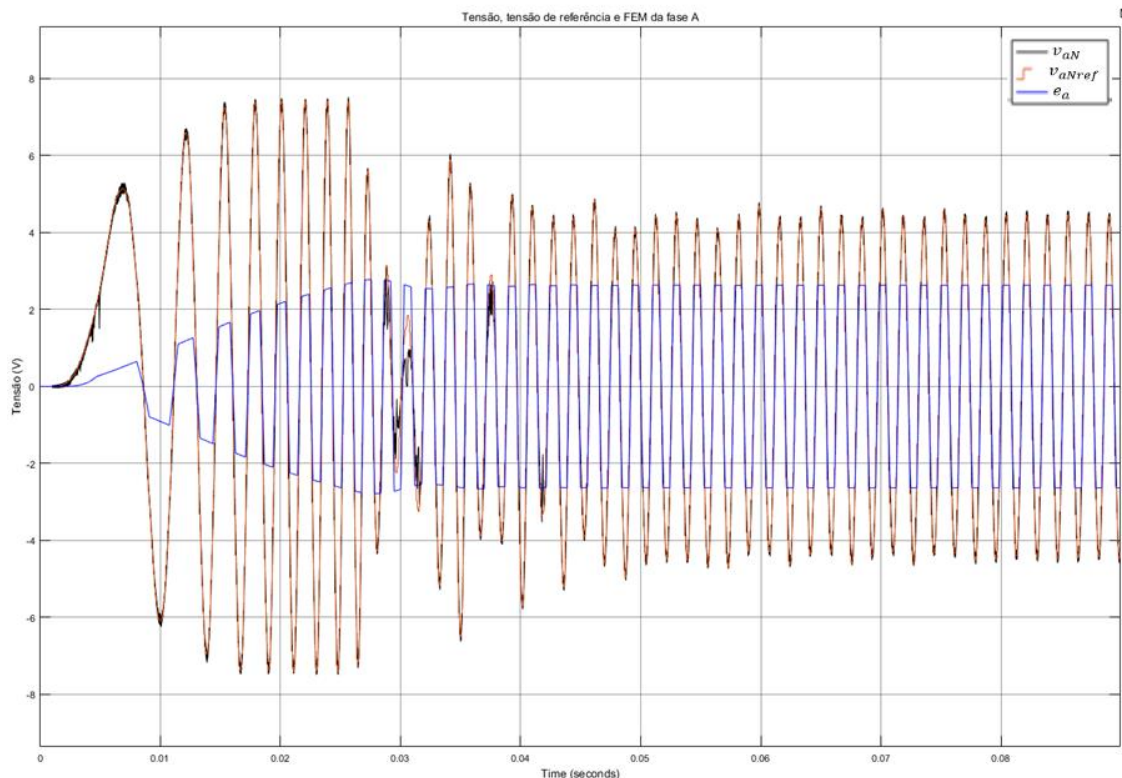


Figura 4.19 - Tensão, tensão de referência e FEM da fase A.

As tensões presentes da Figura 4.19 correspondem ao intervalo de tempo de transição de 0 RPM para as 5000 RPM. Enquanto a velocidade do motor não atinge a velocidade de referência, no intervalo dos 0 s aos 25 ms, observa-se que a tensão da fase A é maior que a sua FEM.

Quando a velocidade do motor é superior à velocidade de referência, 28 ms até 31 ms, observa-se que a tensão da fase A é menor que a FEM.

Quando a velocidade já está estabilizada, a partir do 90 ms, as amplitudes da tensão e FEM são mais semelhantes. Com isto as correntes deixam de ter o formato característico, Figura 4.20.

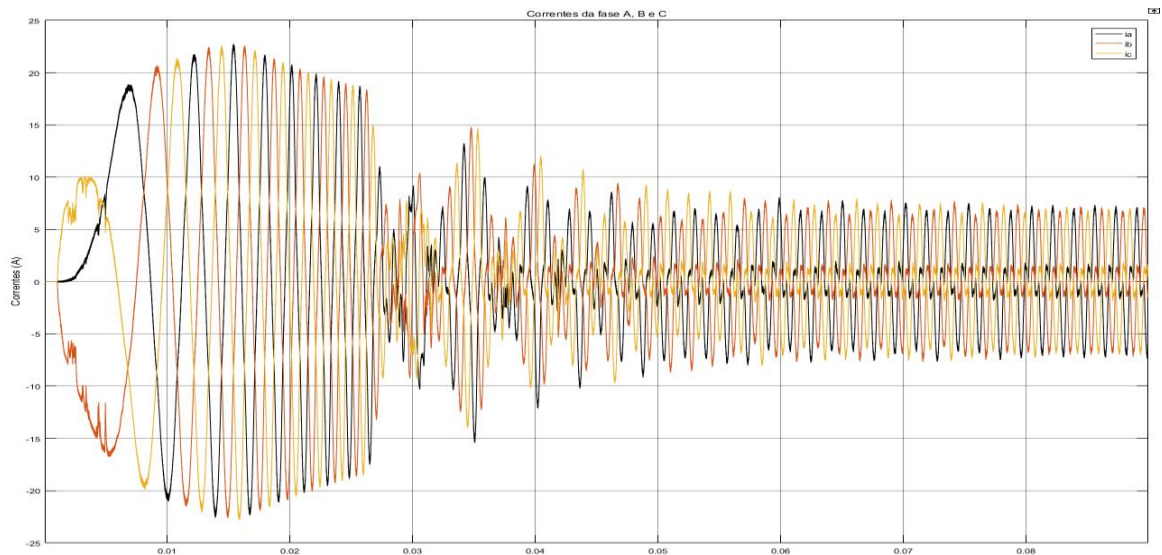


Figura 4.20 - Correntes nas fases abc.

Na Figura 4.20 observa-se que as correntes têm um formato semelhante ao que se utilizou na técnica por controle de deslizamento, mas não possui um tremor tão elevado, 2,72 %, isto devido à frequência de PWM ser superior à frequência que se usa na técnica de controle por modo de deslizamento. Ao usar-se uma frequência superior na técnica de controle por modo de deslizamento conseguia-se tremores mais baixos.

A Figura 4.21 mostra o controle da corrente i_{qe} . Tal como no controle da velocidade observa-se a presença de *overshoot* e um tempo de estabilização que não se observa com a técnica de controle por modo de deslizamento.

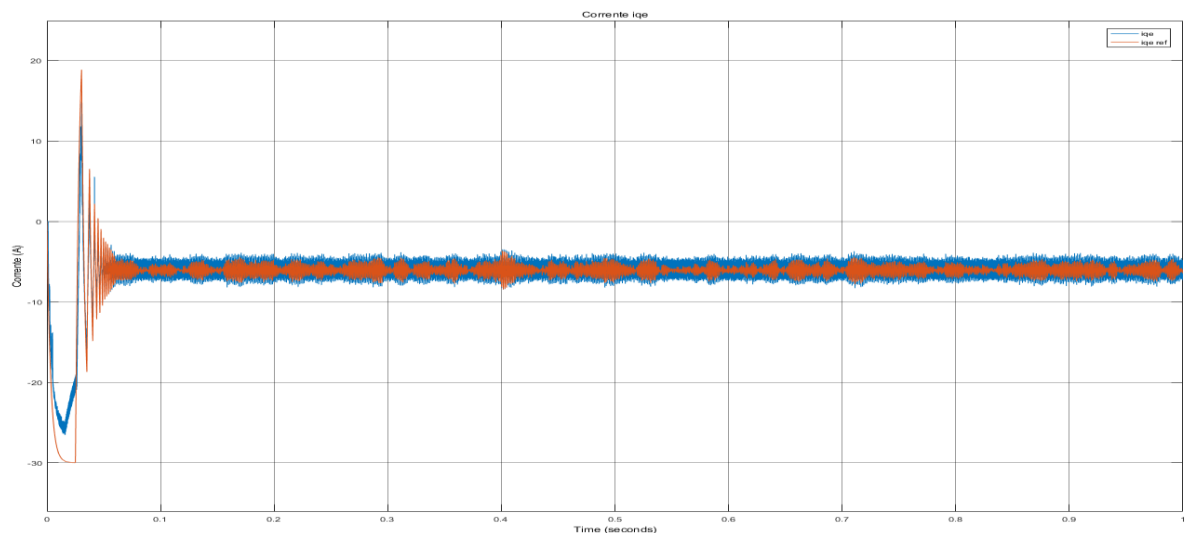


Figura 4.21 - Controle da corrente i_{qe} .

O controle por PWM, a partir da transformada de *Park* estendida, no modelo do MATLAB, e o controle por PWM no modelo matemático, a partir da transformada de *Park*, têm resultados semelhantes aos da técnica de PWM no modelo matemático, com o controle desenvolvido a partir da transformada de *Park* estendida.

4.4. Comparação dos resultados das simulações

Os resultados das simulações mostram que todos os modelos e técnicas permitem que a velocidade do motor acompanhe a velocidade de referência.

A técnica de *six-step commutation* precisa de mais tempo durante o arranque, devido à sequência de arranque, depois o tempo de resposta é similar aos restantes métodos.

Quando se aplica a transformada de *Park* com a técnica de controlo por modo de deslizamento observa-se uma resposta semelhante à que se utiliza com a transformada de *Park*. Verifica-se o mesmo para a técnica de PWM.

Apesar da técnica de *Park* estendida precisar de controladores que variem de acordo com o ângulo do rotor, verifica-se que com a aplicação de controladores que não variam obtêm-se os mesmos resultados, Anexo G.

Verificou-se que as simulações feitas com o modelo matemático do motor BLDC e com o modelo disponível pelo MATLAB são semelhantes, por isso pode-se utilizar este modelo para simular um motor BLDC e um inversor trifásico sem ser preciso comprar a *toolbox* do SimPowerSystems do MATLAB Simulink, esta *toolbox* custa 1 200 € por um ano ou então 3 000 € por uma licença perpétua.

Aplicou-se a técnica de SVM, Anexo E. Com esta técnica não se conseguiu acompanhar sempre a referência, Anexo G, ao aplicar-se as mesmas limitações da corrente que se usa nos outros métodos.

Na Tabela 4.2 apresenta-se um quadro resumo com as características de cada técnica de controlo da velocidade do motor.

Tabela 4.2 - Resumo das características das técnicas de controlo da velocidade do motor.

Modelo	Técnica	Velocidade			Corrente i_{qe}/i_q	
		Tremor (%)	Tempo de subida (ms)	Erro estacionário (%)	Tremor (%)	Erro estacionário (%)
Modelo Matemático do motor BLDC e inversor	Modo de deslizamento em <i>dqe</i>	0,1	18	0,01	16,6	25
	Modo de deslizamento em <i>dq</i>	0	18	0,01	16,6	25
	PWM em <i>dqe</i>	0	25	0	33,3	0
	PWM em <i>dq</i>	0,01	27	0	45,6	0
	SVM em <i>dqe</i>	0,04	43	0	127,3	0
	<i>Six-step commutation</i>	0,26	14	0,7	-	-
Modelo do motor BLDC e inversor do MATLAB	Modo de deslizamento em <i>dqe</i>	0	19	0	17,3	28,9
	PWM em <i>dqe</i>	0	23	0	21,8	0
	<i>Six-step commutation</i>	0,4	21	0,8	-	-

Mediu-se a potência através do sistema descrito no Anexo E.9. Na Tabela 4.3 apresenta-se um resumo sobre a potência que cada técnica aplica no motor para o controlo da velocidade e verifica-se que o controlador que consome mais potência no arranque é o *six-step commutation*. Os controladores por modo de deslizamento e PWM possuem valores semelhantes.

Tabela 4.3 – Resumo dos resultados das técnicas de controlo de velocidade do motor.

Modelo do motor	Técnica de controlo	Potência 7 000 RPM estacionária (W)	Potência 10 000 RPM estacionária (W)
Modelo Matemático do motor BLDC e inversor	Modo de deslizamento em <i>dqe</i>	27	36
	Modo de deslizamento em <i>dq</i>	35	43
	PWM em <i>dqe</i>	32	41
	PWM em <i>dq</i>	42	55
	<i>Six-step commutation</i>	65	78
Modelo do motor BLDC e inversor do MATLAB	Modo de deslizamento em <i>dqe</i>	35	49
	PWM em <i>dqe</i>	38	51
	<i>Six-step commutation</i>	60	76

Na Tabela 4.3 observa-se que os métodos em que se aplicou as técnicas de controlo orientado ao campo têm-se melhores resultados, pois aplica-se o controlo de corrente.

Uma vez acabadas as simulações, no próximo capítulo procede-se à implementação, física, de um controlador de velocidades de um motor BLDC com a utilização da técnica de *six-step commutation* para comparar-se com um controlador de velocidade comercial.

Capítulo 5 Verificação experimental do controlo dos motores de drones

Neste capítulo compara-se o funcionamento de um controlador de velocidade comercial com um implementado.

Este capítulo está dividido em 7 secções. Na primeira secção analisa-se os componentes presentes num controlador de velocidade comercial e apresenta-se os circuitos implementados. Na segunda secção apresenta-se o microcontrolador que se utiliza e algumas características.

Na terceira secção explica-se os diversos sensores que se usa e a razão da sua utilização. Na quarta secção verifica-se o funcionamento do controlador de velocidade comercial, analisando as formas das correntes e a potência que é fornecida ao motor.

Na quinta secção implementa-se a técnica de *six-step commutation* e regista-se as formas das tensões, correntes e a potência que é fornecida ao motor.

Por fim, na secção 7 compara-se os resultados experimentais entre o controlador de velocidade comercial com o construído.

5.1. Controlador comercial e controlador implementado

Inicialmente, começou-se por analisar um controlador eletrónico de velocidade (ESC) comercial, jDrones ESC 20 Amp [55], Figura 5.1. Este controlador é constituído por 3 fios que ligam ao motor, 2 fios que fazem a ligação à bateria e mais 3 fios de sinal, constituídos por: VCC, GND e PWM, para fazer comunicação com o controlador de voo. O ESC comercial suporta tensões de 6,4 V a 16,8 V e correntes até 20 A.



Figura 5.1 - Controlador de velocidade de um motor BLDC comercial [55].

No Anexo H tem-se o circuito que este controlador é constituído.

5.1.1. Inversor implementado

Para implementar um circuito inversor usou-se NMOS, IRLZ44N [56], e PMOS, IRF520N [57], para construir os braços do conversor, Figura 5.2.

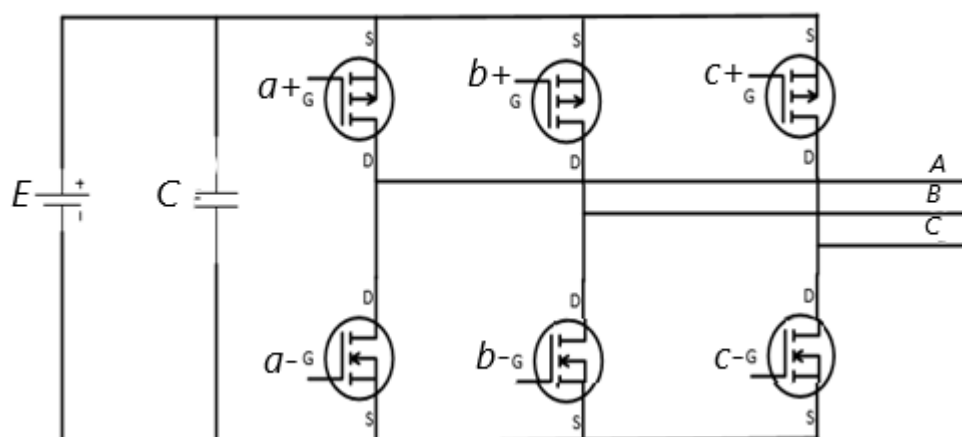


Figura 5.2 – Inversor trifásico.

O acionamento dos semicondutores de potência é feito com o dispositivo IXDF604PI. Este é alimentado com a tensão da fonte e recebe os sinais do microcontrolador. Os sinais de saída são os sinais invertidos da entrada, Figura 5.3 [58].

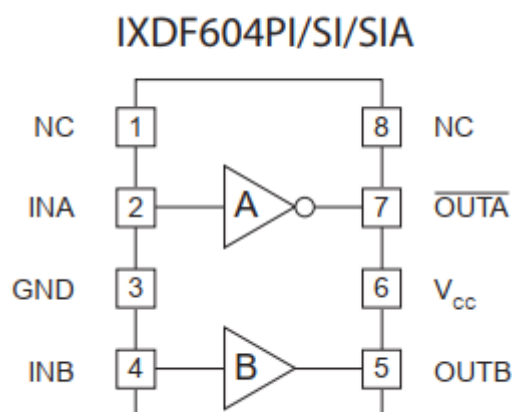


Figura 5.3 – Acionador para comutação de um braço do inversor constituído por PMOS e NMOS [58].

Este inversor consegue suportar correntes até 18 A, devido aos PMOS utilizados que só suportam essa corrente, já os NMOS suportam 47 A.

5.1.2. Conceito de deteção da força eletromotriz

Para detetar a FEM precisa-se do neutro do motor BLDC, mas este não fornece, por isso é necessário criar o neutro virtual, Figura 5.4.

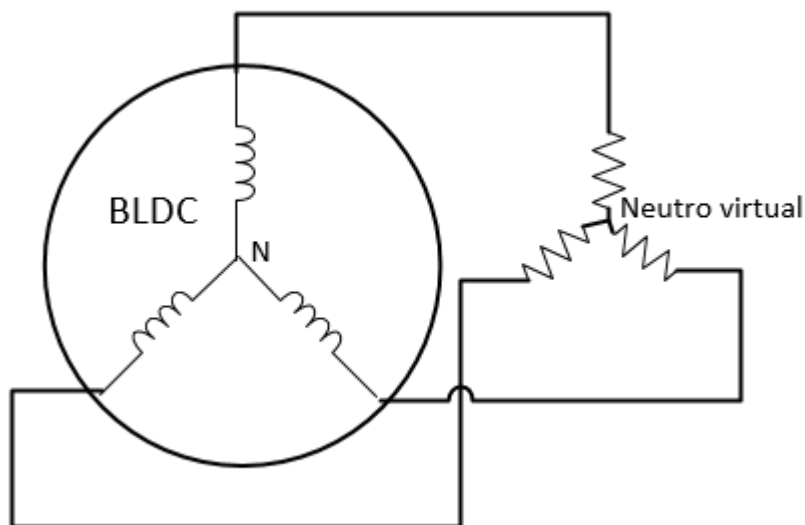


Figura 5.4 – Circuito utilizado para medir as tensões simples do motor BLDC.

Para se comparar a tensão de fase com a tensão do neutro utiliza-se um comparador, Figura 5.5. Quando há uma interseção entre as duas tensões o comparador muda de estado.

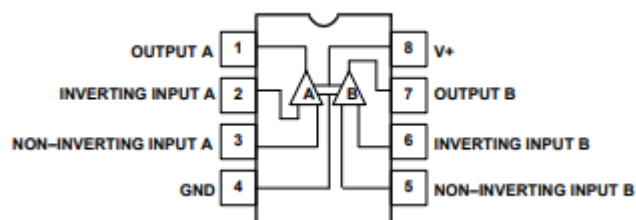


Figura 5.5 – Comparador utilizado para medira a tensão no motor [59].

Na Figura 5.6 tem-se o circuito completo para a detecção da FEM.

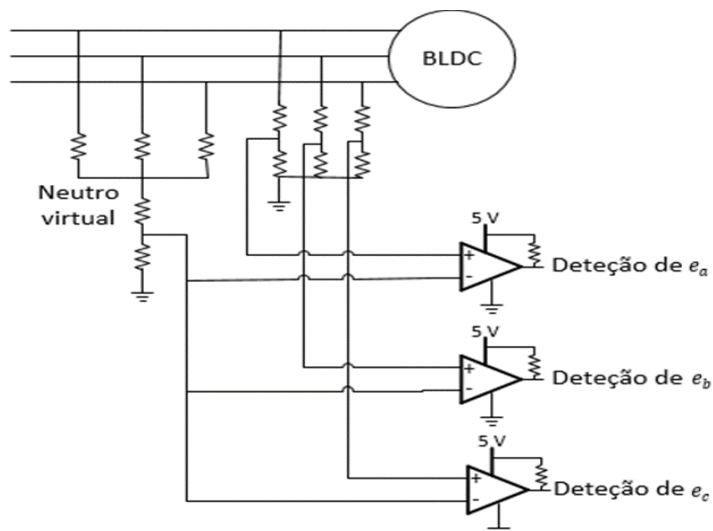


Figura 5.6 – Circuito de detecção da FEM com o circuito do neutro virtual.

Na Figura 5.7 observa-se as tensões do circuito da Figura 5.6. Quando há interseção entre a tensão de fase com a tensão do neutro virtual existe mudança de estado no comparador.

Esta mudança acontece quando a FEM faz o cruzamento por zero com isso sabe-se quando se tem de mudar de estado na sequência da técnica de *six-step commutation*.

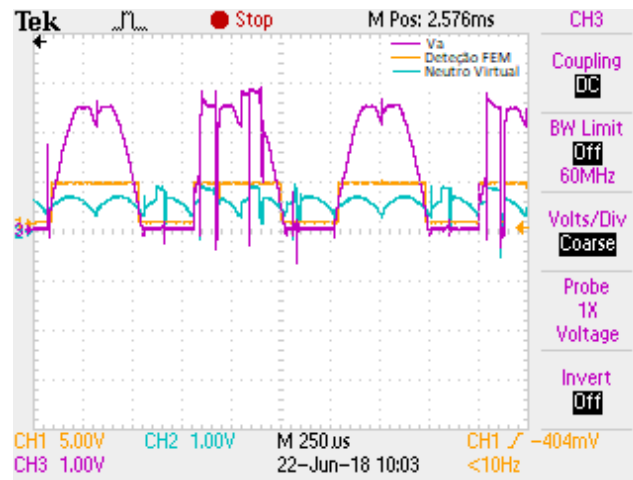


Figura 5.7 - Detecção da FEM do motor BLDC.

O circuito completo, com as ligações do inversor e o detetor da FEM está representado no Anexo H.

5.2. Microcontrolador

Nesta secção aborda-se quais os microcontroladores que se usou. Para aplicar o controlo no circuito implementado usou-se o Tiva TM4C123GH6PM, pois precisa-se de um maior processamento, e para comandar o ESC comercial usa-se um Arduino.

5.2.1. Tiva TM4C123GH6PM

O microcontrolador ou processador digital de sinal usado para fazer o controlo e aplicar a técnica de *six-step commutation* foi o Tiva TM4C123GH6PM da Texas Instruments [60].

Este microcontrolador tem um processador de 32 *bits* ARM Cortex-M4F com um funcionamento a 80 MHz. Este é constituído por 6 *timers* de 32 *bits* ou 12 *timers* de 16 *bits*.

Possui até 43 *GPIO*, dependendo da configuração, com máximo de tensão 3,3 V. Para a conversão de analógico para digital tem-se 12 portas e dois conversores de 12 bits. A tensão máxima de leitura é 3,3 V.

Este processador possui uma unidade de processamento em vírgula flutuante. Pode-se observar outras características na Figura 5.8.

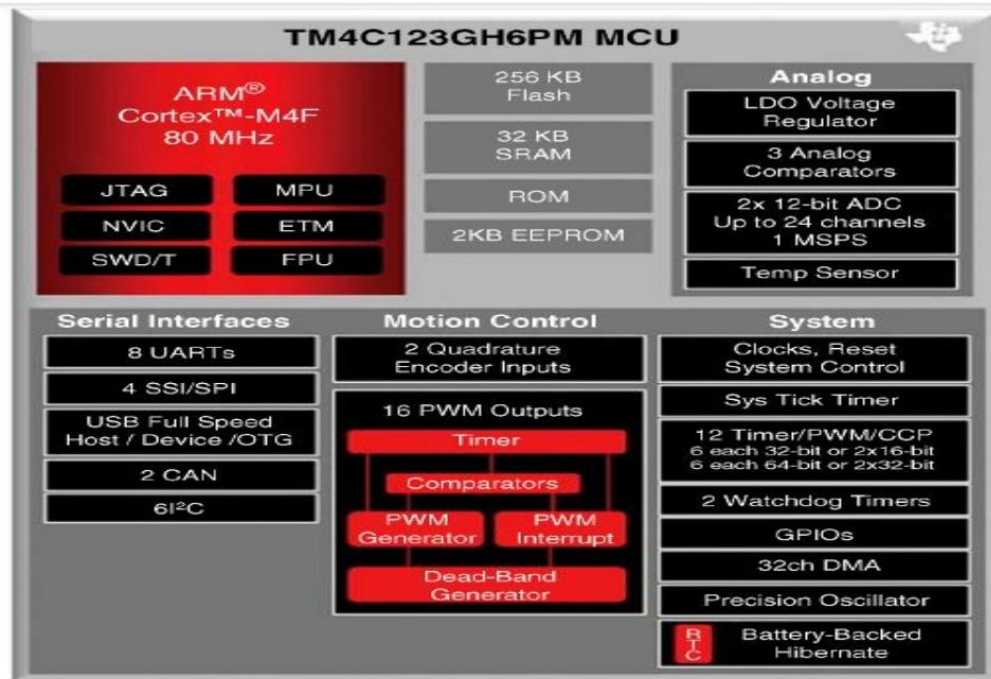


Figura 5.8 - Características do Tiva TM4C123GH6PM [61].

Para programar este microcontrolador usa-se o software Code Composer Studio da Texas Instruments, para a programação deste microcontrolador usa-se a biblioteca do TivaWare.

O microcontrolador faz as medições das tensões e correntes no modo discreto. Para aplicar o controlo a partir destas medições o controlador PID tem de ser modelizado no modo discreto. Aplicou-se a transformada bilinear [62]:

$$s \leftrightarrow \frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}, \quad (5.1)$$

T é o período do sinal e Z a componente complexa. Aplicando a transformada bilinear na equação (2.35) obtém-se:

$$u(N) = e(N) \left(K_p + \frac{K_I T}{2} + \frac{K_D 2}{T} \right) + e(N-1) \left(K_I T - \frac{K_D 4}{T} \right) + e(N-2) \left(-K_p + \frac{K_I T}{2} + \frac{K_D 2}{T} \right) + u(N-2). \quad (5.2)$$

Num controlador PI, (2.38), obtém-se:

$$u(N) = e(N) \left(K_p + \frac{K_I T}{2} \right) + e(N-1) \left(\frac{K_I T}{2} - K_p \right) + u(N-1), \quad (5.3)$$

onde N é amostra atual, e o erro e u o valor de referência.

5.2.2. Arduíno

Para comandar o ESC comercial usou-se um Arduíno ATmega 328P [63]. O Arduíno ATmega328P tem um relógio de 16 MHz.

Funciona com uma tensão de 5 V. Possui 14 portas digitais e 6 portas analógicas.

O processador possui uma memória *flash* de 32 kB, uma SRAM de 2 kB e uma EEPROM de 1 kB.

5.3. Sensores utilizados no controlo da velocidade do motor

Nesta secção abordou-se os sensores que se usa no circuito. Usou-se sensores de corrente para se visualizar a corrente em cada fase. Para verificar a velocidade usa-se um sensor de efeito *hall*.

5.3.1. Sensor de corrente

A medição da corrente, de cada fase, é feita com sensores de efeito hall de corrente. Estes sensores proporcionam isolamento elétrico e podem medir correntes AC e DC [64].

O sensor de corrente de efeito hall é construído com uma pequena camada de um material condutor. Este sensor quando é sujeito a um campo magnético responde com uma tensão de saída proporcional ao campo magnético. As tensões são muito baixas (μV) e requerem eletrónica adicional para as amplificar [65].

Como o somatório das correntes das três fases é igual a zero, usam-se somente dois sensores em duas fases, *A* e *B*. A monitorização da corrente da bateria é feita com um multímetro na função de amperímetro. No Anexo H está representado o circuito com estes sensores implementados.

O sensor de corrente acs712, Figura 5.9, é alimentado com uma tensão de 5 V. A relação entre a corrente de entrada e a tensão à saída do sensor é dada por:

$$i_{fase} = 5 * V_{sensor} - 12,5 \text{ (A)}. \quad (5.4)$$

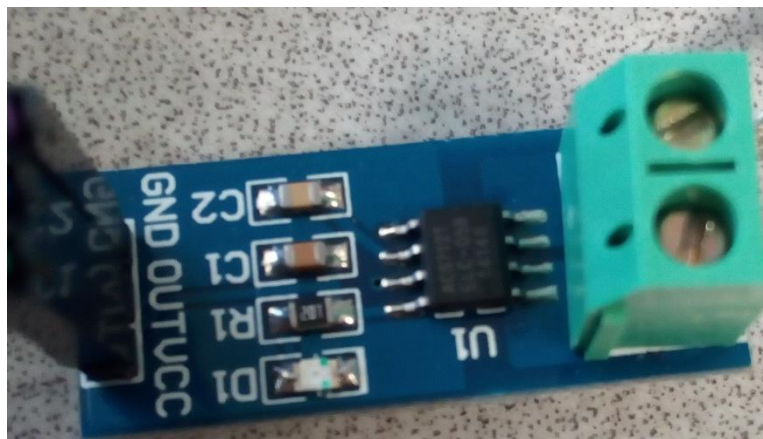


Figura 5.9 - Sensor de corrente acs712.

