

## Avaliação do Desempenho de um Carro Elétrico com Máquina DC e Máquina AC

PROJETO DE MESTRADO

**Pedro António Abreu Correia**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES

# **Avaliação do Desempenho de um Carro Elétrico com Máquina DC e Máquina AC**

PROJETO DE MESTRADO

**Pedro António Abreu Correia**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTADOR

João Dionísio Simões Barros

## Resumo

Os veículos elétricos são cada vez mais vistos como uma das soluções para combater a crescente emissão de gases poluentes por parte dos veículos movidos por um motor de combustão interna. Estes caracterizam-se por uma emissão de gases poluentes nula e por um rendimento muito mais elevado podendo chegar aos 90%.

Uma das grandes desvantagens dos veículos elétricos é o armazenamento de energia, pois as baterias utilizadas apresentam uma densidade de energia muito menor, relativamente ao combustível utilizado nos veículos de motor a combustão, contudo tem-se feito grandes progressos nessa área.

Neste projeto desenvolveu-se um conversor capaz de controlar motores DC e AC. Este foi também criado a pensar no envio de energia das baterias para a rede elétrica e vice-versa, contribuindo assim para uma melhor gestão da rede. Também se pode utilizar juntamente com painéis solares, para armazenar a sua energia nas baterias, ou como inversor solar enviando diretamente para a rede.

O controlo dos motores foi executado em malha fechada regulando o binário, através da corrente, ou a velocidade. Para o motor de corrente contínua a topologia usada foi a ponte H, permitindo assim o controlo do motor nos dois sentidos, bem como aplicar travão regenerativo.

Para o motor de corrente alternada, utilizou-se um motor síncrono de ímanes permanentes, utilizando para o seu controlo o conversor como inversor trifásico.

Fez-se uma análise teórica, criando modelos do conversor, sendo depois feita simulação do seu funcionamento através da ferramenta de simulação *MATLAB/Simulink*.

Verificou-se que o conversor contruído permitia controlar a corrente e velocidade em ambos os motores usados.

Utilizou-se um *kart* para comparar o desempenho dos dois motores, bem como o seu controlo, em testes de aceleração, velocidade e eficiência.

## Palavras-chave:

Conversor, motor DC, motor AC, transformada *Clarke-Park*

## Abstract

Electrical vehicles are increasingly seen as one of the solutions to battle the increase of CO<sub>2</sub> emissions by internal combustion vehicles. These are characterized by zero CO<sub>2</sub> emissions and a much higher efficiency, reaching up to 90%.

One of the biggest drawbacks of electric vehicles is energy storage. The batteries used have a much lower energy density compared to the fuel used in internal combustion vehicles, however major progress has been made in this area.

In this project, we developed a converter capable of controlling both DC and AC electric motors. It was also created to send energy from batteries directly to the grid and vice-versa, contributing for a better grid management. It can also be used together with solar panels to store the harvested energy on batteries, and as a solar inverter, transferring energy directly to the grid.

The control was made in a closed loop configuration, regulating parameters such as binário, through the applied current, and speed. An H-bridge topology was used for the DC motor, allowing to be turned both ways, as well as allowing for regenerative braking.

The AC motor used was a permanent magnet synchronous motor, which used the converter as a three phase inverter.

A theoretical analysis was performed to create the models of the converter. These models were then used to perform simulations using MATLAB/Simulink simulation tool.

It was verified that the built converter, allowed for controlling the current and speed in both motors used

A go-kart was used to compare the performance of both motors in acceleration, speed and efficiency tests.

Key-words:

Converter, DC motor, AC motor, Clarke-Park transformation

## Agradecimentos

Um agradecimento especial ao meu orientador, o Professor João Dionísio Simões Barros por todo o apoio, paciência, dedicação e conhecimento transmitidos ao longo deste projeto, pelos conselhos e sugestões dados para resolver quaisquer problemas, pela disponibilidade que sempre demonstrou para o esclarecimento de dúvidas. O meu muito obrigado.

Gostaria de agradecer ao meu colega Mário Pereira, com o qual tive a felicidade de partilhar uma parte deste projeto, pelo conhecimento e tempo despendidos para a realização do mesmo.

À minha família gostaria de agradecer, pelo apoio incondicional durante todo este percurso, pelo carinho e pela confiança depositada em mim para finalizar este projeto.

Aos meus colegas da Universidade da Madeira, incluindo o Eng. Filipe Santos agradeço pelo entusiasmo e apoio prestado durante todo este projeto.

Agradeço aos meus amigos que sempre se demonstraram prontos para testar o *kart* durante o processo experimental.

*“If I have seen further than others, it is by standing upon the shoulders of giants”*

*Isaac Newton*

## Lista de abreviaturas

AC – *Alternating current* (corrente alternada)

ADC – *Analog to digital converter*

BMS – *Battery management system*

CMPSSs - *Comparator Subsystems*

DAC - *Digital to analog converter*

DC – *Direct current* (corrente contínua)

f.e.m – Força eletromotriz

I<sup>2</sup>C - *Inter-Interface Circuit*

IDE - *Integrated Development Environment*

IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*

ITAE - *Integral of Time multiplied by Absolute Error*

MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

MSPS – *Mega Samples per Second*

PI – Proporcional, integral

PID – Proporcional, integral, derivativo

PMDC – *Permanent magnet DC motor*

PMSM – *Permanent magnet synchronous motor*

PWM – *Pulse with modulation*

RDS(on) - Resistência do dreno para a *source*, quando em condução

REE – Rede de energia elétrica

RPM – Rotações por minuto

SCI - *Serial Communication Interface*

SPI - *Serial Peripheral Interface*

UART – *Universal asynchronous receiver/transmitter*

## Lista de símbolos

$B$  – Coeficiente de fricção

$C$  – Taxa de descarga de uma bateria

$D$  – Fator de ciclo

$E_a$  – f.e.m. do motor

$e_a$  – Tensão induzida pelo motor na fase A

$E_a'$  – Tensão aplicada ao motor

$e_b$  – Tensão induzida pelo motor na fase B

$e_c$  – Tensão induzida pelo motor na fase C

$e_i$  – Erro da corrente

$h$  – Tempo de descarga de uma bateria

$i_a$  – Corrente na fase A

$i_b$  – Corrente na fase B

$i_c$  – Corrente na fase C

$i_d$  – Corrente direta

$i_L$  – Corrente na bobina

$i_q$  – Corrente em quadratura

$i_{ref}$  – Corrente de referência

$i_\alpha$  – Corrente alpha

$i_\beta$  – Corrente beta

$J$  – Momento de inércia

$K_d$  – Componente derivativa

$K_i$  – Componente integrativa

$K_p$  – Componente proporcional

$kt$  – Constante de torque

$k_v$  – Constante de velocidade

$L$  – Indutância da bobina

$L_a$  – Indutância de fugas

$N$  – Rotação do motor em RPM

$N_s$  – Velocidade síncrona



$P$  – número de polos  
 $R_a$  – Resistência da armadura  
 $R_A$  – Resistência de perdas  
 $S$  – Escorregamento  
 $Sc$  – Sinal de controlo  
 $T_b$  – Binário resistivo devido ao amortecimento  
 $T_e$  – Binário elétrico  
 $T_i$  – Binário gerado pelo motor AC  
 $T_j$  – Binário resistivo devido à inércia  
 $T_l$  – Binário resistivo  
 $Tm$  – Binário gerado pelo motor DC  
 $V_A$  – Tensão na fase A  
 $V_{AN}$  – Tensão entre a fase A e o neutro  
 $V_B$  – Tensão na fase B  
 $V_{BN}$  – Tensão entre a fase B e o neutro  
 $V_C$  – Tensão na fase C  
 $V_{CN}$  – Tensão entre a fase C e o neutro  
 $V_{fase}$  – Tensão na fase  
 $V_L$  – Tensão na bobina  
 $V_{LA}$  – Queda de tensão em  $L_A$   
 $V_{Ra}$  – Queda de tensão em  $R_A$   
 $X_S$  – Impedância da indutância  
 $\gamma$  – Variável de estado gama  
 $\delta$  – Ângulo de binário  
 $\Delta i$  – Variação do erro da corrente  
 $\Delta i_{pp}$  – Variação de corrente  
 $\zeta$  – Coeficiente de amortecimento  
 $\omega$  – Velocidade de rotação  
 $\omega_p$  – Frequência fundamental do sistema  
 $\varphi$  – Fluxo por polo

# Índice

Resumo .....	i
Abstract.....	ii
Agradecimentos .....	iii
Lista de abreviaturas .....	v
Lista de símbolos .....	vi
Capítulo 1 - Introdução .....	1
1.1 Motivação .....	1
1.2 - Objetivos .....	1
1.3 Organização e conteúdos .....	1
Capítulo 2 - Estado de arte .....	3
2.1 Veículo elétrico.....	3
2.2 Máquinas elétricas .....	4
2.2.1 Máquina DC .....	4
2.2.2 Máquina AC .....	7
2.2.2.1 Motores assíncronos .....	8
2.2.2.2 Motores síncronos .....	9
2.3 Reação da armadura.....	13
2.4 Semicondutores em paralelo.....	14
2.5 Conversor .....	17
2.5.1 Conversor redutor .....	17
2.5.2 Conversor em ponte H.....	20
2.5.3 Conversor trifásico .....	22
2.6 Baterias .....	23
2.7 Controlo dos conversores .....	26
2.7.1 Controlo por modo de deslizamento.....	26
2.7.2 Modulação PWM.....	27
2.7.3 Compensador PID .....	28
2.7.3.1 Dimensionamento dos parâmetros PID .....	32
2.7.3.2 Implementação digital do compensador .....	36
2.8 Conclusão .....	37
Capítulo 3 - Modelo e controlo do carro elétrico .....	38
3.1 Máquina DC .....	38

3.1.1 Equações da máquina .....	38
3.1.2 Modelo do conversor .....	40
3.1.2.1 Modelo do modulador PWM.....	42
3.1.3 Controlo das grandezas do motor DC .....	43
3.1.3.1 Controlo de corrente .....	43
3.1.3.2 Controlo de velocidade.....	45
3.1.3.3 Controlo de velocidade com controlo interno de corrente .....	46
3.2 Máquina AC .....	47
3.2.1 Equações da máquina .....	47
3.2.2 Modelo do Conversor .....	49
3.2.2.1 Sistema nas coordenadas $\alpha\beta 0$ .....	50
3.2.2.2 Sistema nas coordenadas dq0 .....	51
3.2.3 Controlo das grandezas do motor AC .....	52
3.2.3.1 Controlo vetorial não linear das correntes.....	52
3.2.3.2 Controlo de velocidade com controlo de corrente.....	54
3.8 Comparação dos modelos e controlo.....	56
3.9 Conclusão .....	57
Capítulo 4 - Simulação do controlo do veículo elétrico.....	58
4.1 Motor PMDC.....	58
4.1.1 Malha aberta .....	58
4.1.2 Controlo de corrente .....	61
4.1.3 Controlo de velocidade.....	65
4.2 Motor PMSM.....	66
4.2.1 Modelo utilizado.....	67
4.2.2 Controlo de corrente .....	67
4.2.3 Controlo de velocidade .....	73
4.3 Conclusão .....	75
Capítulo 5 - Implementação do veículo elétrico e obtenção de resultados experimentais .....	76
5.1 - Conversor .....	76
5.2 – Placa de controlo .....	78
5.3 – Sensores .....	82
5.3.1 – Sensor de corrente .....	82
5.3.2 – Sensor de tensão .....	82
5.3.3 – Acelerador .....	83

5.3.4 – Sensor de temperatura .....	83
5.3.5 – Sensor de efeito <i>Hall</i> .....	84
5.4 - Montagem .....	85
5.5 – Microcontrolador .....	85
5.6 Resultados experimentais .....	87
5.6.1 – Resultados experimentais do motor DC .....	87
5.6.1.1 – Controlo de corrente .....	87
5.6.1.2 – Controlo de velocidade .....	89
5.6.1.3 – Rendimento do carro elétrico .....	91
5.6.2 Motor AC.....	92
5.6.2.1 – Controlo de corrente .....	92
5.6.2.2 – Controlo de velocidade .....	94
5.6.2.3 - Rendimento .....	94
5.6.2.4 – Avanço do ângulo .....	95
5.7 – Conclusão .....	96
Capítulo 6 - Conclusões .....	98
6.1 - Conclusão do trabalho.....	98
6.2 – Trabalhos futuros .....	100
Referências .....	101
Anexos.....	106
Anexo A Características do motor DC .....	106
Anexo B Características do motor AC .....	108
Anexo C Diagrama de blocos para o binário resistivo .....	110
Anexo D Esquemático dos drivers.....	111
Anexo E Dedução do filtro.....	112
Anexo F Fluxograma da medição de posição .....	114
Anexo G Esquemático geral .....	115
Anexo H Fluxograma dos programas utilizados.....	116
Anexo I Ligação das portas do microcontrolador .....	120

## Capítulo 1 - Introdução

Neste capítulo apresentam-se os motivos para o estudo do desempenho de um carro elétrico com máquina DC e com máquina AC. Apresenta-se também os objetivos da tese, como esta está organizada e quais os seus principais conteúdos.

### 1.1 Motivação

Os veículos elétricos são desde há muitos anos uma solução interessante para o transporte de pessoas e mercadorias, especialmente os comboios elétricos. Os carros elétricos têm tido muita atenção por parte das principais empresas de produção de automóveis atendendo a questões como, poluição, custo e ruído que os carros elétricos permitem melhorar relativamente aos carros com motor de combustão interna.

Neste trabalho pretende-se implementar um protótipo de um carro elétrico com uma máquina DC e com uma máquina AC e comparar o desempenho das máquinas elétricas num carro elétrico.

### 1.2 - Objetivos

Tendo em conta o contexto desta dissertação, os seus objetivos são os seguintes:

- Fazer a revisão da literatura com o estado de arte dos carros elétricos;
- Projetar controladores das máquinas do carro elétrico e dos automatismos de auxílio à condução do carro elétrico;
- Simular os controladores das máquinas recorrendo à ferramenta de simulação *MATLAB/Simulink*;
- Desenvolver um sistema de telecomunicações para monitorizar remotamente os sensores do carro elétrico;
- Implementar e testar o desempenho do carro elétrico com os dois tipos de máquinas elétricas.

### 1.3 Organização e conteúdos

Esta tese está organizada em 6 capítulos, sendo eles: Introdução, Estado de arte, Modelo e controlo do carro elétrico, Simulação do controlo do carro elétrico, Implementação do veículo elétrico e resultados experimentais, Conclusões.

No primeiro capítulo, Introdução, apresentam-se os motivos da escolha do tema bem como os seus objetivos. Apresenta-se ainda como a tese está organizada, descrevendo sucintamente cada capítulo.

No segundo capítulo, Estado de arte, faz-se uma revisão da literatura, onde é apresentada uma introdução aos veículos elétricos, seguindo-se de uma noção de máquinas elétricas focando-se mais nas duas máquinas utilizadas. Refere-se também a reação da armadura e qual o seu impacto no controlo do motor.