O sensor de corrente faz leituras de correntes de -5 a 5 A. O sensor suporta leituras de correntes até 5 vezes a corrente máxima durante 5 segundos [66].

5.3.2. Sensor de velocidade

Para se medir a velocidade do rotor fixou-se um íman no rotor do motor, visto que o rotor do BLDC é externo, *outrunner*. Usou-se um sensor de efeito hall medir a velocidade do motor. A Figura 5.10, mostra o íman fixado no rotor e o sensor de efeito *hall* para medir a velocidade de rotação.

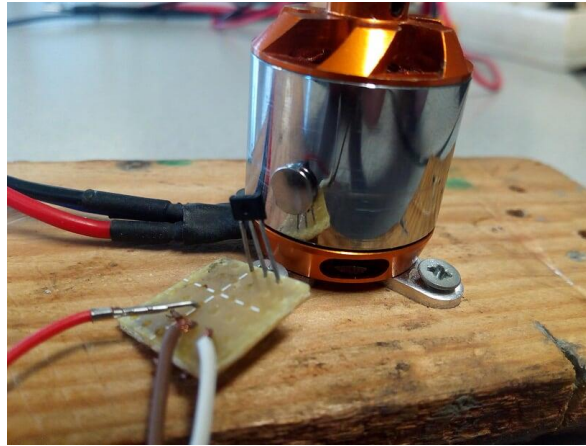


Figura 5.10 - Colocação do íman e do sensor de efeito hall para medir a velocidade do motor.

Outro método de medição da velocidade é através da leitura das FEM. Regista-se a passagem por zero, Figura 5.11, e calcula-se a velocidade por

$$V_{RPM} = \frac{60}{T_{FEM} * p'} \quad (5.5)$$

onde o T_{FEM} é o período da FEM de uma fase, V_{RPM} a velocidade de rotação em RPM e p o par de polos do motor.

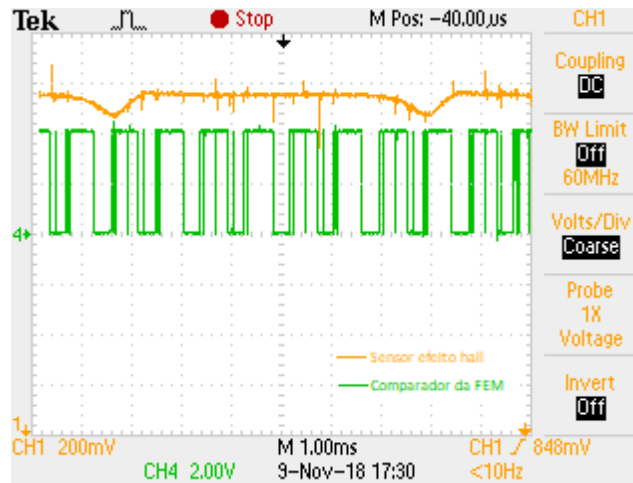


Figura 5.11 – Comparação da tensão do sensor de efeito *hall* com a tensão à saída dos comparadores

Na Figura 5.11 observa-se o sinal do sensor de efeito *hall*. A tensão apresenta dois valores, correspondendo à resposta do sensor quando este se aproxima do íman preso no motor BLDC. Calculando o tempo entre os dois picos obtém-se o período de uma volta completa.

Comparando o sinal do sensor de efeito *hall* com a saída dos comparadores de passagem por zero da FEM, observa-se que o tempo entre valores coincide com 7 períodos do sinal da saída dos comparadores. Os 7 períodos representam os 7 pares de polos do motor.

5.4. Controlador de velocidade comercial

O comando do ESC comercial é realizado com um sinal PWM com um período igual a 20 ms e com uma variação do fator de ciclo que está explicado na Figura 5.12.

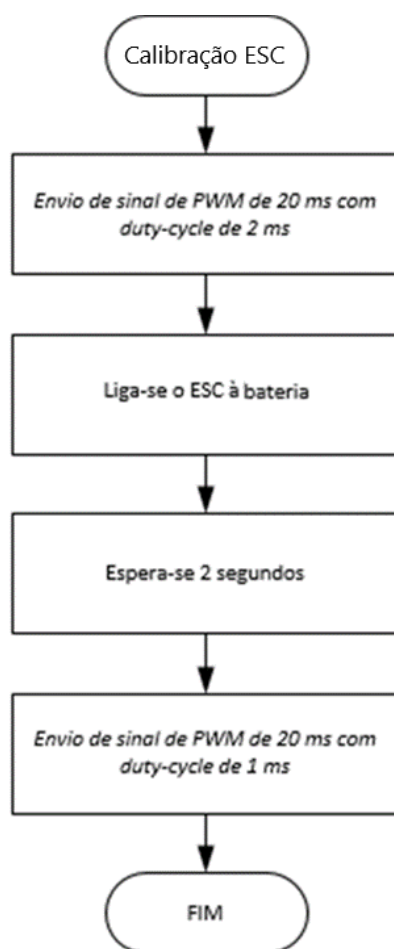


Figura 5.12 - Sequência para calibração do ESC comercial.

Depois de enviar a sequência inicial, varia-se a largura de impulso entre 1 ms e 2 ms para comandar a velocidade entre o valor mínimo (0 RPM) e o valor máximo.

Apesar de se usar um período de 20 ms o ESC comercial pode funcionar com um período mais baixo, pois o comando depende da duração do impulso

O código para a programação do ESC na plataforma Arduino encontra-se no Anexo H. A ligação do ESC com o Arduino é feita pela ligação do fio de PWM ao pino 9 do Arduino.

Se o controlador deixar de receber um sinal PWM ou se receber um sinal com um período superior a 20 ms é necessário voltar a aplicar a calibração.

Na Tabela 5.1. mostra-se a relação entre a duração do impulso e a velocidade do motor.

Tabela 5.1 - Relação da duração do impulso com a velocidade do motor.

Duração do impulso (μ s)	Velocidade (RPM)
1100	6 420
1200	9 540
1300	11 100
1400	11 940
1500	12 285
1600	12 575
1700	12 730
1800	12 960
1900	13 095
2000	13 260

A relação entre a duração do impulso e a velocidade não é linear. Observa-se que entre o valor de 1,1 ms e 1,4 ms a velocidade possui uma grande variação. Acima de 1,4 ms as variações de velocidade são inferiores.

5.4.1. Correntes nas fases do motor BLDC

Depois de se obter a relação entre a velocidade e a duração do impulso do sinal de PWM mediu-se as correntes em cada fase do motor. Variou-se a velocidade para analisar a resposta da corrente.

O processador TIVA lê as correntes, através de sensores de corrente de efeito *hall*, e enviou-se esses dados para o computador. Na Figura 5.13 consegue-se observar a corrente no arranque da máquina.

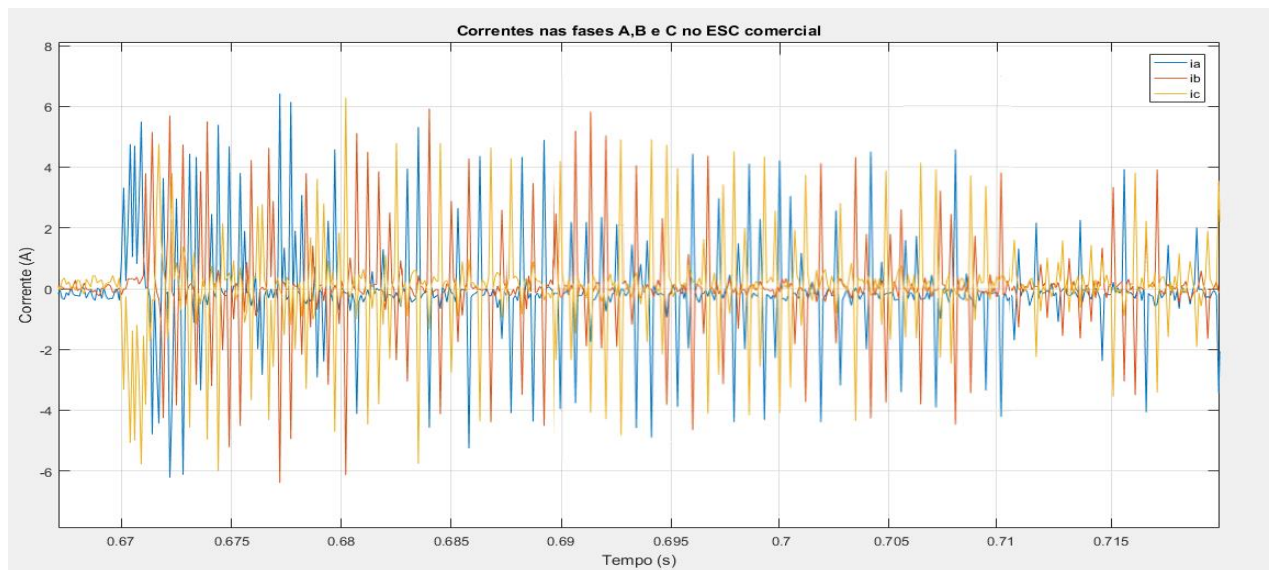


Figura 5.13 - Corrente no arranque do motor.

O arranque do motor está compreendido entre os 0,67 s e os 0,71, pois a partir dos 0,71 s observa-se o instante em que o controle começou a ser implementado devido à oscilação das amplitudes.

Da equação (3.7) observa-se que o binário está relacionado com a velocidade, quando há uma variação da velocidade nota-se essa variação no binário devido à derivada da velocidade presente na equação. O binário e a corrente estão relacionados, equação (3.6), então observa-se essa variação na corrente.

5.4.2. Potência consumida pelo motor

A potência fornecida ao motor, quando a velocidade está estacionária é calculada pelo produto entre a corrente e a tensão, equação (2.17), Tabela 5.2.

Tabela 5.2 -Potência consumida pelo motor.

Velocidade do motor (RPM)	Tensão (V)	Corrente da bateria (A)	Potência (W)
6420	15	0,517	7,755
9540		0,765	11,475
11100		0,895	13,425
11940		0,962	14,43
12285		1,004	15,06
12575		1,022	15,33
12730		1,033	15,495
12960		1,04	15,6
13095		1,056	15,84
13260		1,079	16,185

A potência mecânica é dada pelo produto do binário, T_e , com a velocidade de rotação, $V_{rotação}$,

$$P_{mec} = T_e V_{rotação}. \quad (5.6)$$

A potência mecânica está relacionada com a potência elétrica,

$$P_{mec} = \eta P_e, \quad (5.7)$$

P_e a potência elétrica e η a eficiência do motor. Na Tabela 5.2 observa-se que quanto maior a velocidade maior a corrente. Com uma maior velocidade tem-se uma maior potência mecânica, como a eficiência é uma constante do motor, implica que a potência elétrica será maior. Ao ter-se uma maior potência elétrica implica uma maior corrente.

5.5. Resultado experimental do controlador de velocidade implementado

O código que implementa a técnica de controlo da velocidade do motor, *six-step commutation*, está descrito no Anexo H.

No arranque aplica-se a sequência de *six-step commutation* sem a verificação do cruzamento por zero da FEM. Quando o motor já está a rodar a uma velocidade que se consiga detetar a FEM aplica-se a sequência do *six-step commutation*, mudado a sequência de comutação de acordo com a posição do motor.

Para velocidades acima dos 8 000 RPM usa-se uma frequência de PWM de 3,333 kHz. Para velocidades inferiores a 8 000 RPM usa-se uma frequência de 1,25 kHz.

Através deste controlador de velocidade consegue-se controlar a velocidade de 5 500 RPM até às 13 300 RPM, valores muito semelhantes ao do ESC comercial. Para velocidade abaixo das 5 500 RPM não se consegue detetar a FEM.

Na Figura 5.14 observa-se a comparação da velocidade de referência com a velocidade do motor, onde a velocidade do motor consegue acompanhar a velocidade de referência.

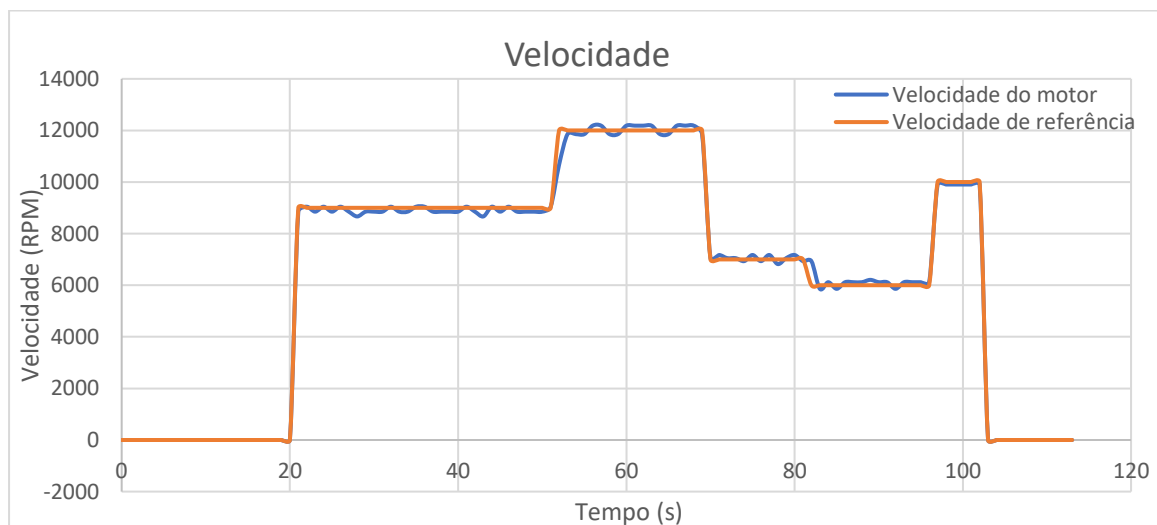
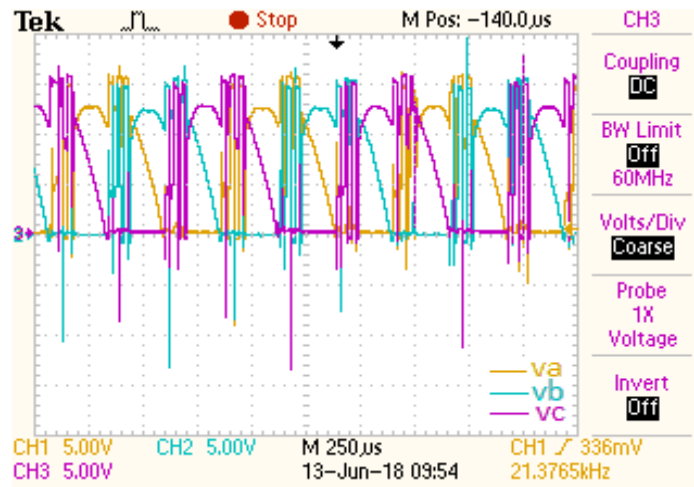


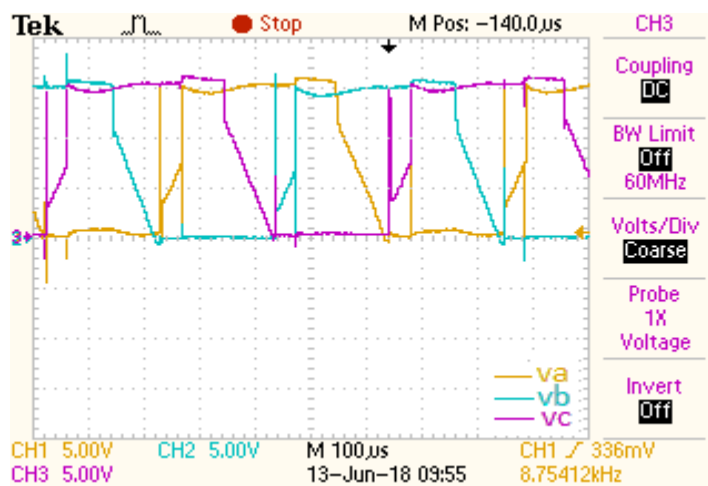
Figura 5.14 - Gráfico com a comparação da velocidade de referência com a velocidade do motor.

5.5.1. Tensão simples aos terminais do motor

Na Figura 5.15 mostra-se as tensões simples aos terminais do motor para a velocidade de rotação de 9 000 RPM e 13 300 RPM.



a)



b)

Figura 5.15 – Tensões simples nos terminais do motor: a) 9 000 RPM; b) 13 300 RPM.

A velocidade do motor é proporcional à tensão, quanto maior a tensão maior a velocidade. Para variar a tensão aplicou-se a técnica de PWM. Quando se aplica o controlo para obter as 9 000 RPM tem-se de variar a tensão de entrada por isso na Figura 5.15a) observa-se a variação da tensão com a técnica de PWM. Quando se quer obter a velocidade máxima, 13 300 RPM, tem-se de entregar a tensão máxima disponível, ou seja, aplica-se um sinal PWM com um fator de ciclo de 100%, logo não há a variação da tensão como se observa para a velocidade de 9 000 RPM.

5.5.2. Corrente nas fases do motor BLDC

As correntes do motor, no momento do arranque, estão representadas na Figura 5.16.

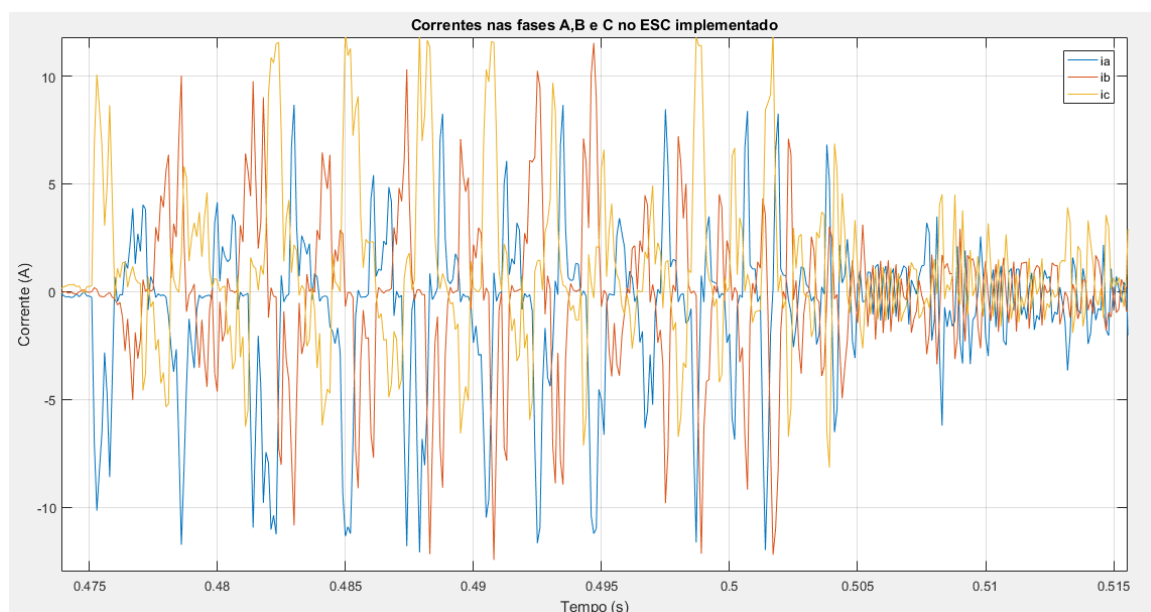


Figura 5.16 – Correntes no arranque do motor BLDC.

Na Figura 5.16 observa-se que a sequência do arranque é feita dos 475 ms aos 497 ms. Nos 497 ms começa a aplicar o controlo do *six-step commutation* em malha fechada, com isto observa-se que a velocidade tem um tempo de subida de 9 ms. A partir dos 505 ms a velocidade já está controlada.

Comparando o momento do arranque entre o controlador de velocidade comercial e o implementado observa-se que a amplitude da corrente é menor no comercial, mas precisa de mais tempo para o arranque, 40 ms, enquanto o controlador de velocidade implementado precisa de 22 ms.

Ao comparar-se a Figura 4.7 com a Figura 5.16, observa-se que na prática precisa-se de menos tempo para detetar a FEM e tem-se um tempo de subida menor, 9 ms na prática com os 14 ms na simulação.

Na simulação a amplitude das correntes durante o arranque foram superiores às do controlador implementado, isto acontece devido ao fabricante do motor não disponibilizar uma folha de características do motor, para se conseguir obter esses valores foi necessário fazer medições e aplicar conceitos teóricos, sendo que estes métodos não fornecem os valores exatos.

5.5.3. Potência consumida pelo motor

A potência consumida pelo motor BLDC em regime de velocidade estacionária está indicada na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Potência consumida pelo motor BLDC.

Velocidade do motor (RPM)	Tensão (V)	Corrente da bateria (A)	Potência (W)
6 000	15	0,546	8,19
7 000		0,608	9,12
8 000		0,71	10,65
9 000		0,83	12,45
10 000		0,902	13,53
11 000		0,998	14,97
12 000		1,118	16,77
13 000		1,231	18,465

Ao comparar-se a Tabela 5.2 com Tabela 5.3 observa-se que para valores de velocidade próximos tem-se valores de potência semelhantes, sendo a potência ligeiramente superior no ESC implementado.

Ao comparar-se os valores da simulação, do *six-step commutation*, com o controlador de velocidade implementado fisicamente, verifica-se um consumo menor no físico.

5.6. Comparação dos resultados experimentais

Comparando os resultados do ESC comercial com os resultados do ESC implementado observa-se que o ESC comercial aplica menor corrente no momento do arranque, mas necessita de mais tempo para aplicar o arranque.

Em regime estacionário a regulação da velocidade do ESC implementado acompanha a referência, mas possui um consumo ligeiramente superior ao do ESC comercial.

No ESC implementado é possível definir o sentido de rotação sem trocar as fases, como no ESC comercial. Isto é importante no controlo de drones, caso algum motor deixe de funcionar pode ser preciso que um motor comece a rodar ao contrário para colmatar o que deixou de funcionar.

Capítulo 6 Conclusões e trabalhos futuros

Neste capítulo abordam-se as conclusões retiradas deste trabalho e apresentam-se exemplos de trabalhos futuros.

6.1. Conclusões gerais

Neste trabalho começou-se por apresentar o conceito de um drone. Apresentou-se a história dos drones e verificou-se que estes foram criados para fins militares. Só nos últimos anos é que se usa para fins civis.

Verificou-se que os motores são uma parte fundamental para o voo dos drones, juntamente com as hélices, pois são os dispositivos que conseguem criar uma força que seja superior à força gravítica de forma a colocar o drone voar.

Os motores, mais comuns, que são mais utilizados em drones são os motores BLDC e os motores DC com escovas. O motor DC com escovas é um motor que utiliza correntes contínuas. O motor BLDC é um motor trifásico que precisa de correntes quadráticas para o seu funcionamento, que precisam de estar sincronizadas com a posição do rotor. O motor PMDC é mais fácil de controlar, mas o motor BLDC não precisa de tanta manutenção.

Descreveu-se o funcionamento do motor DC e do motor síncrono, pois o motor PMDC faz parte da categoria de motores DC e o motor BLDC parte dos motores síncronos.

Comparou-se o motor BLDC com um motor PMSM, porque são ambos motores síncronos que não precisam de campo de excitação no rotor, pois possuem ímanes permanentes. A diferença entre os dois motores é a presença de uma força eletromotriz trapezoidal no motor BLDC e uma sinusoidal no motor PMSM. Um motor BLDC possui uma densidade de potência, tipicamente, 15 % superior ao motor PMSM, consequentemente mais 15 % de binário.

Apresentou-se a técnica mais utilizada para o controlo da velocidade de um motor BLDC, *six-step commutation*. Esta permite controlar um motor BLDC de forma semelhante a um motor DC, onde aplica-se comutações elétricas em vez de comutações mecânicas, sendo feitas a partir de um inversor trifásico. A *six step commutation* possui 6 estados, sendo estes aplicados sequencialmente. Aplica-se a mudança de estado através do cruzamento por zero da força eletromotriz.

Apresentou-se o sistema de controlo PID e explicou-se as suas componentes e qual o impacto no sistema de cada uma.

Investigaram-se outras técnicas avançadas que se podia usar no controlo no motor BLDC, técnicas de controlo orientado ao campo. Estas técnicas transformam as três fases de um motor elétrico AC em duas componentes ortogonais. Uma componente define o fluxo do motor e a outra o binário. Sendo que, em estado estacionário, consideram-se constantes, simplificação do controlo.

Estudaram-se técnicas de comutação como o PWM, a técnica de controlo por modo de deslizamento e o SVM. O PWM e o SVM controlam a corrente através da tensão e a técnica de deslizamento aplica o controlo diretamente na corrente.

Desenvolveu-se o modelo matemático de um motor BLDC e de um inversor trifásico que descreve o funcionamento destes. Desenvolveu-se um modelo de controlo da velocidade onde se aplica a técnica de *six-step commutation*.

Para desenvolver os modelos em que se aplica a técnica de controlo orientado ao campo, no motor BLDC, aplicaram-se as transformadas de mudança de referencial no modelo do motor BLDC, aplicou-se a transformada de *Clarke Concordia* e a de *Park*. Devido à força eletromotriz do motor BLDC ser trapezoidal foi necessário aplicar a transformada de *Park* estendida.

Na simulação, implementou-se os diversos modelos e aplicou-se o binário de carga causado pela rotação das hélices no modelo do motor.

Com as simulações verificou-se que o controlo da velocidade foi feito com todas as técnicas. Conseguiu-se ter uma resposta mais rápida com a técnica de *six-step commutation*, 14 ms, mas esta apresentou um erro estacionário de 0,7 %.

Nas técnicas de controlo orientado ao campo, a técnica mais rápida foi com a técnica de controlo por modo de deslizamento, 18 ms. As técnicas que não apresentaram erro estacionário no controlo da corrente e no da velocidade foram as de PWM e a de SVM.

Ao comparar-se a técnica do *six-step commutation* com as técnicas de controlo orientado ao campo, observou-se que as técnicas de controlo possuem uma maior eficiência, mas durante o seu funcionamento precisam de uma maior capacidade processamento e de operar a uma frequência superior à da técnica de *six-step commutation*.

Aplicaram-se as diversas técnicas a um modelo do motor BLDC disponível no MATLAB, verificou-se que as respostas da corrente e da velocidade foram semelhantes. Com isto verificou-se que se pode simular um modelo do motor BLDC no MATLAB sem precisar de comprar a *toolbox* que contém o modelo do motor.

Em simulação aplicou-se o controlo desenvolvido a partir da transformada de *Park*. No controlo de corrente a técnica de PWM apresentou um tremor maior, 45,6 %, em comparação com a técnica de PWM com o controlo desenvolvido a partir da transformada de *Park* estendida, 33,3 %. No modelo que as aplicou a técnica de controlo por modo de deslizamento obteve-se resultados semelhantes.

Implementou-se, experimentalmente, um controlador de velocidade de um motor BLDC, aplicou-se a técnica de *six-step commutation*. Com este controlador conseguiu-se que o motor alcançasse a uma velocidade de rotação dos 5 500 RPM até 13 300 RPM.

Estudou-se o funcionamento de um controlador de velocidade comercial, este alcançava velocidades na ordem dos 6 420 RPM até as 13 260. Verificou-se que durante o arranque o modelo comercial consome menos corrente, mas o arranque dura mais tempo, 40 ms. O implementado dura apenas 22 ms.

A velocidade em estado estacionário no controlador de velocidade comercial tem um consumo ligeiramente inferior ao implementado, mas no controlador de velocidade que se construiu consegue que o motor rode para os dois sentidos sem aplicar a troca de fases no motor.

Ao comparar-se os resultados que foram obtidos experimentalmente com os da simulação usando a técnica do *six-step commutation*, verifica-se que na simulação esta técnica precisou de um maior tempo para detetar a FEM no arranque, 200 ms, e que precisava de uma maior corrente durante o arranque.

6.2. Trabalhos futuros

Para trabalho futuro sugere-se estudar outros métodos de controlo, como o Fuzzy e o *backstepping*, e aplicar esse controlo no motor BLDC.

Para se poder aplicar as técnicas de controlo orientado ao campo é necessário conhecer o ângulo do rotor, como o motor BLDC não possui sensores, devem ser usadas técnicas de controlo que não necessitam o conhecimento do ângulo ou a aplicação de filtro *Kalman* para estimação do ângulo e da FEM. Sugere-se o uso de um microcontrolador com maior velocidade de processamento e que possua as funções trigonométricas implementadas em hardware.

Referências

- [1] B. Custers, *Drones Here, There and Everywhere Introduction and Overview*, vol. 27. Holanda: Springer, 2016.
- [2] D. McGriffy, *Make: drones : teach an Arduino to fly*. São Francisco: Maker Media, 2016.
- [3] A. Juniper, *The complete guide to drones*. Reino Unido: ILEX, 2015.
- [4] G. Beavis, «In Pictures: Parrot's iPhone controlled AR.Drone», *Techradar*, 2010. [Em linha]. Disponível em: <https://money.cnn.com/2016/12/14/technology/amazon-drone-delivery/index.html>. [Acedido: 12-Ago-2018].
- [5] M. McFarland, «Amazon makes its first drone delivery in the U.K.», *CNNtech*, 2016. [Em linha]. Disponível em: <https://money.cnn.com/2016/12/14/technology/amazon-drone-delivery/index.html>. [Acedido: 12-Ago-2018].
- [6] J. Wakefield, «Dubai tests drone service taxi», *BBC News*, 2017. [Em linha]. Disponível em: <https://www.bbc.com/news/technology-41399406>. [Acedido: 12-Ago-2018].
- [7] C. H. Shen, F. Y. C. Albert, C. K. Ang, D. J. Teck, e K. P. Chan, «Theoretical development and study of takeoff constraint thrust equation for a drone», *IEEE Student Conf. Res. Dev. Inspiring Technol. Humanit. SCORed 2017 - Proc.*, vol. 17, pp. 18–22, 2017.
- [8] T. Luukkonen, «Modelling and Control of Quadcopter», 2011.
- [9] R. Martins, «Projeto de controlo de um drone para transportar pessoas ou mercadorias», Tese de Mestrado, FCCE, UMa, Funchal, PT, 2019 [não publicada].
- [10] P. S. Bimbhra, *Generalized Theory of Electrical Machines*. India: Khanna Publishers, 2012.
- [11] D. C. Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*. Main: Magna Physics Publishing, 2006.
- [12] O. Matri, «Which type of motor is used in a drone? - Quora», 2016. [Em linha]. Disponível em: <https://www.quora.com/Which-type-of-motor-is-used-in-a-drone>. [Acedido: 17-Ago-2018].
- [13] A. E. Fitzgerald, C. K. Junior, e S. D. Umans, *Electric machinery*, 6.^a ed., n. 6. Nova Iorque: McGraw Hill, 2003.
- [14] Restorn Condit e Microchip Technology Inc., «Brushed DC Motor Fundamentals», *Microchip Technology Inc.*, 2004. [Em linha]. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00905a.pdf>. [Acedido: 17-Ago-2018].
- [15] J. E. Villate, *Teoria Eletromagnética*. Porto, Portugal, 2015.
- [16] J. P. Sucena Paiva, *Redes de Energia Elétrica*, 3^a. Lisboa: 1ST Press, 2011.
- [17] C. Ong, *Dynamic Simulations of Electric Machinery Using MATLAB SIMULINK*.

Nova Jéríai: Prentice Hall, 1997.

- [18] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications*, 3^a. CRC Press, 2010.
- [19] B. Singh e S. Singh, «State of the Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives», *J. Power Electron.*, vol. 9, n. 1, 2009.
- [20] R. Krishnan, «Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, n. 5, pp. 986–996, 1991.
- [21] R. J. Hamilton, «DC Motor Brush Life», em *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, vol. 3, pp. 2217–2224.
- [22] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun, e K. McLaughlin, «Permanent Magnet Synchronous Motor Magnet Designs with Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction», em *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, vol. 45, n. 1, pp. 1552–1559.
- [23] E. A. Mendrela, M. Jagiela, e R. Wróbel, «An Influence of permanent magnet shape on the torque ripple of disc-type brushless DC motors», em *11th International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering*, 2003, pp. 171–176.
- [24] E. Marinchev, «Universality - New Insight in Physics», Sofia, 2003.
- [25] N. Mohan, T. Undeland, e W. Robbins, *Power electronics: Converters, Applications and Design*, 3.^a ed. JOHN WILEY & SONS, INC., 2003.
- [26] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A to Z*. Burlington: Elsevier, 2006.
- [27] M. N. Anwar e M. Teimor, «An analytical method for selecting DC-link-capacitor of a voltage stiff inverter», em *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, 2002, vol. 2, pp. 803–810.
- [28] C. W. Lander, *Power electronics*. Londres: McGraw Hill, 1993.
- [29] M. Mariano, «Design and Implementation of an Electronic Speed Controller for Brushless DC motors», Tese de Mestrado, MCAST, Malta, 2017.
- [30] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, e K. Mohri, «Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, n. 3, pp. 595–601, Mai. 1985.
- [31] K. J. Astrom e T. Hägglund, *PID controllers: theory, design and tuning*. Durham, 1995.
- [32] C. Xia, *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. Singapore: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., 2012.
- [33] P. Roy, S. Ray, e S. Bhattacharya, «Control of chaos in brushless DC motor design of adaptive controller following back-stepping method», em *Proceedings of The 2014 International Conference on Control, Instrumentation, Energy and Communication (CIEC)*, 2014, n. 1, pp. 41–45.

- [34] R. C. Dorf e R. H. Bishop, *Modern Control Systems*. New Jersey: Pearson, 2011.
- [35] F. Grilo, A. Casimiro, J. Lopes, e J. Azevedo, *Teoria do Sinal e suas aplicações*. Lisboa: Escolar Editora, 2010.
- [36] S. Balakrishnan, «Duct Fanned Shielding Design for Quadrotors», Tese de Mestrado, FEST, UIT, Tromsø, NO, 2016.
- [37] G. Andria., «Design and Performance Evaluation of Drone Propellers», em *2018 5th IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace)*, 2018, vol. 18, pp. 407–412.
- [38] J.-P. Louis, *Control of Synchronous Motors*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [39] A. Glumineau e J. de León Morales, *Sensorless AC Electric Motor Control*. Cham: Springer International Publishing, 2015.
- [40] D. Wilson, «TI Spins Motors...Smarter, Safer, Greener.», Texas Instruments, 2014.
- [41] D. G. Holmes e T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*. IEEE, 2003.
- [42] A. Botezan, R. Tirnovan, R. Munteanu, A. Graur, e D. Rafiroiu, «Hysteresis Current Control of the Single-Phase Voltage Source Inverter Using eMEGAsim Real-Time Simulator», *Adv. Electr. Comput. Eng.*, vol. 15, n. 3, pp. 99–104, 2015.
- [43] S. Geraee, M. Shafiei, A. R. Sahami, e S. Alavi, «Position sensorless and adaptive speed design for controlling brushless DC motor drives», em *2017 North American Power Symposium (NAPS)*, 2017, pp. 1–6.
- [44] P. Correia, «Avaliação do Desempenho de um Carro Elétrico com Máquina DC e Máquina AC», Tese de Mestrado, FCCE, UMa, Funchal, PT, 2018.
- [45] P. Pillay e R. Krishnan, «Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, n. 2, pp. 274–279, 1989.
- [46] M. Shamseldin, «Speed Control of High Performance Brushless DC Motor», Tese de Mestrado, FE, HU, Helwan Cairo, Egipto, 2016.
- [47] M. Cirrincione, M. Pucci, e G. Vitale, *Power converters AC electrical drives: With linear neural networks*. CRC Press, 2012.
- [48] J. C. Gamazo-Real, E. Vázquez-Sánchez, e J. Gómez-Gil, «Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends», *Sensors*, vol. 10, n. 7, pp. 6901–6947, 2010.
- [49] B.-K. LEE e M. Ehsani, «Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives», *Electr. Power Components Syst.*, vol. 31, n. 9, pp. 841–868, Set. 2003.
- [50] P. Damodharan e K. Vasudevan, «Sensorless brushless DC motor drive based on the zero-crossing detection of back electromotive force (EMF) from the line voltage difference», *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, n. 3, pp. 661–668, 2010.
- [51] D. Grenier e J. P. Louis, «Modeling for control of non-sinewave permanent-magnet synchronous drives by extending Park's transformation», *Math. Comput. Simul.*,

- vol. 38, n. 4–6, pp. 445–452, 1995.
- [52] D. Grenier e J. Louis, «Use of an extension of the Park's transformation to determine control laws applied to a non-sinusoidal permanent magnet synchronous motor», em *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 1993, vol. 6, pp. 32–37.
 - [53] MathWorks, «Model the dynamics of a three-phase permanent magnet synchronous machine with sinusoidal or trapezoidal back electromotive force, or the dynamics of a five-phase permanent magnet synchronous machine with sinusoidal back electromotive force - Simulink». [Em linha]. Disponível em: <https://www.mathworks.com/help/phymod/sps/powersys/ref/permanentmagnetsynchronousmachine.html#f3-2486054>. [Acedido: 05-Out-2018].
 - [54] Hobbyking, «Turnigy D2836 / 9 950KV Brushless Outrunner Motor». [Em linha]. Disponível em: https://hobbyking.com/pt_pt/turnigy-d2836-9-950kv-brushless-outrunner-motor.html. [Acedido: 09-Fev-2019].
 - [55] jDrones, «jDrones ESC 20 Amp». [Em linha]. Disponível em: http://store.jdrones.com/product_p/acesc20amp.htm. [Acedido: 08-Fev-2019].
 - [56] I. Rectifier, «IRLZ44N», Ago. 1997.
 - [57] I. Rectifier, «IRF520N», Mar. 1998.
 - [58] IXYS, «IXD_604 4-Ampere Dual Low-Side Ultrafast MOSFET Drivers», Out. 2017.
 - [59] Philips Semiconductors, «Low power dual voltage comparator LM193/A/293/A/393/A/2903», Nov. 1995.
 - [60] Texas Instruments, «Tiva TM4C123GH6PM Microcontroller», Jun. 2014 [revisto em junho de 2014].
 - [61] Zakaria Gomma, «GPIO In Arm cortex-m4 tiva-c», 2016. [Em linha]. Disponível em: <https://www.slideshare.net/ZakriuaGomma/gpio-in-arm-cortexm4-tivac>. [Acedido: 31-Out-2018].
 - [62] P. Podržaj, «Continuous VS discrete PID controller», em *2018 IEEE 9th International Conference on Mechanical and Intelligent Manufacturing Technologies, ICMIMT 2018*, 2018, pp. 177–181.
 - [63] Atmel, «ATmega328P 8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash DATASHEET», jan. 2015.
 - [64] W. Chen, F. Du, Y. Zhuo, e M. Anheuser, «A new type of hall current sensor», em *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2011, n. 1, pp. 867–870.
 - [65] Honeyweel, «Hall Effect Sensing and Application», Illinois.
 - [66] Allegro MicroSystems LLC, «Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor ACS712», Nov. 2012.
 - [67] P. S. Chaudhari, S. L. Patil, e S. K. Pandey, «Application of SVM technique for BLDC motor drive», em *2016 IEEE 1st International Conference on Power*

- Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, vol. 40, n. 1, pp. 1–6.
- [68] G. Pfaff, A. Weschta, e A. F. Wick, «Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, n. 4, pp. 814–821, Jul. 1984.
 - [69] N. P. Quanq e J.-A. Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines*. Springer, 2015.
 - [70] J. Jewett e R. Serway, *Physics for Scientists and Engineers*. Thomson Brooks/Cole, 2004.
 - [71] «HobbyKing Slowfly Hélice 10x4.5 Preto (CW / CCW) (4pcs)». [Em linha]. Disponível em: https://hobbyking.com/pt_pt/hobbyking-slowfly-propeller-10x4-5-black-cw-ccw-4pcs.html. [Acedido: 10-Fev-2019].
 - [72] Atmel, «8-bit Atmel with 8KBytes In- System Programmable Flash», Fev. 2013.

Anexo A Técnica de controlo por modulação vetorial espacial (SVM)

As técnicas de PWM e de deslizamento tratam cada fase individualmente, o SVM (*Space Vector Modulation*) controla todas as fases num vetor [67].

Num circuito trifásico tem-se 8 combinações possíveis, secção 3.2. Essas combinações vão originar tensões diferentes, sendo que estas estão relacionadas com a posição do rotor, os 6 vetores que possuem tensões diferentes de 0 V representam os vértices de um hexágono e os dois vetores nulos representam o centro. Essas tensões podem ser demonstradas num sistema de duas dimensões através da transformada de *Clarke*, Figura A.1 .

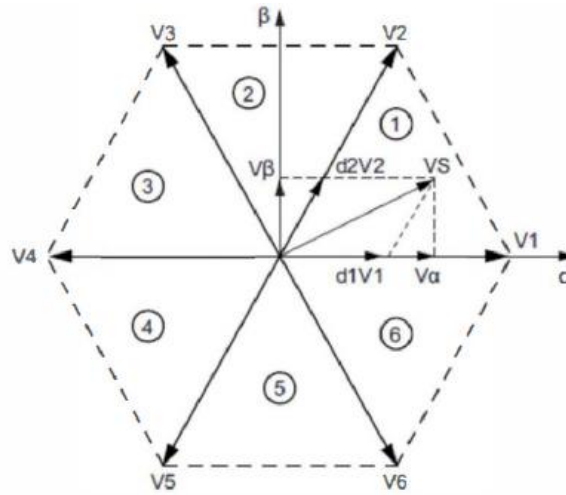


Figura A.1 - Hexágono com os 6 vetores e a representação em duas fases [67].

Quando a posição do rotor não está sobre um vetor, dentro de um sector, aplica-se cada um dos vetores da extremidade desse sector durante um tempo apropriado de forma que o valor médio dos dois vetores origine o valor intermédio. De forma a reduzir a magnitude aplica-se também o vetor nulo [67], [68].

Para aplicar o SVM define-se um período, T_{SVM} . Este será o tempo que vai existir para trocar de vetores durante uma certa posição, o tempo de aplicação do primeiro vetor define-se como T_1 , o segundo como T_2 e o do vetor nulo T_0 .

De modo a calcular esses tempos precisa-se de obter os valores de tensão na transformada de *Clarke Concordia* e na transformada de *Park*, com isto tem-se [69]

$$\begin{cases} a = |u_\alpha| + \frac{|u_\beta|}{\sqrt{3}} \\ b = |u_\alpha| - \frac{|u_\beta|}{\sqrt{3}} \\ c = 2 \frac{|u_\beta|}{\sqrt{3}} \\ v_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \end{cases}, \quad (A.1)$$

Com os valores de a , b e c e através dos valores de u_α e u_β consegue-se descobrir qual o sector que o rotor está. Na Figura A.2 observa-se o método que se descobre qual sector.

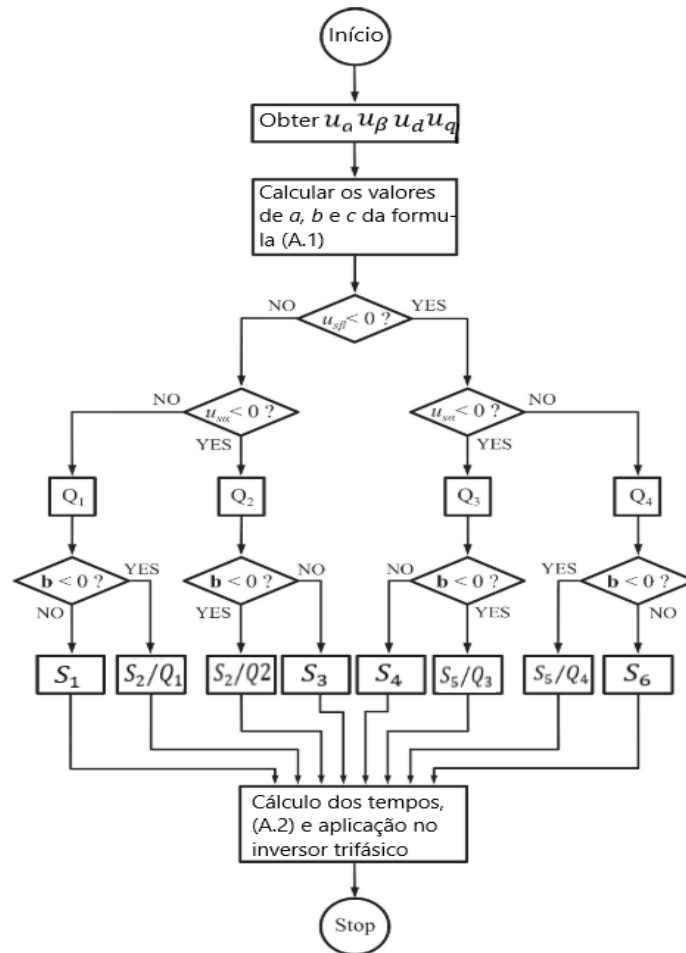


Figura A.2 - Fluxograma do funcionamento do SVM [69].

Para se descobrir quais os cálculos a aplicar em cada sector usa-se a Tabela A.1, onde obteve-se os componentes dos limites, u_r e u_l .

Tabela A.1- Módulos dos componentes dos limites, u_r e u_l , dependentes das posições dos vetores de tensão [69].

		$ u_r $	$ u_l $
S_1	Q_1	b	c
S_2	Q_1	a	$-b$
	Q_2	$-b$	a
S_3	Q_2	$-c$	b
S_4	Q_3	b	c
S_5	Q_3	a	$-b$
	Q_4	$-b$	a
S_6	Q_4	$-c$	b

Depois de obtidos os componentes dos limites consegue-se obter o tempo para cada vetor

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_{SVM}|u_r|}{v_s} \\ T_2 = \frac{T_{SVM}|u_l|}{v_s} \\ T_0 = T_{SVM} - T_1 - T_2 \end{cases}, \quad (A.2)$$

Anexo B FEM

Neste anexo apresenta-se um código em MATLAB que representa a FEM nos diversos referenciais.

Decompôs-se a FEM com série de *Fourier* de forma a se poder verificar como seriam os termos da FEM na transformada de *Park*.

Desenvolveu-se um código em MATLAB em que se escolhe o número de termos presentes na série de *Fourier* da FEM de forma a se poder verificar quando é que se possui a melhor aproximação à FEM trapezoidal.

B.1. Aplicação das transformadas na força eletromotriz em MATLAB

Nesta secção tem-se o código para representação da FEM nos referenciais *abc*, $\alpha\beta 0$, *dq0* e *dqe*.

```
%criação dos vetores iniciais
thetamax=6*pi;
theta=0:0.01:thetamax;
thetaa=0:0.01:thetamax;
thetab=-2*pi/3:0.01:thetamax-2*pi/3;
thetac=-4*pi/3:0.01:thetamax-4*pi/3;
thetaa=thetaa-2.*pi.*floor(thetaa./(2*pi));
thetab=thetab-2.*pi.*floor(thetab./(2*pi));
thetac=thetac-2.*pi.*floor(thetac./(2*pi));
ea=zeros(size(thetaa));
eb=zeros(size(thetab));
ec=zeros(size(thetac));
%calculo dos valores para FEM em abc
for i=1:length(thetaa)
    if thetaa(i)<=pi/6
        ea(i)=6/pi*thetaa(i);
    elseif thetaa(i)<=150*pi/180
        ea(i)=1;
    elseif thetaa(i)<=210*pi/180
        ea(i)=-6/pi*thetaa(i)+6;
    elseif thetaa(i)<=330*pi/180;
        ea(i)=-1;
    else
        ea(i)=6/pi*thetaa(i)-12;
    end

    if thetab(i)<=pi/6
        eb(i)=6/pi*thetab(i);
    elseif thetab(i)<=150*pi/180
        eb(i)=1;
    elseif thetab(i)<=210*pi/180
        eb(i)=-6/pi*thetab(i)+6;
    elseif thetab(i)<=330*pi/180;
        eb(i)=-1;
    else
        eb(i)=6/pi*thetab(i)-12;
    end
end
```



```

if thetac(i)<=pi/6
    ec(i)=6/pi*thetac(i);
elseif thetac(i)<=150*pi/180
    ec(i)=1;
elseif thetac(i)<=210*pi/180
    ec(i)=-6/pi*thetac(i)+6;
elseif thetac(i)<=330*pi/180;
    ec(i)=-1;
else
    ec(i)=6/pi*thetac(i)-12;
end
end
plot(theta,ea,theta, eb,theta,ec)
xlabel('θ')
ylabel('FEM')
title('FEM abc')
legend('ea','eb','ec')

%calculo dos valores para αβ
ealpha=ea*sqrt(2/3)-sqrt(2/3)*(1/2*eb+1/2*ec);
ebeta=sqrt(2)/2*(eb-ec);
e0=1/sqrt(3)*(ea+eb+ec);
figure
plot(theta,ealpha,theta,ebeta,theta,e0);

xlabel('θ')
ylabel('FEM')
title('FEM em αβ')
legend('ea','eb','e0')
%calculo dos valores para dq
ed=cos(theta).*ealpha+sin(theta).*ebeta;
eq=cos(theta).*ebeta-sin(theta).*ealpha;
plot(theta,ed,theta,eq);

xlabel('θ')
ylabel('FEM')
title('FEM em dq')
legend('ed','eq')
%calculo dos valores para dqe
u=atan(-ed./eq);
ede=cos(u).*ed+sin(u).*eq;
eqe=-sin(u).*ed+cos(u).*eq;
figure
plot(theta,ede,theta,eqe);

xlabel('θ')
ylabel('FEM')
title('FEM em dqe')
legend('ede','eqe')

```

B.2. Força eletromotriz decomposta na série de *Fourier*

A série de *Fourier* tem como objetivo decompor um sinal através de um somatório de ondas sinusoidais, em que se consegue fazer uma aproximação ao sinal original. A série de *Fourier* é dada por [35]:

$$u_p(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_0 t) + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\omega_0 t). \quad (B.1)$$

Escolhe-se um valor para k. Quanto maior for esse valor maior será a semelhança entre os dois sinais.

As componentes da equação (B.1) obtém-se através de:

$$A_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} u_p(t) dt, \quad (B.2)$$

$$A_k = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} u_p(t) \cos(k\omega_0 t) dt \quad (B.3)$$

$$B_k = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} u_p(t) \sin(k\omega_0 t) dt, \quad (B.4)$$

onde T_0 é o período do sinal e ω_0 a frequência do sinal. Neste caso em vez de se decompor o sinal em ordem ao tempo é em ordem ao ângulo do motor, θ_e , por isso:

$$T_0 = 2\pi \quad (B.5)$$

Implica:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} = 1. \quad (B.6)$$

A FEM é dada pela equação (3.8), ao aplicar-se as equações de (B.2) a (B.4) fica-se com

$$A_0 = 0, \quad (B.7)$$

pois o valor médio é igual a 0. A componente A_K é dada por

$$A_k = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi k \sin\left(\frac{\pi k}{6}\right) + 6 \cos\left(\frac{\pi k}{6}\right) - 6}{\pi k^2} + \frac{\sin\left(5\pi\frac{k}{6}\right) - \sin\left(\frac{\pi k}{6}\right)}{k} - \frac{2 \sin(\pi k) \left(\pi k \cos\left(\frac{\pi k}{6}\right) - 6 \sin\left(\frac{\pi k}{6}\right) \right)}{\pi k^2} + \frac{\sin\left(\frac{7\pi k}{6}\right) - \sin\left(\frac{11\pi k}{6}\right)}{k} + \frac{\pi k \sin\left(\frac{11\pi k}{6}\right) - 6 \cos\left(\frac{11\pi k}{6}\right) + 6 \cos(2\pi k)}{\pi k^2} \right) \quad (B.8)$$

e a componente B_K é dada por:

$$B_k = \frac{1}{\pi} \left(-\frac{6\sin\left(11\frac{\pi k}{6}\right) - 6\sin(2\pi k) + \pi k \cos\left(\frac{11\pi k}{6}\right)}{\pi k^2} + \frac{\left(\cos\left(\frac{11\pi k}{6}\right) - \cos\left(\frac{7\pi k}{6}\right)\right)}{k} + \right. \\ \left. + \frac{\left(2\cos(\pi k)\left(\pi k \cos\left(\frac{\pi k}{6}\right) - 6\sin\left(\frac{\pi k}{6}\right)\right)\right)}{\pi k^2} + \frac{\left(\cos\left(\frac{\pi k}{6}\right) - \cos\left(\frac{5\pi k}{6}\right)\right)}{k} + \right. \\ \left. + \frac{\left(6\sin\left(\frac{\pi k}{6}\right) - \pi k \cos\left(\frac{\pi k}{6}\right)\right)}{\pi k^2} \right). \quad (B.9)$$

Substitui-se as equações de (B.7) a (B.9) em (B.1). Criou-se um programa em MATLAB e simulou-se as equações no MATLAB para cada fase e obteve-se as formas de onda apresentados na Figura B.1.

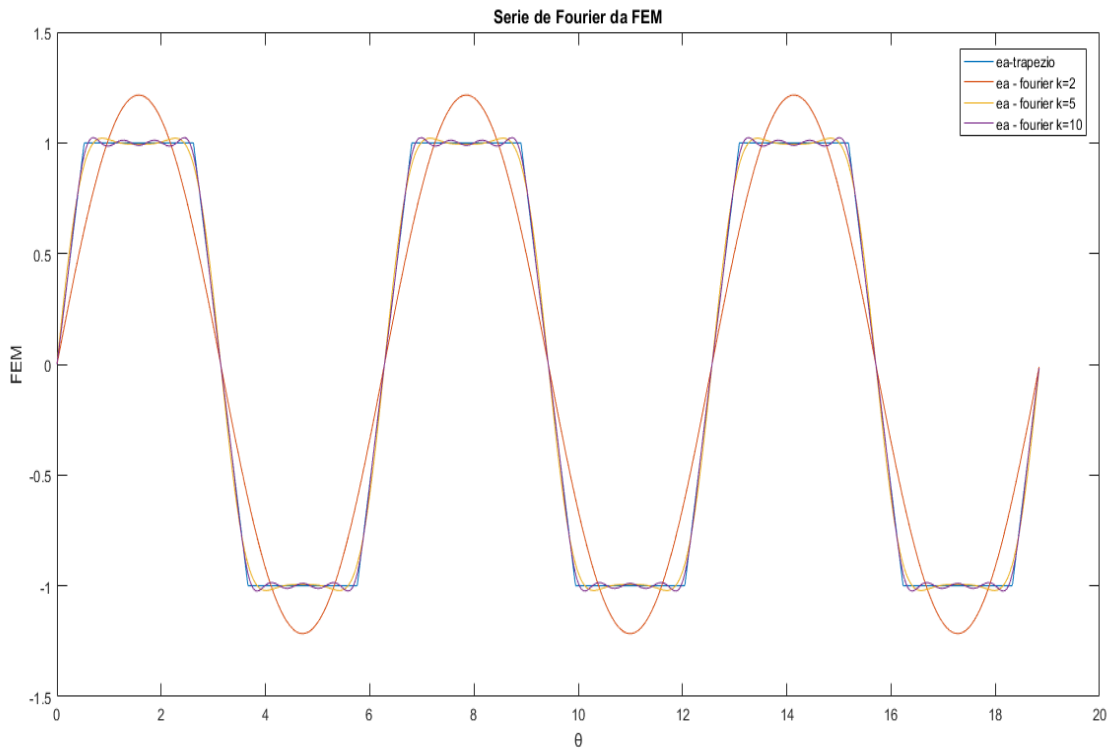


Figura B.1 - Série de Fourier com $k = 2, 5$ e 10 .