## *Introdução*

Aborda-se, seguidamente, a escolha dos semicondutores para a construção do conversor bem como as diferentes configurações possíveis para o conversor. Posteriormente, apresenta-se uma noção de bateria, apresentando o seu modelo elétrico e comparam-se vários tipos de tecnologia de baterias. Para finalizar o capítulo apresenta-se os tipos de controlo utilizado para o conversor.

No terceiro capítulo, Modelo e controlo do carro elétrico, apresenta-se a modelização das máquinas elétricas utilizadas, bem como a configuração do conversor utilizada para cada. Os modelos e controlo são posteriormente comparados.

No quarto capítulo, Simulação do controlo do veículo elétrico, recorre-se à ferramenta de simulação MATLAB/Simulink para simular os modelos apresentados no capítulo 3 para posterior comparação com os resultados experimentais.

No capítulo 5, Implementação do veículo elétrico e resultados experimentais, apresenta-se a construção do conversor e todo o condicionamento de sinal necessário para a sua ligação ao microcontrolador e demais sensores e atuadores. Fala-se sobre o microcontrolador utilizado, mencionando algumas das suas características e descreve-se sucintamente o programa utilizado para o controlo. No final do capítulo apresenta-se os testes efetuados aos dois motores, comparando a resposta entre os dois.

No capítulo 6, Conclusões, apresenta-se as conclusões de todo o projeto efetuado e sugerem-se trabalhos futuros que podem dar continuidade ao projeto.

## Capítulo 2 - Estado de arte

### 2.1 Veículo elétrico

Um veículo elétrico é um transporte que utiliza como meio de propulsão um ou mais motores elétricos. Este é composto por três principais componentes, um sistema de armazenamento de energia, sendo normalmente utilizado um sistema de baterias, um ou vários motores elétricos para proporcionarem o binário necessário para a deslocação do veículo e um sistema de controlo responsável por entregar a energia das baterias para o(s) motor(es).

A bateria é um elemento de extrema importância num carro elétrico, pois é responsável pelo acionamento dos motores, enquanto a bateria encontrada nos carros a combustão só serve para ligar alguns acessórios. A bateria, num carro elétrico, necessita de ser potente para mover o veículo rapidamente, mantendo a sua carga durante o maior tempo possível, de forma minimizar a quantidade de vezes que se carrega.

O controlador é o dispositivo que regula o binário e velocidade do motor. Normalmente, inclui também a opção para inverter a marcha, bem como a limitação de algumas variáveis, como a corrente máxima e a velocidade de forma a proteger o carro contra sobrecargas e falhas.

Os veículos elétricos, relativamente aos veículos de combustão interna, têm a vantagem de não produzirem quaisquer gases nocivos para o ambiente, bem como gerarem menos ruído, uma vez que os motores são mais silenciosos.

Em 1827 o húngaro Ányos Jedlik construiu o primeiro motor elétrico, com estator, rotor e comutador, utilizando-o no ano posterior para propulsionar um pequeno carro. Em 1835 o inventor americano *Thomas Davenport* construiu uma pequena locomotiva elétrica recorrendo a um motor elétrico que ele próprio concebeu no ano anterior. Mas em 1842 *Robert Davidson* criou a primeira locomotiva elétrica de tamanho real, sendo esta testada em *Edinburgh-Glasgow* atingindo uma velocidade de 6,4 km/h, sem carga nem passageiros a bordo. Este veículo era alimentado por baterias descartáveis como todos os outros veículos elétricos da época. Em 1851 o americano *Charles Grafton Page* adotou a mesma solução, conseguindo obter uma velocidade máxima de 30 km/h para uma locomotiva de 10 toneladas recorrendo a dois motores elétricos [1].

Todos estes veículos elétricos de primeira geração não eram práticos, pois eram muito primitivos, tendo pouca eficiência e potência. Os primeiros carros elétricos práticos surgiram na década de 1880 [1].

Os carros elétricos foram bastante populares no final do século XIX, mas sofreram um declínio devido aos avanços nos carros com motor a combustão interna, como o arranque elétrico e a uma produção em massa mais eficiente.

Os carros elétricos voltaram no início do século XX devido aos grandes avanços na tecnologia das baterias, na gestão de energia e também devido ao aumento do preço

do petróleo e à necessidade de reduzir as emissões de gases para diminuir o efeito de estufa. [1]

## 2.2 Máquinas elétricas

As máquinas elétricas são máquinas eletromecânicas que convertem a energia elétrica em energia mecânica ou vice-versa. Um gerador converte um movimento em energia elétrica, baseando-se no princípio em que, quando um condutor se move num campo magnético, uma força eletromotriz é induzida aos terminais desse mesmo condutor. Um motor converte energia elétrica num movimento mecânico sendo utilizado o princípio inverso do gerador, ou seja, num fio condutor que esteja a passar corrente, se este estiver na presença de um campo magnético, este estará sujeito a uma força mecânica. Na Figura 2.1 apresenta-se a relação de transformação de energia numa máquina elétrica [2].

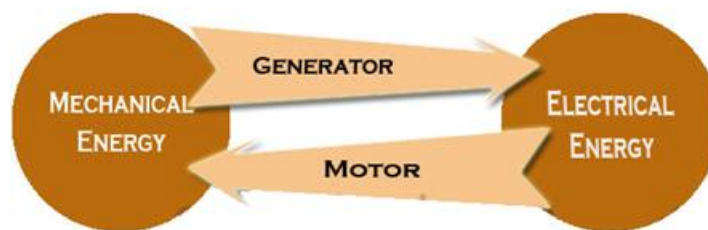


Figura 2.1 - Relação da transformação de energia de uma máquina elétrica [2].

### 2.2.1 Máquina DC

A máquina DC é composta por duas partes principais, o estator e o rotor. O estator é fixo e produz um campo magnético constante, através de enrolamentos ou com o auxílio de ímanes permanentes, enquanto o rotor é a parte móvel da máquina que também cria um campo magnético de forma a interagir com o campo do estator para obter movimento.

O princípio de funcionamento do motor de corrente contínua baseia-se no facto de ao passar corrente por um condutor colocado sobre um campo magnético, este irá sentir uma força. A direção dessa força é dada pela regra da mão esquerda de *Fleming*. Ao se colocar os dedos, indicador, médio e polegar, todos perpendiculares o polegar indica a direção da força se considerar-se que o indicador é o sentido do campo magnético e que o médio é o sentido da corrente no condutor, como demonstra a Figura 2.2 [3].



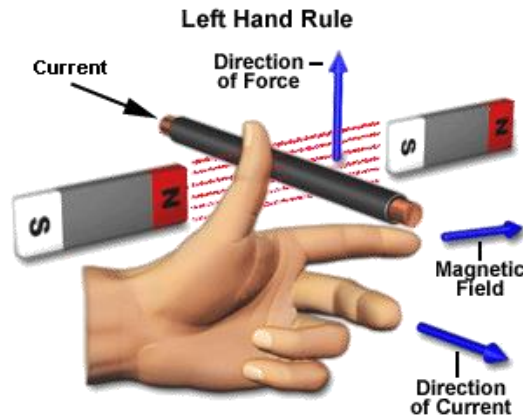


Figura 2.2- Fleming's Left Hand Rule, adaptado de [4].

Para inverter o sentido da corrente no rotor e alterar o sentido da força aplicada, utiliza-se um comutador, fazendo assim com que se obtenha um movimento ininterrupto, como mostra a Figura 2.3.