Pela Figura B.1 com $k = 5$ já se tem uma boa aproximação ao sinal da FEM

O código que se criou em MATLAB é o seguinte:

```
kmax=10;
a=zeros(kmax);
b=zeros(kmax);
thetamax=6*pi;
theta=0:0.01:thetamax;
thetab=theta-120*pi/180;
thetac=theta+120*pi/180;
```

```

for k=1:kmax
a(k)=1/pi*((pi*k*sin(pi*k/6)+6*cos(pi*k/6)-6)/(pi*k^2)+(sin(5*pi*k/6)-sin(pi*k/6))/k-
(2*sin(pi*k)*(pi*k*cos(pi*k/6)-6*sin(pi*k/6)))/(pi*k^2)+(sin(7*pi*k/6)-
sin(11*pi*k/6))/k+(pi*k*sin(11*pi*k/6)-6*cos(11*pi*k/6)+6*cos(2*pi*k))/(pi*k^2));
end

for k=1:kmax
b(k)=1/pi*(-(6*sin(11*pi*k/6)-6*sin(2*pi*k)+pi*k*cos(11*pi*k/6))/(pi*k^2)+(cos(11*pi*k/6)-
cos(7*pi*k/6))/k+(2*cos(pi*k)*(pi*k*cos(pi*k/6)-6*sin(pi*k/6)))/(pi*k^2)+(cos(pi*k/6)-
cos(5*pi*k/6))/k+(6*sin(pi*k/6)-pi*k*cos(pi*k/6))/(pi*k^2));
end
u=0;
ea=u;
eb=u;
ec=u;
for k=1:kmax
    ea=ea+a(k).*cos(k.*theta)+b(k).*sin(k.*theta);
end
for k=1:kmax
    eb=eb+a(k).*cos(k.*thetab)+b(k).*sin(k.*thetab);
end
for k=1:kmax
    ec=ec+a(k).*cos(k.*thetac)+b(k).*sin(k.*thetac);
end
hold on
plot(theta,ea,theta,eb,theta,ec)
xlabel('θ')
ylabel('FEM')
title('Serie de Fourier da FEM')
legend('ea','eb','ec')

```

Anexo C Desenvolvimento das transformadas no motor BLDC

Neste anexo desenvolveu-se, mais detalhadamente, as equações do motor BLDC nos sistemas de coordenadas abc , $\alpha\beta$, $dq0$ e dqe .

C.1. Modelo do motor BLDC em abc

O modelo elétrico do motor BLDC nas coordenadas abc é dado por

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (C.3)$$

onde v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} são as tensões em cada fase, R a resistência em cada fase, L a autoindução, M a indução mútua, i_{abc} a corrente em cada fase e e_{abc} a FEM em cada fase. Pode-se escrever este modelo da seguinte forma

$$[v_{abc}] = R[I][i_{abc}] + (L-M)[I] \frac{d}{dt} ([i_{abc}]) + [e_{abc}], \quad (C.4)$$

com $[v_{abc}]$ a matriz das tensões em cada fase, $[i_{abc}]$ a matriz das correntes, $[e_{abc}]$ a FEM e $[I]$ a matriz de identidade:

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (C.5)$$

C.2. Modelo do motor BLDC em $\alpha\beta 0$, usando a Transformada de Clarke Concordia

Sabe-se que:

$$X_{abc} = [C]X_{\alpha\beta 0}, \quad (C.6)$$

onde $[C]$ é a matriz da transformada de Clarke Concordia. Aplicando na equação (C.3) fica-se:

$$[C]v_{\alpha\beta 0} = R[I][C][i_{\alpha\beta 0}] + (L-M)[I] \frac{d}{dt} ([C][i_{\alpha\beta 0}]) + [C][e_{\alpha\beta 0}] \quad (C.7)$$

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta 0} &= R[I][C][C]^{-1}[i_{\alpha\beta 0}] + (L-M)[I][C]^{-1} \frac{d}{dt} ([C][i_{\alpha\beta 0}]) \\ &\quad + [C][C]^{-1}[e_{\alpha\beta 0}]. \end{aligned} \quad (C.8)$$

Como:

$$[C][C]^{-1} = [I], \quad (C.9)$$

faz com que:

$$v_{\alpha\beta 0} = R[I][i_{\alpha\beta 0}] + (L-M)[I][C]^{-1} \frac{d}{dt} ([C][i_{\alpha\beta 0}]) + [I][e_{\alpha\beta 0}]. \quad (C.10)$$

A matriz da transformada de *Clarke Concordia*, $[C]$, é uma matriz somente com constantes, com isto:

$$\frac{d}{dt}([C][i_{\alpha\beta 0}]) = [C]\frac{d}{dt}[i_{\alpha\beta 0}]. \quad (C.11)$$

Sendo assim obtém-se:

$$v_{\alpha\beta 0} = R[I][i_{\alpha\beta 0}] + (L - M)[I]\frac{d}{dt}([i_{\alpha\beta 0}]) + [I][e_{\alpha\beta 0}]. \quad (C.12)$$

As forças eletromotrizes são dadas por:

$$[e_{\alpha\beta 0}] = \omega[\phi_{\alpha\beta 0}], \quad (C.13)$$

Logo:

$$v_{\alpha\beta 0} = R[I][i_{\alpha\beta 0}] + (L - M)[I]\frac{d}{dt}([i_{\alpha\beta 0}]) + \omega[I][\phi_{\alpha\beta 0}]. \quad (C.14)$$

Então sob a forma de matriz a equação (C.14) fica:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (C.15)$$

C.3. Modelo do motor BLDC em $dq0$, usando a transformada de *Park*

A transformada de *Park* é definida por:

$$X_{\alpha\beta 0} = [P]X_{dq0}, \quad (C.16)$$

onde $[P]$ é a matriz da transformada de *Park*, com isto tem-se que:

$$[P]v_{dq0} = R[I][P][i_{dq0}] + (L - M)[I]\frac{d}{dt}([P][i_{dq0}]) + \omega[I][P][\phi_{dq0}] \quad (C.17)$$

$$\begin{aligned} v_{dq0} = R[I][P][P]^{-1}[i_{dq0}] + (L - M)[P]^{-1}[I]\frac{d}{dt}([P][i_{dq0}]) \\ + \omega[I][P][P]^{-1}[\phi_{dq0}]. \end{aligned} \quad (C.18)$$

Pela equação (C.9) a equação (C.18) fica:

$$v_{dq0} = R[I][i_{dq0}] + (L - M)[P]^{-1}[I]\frac{d}{dt}([P][i_{dq0}]) + \omega[I][\phi_{dq0}]. \quad (C.19)$$

A matriz $[P]$ o contrário da matriz de *Clarke Concordia*, não é composta somente por constantes, por isso:

$$\frac{d}{dt}([P][i_{dq0}]) = [i_{dq0}]\frac{d}{dt}[P] + [P]\frac{d}{dt}[i_{dq0}] \quad (C.20)$$

logo:

$$v_{dq0} = R[I][i_{dq0}] + (L - M)[P]^{-1}[I] \left([i_{dq0}] \frac{d}{dt}[P] + [P] \frac{d}{dt}[i_{dq0}] \right) + \omega[I][\phi_{dq0}]. \quad (C.21)$$

A derivada da matriz de *Park* é dada por:

$$\frac{d}{dt}[P] = \begin{bmatrix} -\frac{d\theta_e}{dt}\sin(\theta_e) & -\frac{d\theta_e}{dt}\cos(\theta_e) & 0 \\ \frac{d\theta_e}{dt}\cos(\theta_e) & -\frac{d\theta_e}{dt}\sin(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (C.22)$$

Sabe-se que o ângulo elétrico, θ_e , está relacionado com o ângulo do rotor, θ , através do número de pares de polos, p :

$$\theta_e = p\theta, \quad (C.23)$$

então:

$$\frac{d\theta_e}{dt} = p \frac{d\theta}{dt} = p\omega. \quad (C.24)$$

Através da equação (C.24) a equação (C.22) fica:

$$\frac{d}{dt}[P] = \begin{bmatrix} -p\omega\sin(\theta_e) & -p\omega\cos(\theta_e) & 0 \\ p\omega\cos(\theta_e) & -p\omega\sin(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (C.25)$$

A derivada de matriz de *Park* multiplicada pela matriz inversa de *Park* e pela matriz da corrente, fica:

$$[P]^{-1} \frac{d}{dt}[P][i_{dq0}] = p\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{dq0}] = p\omega \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = p\omega [i_{qdo}]. \quad (C.26)$$

Aplicando à equação (C.21) em (C.26) fica

$$v_{dq0} = R[I][i_{dq0}] + (L - M)[I]p\omega [i_{qdo}] + (L - M)[I] \frac{d}{dt}[i_{dq0}] + \omega[I][\phi_{dq0}]. \quad (C.27)$$

Sob a forma de matriz

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + p\omega \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\phi_q \\ \phi_d \\ \phi_0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (C.28)$$

C.4. Modelo do motor BLDC em dqe , usando a transformada de *Park* estendida

Para a transformada de *Park* estendida já não se precisa da componente homopolar, por isso faz-se a transformação de dq para dqe , de [38], [51], [52] tem-se:

$$X_{dq} = [P(\mu)]X_{dqe}, \quad (C.29)$$

então:

$$\begin{aligned} [P(\mu)]v_{dqe} &= R[I][P(\mu)][i_{dq}] + (L - M)[I]p\omega[P(\mu)][i_{qd}] \\ &+ (L - M)[I]\frac{d}{dt}([P(\mu)][i_{dq0}]) + \omega[I][P(\mu)][\phi_{dq}] \end{aligned} \quad (C.30)$$

$$\begin{aligned} v_{dqe} &= R[I][i_{dq}] + (L - M)[I]p\omega[i_{qd}] \\ &+ (L - M)[P]^{-1}[I]\frac{d}{dt}([P(\mu)][i_{dq}]) + \omega[I][\phi_{dq}] \end{aligned} \quad (C.31)$$

A derivada da matriz da transformada de *Park* estendida é dada por:

$$\frac{d[P(\mu)]}{dt} = \begin{pmatrix} -\frac{d\mu}{dt}\sin(\mu) & -\frac{d\mu}{dt}\cos(\mu) \\ \frac{d\mu}{dt}\cos(\mu) & -\frac{d\mu}{dt}\sin(\mu) \end{pmatrix}. \quad (C.32)$$

a derivada de μ em ordem ao tempo é dada por:

$$\frac{d\mu}{dt} = \frac{d\theta_e}{d\theta_e} \frac{d\mu}{dt} = \frac{d\theta_e}{dt} \frac{d\mu}{d\theta_e} = p\omega \frac{d\mu}{d\theta_e}, \quad (C.33)$$

Substitui-se o resultado de (C.33) em (C.32) e obtém-se:

$$\frac{d[P(\mu)]}{dt} = \begin{pmatrix} -p\omega \frac{d\mu}{d\theta_e} \sin(\mu) & -p\omega \frac{d\mu}{d\theta_e} \cos(\mu) \\ p\omega \frac{d\mu}{d\theta_e} \cos(\mu) & p\omega \frac{d\mu}{d\theta_e} \sin(\mu) \end{pmatrix}, \quad (C.34)$$

A derivada de matriz de *Park* estendida multiplicada pela matriz inversa de *Park* estendida e pela matriz da corrente, fica:

$$\begin{aligned} [P(\mu)]^{-1} \frac{d[P(\mu)]}{dt} [i_{dqe}] &= p\omega \frac{d\mu}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} = p\omega \frac{d\mu}{dt} \begin{bmatrix} -i_{qe} \\ i_{de} \end{bmatrix} \\ &= p\omega \frac{d\mu}{dt} [i_{qde}]. \end{aligned} \quad (C.35)$$

Substitui-se a equação (C.35) na equação (C.31), resultando:

$$\begin{aligned} v_{dqe} &= R[I][i_{dqe}] + (L - M)[I]p\omega[i_{qde}] + (L - M)[I]\frac{d}{dt}[i_{dqe}] \\ &+ (L - M)[I]p\omega \frac{d\mu}{dt}[i_{qde}] + \omega[I][\phi_{dqe}], \end{aligned} \quad (C.36)$$

simplifica-se e obtém-se:

$$\begin{aligned}
v_{dqe} &= R[I][i_{dqe}] + (L - M)[I] \frac{d}{dt} [i_{dqe}] \\
&+ (L - M)[I] p \omega \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) [i_{qde}] + \omega[I][\phi_{dqe}],
\end{aligned} \tag{C.37}$$

Na transformada de *Park* estendida a componente *de* da FEM é 0, então a equação (C.37) na forma de matriz fica:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{de} \\ v_{qe} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 \\ 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \\
&+ p \omega \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) \begin{bmatrix} L - M & 0 \\ 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qe} \\ i_{de} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_{qe} \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{C.38}$$

Anexo D Desenvolvimento dos sistemas para o cálculo dos ganhos dos controladores.

Neste anexo desenvolvem-se os ganhos do controlador PI para a técnica de controlo por modulação vetorial espacial (SVM).

Também são desenvolvidos os sistemas para o cálculo dos ganhos onde usa-se somente a transformada de Park. Neste aplica-se o controlo como se o motor BLDC fosse um motor PMSM.

D.1. Controlo de corrente com SVM

As correntes i_{de} e i_{qe} estão representadas sob a forma de sistemas na Figura D.1.

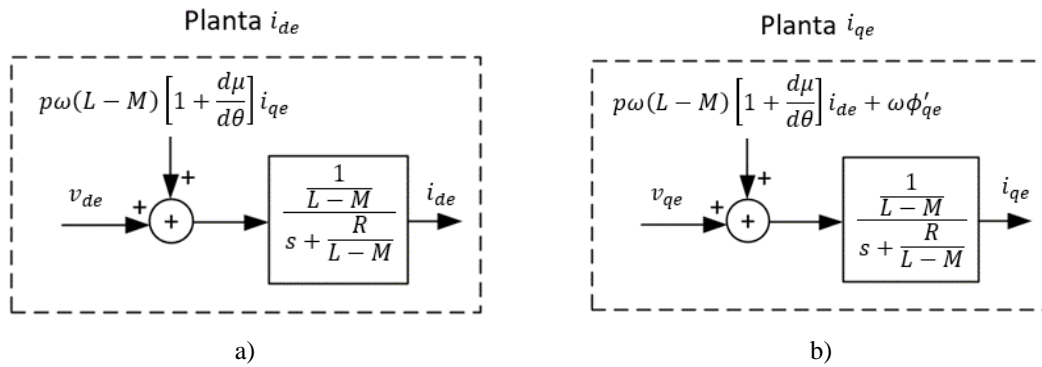


Figura D.1 - Sistemas: a) Planta i_{de} ; b) Planta i_{qe} .

Pela Figura D.1 para controlar a corrente precisa-se de variar a tensão de entrada do sistema. Para aplicar essa variação usa-se o SVM.

Para aplicar o SVM tem-se o sistema representado na Figura D.2.

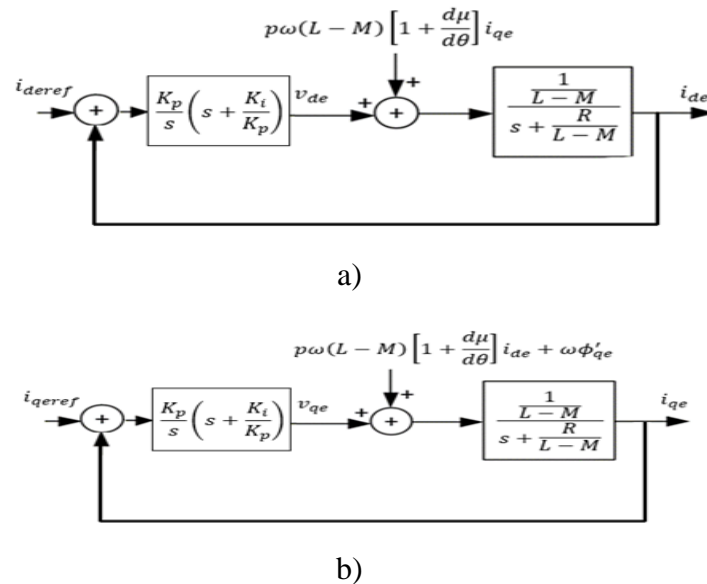


Figura D.2 - Sistemas de controlo da corrente ao usar-se a técnica SVM: a) i_{de} , b) i_{qe} .

Para o cálculo do ganho dos controladores da corrente i_{de} faz-se o cancelamento de polo-zero:

$$s + \frac{K_{ISVM}}{K_{PSVM}} = s + \frac{R}{L-M}. \quad (D.1)$$

De seguida, tira-se a equação do sistema da Figura D.2a):

$$i_{de} = \frac{\frac{K_{PSVM}}{s} \left(s + \frac{K_{ISVM}}{K_{PSVM}} \right) \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{\frac{R}{s + \frac{R}{L-M}}} \right) i_{deref} + \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{\frac{R}{s + \frac{R}{L-M}}} \right) p\omega(L-M) \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) i_{qe}}{1 + \frac{K_{PSVM}}{s} \left(s + \frac{K_{ISVM}}{K_{PSVM}} \right) \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{\frac{R}{s + \frac{R}{L-M}}} \right)} + \frac{\left(\frac{\frac{1}{L-M}}{\frac{R}{s + \frac{R}{L-M}}} \right) p\omega(L-M) \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) i_{qe}}{1 + \frac{K_{PSVM}}{s} \left(s + \frac{K_{ISVM}}{K_{PSVM}} \right) \left(\frac{\frac{1}{L-M}}{\frac{R}{s + \frac{R}{L-M}}} \right)}. \quad (D.2)$$

Ao se aplicar a equação (D.1) em (D.2) fica-se com:

$$i_{de} = \frac{\frac{K_{PSVM}}{s} \left(\frac{1}{L-M} \right) i_{deref}}{1 + \frac{K_{PSVM}}{s} \left(\frac{1}{L-M} \right)} + \frac{\left(\frac{\frac{1}{L-M}}{\frac{R}{s + \frac{R}{L-M}}} \right) p\omega(L-M) \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) i_{qe}}{1 + \frac{K_{PSVM}}{s} \left(\frac{1}{L-M} \right)}. \quad (D.3)$$

Em regime permanente tem-se que:

$$\lim_{s \rightarrow 0} i_{de} = \frac{\frac{K_{PSVM}}{0} \left(\frac{1}{L-M} \right) i_{deref}}{1 + \frac{v}{0} \left(\frac{1}{L-M} \right)} + \frac{\left(\frac{\frac{1}{L-M}}{\frac{R}{0 + \frac{R}{L-M}}} \right) p\omega(L-M) \left(1 + \frac{d\mu}{dt} \right) i_{qe}}{1 + \frac{K_{PSVM}}{0} \left(\frac{1}{L-M} \right)}. \quad (D.4)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} i_{de} = i_{deref} \quad (D.5)$$

Com isto observa-se que em regime permanente a perturbação da corrente i_{qe} não tem influência no sistema, então pode-se escrever o sistema como:

$$\frac{i_{de}}{i_{deref}} = \frac{\frac{K_{PSVM}}{(L-M)}}{s + \frac{K_{PSVM}}{(L-M)}}, \quad (D.6)$$

ou seja:

$$\frac{i_{de}}{i_{deref}} = \frac{\omega_o}{s + \omega_o}, \quad (D.7)$$

com isto tem-se que:

$$\omega_o = \frac{K_{PSVM}}{L-M}. \quad (D.8)$$

Ao obter-se o valor do coeficiente de amortecimento aplica-se a equação (2.53), onde se obtêm o valor da frequência natural, ω_o , com isto através das equação (D.1) e (D.8) consegue-se obter os ganhos de K_P e de K_I :

$$K_{PSVM} = \frac{\omega_o}{\left(\frac{1}{L-M}\right)} \quad (D.9)$$

e:

$$K_{ISVM} = \frac{R}{L-M} K_{PSVM}. \quad (D.10)$$

A obtenção dos valores dos controladores para qe é feito através do mesmo procedimento, onde se verifica que o valor para os controladores são os mesmos.

Na Figura D.3 observa-se o controlo de velocidade com o controlo de corrente aplicando a técnica SVM.

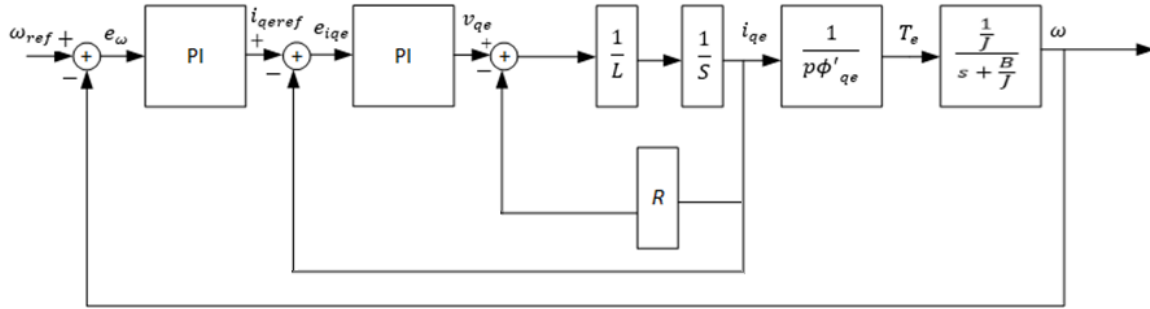


Figura D.3 - Sistema do controlo de velocidade com o controlo de corrente aplicando a técnica SVM.

D.2. Sistemas para o cálculo dos ganhos ao usar-se somente a transformada de Park

O modelo BLDC trabalha com FEM trapezoidais por isso houve a necessidade de aplicar a transformada estendida de Park. Para verificar se existe a necessidade de aplicar a transformada de Park estendida vai-se tratar este motor como um PMSM, ou seja, considera-se que a FEM na transformada de *Park* possui um valor constante no eixo de quadratura e 0 no eixo direto.

A transformada de Park do BLDC é a seguinte:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + (L-M) \frac{di_d}{dt} + \omega \phi'_d \\ v_q = Ri_q + (L-M) \frac{di_q}{dt} + \omega \phi'_q \end{cases} \quad (D.11)$$

num modelo PMSM a derivada do fluxo no eixo d é igual a 0 e a derivada do fluxo no eixo q é constante [44], então:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + (L-M) \frac{di_d}{dt} \\ v_q = Ri_q + (L-M) \frac{di_q}{dt} + \omega \phi'_q \end{cases} \quad (D.12)$$

Como a derivada do fluxo em q é contante o binário é dado por:

$$T_e = P\phi'_q i_q. \quad (\text{D.13})$$

Quando se usa a equação (D.12) para calcular os ganhos dos controladores PI com a técnica de PWM e SVM obtém-se as mesmas equações do que na transformada de *Park* estendida.

Anexo E Modelos no MATLAB

Neste anexo apresentam-se os blocos criados em MATLAB com uma maior descrição dos blocos.

E.1. Sistema do modelo do motor BLDC no Simulink

O sistema completo do modelo do motor BLDC está representado na Figura E.1.

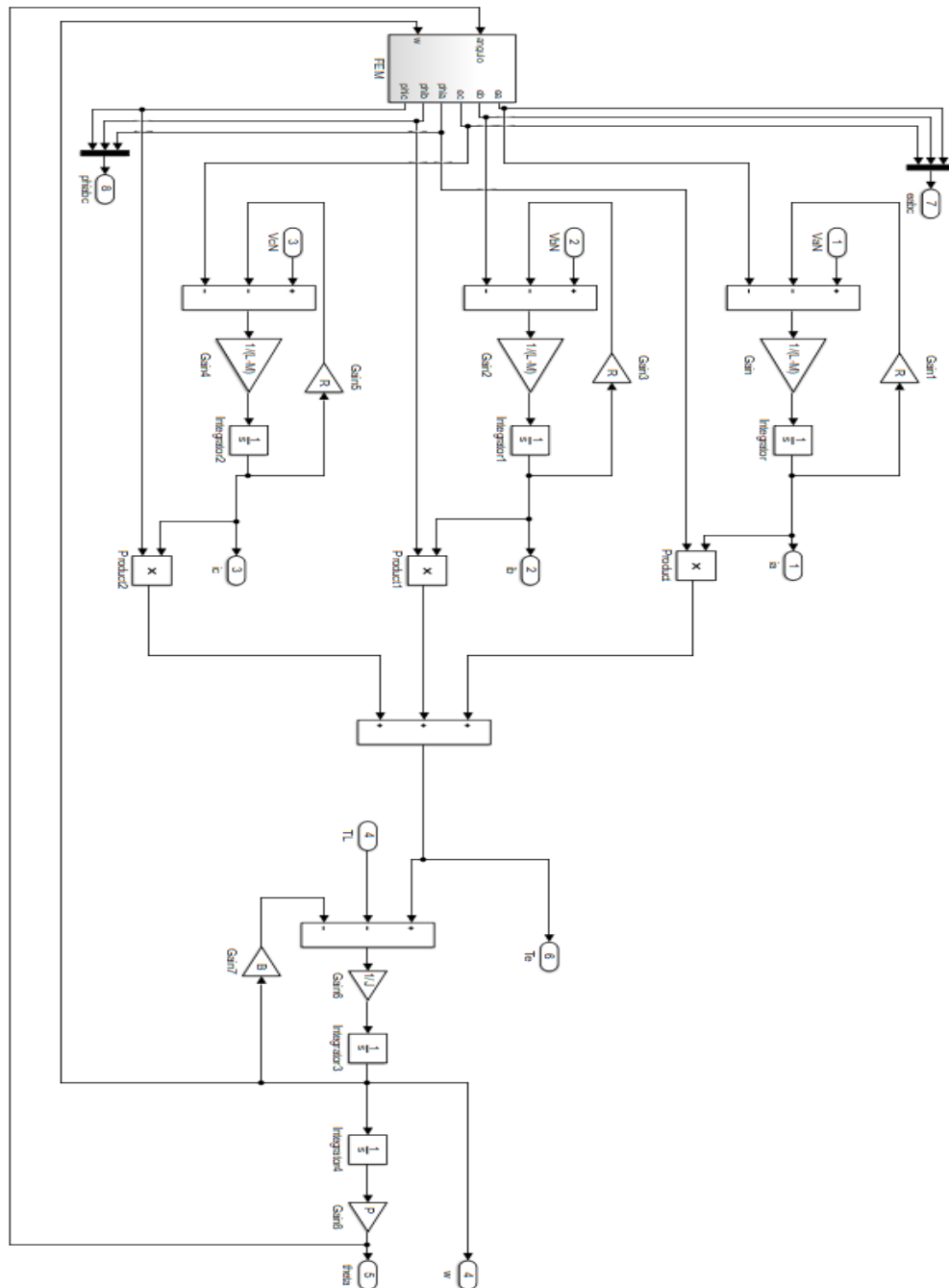


Figura E.1- Modelo do motor BLDC no Simulink.

O bloco da FEM está representado na Figura E.2.

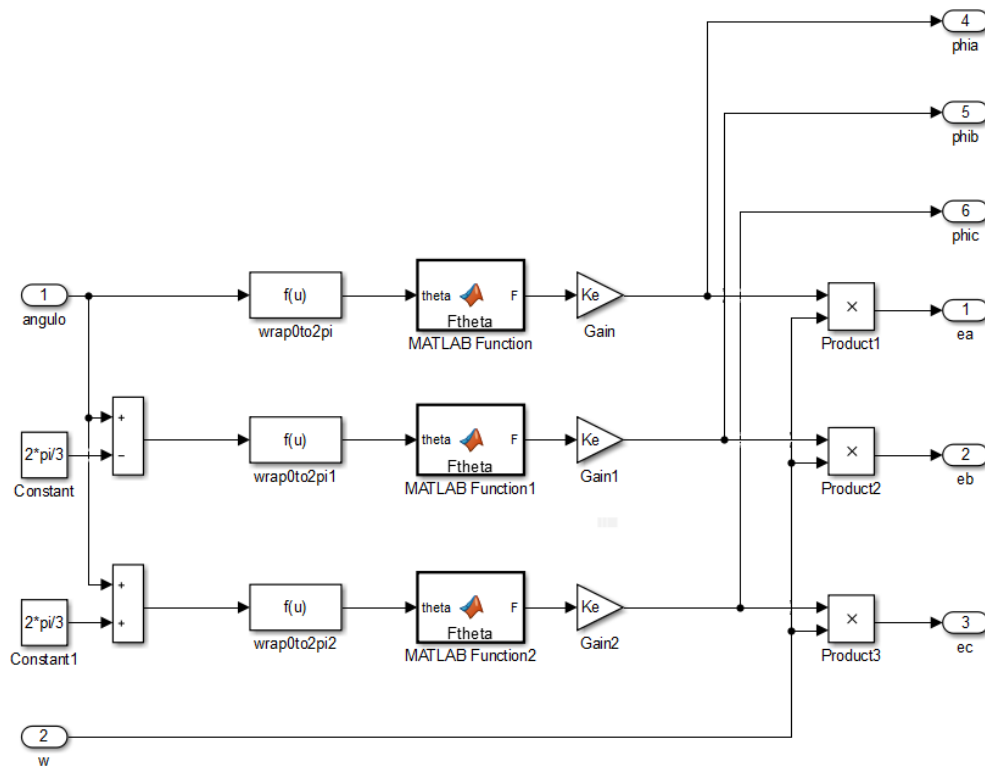


Figura E.2 - Bloco da FEM do motor BLDC

O bloco da força eletromotriz necessita de um bloco com funções do MATLAB, para implementar a equação (3.9), Figura E.3.

```
function F = Ftheta(theta)
    if theta <= pi/6
        F = 6/pi * theta;
    elseif theta <= 150*pi/180
        F = 1;
    elseif theta <= 210*pi/180
        F = -6/pi * theta + 6;
    elseif theta <= 330*pi/180
        F = -1;
    else
        F = 6/pi * theta - 12;
    end
end
```

Figura E.3 - Programa das equações da equação (3.9).