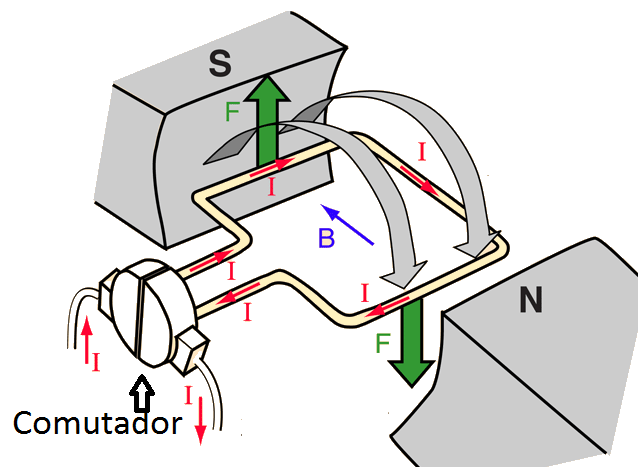


Figura 2.3- Comutador para se obter a variação do sentido da corrente no rotor [5].

Pode-se separar as máquinas de corrente contínua em duas grandes categorias, as excitadas separadamente e as excitadas independentemente.

Nas excitadas separadamente (*separately excited*), o enrolamento de campo é alimentado separadamente do circuito da armadura. Normalmente não são muito utilizadas pois são mais caras e necessitam de uma fonte de alimentação extra. Contudo, são mais utilizadas quando o campo magnético produzido pelo estator é obtido através de ímãs permanentes, (PMDC-*permanent magnet DC*) sendo usado regularmente em pequenos carros de brincar.

Nas excitadas independentemente (*self excited*) o enrolamento de campo e o enrolamento da armadura estão interligados. Esta ligação entre estes dois enrolamentos pode ser feita de várias maneiras de forma a obter o desempenho desejado.

No enrolamento em série (*series wound*), o enrolamento de campo está em série com a armadura tendo assim de suportar toda a corrente aplicada ao motor, sendo normalmente utilizado poucas voltas com um fio espesso com uma resistência baixa.

No enrolamento por derivação (*shunt wound*), o enrolamento de campo está em paralelo com a armadura, sendo aplicada aos seus terminais a tensão máxima por esse facto o enrolamento de campo é construído com muitas voltas de forma a manter a sua resistência alta passando assim, normalmente, menos de 5% da corrente da armadura.

No enrolamento composto (*compound wound*) o enrolamento de campo é obtido tanto por ligação série como paralelo. Existem dois tipos, o por derivação curta (*short shunt*) e por derivação longa (*long shunt*). No primeiro o enrolamento de campo é ligado em paralelo somente com a armadura. No segundo o enrolamento de campo é ligado em paralelo com a combinação do enrolamento de campo em série e a armadura [6].

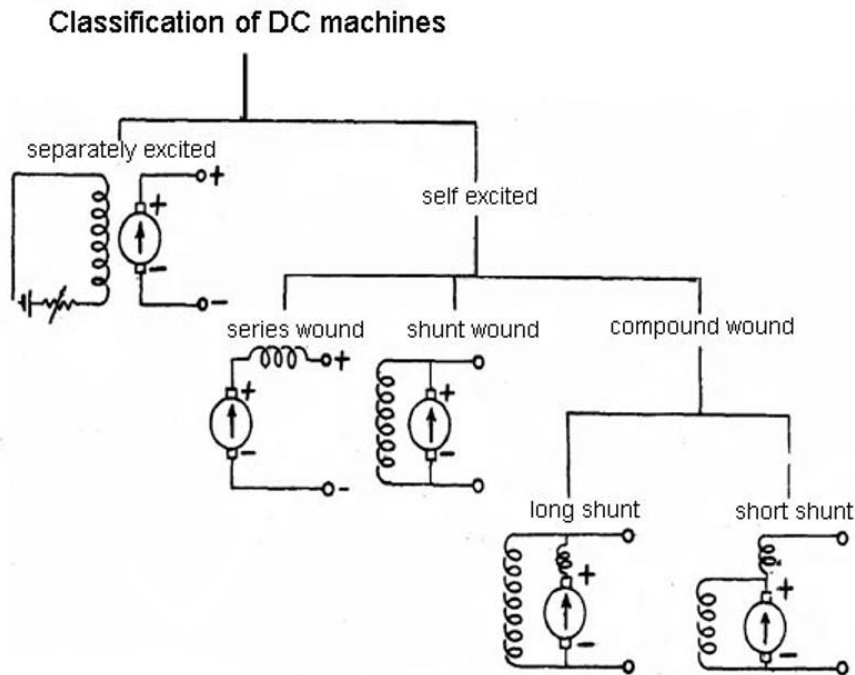


Figura 2.4– Classificação dos diferentes tipos de motores DC [7].

Num motor DC pode-se dizer que as grandezas de entrada são a tensão ( $E_a$ ) e a corrente ( $i_a$ ) injetada no motor, enquanto as grandezas de saída são o binário ( $T$ ) e a velocidade ( $\omega$ ) de rotação. O modelo equivalente da máquina DC está retratado na Figura 2.5.

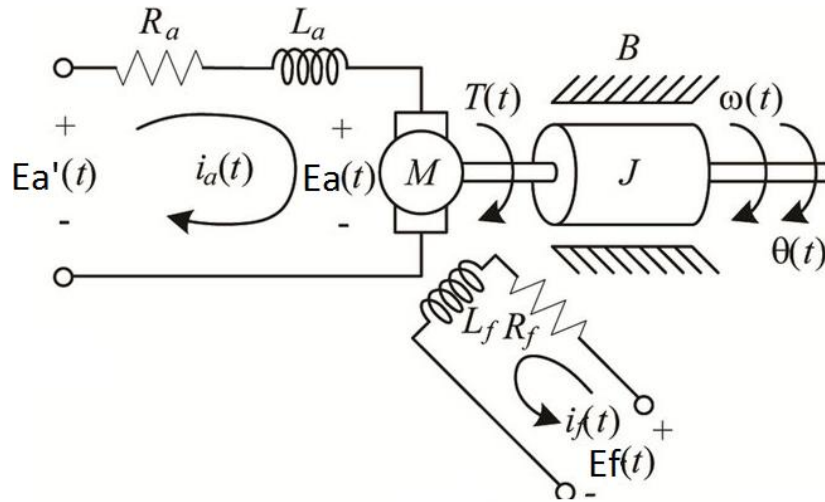


Figura 2.5– Modelo da máquina DC [8].

A armadura, devido ao facto de estar a girar na presença do campo magnético do estator, também produz uma f.e.m. ( $E_a$ ) de uma maneira muito semelhante à de um gerador. Essa f.e.m. gerada é oposta à tensão fornecida e tende a contrariar a deslocação da corrente. Essa f.e.m. pode ser representada por

$$E_a = \frac{P \cdot \varphi \cdot N}{60}, \quad (2.1)$$

onde  $P$  é o número de polos,  $\varphi$  é o fluxo por polo, e  $N$  a rotação do motor em RPM. Verifica-se que existe uma relação proporcional entre a f.e.m. gerada e a velocidade de rotação da máquina. Quanto maior for esta f.e.m. gerada menor é a corrente máxima pedida pelo motor pois a corrente injetada na armadura é dada pelo coeficiente entre a diferença de tensão entre a alimentação e f.e.m. gerada com a resistência da armadura,

$$i_a = \frac{E_a' - E_a}{R_a}. \quad (2.2)$$

Verifica-se pela equação anterior que quando o motor está parado ( $E_a=0$ ) a corrente atinge o valor máximo, sendo necessário algum cuidado no arranque do motor pois devido ao valor de  $R_a$  ser, normalmente, baixo a corrente atinge níveis elevados que podem danificar o motor, sendo que o valor da corrente baixa à medida que a velocidade aumenta.