Como estas funções estão no intervalo de 0 a 2π , é necessário que o ângulo elétrico do motor esteja dentro desse intervalo, por isso aplica-se a seguinte equação ao ângulo,

$$\theta_{[0;2\pi]} = \theta - 2\pi \text{floor}\left(\frac{\theta}{2\pi}\right). \quad (\text{E.1})$$

Esta alteração é necessária porque o ângulo que o motor fornece é um valor que está sempre a aumentar, porque está implementado pelo integral da velocidade.

E.2. Modelo matemático do inversor

O modelo do inversor está representado na Figura E.4.

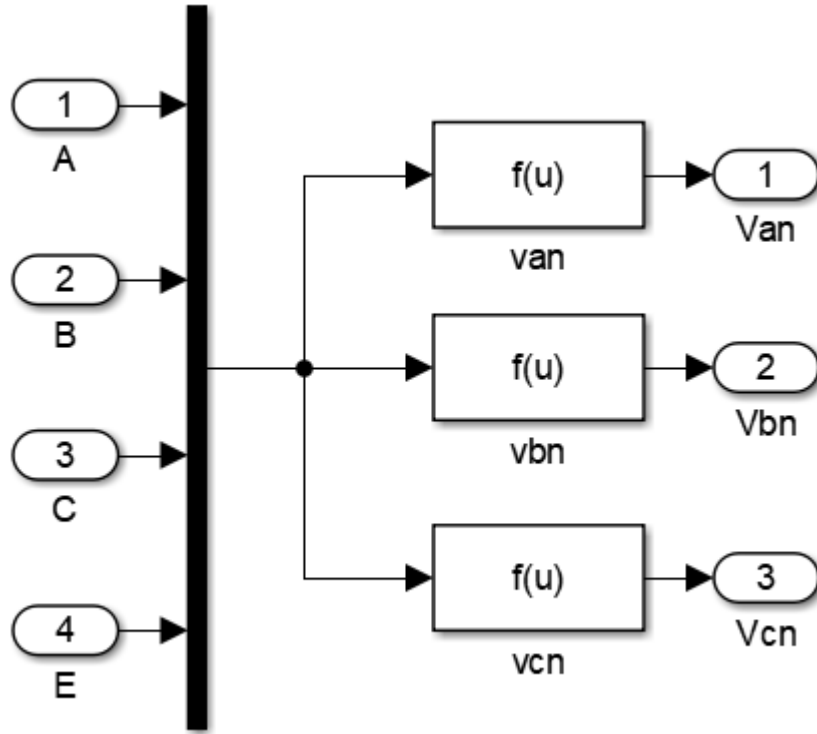


Figura E.4 - Modelo matemático do inversor.

Neste modelo usa-se um bloco “*Mux*” para criar um vetor com as quatro entradas. Essas entradas são os valores dos δ_k , $k = a, b$ e c , e o valor da fonte de tensão, E . É necessário criar este vetor por causa do bloco “*Fcn*”.

No bloco “*Fcn*” insere-se as equações de (3.16). As equações em cada um destes blocos são as seguintes:

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{2u(1) - u(2) - u(3)}{3}u(4) \\ v_{bN} = \frac{2u(2) - u(3) - u(1)}{3}u(4), \\ v_{cN} = \frac{2u(3) - u(1) - u(2)}{3}u(4) \end{cases} \quad (E.2)$$

em que $u(1)$ corresponde ao valor do primeiro interruptor, a , o $u(2)$ corresponde ao b , o $u(3)$ ao c e o $u(4)$ ao valor da tensão da fonte, E .

E.3. Modelo do motor BLDC na transformada de *Park* estendida

O modelo matemático do BLDC na transformada de *Park* estendida está representado na Figura E.5.

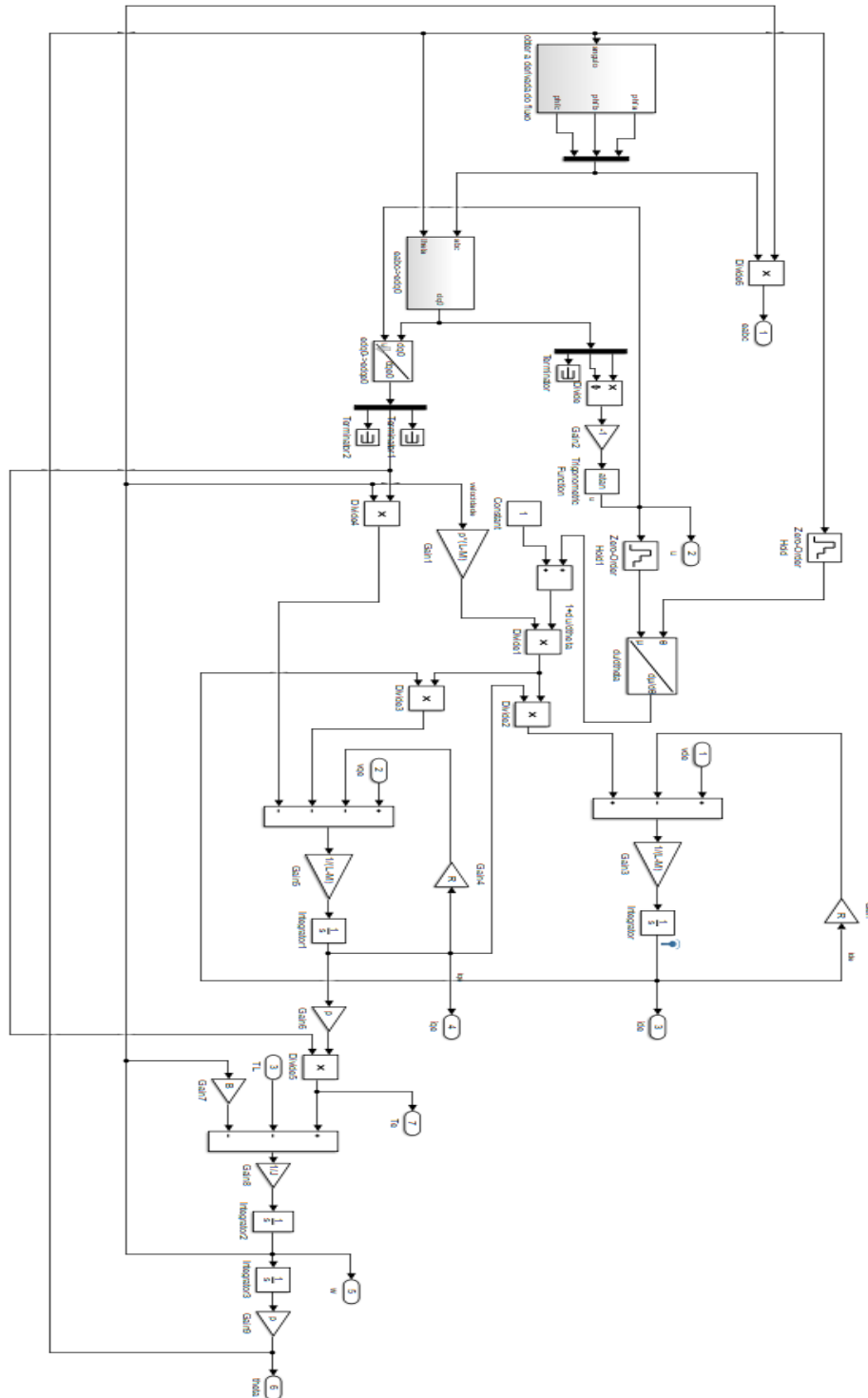


Figura E.5 - Modelo do motor BLDC na transformada de *Park* estendida

Para calcular da derivada de μ criou-se um *script*, pois a derivada presente no sistema do MATLAB é em ordem ao tempo, Figura E.6.

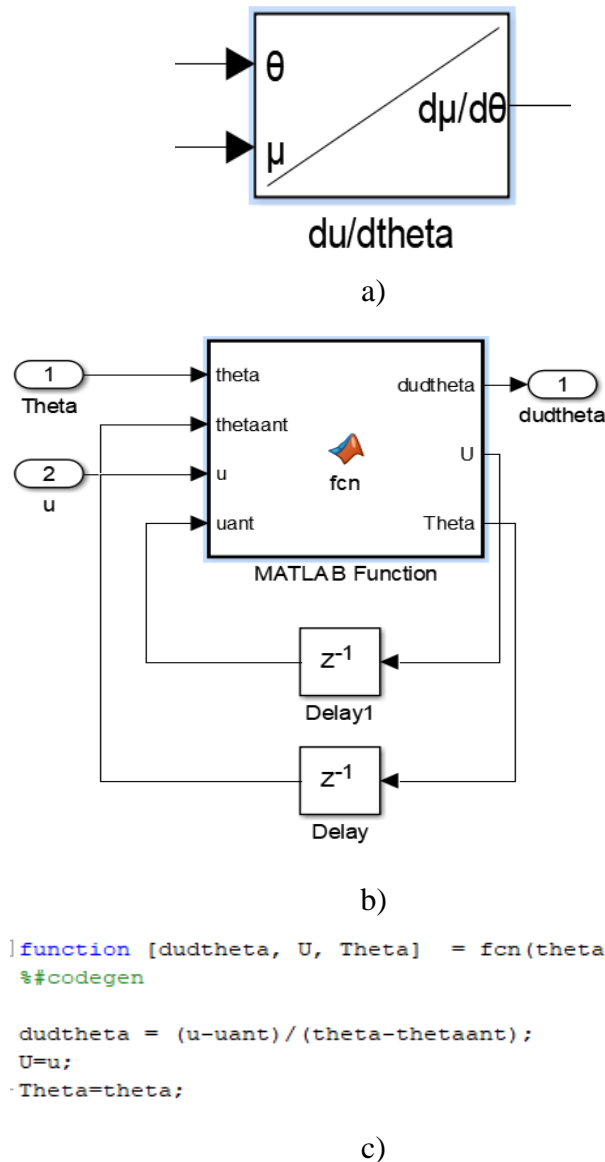


Figura E.6 - Derivada de μ em ordem a θ , a) bloco, b) interior do bloco, c) script.

Na Figura E.6a) tem-se a máscara do bloco. Na Figura E.6b) tem-se os componentes para o cálculo da derivada e na Figura E.6c) tem-se o *script* com o código da implementação da derivada.

E.4. Controlo da velocidade com a técnica de *six-step commutation*

Para aplicar a técnica de *six-step commutation* precisa-se de fazer as leituras da FEM para verificar o seu cruzamento por 0, por isso usou-se as FEM que o motor disponibiliza. Para aplicar o binário de carga provocado pelas hélices, durante a rotação do motor, aplica-se a equação (2.63).

Na Figura E.7 observa-se o sistema de controlo da velocidade da velocidade no modelo matemático do motor BLDC ao usar-se a técnica de *six-step commutation*.

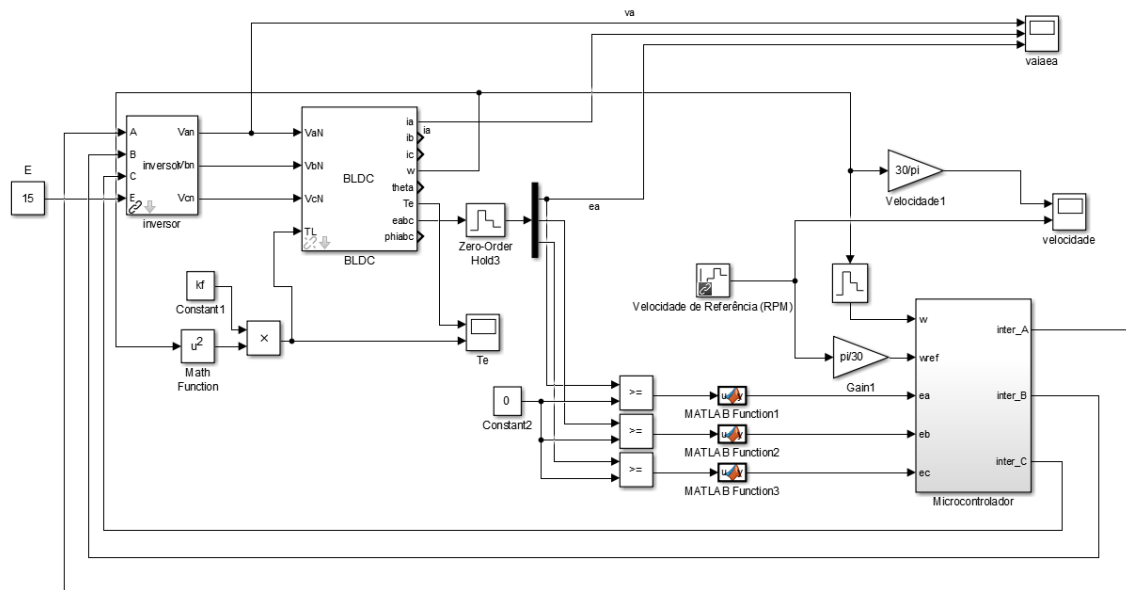


Figura E.7 - Controlo da velocidade ao usar-se a técnica de *six-step commutation*.

O bloco designado de microcontrolador está representado na Figura E.8

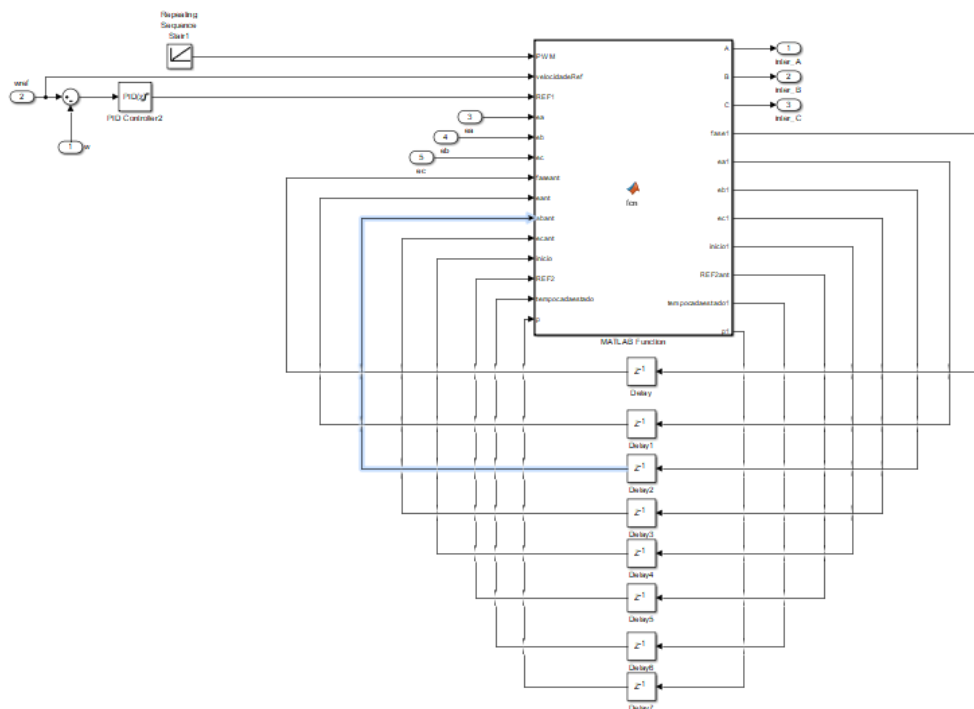


Figura E.8 - Interior do bloco do microcontrolador.

Nesta técnica usa-se também PWM, a portadora neste caso vai variar entre 0 e u_{max} , este sinal é feito através do bloco “Repeating Sequence Stair”. O código que aplica o controlo de *six-step commutation* é o seguinte:

```

function [A,B,C,fase1,ea1,eb1,ec1,inicio1,REF2ant,tempocadaestado1,p1] =
fcn(PWM,velocidadeRef,REF1,ea,eb,ec,faseant,eant,ebant,ecant,inicio,REF2,tempocadaestado,p)
%#codegen
fase=faseant;
if velocidadeRef==0% se a velocidade de ref for zero nao se mexe e faz inicializações
    A=0;
    B=0;
    C=0;
    inicio1=0;
    tempocadaestado1=150;
    p1=0;
    REF2ant=3;
else
    inicio1=inicio;
    REF2ant=REF2;
    p1=p;
    if velocidadeRef > 0 %verifica qual o sentido de orientacao
        i=1;
    else
        i=-1;
    end
    if inicio==1% verifica se faz malha aberta ou ja com controle
        REF=REF1;
    else
        REF=REF2;
    end
    switch faseant%aplicacao das sequências
    case 0% a-b->c
        if PWM<REF
            A=1;
            B=0;
            C=0.5;
        else
            A=0;
            B=0;
            C=0.5;
        end
    case 1 %a-c-b
        if PWM<REF
            A=1;
            B=0.5;
            C=0;
        else
            A=0;
            B=0.5;
            C=0;
        end
    case 2 %b-c-a
        if PWM<REF
            A=0.5;
            B=1;
            C=0;
        else
            A=0.5;
            B=0;
            C=0;
        end
    case 3 %b-a-c
        if PWM<REF

```

```

        A=0;
        B=1;
        C=0.5;
    else
        A=0;
        B=0;
        C=0.5;
    end
case 4 %c-a-b
    if PWM<REF
        A=0;
        B=0.5;
        C=1;
    else
        A=0;
        B=0.5;
        C=0;
    end
otherwise%c-b-a
    if PWM<REF
        A=0.5;
        B=0;
        C=1;
    else
        A=0.5;
        B=0;
        C=0;
    end
end
if inicio==1% verifica FEM
    tempocadaestado1=300;
    if faseant==0 || faseant==3
        if ecant~=ec
            fase=faseant+i;
        else
            fase=faseant;
        end
    elseif faseant==2 || faseant==5
        if eant~=ea
            fase=faseant+i;
        else
            fase=faseant;
        end
    elseif faseant==1 || faseant==4
        if ebant~=eb
            fase=faseant+i;
        else
            fase=faseant;
        end
    else
        fase=faseant;
    end
else% malha aberta
    if p>=tempocadaestado
        if tempocadaestado>80
            tempocadaestado1=tempocadaestado-5;
        else

```

```

if tempocadaestado<30
    tempocadaestado1=150;
    inicio1=1;

    else
        tempocadaestado1=tempocadaestado-1;
    end
    if (REF2>=10)
        REF2ant=10;
    else
        REF2ant=REF2+1;
    end
    end
    p1=0;
    fase=faseant+i;
else
    tempocadaestado1=tempocadaestado;
    inicio1=0;
    p1=p+1;

    end
end
end
if fase>=6
    fase=0;
elseif fase<=-1;
    fase=5;
end
fase1=fase;
ea1=ea;
eb1=eb;
ec1=ec;

```

Os valores dos ganhos, da frequência de amostragem e de PWM e os limites do controlador estão apresentados na Tabela E.1.

Tabela E.1 - Valores dos ganhos e restantes parâmetros para o controlo da velocidade usando a técnica de deslizamento no modelo matemático.

$K_{P\omega}$	0,7347
$K_{I\omega}$	0,0735
$K_{D\omega}$	0.0000417
F	50 kHz
F_{PWM}	3,333 kHz
$u_{cmáx}$	15
Limite superior do PI do controlo de velocidade	$u_{cmáx}$
Limite inferior do PI do controlo de velocidade	0

Para o modelo do MATLAB usou-se o sistema da Figura E.9. Em relação ao bloco com o nome de microcontrolador é o mesmo esquema da Figura E.8.

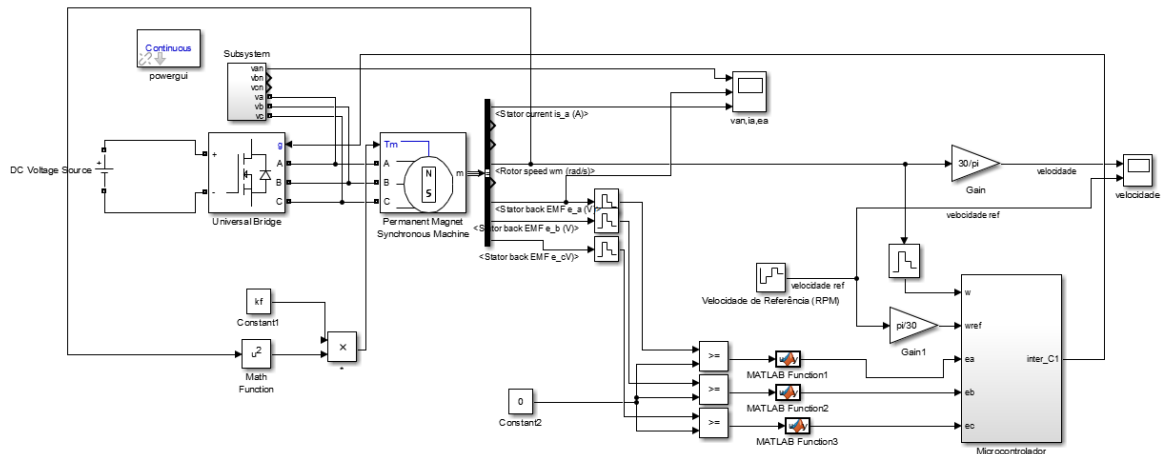


Figura E.9 - Sistema de controlo da velocidade no motor BLDC disponível no MATLAB.

E.5. Controlo da velocidade através da técnica de controlo por modo de deslizamento

Na Figura E.10 observa-se o sistema do controlo de velocidade ao aplicar-se a técnica de controlo por modo de deslizamento.

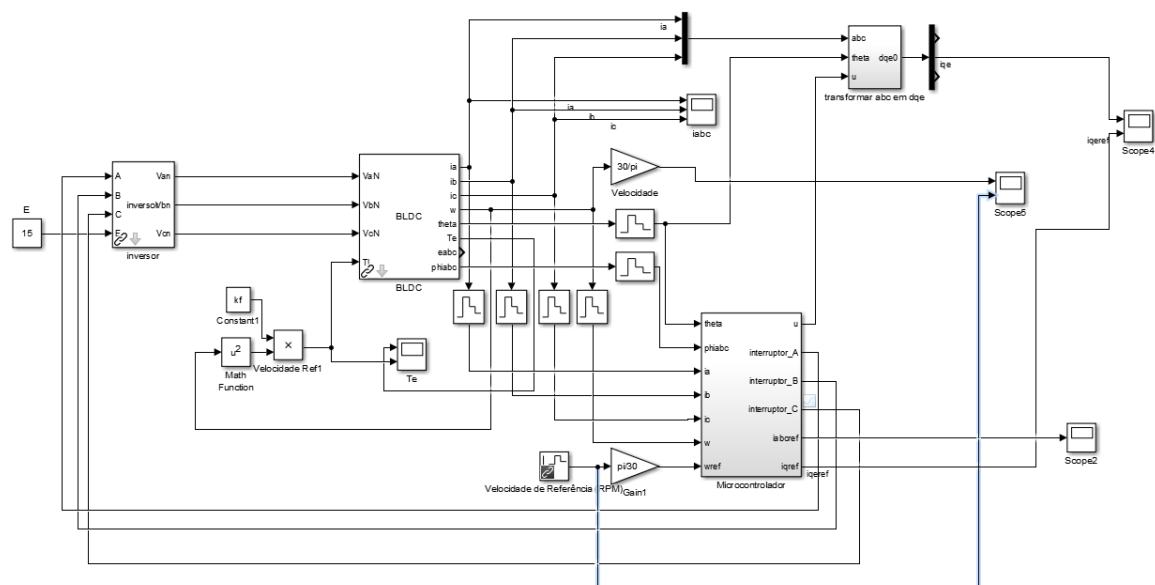


Figura E.10 - Controlo de velocidade usando a técnica de controlo por modo de deslizamento

Dentro do bloco designado por microcontrolador aplica-se o controlo de velocidade e a técnica de controlo por modo de deslizamento, Figura E.11

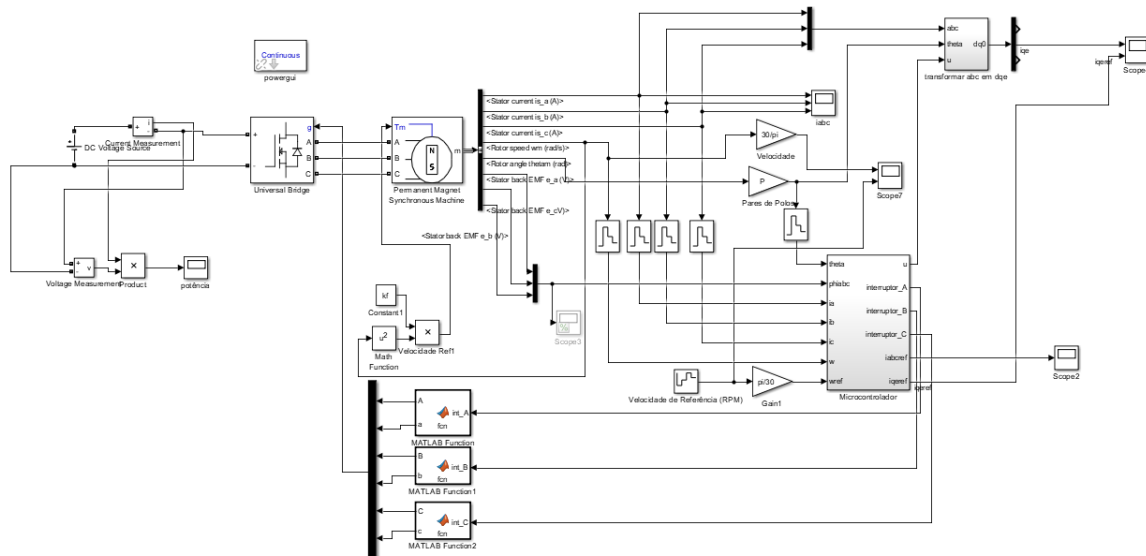


Figura E.12 - Controlo de velocidade usando a técnica de controlo por modo de deslizamento no modelo do MATLAB.

O subsistema presente no bloco microcontrolador é igual ao da secção E.5. A diferença é nos valores dos interruptores, neste modelo tem-se de dar valor aos 6 interruptores, por isso é preciso um decodificador nos valores dos interruptores na saída, Figura E.13.

```
function [A, a]= fcn(int_A)
%#descodificação do valor dos interruptores
% é necessario transformar os valores 0 e 1 em true e false
if int_A==1
    A=true;
    a=false;
else
    A=false;
    a=true;
end
end
```

Figura E.13 - Decodificar os sinais do interruptor para o inversor do MATLAB.

Para simular este modelo precisa-se dos valores disponíveis na Tabela E.2. Nesta simulação tem-se valores positivos para o ganho dos controladores em vez dos negativos.

E.6. Controlo da velocidade através da técnica de controlo por modo de deslizamento no modelo matemático na transformada de *Park*

Neste modelo não se aplica a transformada de Park estendida ao sistema, aplica-se somente a de Park, Figura E.14.

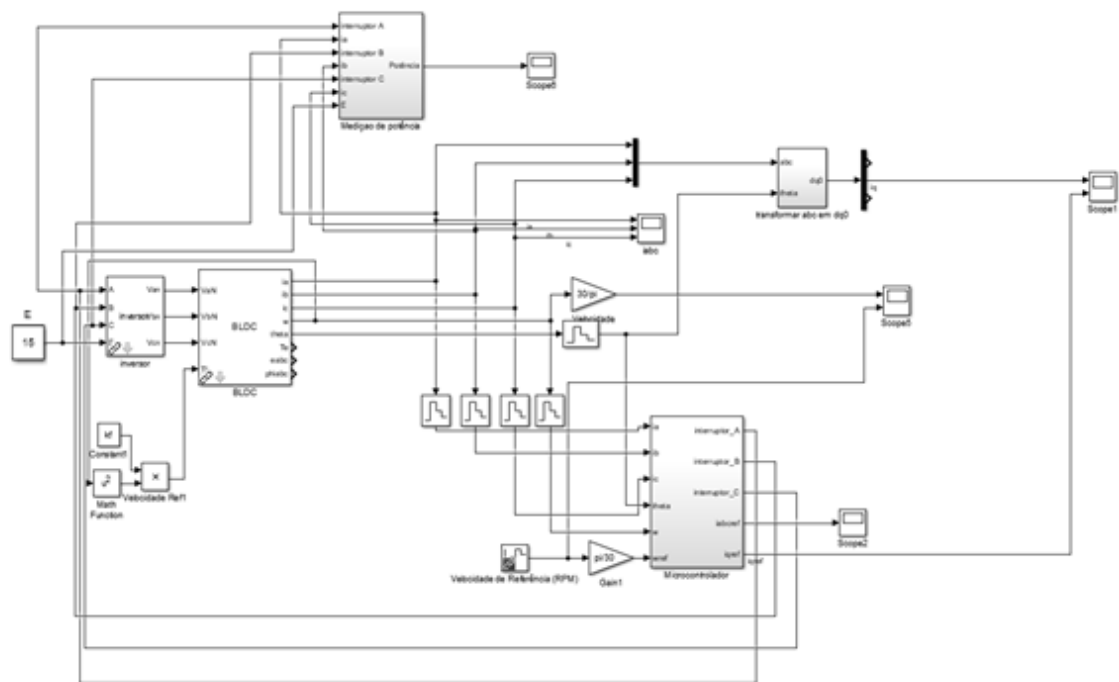


Figura E.14 - Modelo do controlo de velocidade com a técnica de deslizamento no modelo matemático só com a transformada de Park.

Dentro do bloco designado por microcontrolador tem-se o sistema presente na Figura E.15.

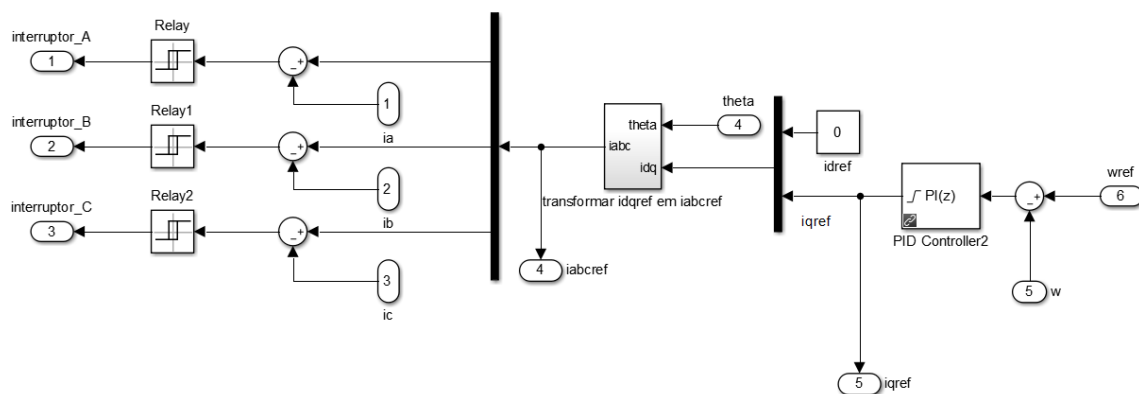


Figura E.15 - Bloco do microcontrolador ao usar-se apenas a transformada de Park.

Nesta simulação já não é necessário aplicar a divisão por Φ'_{qe} visto que se usa somente a transformada de Park e ao considerar-se o motor BLDC como um PMSM tem-se que a derivada no fluxo na transformada de *Park* é constante.

Para se aplicar o controlo usaram-se os valores da Tabela E.2.

E.7. Controlo da velocidade através da técnica de modulação por largura de impulso

O modelo do PWM no modelo matemático é igual ao modelo apresentado na Figura E.10 e o modelo do MATLAB ao da Figura E.12 com uma mudança no subsistema do microcontrolador, Figura E.16.

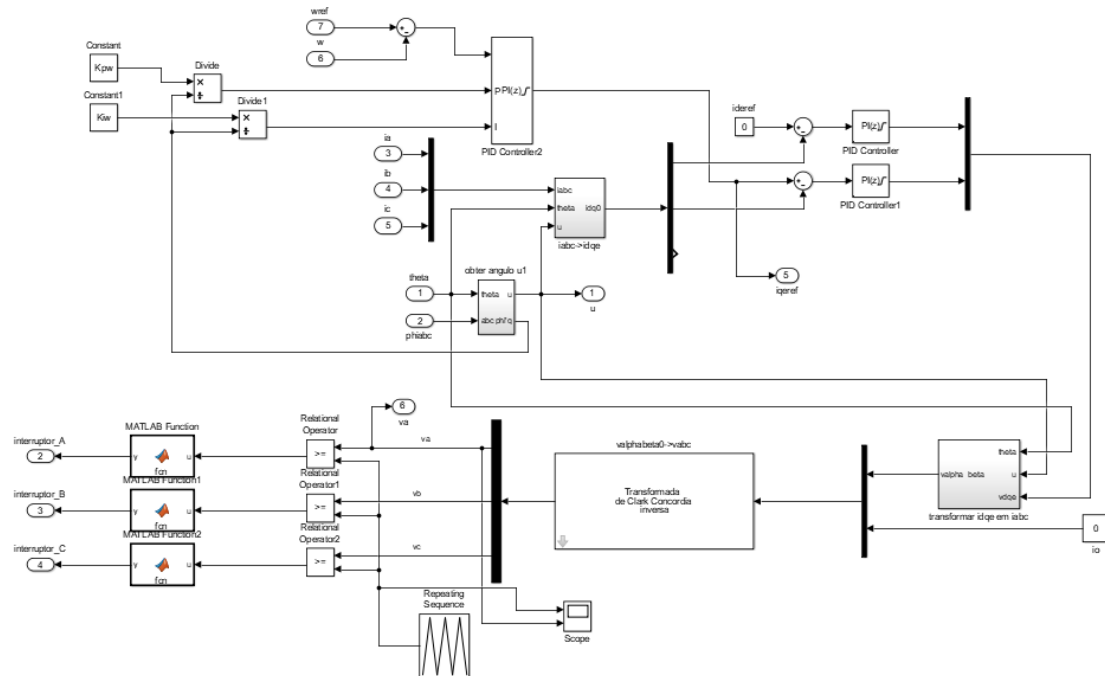


Figura E.16 - Microcontrolador do controlo da velocidade usando a técnica de deslizamento.

Neste método usou-se o bloco “*Repeating Sequence*” para criar a portadora do PWM. Esta é comparada com as tensões de v_{abc} , provenientes das transformadas inversas. Depois de comparadas passam por um bloco de uma função de MATLAB que transforma o sinal dos comparadores, que são do tipo booleano, para 1 e 0.

Para as simulações usaram-se os valores apresentados na Tabela E.3, sendo que os valores dos ganhos proporcionais e integrais para o modelo do motor BLDC disponível no MATLAB são positivos, ao contrário do modelo matemático.

Tabela E.3 - Valores dos ganhos e restantes parâmetros para o controlo da velocidade usando a técnica de PWM.

$K_{P\omega}$	-100,73
$K_{I\omega}$	-2,55
F	50 kHz
F_{PWM}	200 kHz
K_{PPWM}	0,0041
K_{IPWM}	73,23
$u_{cmáx}$	10
Limite superior do PI do controlo de velocidade	30
Limite inferior do PI do controlo de velocidade	30
Limite superior do PI do controlo de corrente	10
Limite inferior do PI do controlo de velocidade	-10

E.8. Controlo da velocidade no modelo matemático do motor BLDC e do modelo do MATLAB através da técnica de SVM

Para a técnica do SVM aplicou-se o mesmo modelo do que na técnica de PWM e na técnica de controlo por modo de deslizamento. O que muda é dentro do bloco microcontrolador,

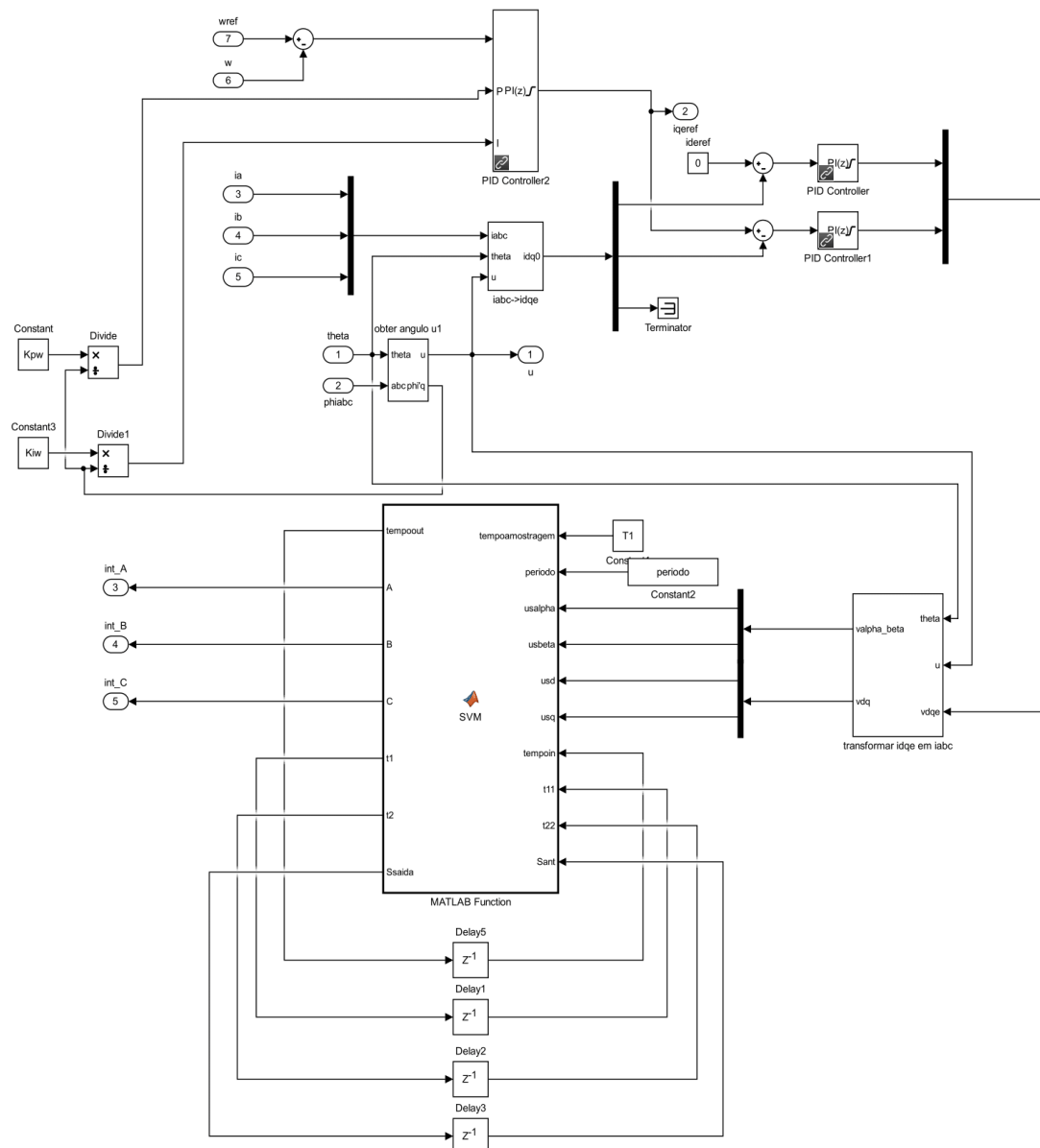


Figura E.17 - Bloco do microcontrolador com a técnica de SVM.

O código de implementação do SVM corresponde ao fluxograma presente na Figura A.2, o código é o seguinte:

```
function [tempoout,saida,t1,t2,Ssaida] =
SVM(tempoamostragem,periodo,usalpha,usbeta,usd,usq,tempoin,t1,t2,Sant)
if tempoin==0% verifica se o período já começou
    a=abs(usalpha)+abs(usbeta)/sqrt(3);
    b=abs(usalpha)-abs(usbeta)/sqrt(3);
    c=2*abs(usbeta)/sqrt(3);
    us=sqrt(usd^2+usq^2);
    if usbeta>=0% veriifcação do sector a atuar
        if usalpha>=0
            if b>=0
                S=1;
                ur=b;
                ul=c;
            else
```

```

        S=2;
        ur=a;
        ul=-b;
    end
else
    if b<0
        S=2;
        ur=-b;
        ul=c;
    else
        S=3;
        ur=c;
        ul=b;
    end
end
else
    if usalpha<0
        if b>=0
            S=4;
            ur=b;
            ul=c;
        else
            S=5;
            ur=a;
            ul=-b;
        end
    else
        if b<0
            S=5;
            ur=-b;
            ul=c;
        else
            S=6;
            ur=c;
            ul=b;
        end
    end
end
end
%calculo dos tempos para cada vector
tr=periodo*ur/us;
tl=periodo*ul/us;
%t0=periodo-(tr+tl);

%aplicação do primeiro vetor
if S==1
    saida=[true false false true false true]';
elseif S==2
    saida=[true false true false false true]';
elseif S==3
    saida=[false true true false false true]';
elseif S==4
    saida=[false true true false true false]';

```



```

elseif S==5
    saida=[false true false true true false]';
else
    saida=[true false false true true false]';
end
tempoout=tempoin+tempoamostragem;
t1=tr;
t2=tr+t1;
Ssaida=S;
else
    if t11<=tempoin% verifica se tempo do primeiro vetor acabou
        %aplicação do primeiro vetor
        if Sant==1
            saida=[true false false true false true]';
        elseif Sant==2
            saida=[true false true false false true]';
        elseif Sant==3
            saida=[false true true false false true]';
        elseif Sant==4
            saida=[false true true false true false]';
        elseif Sant==5
            saida=[false true false true true false]';
        else
            saida=[true false false true true false]';
        end

    elseif t22<=tempoin% verifica se tempo do segundo vector acabou
        %aplicação do segundo vector
        if Sant==6
            saida=[true false false true false true]';
        elseif Sant==1
            saida=[true false true false false true]';
        elseif Sant==2
            saida=[false true true false false true]';
        elseif Sant==3
            saida=[false true true false true false]';
        elseif Sant==4
            saida=[false true false true true false]';
        else
            saida=[true false false true true false]';
        end

    else%aplicação do vector nulo [000]
        saida=[false true false true false true]';
    end
    Ssaida=Sant;
    t1=t11;
    t2=t22;
    if tempoin>=periodo
        tempoout=0;
    else
        tempoout=tempoin+tempoamostragem;

```

end
end
end

Os valores para aplicar na simulação estão na Tabela E.4.

Tabela E.4 - Valores dos ganhos e restantes parâmetros para o controlo da velocidade ao usar-se a técnica de SVM.

$K_{P\omega}$	-10,18
$K_{I\omega}$	-0.58
F	50 kHz
F_{SVM}	200 kHz
K_{PSVM}	9,61
K_{ISVM}	169,16
Limite superior do PI do controlo de velocidade	10
Limite inferior do PI do controlo de velocidade	-10
Limite superior do PI do controlo de corrente	10
Limite inferior do PI do controlo de corrente	-10

E.9. Medição de potência fornecida ao motor

No modelo matemático não se consegue medir a corrente que é fornecida pela fonte diretamente, por isso precisa-se de aplicar a seguinte equação:

$$I = \gamma_A i_a + \gamma_B i_b + \gamma_C i_c, \quad (E.3)$$

esta equação pode ser obtida através da análise do inversor, se os cálculos forem feitos pela corrente em vez da tensão.

A potência fornecida ao motor é dada pela equação (2.17), no MATLAB criou-se o bloco que usa essa equação juntamente com a (E.3), Figura E.18.

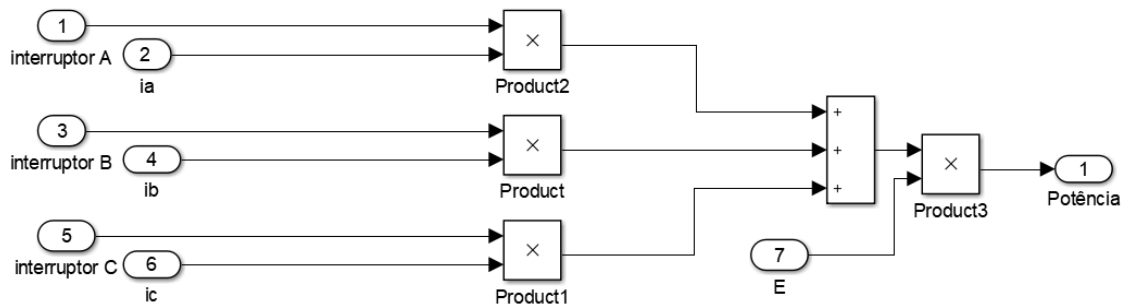


Figura E.18 - Cálculo da potência.

Anexo F Parâmetros do motor BLDC e das hélices

O motor que se usou não possuía um *datasheet* com os parâmetros deste, por isso houve a necessidade de fazer diversas medições e cálculos de forma a se obter os parâmetros necessários para a se poder simular e calcular os valores dos ganhos dos controladores.

F.1. Medição da resistência e bobina

Para se poder fazer a medição da resistência não se podia usar um multímetro convencional, pois a resistência é um valor muito baixo, por isso usou-se um LCR. Um LCR tem como objetivo medir o valor de resistências, condensadores e bobinas.

Colocou-se o LCR em modo ohmímetro liga-se as duas pontas de prova a duas fases do BLDC, Figura F.1, com isto obteve-se a soma das resistências das duas fases, por isso dividiu-se esse valor por dois de forma a se ficar com o valor de cada fase, neste caso 0,25 Ω .

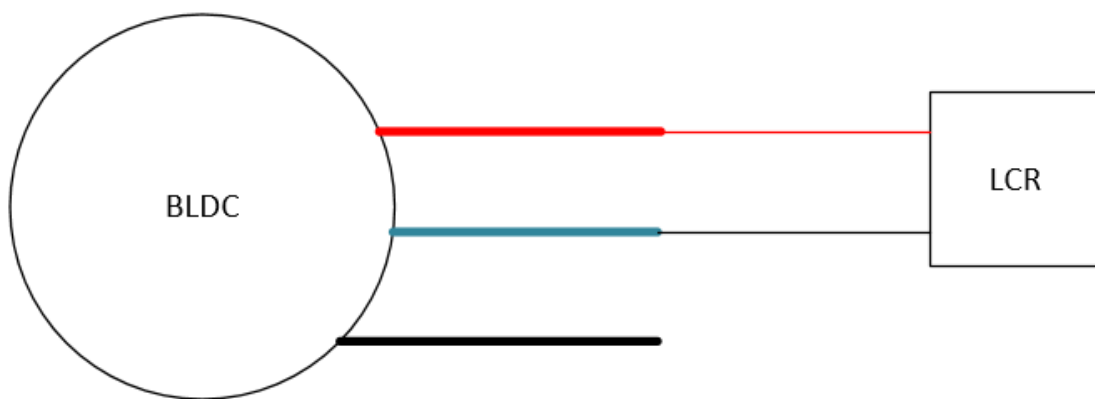


Figura F.1- Medição do valor da resistência e da bobina.

Para a medição da bobina fez-se o mesmo procedimento do que a medição da resistência, ligou-se o LCR de forma a poder obter o valor da bobina e mediu-se esse valor entre duas fases, obteve-se o valor da soma das bobinas das duas fases, dividiu-se por dois de forma a se obter o valor de cada fase, 14,2 μH .

F.2. Momento de inércia

Para se poder calcular o momento de inércia pode-se usar equações tabeladas, estas equações tabeladas consistem numa lista de equações que foram obtidas para objetos de formatos diferentes [29], [70]. Outro método de medição da constante de inércia é através do método do pêndulo [70].

O formato do motor BLDC considera-se que é um cilindro de massa cheia. Como é um objeto em 3 dimensões tem-se uma equação para cada uma das dimensões, como o motor roda sobre o eixo do z só se tem em conta essa equação, por [29] tem-se

$$J_z = \frac{r^2 m}{2}. \quad (\text{G.1})$$

O motor possui um diâmetro de 0,0277 m e uma massa de 0,07 kg, substituindo em (G.1) tem-se que o momento de inércia é de $6,7 \cdot 10^{-6} \text{ kg.m}^2$.

Para se calcular o momento de inércia através do pêndulo amarrado-se um fio ao veio do motor BLDC e montou-se como mostra a Figura F.2.

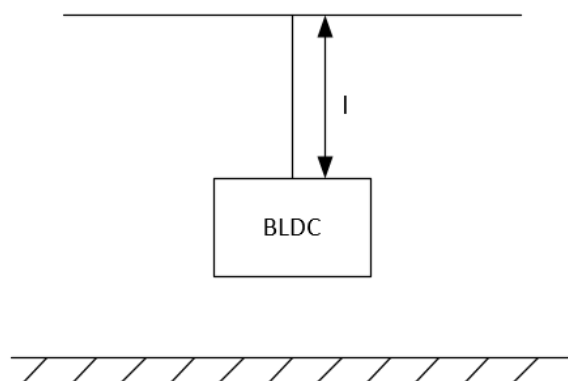


Figura F.2 - Montagem para aplicação do método do pêndulo.

De seguida mete-se o motor a oscilar 10 vezes e mede-se o tempo dessas 10 oscilações, 10,47 s. Para se saber o tempo médio de cada oscilação divide-se esse tempo pelo número de oscilações, 1,047 s, depois aplica-se a seguinte equação [70]:

$$J = \left(\frac{T_{oscilação}}{2\pi} \right)^2 g l m, \quad (G.2)$$

o comprimento do fio foi $l = 0,3 \text{ m}$ com isto tem-se uma inércia de $0,0057 \text{ kg.m}^2$.

Os valores entre os dois cálculos são muito diferentes, mas devido à referência [29] usar a equação tabelada da inércia optou-se por usar esse valor.

F.3. Coeficiente de atrito

Para o cálculo do coeficiente de atrito, segundo [29] usa-se:

$$B = \frac{J}{10} \quad (G.3)$$

e através da equação (G.3) tem-se um coeficiente de atrito de $6,7 \cdot 10^{-7} \text{ N.s/m}$.

F.4. Constante da FEM

O único parâmetro que se tem do motor é a constante da FEM, mas esta está numa notação de $K_v = 950 \text{ RPM/V}$. Esta notação é para quando se considera o motor como um motor DC e não um motor síncrono, pois dependendo da tensão que se tem na fonte define a velocidade do motor.

Para se poder usar este parâmetro precisa-se de fazer alterações, as unidades usadas para o modelo que é dada por V.s/rad , por isso aplica-se a seguinte equação:

$$K_e = \frac{30}{\pi * K_v} \quad (G.4)$$

Este valor de K_e foi obtido para trabalhar ainda como motor DC, por isso para se poder usar no modelo estudado é necessário dividir por dois, pois precisa-se de ter uma onda com a mesma amplitude, mas que seja centrada em zero, por isso:

$$K_e = \frac{30}{2\pi K_v}. \quad (G.5)$$

Através da equação (G.5) tem-se $K_e = 0,005 \text{ V.s/rad}$.

O motor do MATLAB não trabalha com esta notação, trabalha em $V_{\text{linha-linha}}/\text{kRPM}$, para se saber qual o valor que seria a tensão da FEM entre linhas simulou-se no MATLAB, obteve-se que a tensão entre linhas era duas vezes maior a de uma linha, Figura F.3.

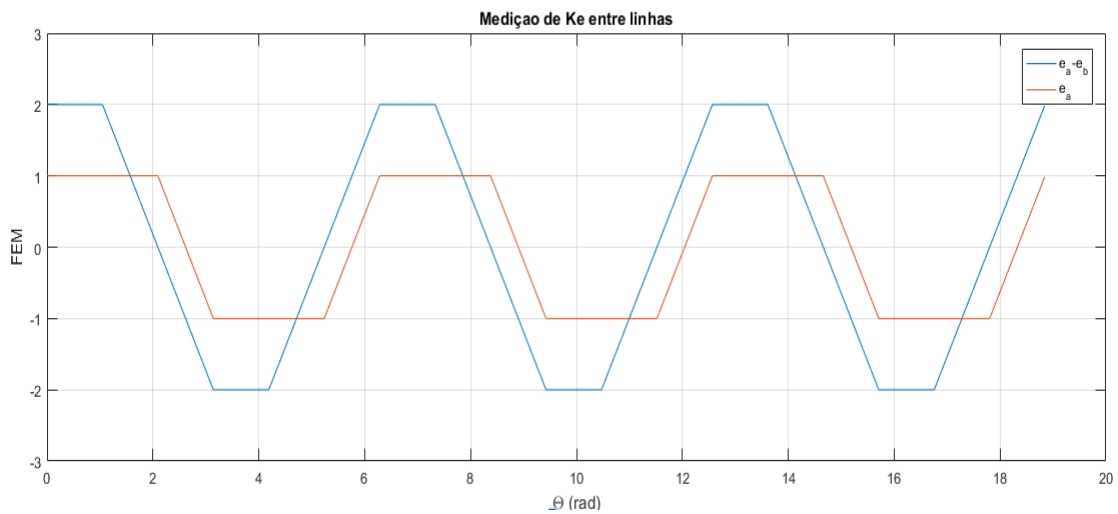


Figura F.3 - Simulação em MATLAB da diferença entre duas fases da FEM.

A equação para o cálculo de K_e fica:

$$K_{elinha-linha} = \frac{2}{\frac{K_v}{1000}^2}, \quad (G.6)$$

então:

$$K_{elinha-linha} = \frac{1000}{K_v}. \quad (G.7)$$

Pela equação (G.7) tem-se que $K_{elinha-linha} = 1,053$.

F.5. Número de polos

Para se obter o número de polos pode-se desmontar um motor e conta-se o número de ímanes, Figura F.4, onde tem-se 14 polos, ou seja, 7 pares de polos.



Figura F.4 - Contagem do número de polos.

Mas este método é muito invasivo, pois a presilha que mantém o motor montado é muito pequena e fácil de perder, por isso pode-se utilizar outro método.

Com o motor montado tenta-se rodar o motor, nota-se que o motor vai fazer força cada vez que encontra um polo, binário de encravamento. Se dermos uma volta completa e ao contar-se o número de vezes que o motor fez força tem-se o número de polos.

F.6. Construção do motor

O motor é um *outrunner*, ou seja, o rotor é no exterior e o estator no interior. O estator é composto por 12 cavas, 4 para cada fase, sendo que em cada cava tem-se 11 voltas pelo fio de cobre, Figura F.5. Cada enrolamento é composto por um par de fios.



Figura F.5 - Estator do BLDC.

Dentro do estator tem-se os rolamentos onde é colocado o veio do motor.

F.7. Hélices

As hélices que se usou é a hélice Slowfly da Hobbyking [71], Figura F.6.



Figura F.6 - Hélices 10*4,5.

Estas hélices possuem um coeficiente de *thrust*, K_f , de $1,4865 \cdot 10^{-7}$.

F.8. Todos os parâmetros

Os parâmetros do motor BLDC que se usou estão resumidos da Tabela F.1.

Tabela F.1 - Todos os parâmetros do motor BLDC.

Massa	0,07 kg
Diâmetro	0,0277 m
K_v	950 RPM/V
R	0,25 Ω
L	14,2 μ H
J	$6,7 \cdot 10^{-6}$ kg.m ²
B	$6,7 \cdot 10^{-7}$ N.s/m
K_e	0,005 V.s/rad
K_f	$1,4865 \cdot 10^{-7}$
$K_{\text{linha-linha}}$	1,053
Pares de polos, p	7
Alimentação, E	15 V
Número de cavas	12
Número de voltas por cada cava	11

Anexo G Simulações

G.1. Controlo da velocidade no modelo matemático do motor BLDC com a técnica de controlo de SVM ao aplicar-se a transformada de Park estendida

Para o controlo da velocidade, no modelo matemático do motor BLDC, com a técnica de controlo de SVM através da transformada de *Park* estendida, usou-se as velocidades de referência de 5 000 RPM (0 s), 7 000 RPM (1 s), 10 000 RPM (2 s) e 8 000 RPM (3s). Na Figura G.1 tem-se a resposta do sistema.