## 2.2.2 Máquina AC

O motor AC é um motor elétrico que recorre a uma corrente alternada para o seu funcionamento. O motor consiste em duas partes principais, o estator onde os seus enrolamentos são alimentados por uma corrente alternada e um rotor sendo o campo magnético deste proveniente de ímanes permanentes, por relutância, ou por enrolamentos DC ou AC.

Existem dois tipos principais de motores AC, os assíncronos e os síncronos.

### 2.2.2.1 Motores assíncronos

Os motores assíncronos têm a particularidade do rotor não ser alimentado diretamente, mas sim excitado pelo campo magnético do estator.

Os motores assíncronos ou de indução dependem de uma ligeira diferença de velocidade entre o campo magnético do estator e o campo magnético do rotor, sendo esta diferença em velocidade denominada de escorregamento e é necessária para induzir uma corrente no rotor, significando assim, que o motor não consegue produzir binário próximo da velocidade síncrona.

Quando os enrolamentos do estator são submetidos a uma corrente alternada, é criado um campo magnético alternado que por sua vez gera uma força eletromotriz no rotor. Devido aos terminais do rotor estarem curto-circuitados a f.e.m. induzida no rotor induz uma corrente no rotor que tende opor-se ao campo que lhe deu origem criando assim o movimento do rotor.

O princípio de funcionamento do motor tem como base a Lei de *Faraday* e a Lei de *Lenz*. Pela Lei de *Faraday* sabe-se que uma variação no campo magnético a que está sujeita uma espira induz uma f.e.m. na mesma podendo ser descrita por,

$$f.e.m. = -N \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \quad (2.3)$$

onde  $N$  é o número de espiras e  $\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$  é a variação do fluxo magnético [9].

A Lei de *Lenz* diz que quando uma f.e.m. é gerada por uma variação do campo magnético é induzido uma corrente na espira tal, que o campo magnético criado opõe-se ao campo magnético que lhe deu origem, como demonstra a seguinte Figura 2.6 [9].

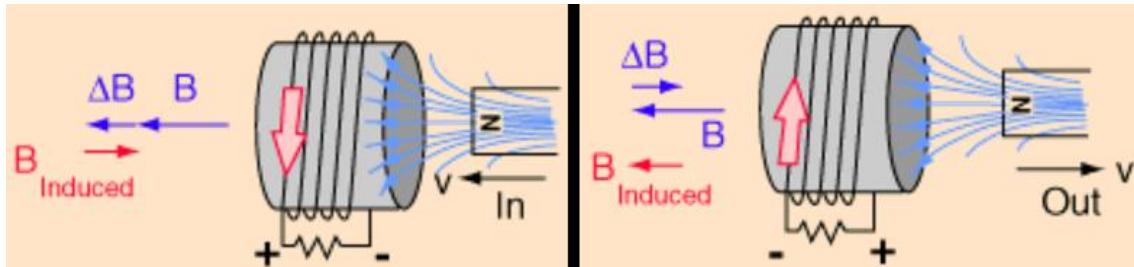


Figura 2.6- Lei de Lenz [10].

A variação do campo magnético criado pelo ímã permanente e o campo magnético induzido pelas espiras têm sentidos opostos. O campo induzido é criado de forma a não haver variação do campo magnético a que estão sujeitas as espiras.

A velocidade de rotação de um motor assíncrono depende da frequência do campo girante fornecido ao motor e do número de pólos, podendo ser dada pela seguinte equação,

$$N_s = \frac{60 \times f}{p} \quad (2.4)$$

onde  $N_s$  é a velocidade síncrona em rpm,  $f$  a frequência do campo girante e  $p$  o número de pares de pólos. No entanto se o eixo rodar à mesma velocidade que o campo girante,

não existe variação do campo magnético e como tal não existe f.e.m induzida. Devido a este facto o eixo roda sempre numa velocidade ligeiramente inferior à velocidade síncrona. A esta diferença de velocidade dá-se o nome de escorregamento e pode ser obtido pela seguinte equação,

$$S = \frac{N_s - N}{N_s} \times 100 \quad (2.5)$$

onde  $S$  é o escorregamento em (%),  $N_s$  a velocidade síncrona e  $N$  a velocidade do eixo do motor [11].

Pela sua simplicidade, baixo custo, manutenção mínima e rendimento elevado, este é o motor mais utilizado na indústria.

#### 2.2.2.2 Motores síncronos

Os motores síncronos não necessitam de escorregamento, pois o campo do rotor não é induzido pelo estator, mas sim alimentado externamente por enrolamentos DC ou por ímanes permanentes. Ao contrário do assíncrono, este consegue produzir o binário nominal à velocidade síncrona. São motores mais utilizados quando são precisas velocidades estáveis com cargas variáveis e com maior potência [12].

As tensões alternadas aplicadas aos enrolamentos do estator fazem com que o campo magnético resultante gire em torno da circunferência do estator, com velocidade angular proporcional à frequência das tensões aplicadas, sendo também influenciada pelo número de polos exatamente como o motor assíncrono, por isso, a equação (2.4), continua válida para definir a velocidade síncrona.

O campo estático do rotor interage com o campo girante do estator de forma a ficarem alinhados, no entanto, devido à inércia do rotor e ao binário resistente, estes nunca ficam perfeitamente alinhados, haverá sempre um desfasamento entre os dois campos, denominado de ângulo de binário ( $\delta$ ), que será constante enquanto o binário for constante e tanto maior quanto maior for o binário resistente, como demonstra a Figura 2.7, contudo o rotor roda à mesma velocidade do campo girante, ao contrário do motor assíncrono [13].

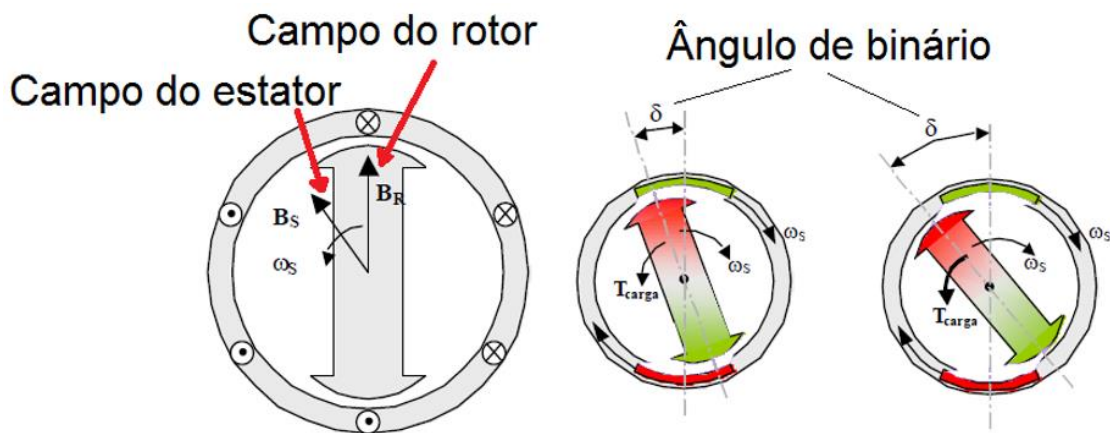


Figura 2.7– Ângulo de binário de um motor síncrono [13].

O modelo equivalente do motor síncrono está retratado na Figura 2.8.