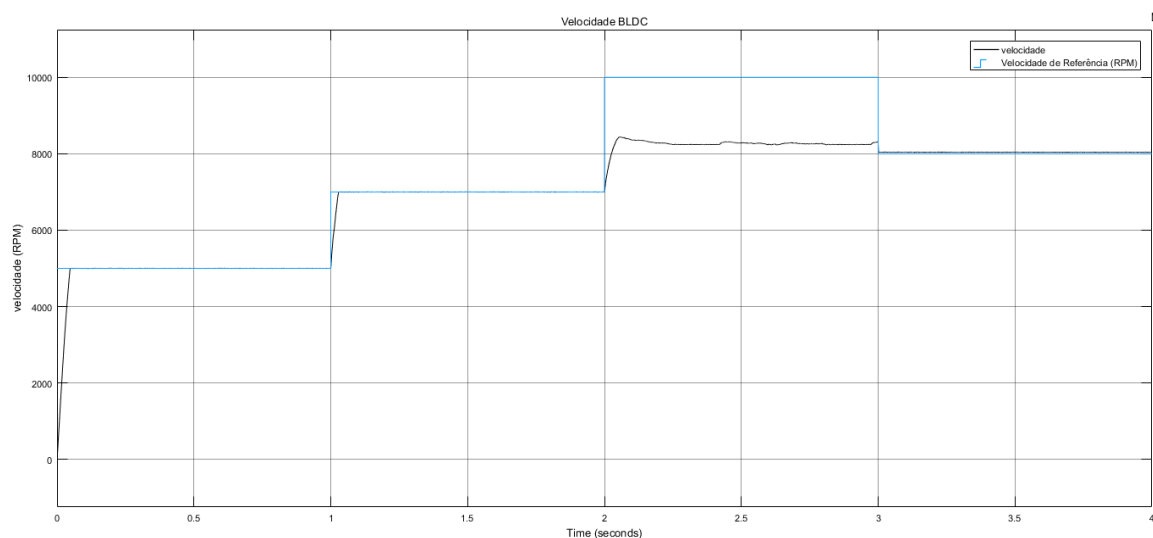


Figura G.1 - Controlo da velocidade no modelo matemático com a técnica de SVM.

Ao observar-se a Figura G.1 observa-se que consegue acompanhar a velocidade de referência até aos 2 segundos. A partir dos 2 segundos tem-se que o motor não consegue atingir as 10 000 RPM. Ao observar-se esse instante de tempo a corrente i_{qe} , Figura G.2, tem-se que a corrente está nos 30 A, sendo esse o valor do limite do controlador.

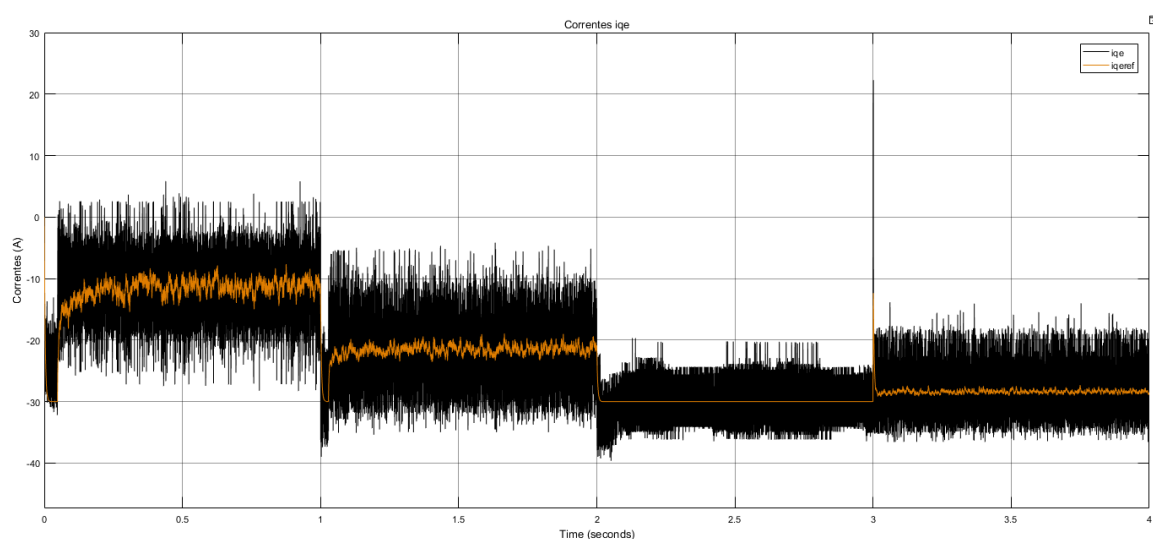


Figura G.2 - Controlo da corrente com a técnica de controlo SVM.

Como se tem uma maior oscilação na corrente i_{qe} implica que a corrente em cada fase vai apresentar uma maior oscilação, Figura G.3.

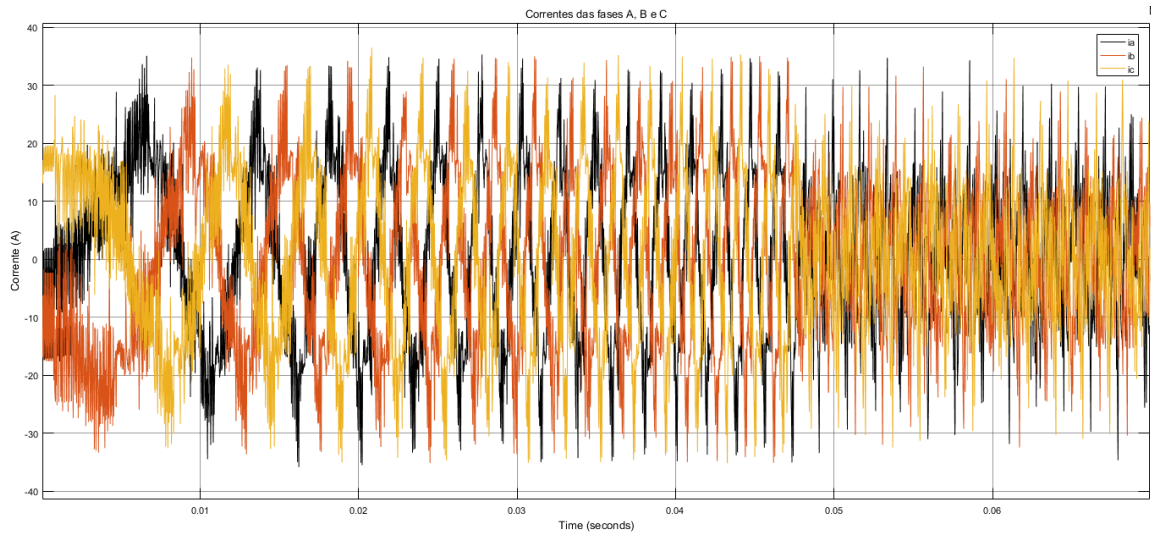


Figura G.3 - Correntes em abc.

Apesar de se conseguir controlar, inicialmente, a velocidade esta técnica não conseguiu acompanhar sempre a referência. Ao comparar-se esta técnica com as restantes que se uso na técnica de controlo orientada ao campo observa-se que, para as mesmas limitações da corrente, esta é a única que não atingiu sempre a velocidade de referência.

G.2. Simulação da técnica de controlo por modo de deslizamento sem a variação dos ganhos do controlo

Ao observar-se a equação (3.67) tem-se que o ganho do controlador vai variar de acordo com o ângulo. Com isto, nesta simulação simula-se o controlo por modo de deslizamento sem aplicar a variação dos ganhos. Na Figura G. 4 tem-se a resposta da velocidade.

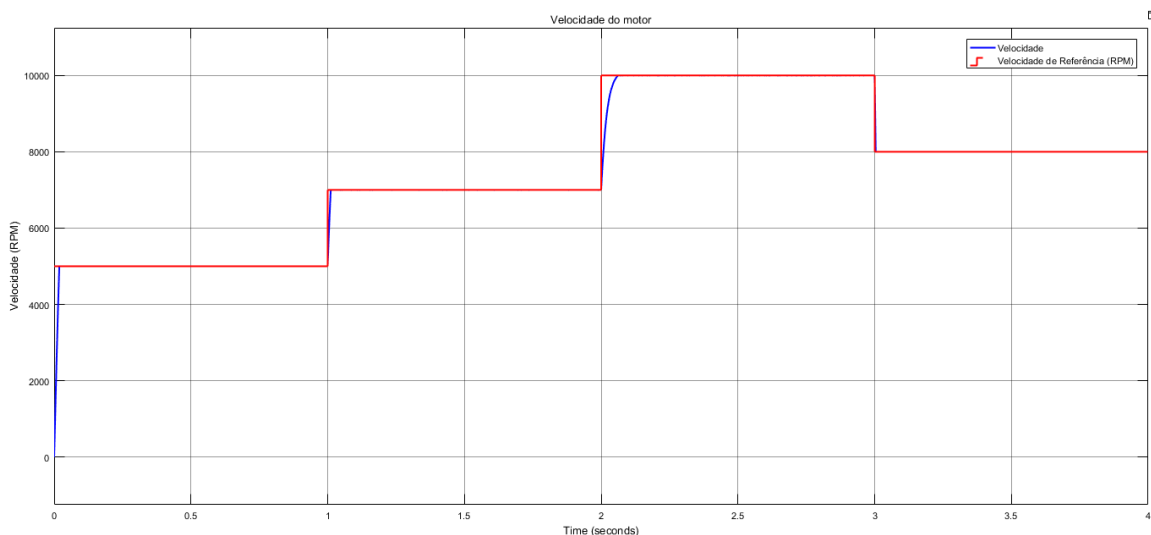


Figura G. 4- Controlo da velocidade sem a variação dos ganhos do controlador a partir do ângulo do rotor.

Na Figura G. 4 observa-se a mesma resposta que no modelo que se aplica a variação.

G.3. Simulação de *six-step commutation* sem o binário de carga

Nesta simulação aplica-se o controlo de velocidade pela técnica de *six-step commutation* sem adicionar o binário de carga, neste caso, é sem o efeito da hélice no motor. Na Figura G.5 tem-se a resposta do controlo da velocidade.

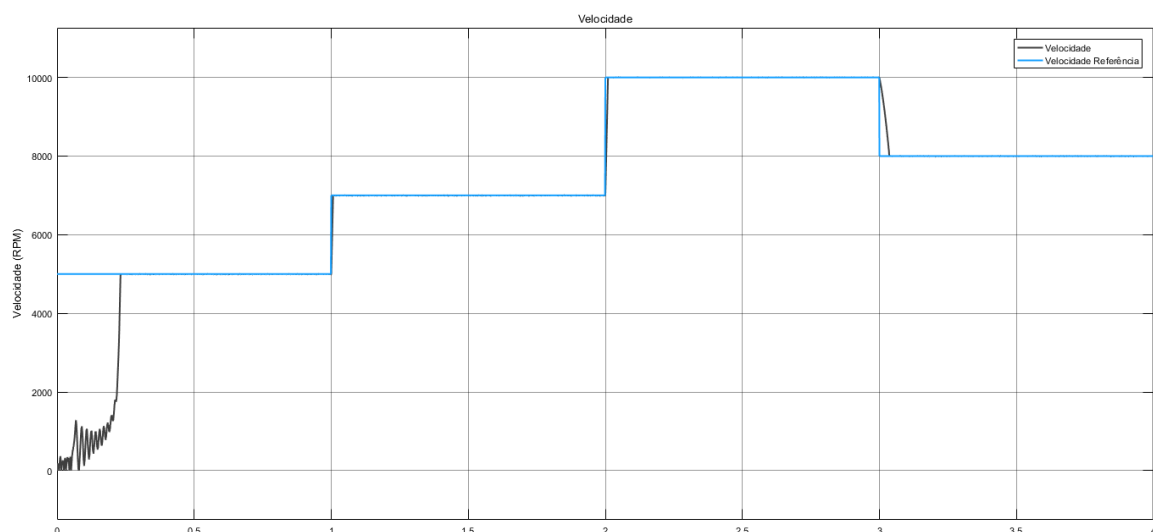


Figura G.5 - Controlo da velocidade com a técnica de *six-step commutation* sem o binário de carga.

Na Figura G.6 tem-se a tensão, a corrente e a FEM da fase A durante o arranque.

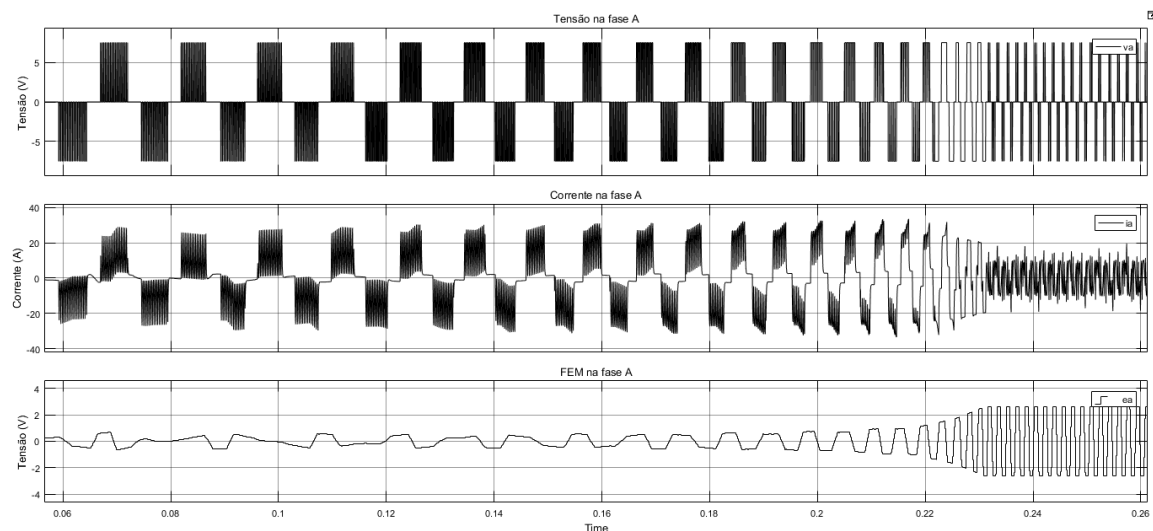


Figura G.6 - Tensão, corrente e FEM da fase A.

Ao comparar-se a Figura G.6 com a Figura 4.7 observa-se que a corrente é inferior quando não se aplica binário de carga.

Anexo H Controladores de velocidade

Neste anexo descreve-se os componentes que constituem o controlador de velocidade comercial.

Também se apresenta a construção do controlador de velocidade implementado.

H.1. ESC comercial

Através do auxílio de um multímetro no teste de continuidade conseguiu-se fazer engenharia reversa no controlador de velocidade comercial, na Figura H.1 tem-se o esquema de alimentação com a comunicação com o controlador do drone.

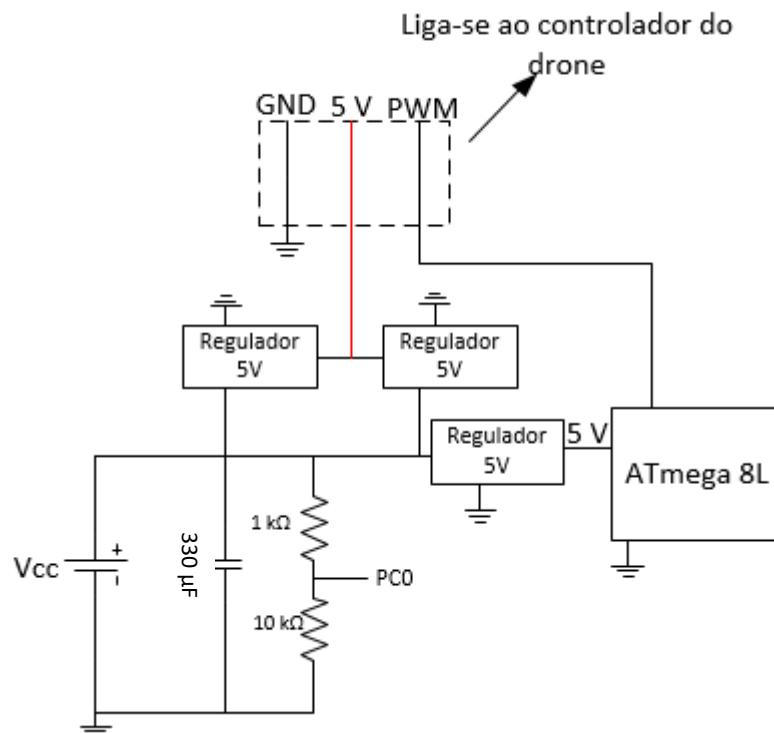


Figura H.1 - Esquema da alimentação e comunicação com o controlador do drone.

Na Figura H.2 tem-se o inversor do controlador.

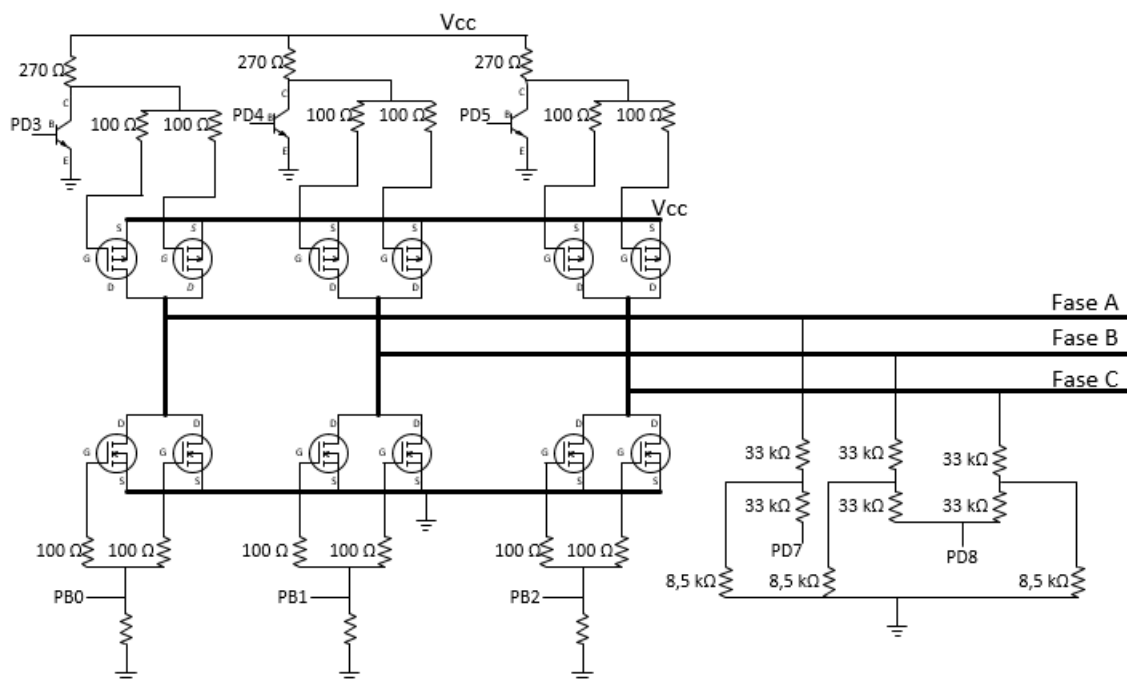


Figura H.2 - Esquema do inversor.

O microprocessador que este ESC usa é um ATmega 8L, os pinos deste estão representados na Figura H.3.

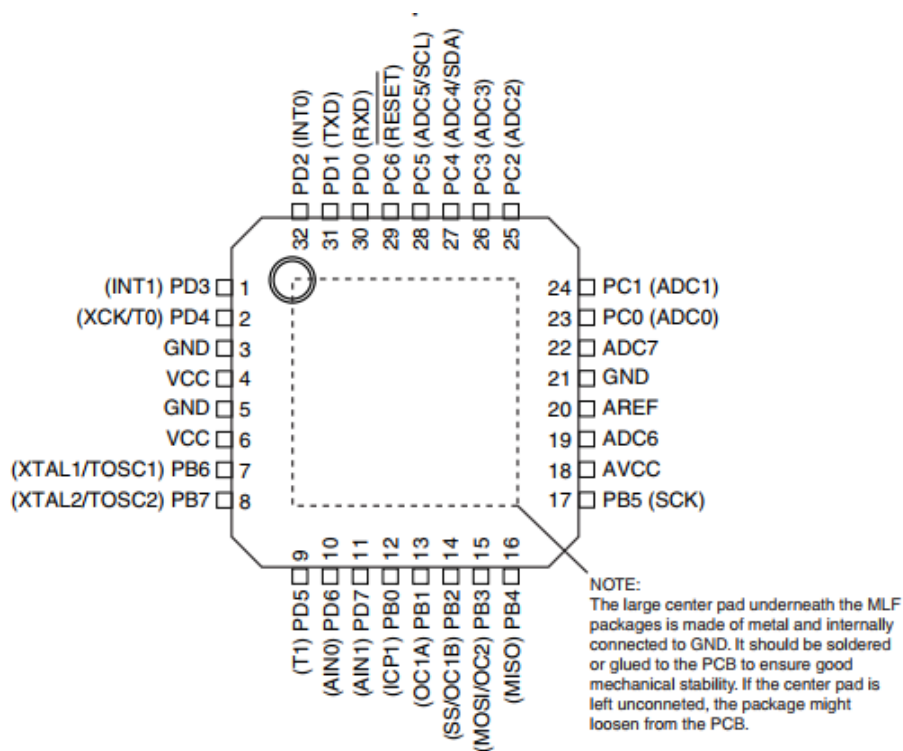


Figura H.3 - Microcontrolador usado no ESC comercial, ATmega 8L [72].

Ligou-se o ESC comercial a um arduino e usou-se o seguinte código para calibrar e colocar em funcionamento o ESC:

```
#include <Servo.h>
#define MAX_SIGNAL 2000
#define MIN_SIGNAL 1000
#define MOTOR_PIN 9
int DELAY = 1000;

Servo motor;

void setup() {
  Serial.begin(9600);

  motor.attach(MOTOR_PIN);//liga-se ao pin de PWM do ESC
  motor.writeMicroseconds(MAX_SIGNAL);//envia-se sinal PWM de 20 ms com duty-cycle de 2 ms

  delay(2000)//espera-se 2 segundo para a calibração do ESC
  motor.writeMicroseconds(MIN_SIGNAL);//envio de sinal de 1 ms
  //ESC está configurado
}
void loop() {
  if (Serial.available() > 0)//o utilizador envia o tempo de duty-cycle
  {
    int DELAY = Serial.parseInt();
    if (DELAY > 999 && DELAY<2001)//o ESC so funciona de 1 ms a 2 ms
    {
      motor.writeMicroseconds(DELAY);//envio de sinal para a velocidade de referência
    }
  }
}
```

H.2. ESC construído

Devido ao ESC comercial ser fabricado em circuito impresso não se podia fazer muitas alterações, por isso foi necessário desenvolver um inversor trifásico, Figura H.4.

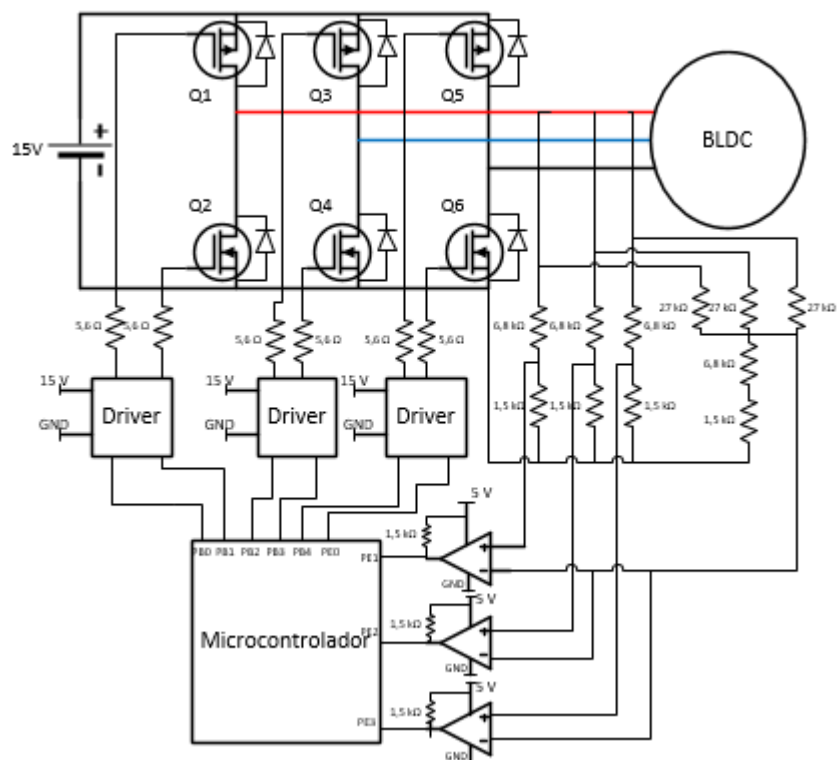


Figura H.4 - Controlador de velocidade construído.

O circuito com a apresentação dos sensores de corrente e da leitura da corrente fornecida pela fonte, Figura H.5.

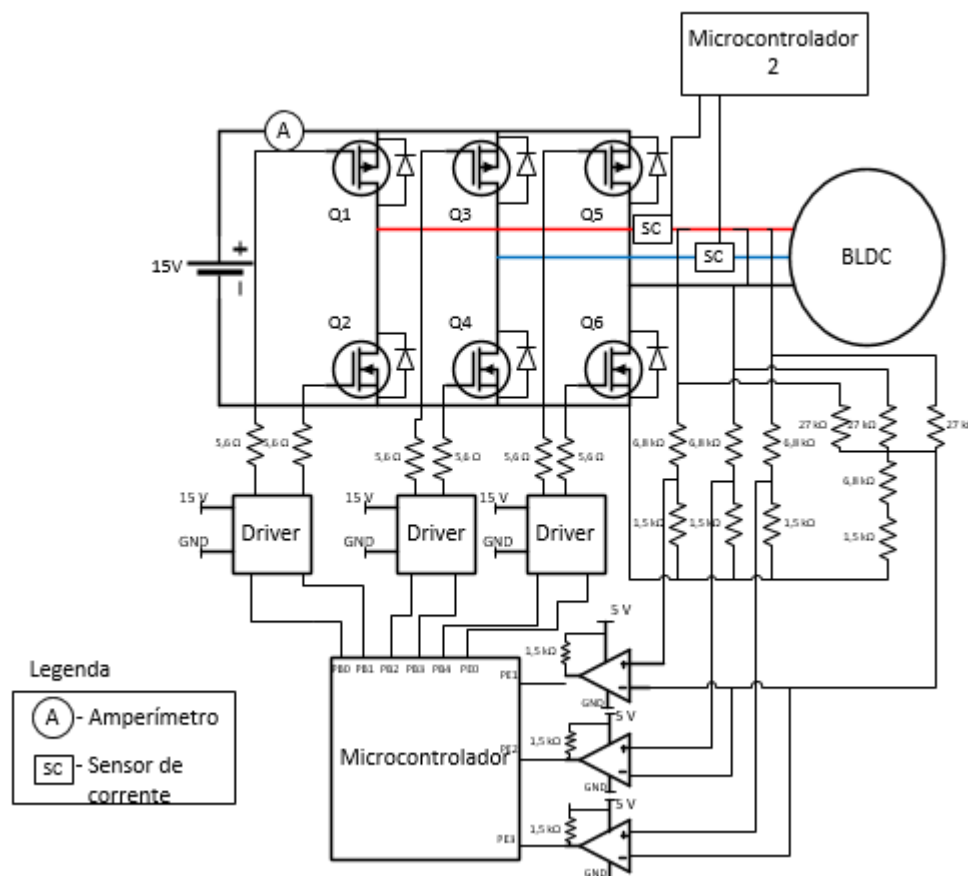


Figura H.5 - Circuito com a colocação do amperímetro e dos sensores de corrente

H.2.1. Fluxogramas

Nesta secção apresentou-se os fluxogramas do código para aplicação da técnica de *six-step commutation* no microcontrolador Tiva. Na Figura H.6 tem-se o fluxograma da função *main*, onde se aplica as inicializações das portas digitais e do *timer*.

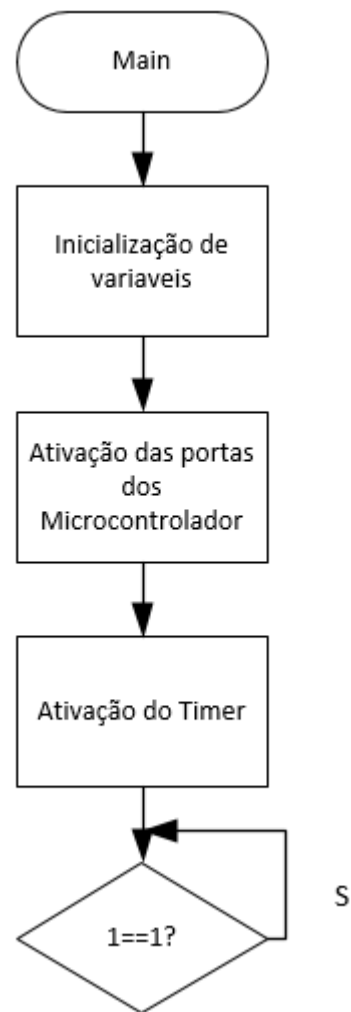


Figura H.6 - Fluxograma da função principal, *main*.

Na Figura H.7 tem-se um fluxograma geral do que se faz no *timer* do microcontrolador.

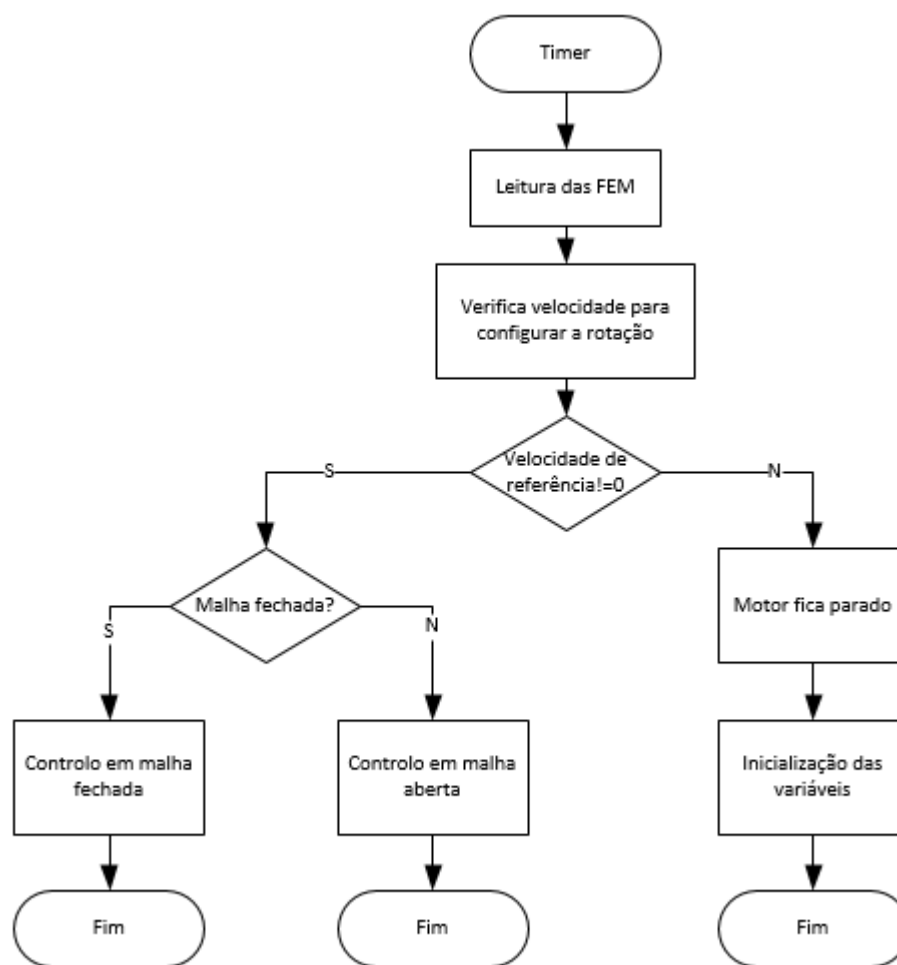


Figura H.7 - Fluxograma do *Timer*.

Na Figura H.8 tem-se o fluxograma para o arranque do motor BLDC.

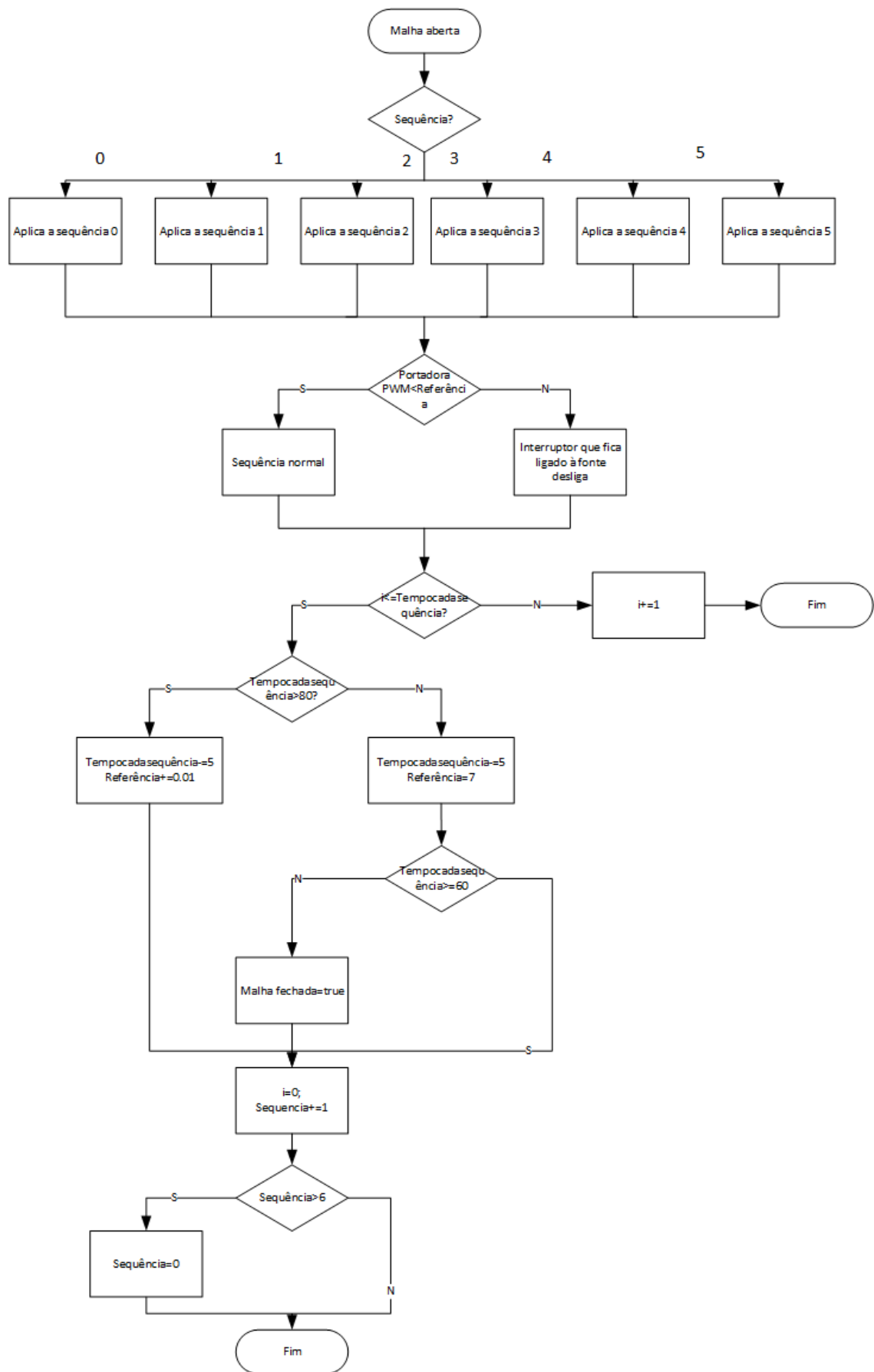


Figura H.8 - Fluxograma do arranque em malha aberta.

Na Figura H.9 tem-se o controlo da velocidade depois de aplicar a sequência de arranque.

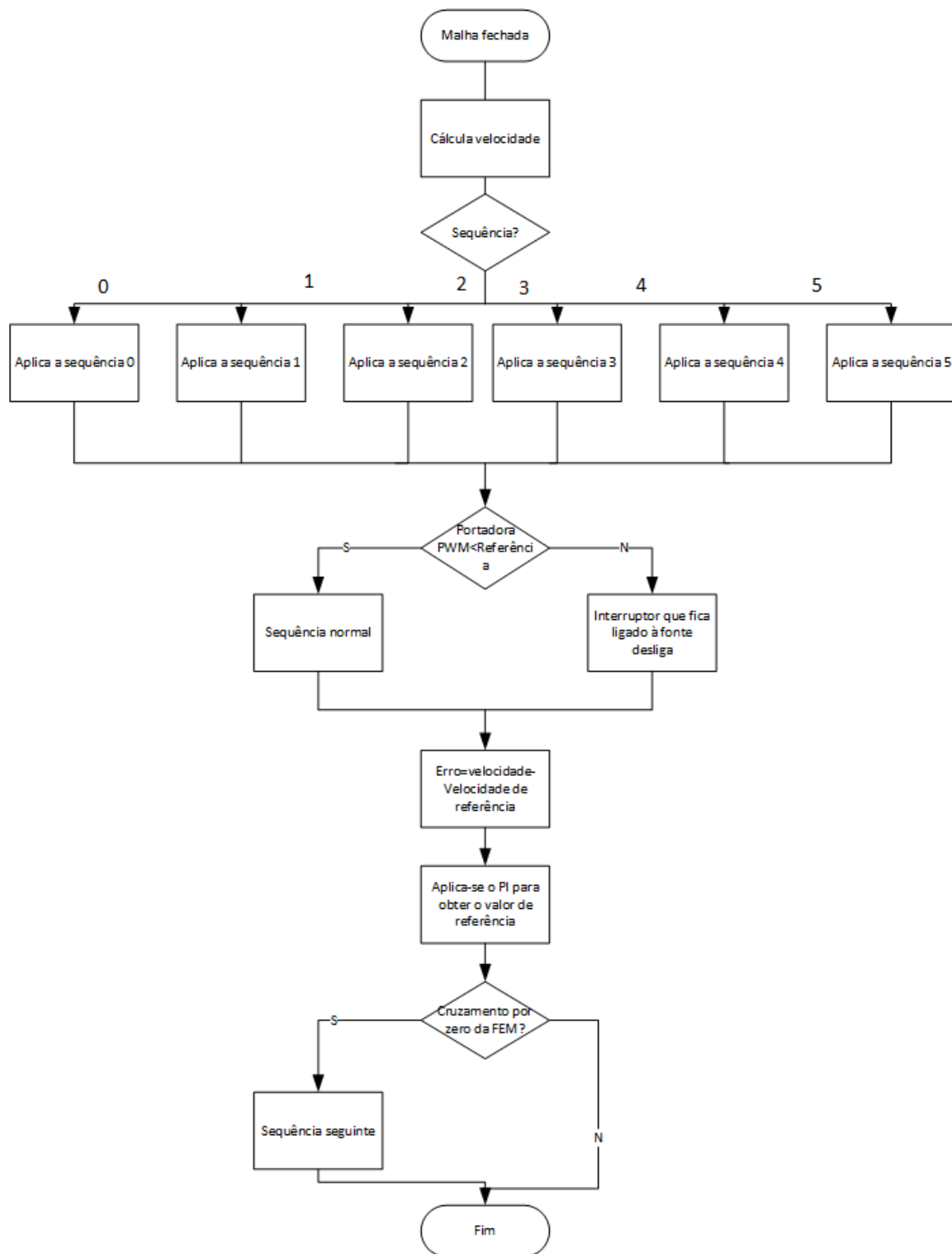


Figura H.9 – Fluxograma da aplicação de *six-step commutation* em malha fechada

H.2.2. Código do microcontrolador para aplicação do *six-step commutation*

O código que se usou no microcontrolador Tiva é o seguinte:

```
#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/hw_ints.h"
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "driverlib/debug.h"
#include "driverlib/fpu.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "driverlib/rom.h"
#include "driverlib/uart.h"
#include "driverlib/adc.h"
#include <math.h>

int vezes=0;
int estado=0;
//variaveis para a leitura das portas digitais
uint32_t emA=0;
uint32_t emB=0;
uint32_t emC=0;
uint32_t emAant=0;
uint32_t emBant=0;
uint32_t emCant=0;

int velocidade=0;//velocidade do motor
int velocidaderef=0;//velocidade de referencia
float t=0;//medição do tempo para o calculo da velocidade
int portadoraPWM=0;//sinal PWM
int ucmax=15;//valor maximo do PWM
float ref=5;//valor de referencia para indicar quando o MOSFET comuta
float refant=0;
float e=0;//erro
float eant=0;
// valores dos compensadores
float kp=-0.01;
float ki=-0.5;// ja esta a dividir por dois
//Inicializações do microcontrolador
float freq=52000;
float Periodo=0;// 1/freq
int timer=0;//valor do timer
int TempoCadaEstado=500;//numero de repeticoes iniciais para malha aberta
int i=0;//para contar o numero de repeticoes para cada estado.
int inicio=0;//para poder fazer a transição de malha aberta para malha fechada
```

```

float velocidadeant=0;
int repete=0;// para poder variar a referencia
float T;
float aux;
float aux1;
float aux2;
int lado_rotacao=0;

void configureTimer1A(){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER1); // ativação do timer 1
    IntMasterEnable(); // ativar interrupções
    TimerConfigure(TIMER1_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC); // Configuração do timer como periodico
    // Configurar a frequencia do clock
    // Exemplos: 80MHz / 80k = 1000 kHz ; 80MHz / 80M = 1 Hz
    TimerLoadSet(TIMER1_BASE, TIMER_A, timer);
    IntEnable(INT_TIMER1A); //ativar a interrupção do Timer 1
    TimerIntEnable(TIMER1_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT); // Interrupção quando o timer estiver em
    timeout
    TimerEnable(TIMER1_BASE, TIMER_A); // Inicio do Timer
}
int main(void){
    SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_2_5|SYSCTL_USE_PLL|SYSCTL_XTAL_16MHZ|SYSCTL_OSC_
    MAIN); //Relógio a 80MHz
    //calculos iniciais
    T=1/freq;// calculo do periodo
    timer=80000000/freq;//calculo do valor para o timer com a frequencia desejada
    ki=ki*T;//calculo para o controlador
    aux=60/7;
    aux1=kp+ki*T/2;
    aux2=ki*T/2-kp;
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);//ativação de perifericos para digital portas B
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOE);//ativação de perifericos para digital portas E
    GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTB_BASE,GPIO_PIN_0|GPIO_PIN_1|GPIO_PIN_2|GPIO_PIN_3|
    GPIO_PIN_4);//escolha dos pinos PB0,PB1,PB2,PB3,PB4
    GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTE_BASE,GPIO_PIN_0);//e PE0 para os MOSFETS
    GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTE_BASE,GPIO_PIN_1|GPIO_PIN_2|GPIO_PIN_3);// escolha
    dos pinos PE1,PE2 e PE3 para os sinais digitais
    //para a entrada dos valores de Back EMF
    configureTimer1A();//função com a configuração do Timer 1A
    while(1){//ciclo infinito vazio
        //só interessa o funcionamento do timer
    }
}
void Timer1AHandler(void){
    TimerIntClear(TIMER1_BASE, TIMER_A);
    // leitura dos sinais digitais do back-EMF
    emA=GPIOPinRead(GPIO_PORTE_BASE,GPIO_PIN_1);
    emB=GPIOPinRead(GPIO_PORTE_BASE,GPIO_PIN_2);
    emC=GPIOPinRead(GPIO_PORTE_BASE,GPIO_PIN_3);
    if (velocidaderef<0)
    {
        lado_rotacao=-1;
        if (velocidaderef>-8000)
            ucmax=40;
    }
}

```



```

        else
            ucmax=15;
    }
else
{
    lado_rotacao=1;
    if (velocidaderef<8000 && velocidaderef>0)
        ucmax=40;
    else
    {
        ucmax=15;
    }
}
if (velocidaderef==0)//Inicialização de parametros
{
    inicio=0;
    //desligar os MOSFETs
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
    GPIOWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
    //reinicialização dos parametros para o funcionamento em malha aberta
    ref=5;
    TempoCadaEstado=500;
    i=0;
    velocidade=0;
    refant=ucmax;
    t=0;
    repete=0;
    estado=0;
}
else
{
    if (inicio==0)//funcionamento em malha aberta
    {
        switch (estado){
            case 0://fases A e B a conduzir com a fase C em flutuação
                if (vezes==0)//este if serve para nao por o processador a perder tempo
                {
                    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
                    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
                    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, ~GPIO_PIN_3);
                    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
                    GPIOWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
                    t=0;//inicialização do tempo por causa da velocidade
                    portadoraPWM=0;//inicialização do sinal PWM
                    vezes=1;
                }
                //
                if (portadoraPWM<ref)//compara a referencia com o sinal de PWM para desligar ou ligar o
MOSFET
                    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);//MOSFET ligado

```

```

else
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);//MOSFET desligado
break;
case 1://A-C
if (vezes==0)
{
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
    vezes=1;//serve para nao repetir esta parte do codigo
}
if (portadoraPWM<ref)
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
else
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
break;
case 2://B-C
if (vezes==0)
{
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
    portadoraPWM=0;
    vezes=1;
}
if (portadoraPWM<ref)
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_2);
else
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
break;
case 3://B-A
if (vezes==0)
{
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, ~GPIO_PIN_1);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
    vezes=1;
}
if (portadoraPWM<ref)
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_2);
else
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);

break;
case 4://C-A
if (vezes==0)
{
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);

```

```

    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, ~GPIO_PIN_1);
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
    portadoraPWM=0;
    vezes=1;
}
if (portadoraPWM<ref)
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_4);
else
    GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
break;
case 5://C-B
    if (vezes==0)
    {
        GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
        GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
        GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
        GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, ~GPIO_PIN_3);
        GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
        vezes=1;
    }
    if (portadoraPWM<ref)
        GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_4);
    else
        GPIOWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
    break;

}
if (portadoraPWM>=ucmax)
    portadoraPWM=0;//recomeçar PWM
else
    portadoraPWM=portadoraPWM+1;
if (i>=TempoCadaEstado)//obrigar o motor a ir para posição durante o numero de comutações
desejado
{
    if (TempoCadaEstado>80)
    {
        TempoCadaEstado=TempoCadaEstado-5;// ir reduzindo de forma ao motor ir ganhando uma
maior velocidade
        if (repete==0)
        {
            ref=1;
            repete=1;
        }
        else
        {
            ref=ref+0.01;//aumentar o valor de referencia de forma ao motor conseguir acompanhar o
tempo desejado
            if (ref>5)
                ref=5;
        }
    }
}
Else

```

```

{
    TempoCadaEstado=TempoCadaEstado-5;//reduzir o tempo que fica em cada estado
    //ref=ref+5;
    //if (ref>10)
        ref=7;
    if(TempoCadaEstado<=60)
    {
        inicio=2;//ir para a malha fechada
        portadoraPWM=0;
    }
}

i=0;
estado=estado+lado_rotacao;//incremento do estado
if (estado==6)
    estado=0;//inicializacao do estado
else
{
    if (estado== -1)
        estado=5;
}
vezes=0;
}
else
    i=i+1;
t=t+T;//aumento do tempo pelo periodo do timer
}
else//malha fechada
{
    switch (estado){
    case 0://A-B
        if (vezes==0)
        {
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, ~GPIO_PIN_3);
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
            if (t>0.00203||t<0.00057)
            {
                t=0.00203;
            }
            velocidade=aux/t;//calcula da velocidade
            inicio=1;
            t=0;
            portadoraPWM=0;
        }
        if (portadoraPWM<ref)
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
        else
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
        vezes=1;
        if (emC!=emCant)//verifica Back-EMF para ver se altera ou nao de estado;

```

```

    {
        estado=estado+lado_rotacao;
        vezes=0;
    }
    break;
case 1://A-C
    if (vezes==0)
    {
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
        portadoraPWM=0;
    }
    if (portadoraPWM<ref)
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
    else
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);

    vezes=1;
    if (emB!=emBant)
    {
        estado=estado+lado_rotacao;
        vezes=0;
    }

    break;
case 2://B-C
    if (vezes==0)
    {
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
        portadoraPWM=0;
    }
    if (portadoraPWM<ref)
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_2);
    else
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
    vezes=1;
    if (emA!=emAant)
    {
        estado=estado+lado_rotacao;
        vezes=0;
    }

    break;
case 3://B-A
    if (vezes==0)
    {
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);

```

```

        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, ~GPIO_PIN_1);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
        portadoraPWM=0;
    }
    if (portadoraPWM<ref)
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_2);
    else
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
    vezes=1;
    if (emC!=emCant)
    {
        estado=estado+lado_rotacao;
        vezes=0;
    }

    break;
case 4://C-A
    if (vezes==0)
    {
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, ~GPIO_PIN_1);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
        portadoraPWM=0;
    }
    if (portadoraPWM<ref)
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_4);
    else
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);

    vezes=1;
    if (emB!=emBant)
    {
        estado=estado+lado_rotacao;
        vezes=0;
    }
    break;
case 5://C-B
    if (vezes==0)
    {
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_0, ~GPIO_PIN_0);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, ~GPIO_PIN_2);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, ~GPIO_PIN_3);
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_PIN_0);
        portadoraPWM=0;
    }
    if (portadoraPWM<ref)
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_4);

```

```

else
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4, ~GPIO_PIN_4);
vezes=1;
if (emA!=emAant)
{
    estado=estado+lado_rotacao;
    vezes=0;
}

break;

}
if (estado==6)
    estado=0;
else
{
    if (estado==1)
        estado=5;
}
emCant=emC;
emAant=emA;
emBant=emB;
if (portadoraPWM>=ucmax)
    portadoraPWM=0;
else
    portadoraPWM=portadoraPWM+1;
    //Controlador PI
//calcula do erro
e=velocidade-velocidaderef*lado_rotacao;
//PI
ref=e*aux1+eant*aux2+refant;

//impor limites do controlador
if (ref>ucmax)
    ref=ucmax;
else
{
    if (ref<0)
        ref=0;
}
refant=ref;
eant=e;
t=t+T;
}}}

```

H.3. Sensores

Nesta secção aborda-se a ligação feita nos sensores.

H.3.1. Sensor de efeito *Hall*

O sensor de efeito *Hall* que se utilizou possui 3 pinos, VCC, GND e por fim um que envia o sinal de resposta. Na Figura H.10 tem-se a ligação do sensor com o osciloscópio e a colocação do íman no BLDC.

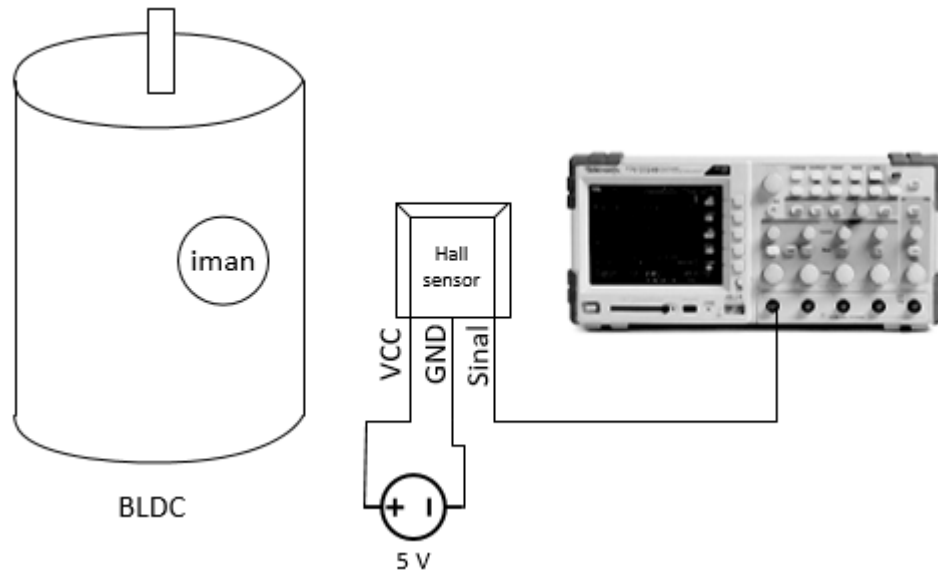


Figura H.10 - Ligação do sensor de efeito Hall e colocação do íman no BLDC.

H.3.2. Sensor de corrente

O sensor de corrente que se usou precisa de interromper a conexão de uma fase para a colocação do sensor, visto este ser evasivo.

Este sensor precisa de ser alimentado com uma tensão de 5 V, devido a isso é necessário aplicar um divisor resistivo no sinal que o sensor fornece devido ao microcontrolador que se usou só pode fazer leituras de tensão até 3,3 V. Para o divisor resistivo usa-se duas resistências iguais, 10 k Ω , visto que com isto tem-se uma tensão com metade da amplitude inicial, neste caso 2,5 V.

A ligação deste sensor na fase A está representada na Figura H.11, para a fase B usou-se outro sensor, onde se utilizou a mesma representação só que se ligou ao pin PD1.

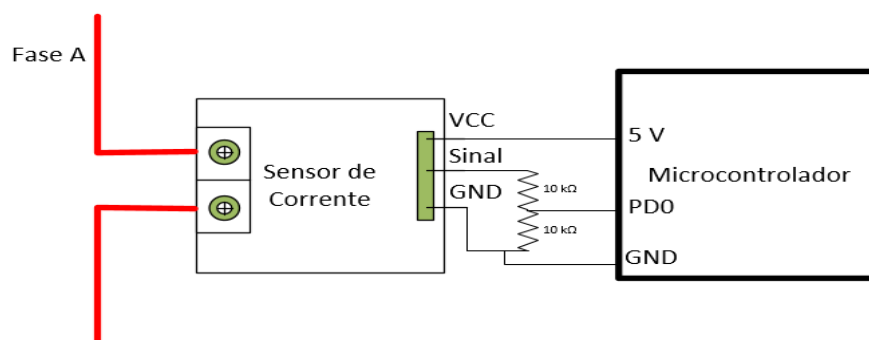


Figura H.11 - Ligação do sensor de corrente na fase A.

De forma a não se perder muito tempo em questões de processamento no microcontrolador, não se aplicou cálculos no código, sendo que se transferiu os valores da tensão lida pelo microcontrolador. Através do uso do software *Putty*, fez-se a leitura da porta *serial* e guardaram-se esses valores num ficheiro de texto.

Com o MATLAB retiraram-se os dados desse ficheiro de texto e aplicou-se as equações para obter as correntes em cada fase.

Para a leitura das correntes no microcontrolador usa-se o seguinte código:

```
#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/hw_ints.h"
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "inc/hw_uart.h"
#include "driverlib/debug.h"
#include "driverlib/fpu.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "driverlib/rom.h"
#include "driverlib/uart.h"
#include "driverlib/adc.h"
#include <math.h>
#include "utils/uartstdio.c"

uint32_t ui32ADCValue[2];
float ia=0;
float ib=0;
float pd0=0, pd1=0;
int freq=50000;
float T=0;
float timer=0;

void configureUART(){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOA);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PA0_U0RX);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PA1_U0TX);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_UART0);
    UARTClockSourceSet(UART0_BASE, UART_CLOCK_PIOSC);
    GPIOPinTypeUART(GPIO_PORTA_BASE, GPIO_PIN_0 | GPIO_PIN_1);
    UARTStdioConfig(0, 115200, 16000000);
}

void configuraADC(){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0);//ativação de perifericos para analogico
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOD);//ativação dos pins
    GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTD_BASE, GPIO_PIN_0|GPIO_PIN_1);//escolha dos Pins para ADC
    ADCSequenceDisable(ADC0_BASE,1);//desabilitar a sequencia para poder configurar
    ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 1, ADC_TRIGGER_PROCESSOR,0);//configuração da
sequencia para ler os dados atraves de um trigger
```

```

//do processador
ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 1, 0, ADC_CTL_CH6);//pd1
ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 1, 1, ADC_CTL_CH7|
ADC_CTL_IE|ADC_CTL_END);//pd0
ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 1);//Ativação para a leitura das ADC
}
void configureTimer1A(){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER1); // ativação do timer 1
    IntMasterEnable(); // ativar interrupções
    TimerConfigure(TIMER1_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC); // Configuração do timer como periodico
    // Configurar a frequencia do clock
    // Exemplos: 80MHz / 80k = 1000 kHz ; 80MHz / 80M = 1 Hz
    TimerLoadSet(TIMER1_BASE, TIMER_A, timer);
    IntEnable(INT_TIMER1A); //ativar a interrupção do Timer 1
    TimerIntEnable(TIMER1_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT); // Interrupção quando o timer estiver em
timeout
    TimerEnable(TIMER1_BASE, TIMER_A); // Inicio do Timer
}

int main(void){

SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_2_5|SYSCTL_USE_PLL|SYSCTL_XTAL_16MHZ|SYSCTL_OSC_
MAIN); //Relógio a 80MHz
    T=1/freq;
    timer=80000000/freq;
    configureUART();
    configuraADC();
    configureTimer1A();//função com a configuração do Timer 1A
    while(1){//ciclo infinito vazio
        //só interessa o funcionamento do timer
    }
}

void Timer1AHandler(void){
    TimerIntClear(TIMER1_BASE, TIMER_A);
    ADCIntClear(ADC0_BASE,1);//apaga a sequencia
    ADCProcessorTrigger(ADC0_BASE,1);//ativa o trigger
    while(!ADCIntStatus(ADC0_BASE,1,false)){ }//informa como está a interrupção
    ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE,1 ,ui32ADCValue);// leitura de dados
    pd0=ui32ADCValue[1];//Via, pd0
    pd1=ui32ADCValue[0];//Vib, pd1
    UARTprintf("%2d",pd0);
    UARTprintf("    %2d \n",pd1);
}

```