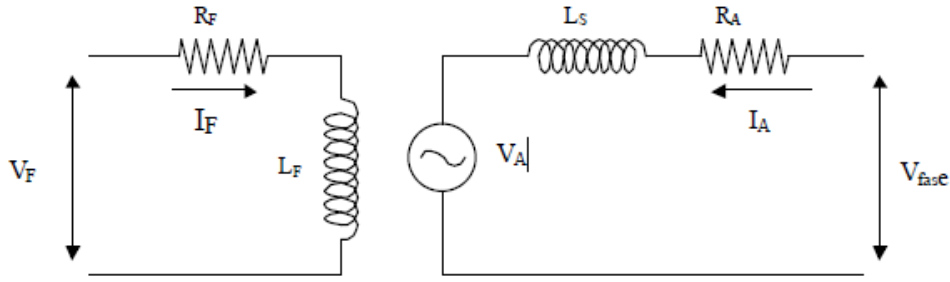


Figura 2.8 – Modelo da máquina síncrona monofásica [13].

Na parte esquerda da Figura 2.8 tem-se o modelo do rotor, no caso de ser de enrolamentos, alimentado por uma tensão  $V_F$  contínua de modo a criar um campo magnético estático. Na parte direita tem-se um modelo para apenas uma fase do estator, do qual pode-se retirar que  $V_{fase}$  é,

$$V_{fase} = V_A + jX_S I_A + R_A I_A \quad (2.6)$$

onde  $V_A$  é f.e.m. induzida,  $I_A$  é a corrente nessa fase do estator,  $X_S$  é a impedância da indutância  $L_S$  e  $R_A$  é a resistência de perdas.

Pode-se representar vectorialmente a tensão na fase, como demonstra a Figura 2.9.

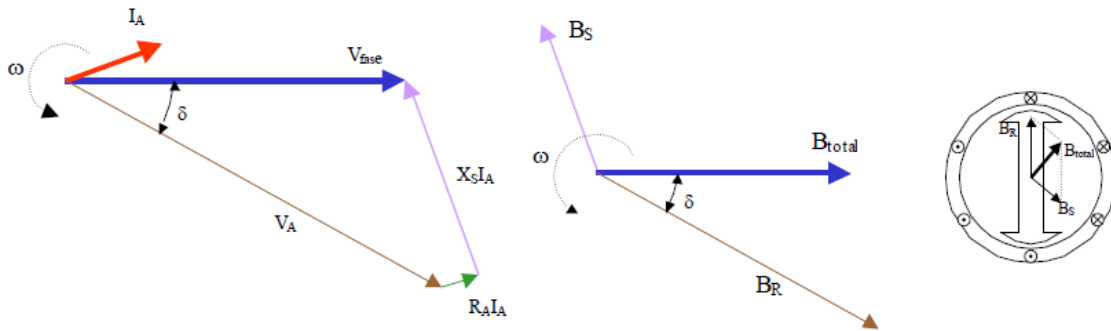


Figura 2.9 – Representação vectorial da fase do estator, adaptado de [13].

O campo magnético do rotor ( $B_R$ ) corresponde a  $V_A$ , o campo magnético do estator ( $B_S$ ) corresponde a  $jX_S I_A$  e o campo total ( $B_{total}$ ) corresponde a  $V_{fase}$ , como se verifica na figura acima [13].

O binário exercido pelo motor pode ser relacionado com o ângulo de binário pela seguinte equação,

$$T_i = \frac{3V_{fase}V_A \sin \delta}{\omega X_S} \quad (2.7)$$

Verifica-se na equação (2.7) que o binário pode também ser aumentado, através da excitação do campo do rotor, pelo parâmetro  $V_A$ .

Estando o motor sobre influência de uma carga, este criará um binário suficiente para manter a velocidade síncrona. Ao variar a carga para uma carga maior, o rotor começa por abrandar fazendo, assim, aumentar o ângulo de binário que consequentemente faz aumentar o binário induzido pelo motor acelerando o rotor novamente até a velocidade síncrona, mas desta vez estabilizando num ângulo de binário maior, pois consome mais potência para uma carga maior.

Uma vez que nem a velocidade nem a corrente de campo do rotor foram alteradas com variação da carga,  $V_A$  permanece constante. Contudo o ângulo de binário aumenta, fazendo assim a projeção de  $V_A$  afastar-se de  $V_{fase}$  em torno de uma circunferência, provocando que  $jX_S I_A$  tenha que aumentar para poder alcançar  $V_{fase}$  aumentando assim a corrente absorvida pelo motor. Na Figura 2.10 vê-se a influência do aumento do binário resistente, desprezando a resistência do estator.

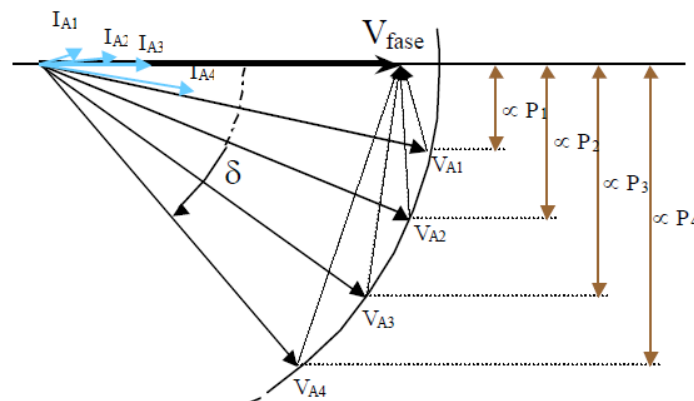


Figura 2.10 – Variação da carga sobre o motor [13].

Verifica-se, que para a carga menor, a corrente também é menor ( $I_{A1}$ ) e que a corrente incrementa com o aumento da carga. O ângulo da corrente também varia tendo um efeito capacitivo em  $I_{A1}$  e  $I_{A2}$ , resistivo em  $I_{A3}$  e indutivo em  $I_{A4}$  [13].

Uma das vantagens das máquinas síncronas é poder gerar ou consumir potência reativa, através da variação da corrente de campo. Aumentando a corrente de campo incita também um aumento de  $V_A$ , contudo a potência ativa continua constante. Como  $V_A$  varia, a componente  $jX_S I_A$  também varia de forma a alcançar  $V_{fase}$  alterando assim o ângulo da corrente do estator podendo-se desta maneira controlar o fator de potência para indutivo, capacitivo ou resistivo, como demonstrado na Figura 2.11.

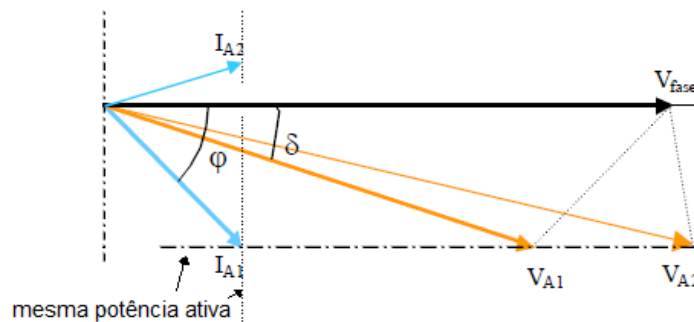


Figura 2.11– Influência da variação da corrente de campo [13].



Na Figura 2.11 vê-se um exemplo para duas correntes de campo diferentes, para a mesma carga e potência ativa. Para  $(I_{A1}, V_{A1})$  tem-se um fator de potência indutivo e depois aumentando a corrente de campo obtém-se um fator de potência mais capacitivo  $(I_{A2}, V_{A2})$ , passando por um fator de potência unitário. Aumentando a corrente de campo a corrente  $I_A$  vai diminuindo ficando uma carga menos indutiva, até ficar puramente resistiva, depois  $I_A$  aumenta tornando o motor uma carga capacitiva, fornecendo potência reativa à rede. O comportamento típico do motor síncrono em função das correntes de campo e do estator pode ser visualizado na Figura 2.12.

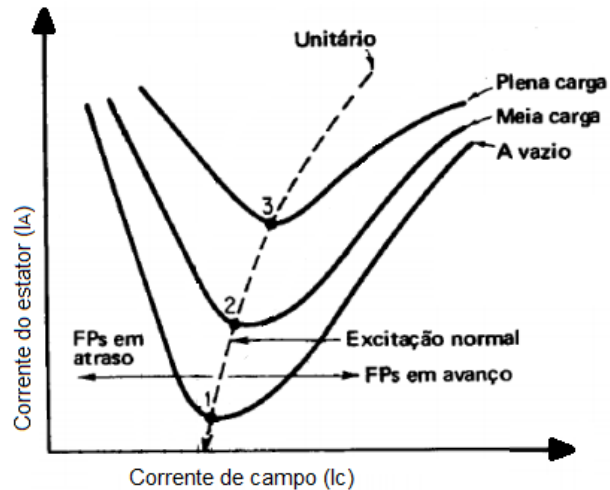


Figura 2.12 – Curva V do motor síncrono, adaptado de [13].

Na Figura 2.12 pode-se ver o comportamento de  $I_A$  e  $I_c$  para três curvas de potências diferentes. Verifica-se que a corrente de campo tem que variar em função da carga do motor para manter constante o fator de potência, e que o valor de  $I_A$  mínimo sucede quando o fator de potência é unitário, para outro ponto da curva existe alguma potência reativa consumida ou fornecida.

Através da corrente de campo, é possível controlar o fornecimento ou consumo de potência reativa, seja como motor ou como gerador. Na indústria os motores síncronos funcionam como geradores fornecendo potência reativa, de forma a compensar a potência reativa consumida pelos motores de indução, melhorando, assim, o fator de potência total da rede. A Figura 2.13 apresenta as diferentes possibilidades de operação da máquina síncrona.



	Fomece Q ( $V_A \cos \delta > V_{fase}$ )	Consome Q ( $V_A \cos \delta < V_{fase}$ )
Fomece P  <b>GERADOR</b>  $V_A$ em avanço face a $V_{fase}$		
Consome P  <b>MOTOR</b>  $V_A$ em atraso face a $V_{fase}$		

Figura 2.13 – Modos de operação da máquina síncrona [13].

Ao contrário do motor assíncrono, existe uma maior complexidade no mecanismo do rotor, pois existe a necessidade de uma fonte extra de tensão contínua para alimentar o rotor. Este problema pode ser ultrapassado pelo uso de ímanes permanentes, mas é uma solução que não é ideal para todas as situações. Outro problema dos motores síncronos é o seu arranque, pois não conseguem arrancar sozinhos à velocidade síncrona e necessitam de um equipamento auxiliar para atingir essa velocidade. Ao girar à velocidade síncrona é necessário ter cuidado com a carga excessiva, pois pode provocar a perda de sincronismo e consequentemente a paragem de funcionamento.

### 2.3 Reação da armadura

Num motor elétrico existem dois tipos de fluxo magnético, o fluxo do estator e o fluxo do rotor. O efeito do fluxo do estator no fluxo do rotor é chamado de reação da armadura.

Esta reação provoca uma distorção na densidade do fluxo no entreferro, sendo afetada pela velocidade da máquina e pela carga a que está sujeita. A Figura 2.14 exhibe um exemplo desta reação.

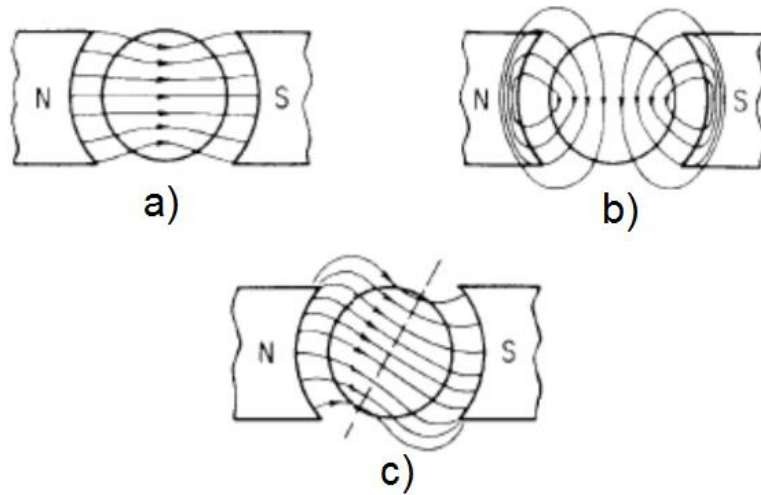


Figura 2.14 – Efeito da reação da armadura. a) Linhas de campo do estator (plano neutro) b) Linhas do campo do rotor. c) Descolamento do plano neutro [14].

Na Figura 2.14 a) tem-se as linhas de campo geradas pelo estator e na Figura 2.14 b) as produzidas pelo rotor. A interação destes dois campos quando o motor entra em funcionamento, faz com que o plano neutro sofra uma deslocação como representado na Figura 2.14 c) [14] [15].

No motor síncrono esta reação implica que o ângulo lido pelos sensores não corresponda ao ângulo real, o que significa que o ângulo de binário aplicado será diferente do pretendido.

A interação entre estes campos não é linear com a velocidade, o que dificulta prever qual o ajuste necessário na leitura do ângulo do rotor, de forma a aplicar corretamente a transformada de *Park*.

## 2.4 Semicondutores em paralelo

Quando se gere grandes potências, como é caso de um veículo elétrico, é necessário um semiconductor capaz de lidar com grandes correntes. Existe módulos onde já estão acoplados a um dissipador que permite grandes correntes, contudo são dispendiosos (Figura 2.15 a)). Uma outra opção utilizada na indústria é a utilização de semicondutores mais pequenos, de potência inferior e agrupa-los em paralelo de modo a partilharem a corrente, como apresentado na Figura 2.15 b).

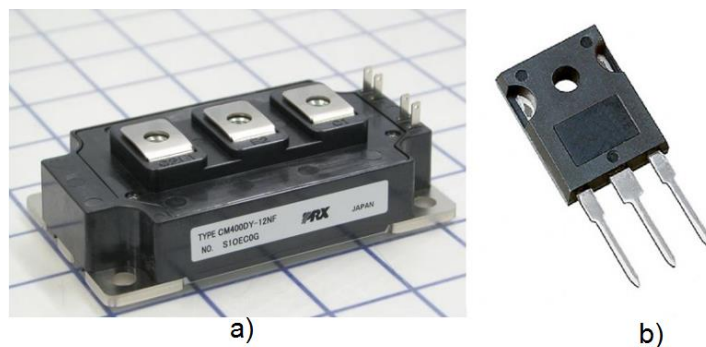


Figura 2.15 – a)Módulo *IGBT* de meia ponte. [16] b)*MOSFET* TO-247 [17].

Na Figura 2.15 a) observa-se um módulo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) com grande capacidade de corrente (400 A) e na Figura 2.15 b) um MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) de pequeno porte sendo este um semiconductor típico usado em paralelo para fazer a partilha de corrente.

Ao colocar vários MOSFET em paralelo é necessário alguns cuidados para não existir desequilíbrios de corrente que podem danificar os semicondutores. É de boa prática utilizar MOSFET do mesmo lote para que tenham a sua resistência  $RDS_{(on)}$  (resistência do dreno para a *source*, quando em condução) o mais semelhante possível.

Quando em condução a corrente distribui-se pelos semicondutores numa relação inversamente proporcional à sua  $RDS_{(on)}$ . O semiconductor com a resistência mais baixa irá lidar com mais corrente, isto fará com que tenha de dissipar mais potência fazendo a sua temperatura subir. Uma vez que a resistência  $RDS_{on}$  dos MOSFET aumenta com a temperatura, este irá conduzir menos corrente, sendo esta partilhada mais uniformemente com os outros semicondutores em paralelo, fazendo uma auto compensação das correntes em cada MOSFET.

O maior problema encontra-se nas transições, entre ligar e desligar os semicondutores, pois os MOSFET não têm as características exatamente iguais como o limite de tensão para o qual começam a conduzir, o que fará com que se exponham a levar mais corrente do que era presumível. Como quase todos os conversores de potência são comutados, este é um problema que não pode ser desprezado.

Uma vez que os semicondutores estão ligados em paralelo e estão sujeitos à mesma queda de tensão. No entanto, diferenças de tensão podem ocorrer quando estão sujeitos a transições, devido a diferentes indutâncias parasitas que surgem pelo *layout* dos semicondutores no conversor. Por exemplo, variações nas indutâncias do coletor, provenientes do *layout* do conversor, provocam diferentes picos de tensão entre o coletor e o emissor dos semicondutores. Elevados picos de tensão podem danificar o semiconductor e é necessário saber se cumprem ou não os máximos definidos para o semiconductor, contudo não provoca perdas significativas nos semicondutores. Na Figura 2.16 observa-se um exemplo que um desequilíbrio de corrente e diferentes indutâncias têm nos picos de tensão [18].

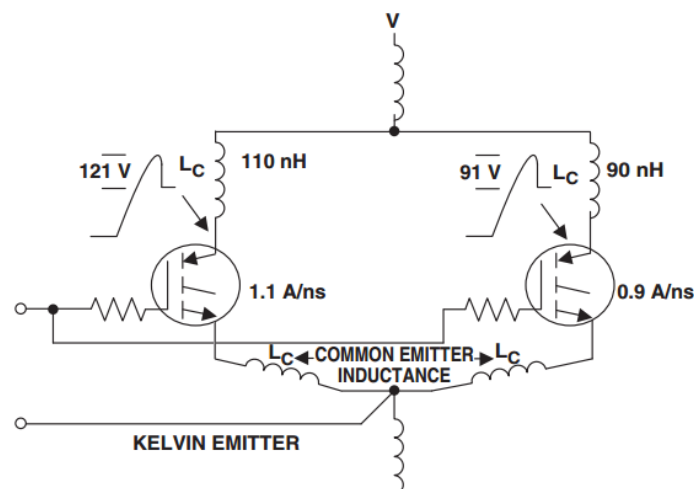


Figura 2.16 – Efeito de um desequilíbrio de corrente e de diferentes indutâncias no coletor [18].

Uma diferença na indutância do emissor comum nos semicondutores possui um efeito mais devastador. O semicondutor com a indutância mais baixa deixa de estar em condução mais rapidamente, deixando os outros semicondutores suportando toda a corrente. Convém que a indutância do emissor comum seja o mínimo possível e igual em cada semicondutor para não gerar desequilíbrios.

Ao usar os semicondutores em paralelo surge outro problema, pois é criado um trajeto de baixa impedância propício a oscilações parasitas, como demonstra a Figura 2.17.

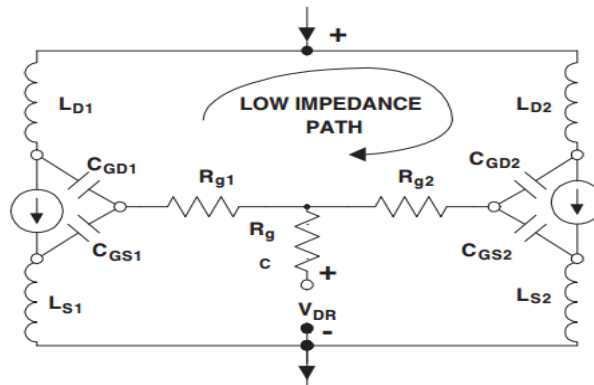


Figura 2.17 – Trajeto de baixa impedância de dois MOSFET em paralelo [18].

Devido ao circuito de baixa impedância representado na figura acima, usa-se resistências individuais para cada gate dos MOSFET de forma a aumentar a impedância e evitar oscilações parasitas. Em alguns casos pode-se também acrescentar à resistência uma ferrite, como explicado em [18] para eliminar essas oscilações de alta frequência. Na Figura 2.18 tem-se um exemplo de oscilações parasitas entre o dreno e a source dos MOSFET no momento em que os semicondutores são abertos.

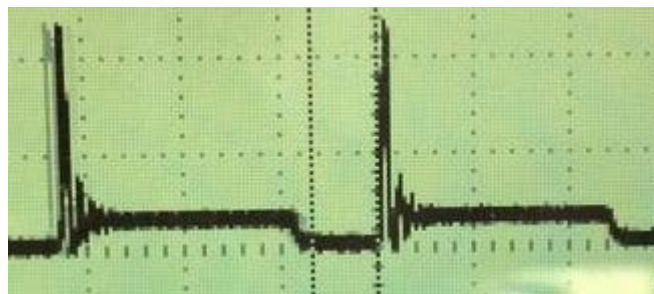


Figura 2.18 – Queda de tensão entre o dreno e a source de MOSFET em paralelo, frequência de comutação de 20 kHz, escala vertical de 50 V por divisão.

Resumindo, pode-se utilizar semicondutores em paralelo em vez de módulos de potência, contudo é necessários ter algumas considerações como reduzir as indutâncias parasitas e equilibrá-las entre os semicondutores através de um *layout* curto e simétrico. Um *design* mal dimensionado é o suficiente para que as correntes não fiquem equilibradas, danificando assim os semicondutores, por isso é de grande importância o *layout* dado aos semicondutores. As gates de cada semicondutor devem ter uma resistência individual de forma a reduzir as oscilações parasitas ou até acrescentar uma ferrite [18].

A *Tesla* recorre no inversor dos seus veículos elétricos a semicondutores em paralelo, mais exatamente 14 IGBT em paralelo somando um total de 84 IGBT para o seu inversor trifásico. [19]

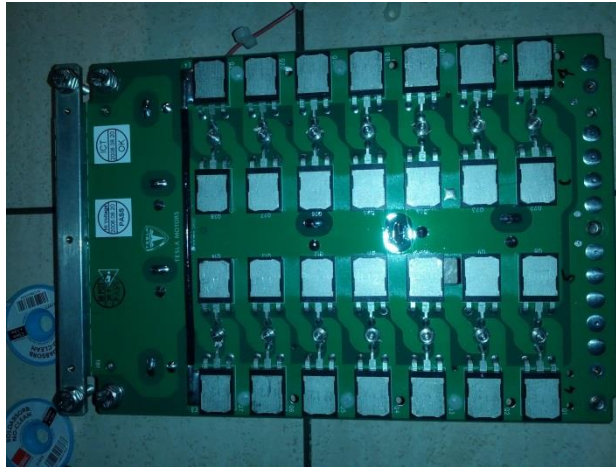


Figura 2.19– 2x14 IGBT em paralelo formando um dos três braços do inversor do Tesla Model S [19].

## 2.5 Conversor

Na eletrônica de potência estuda-se maneiras de, através de semicondutores, poder converter e controlar a energia elétrica de uma forma eficiente, conservando a energia e mantendo a sua qualidade. Os conversores têm diversas aplicações sendo usados em quase todos os sistemas eletrônicos, como equipamento de informática, comunicações, controlo de iluminação, acionamento de motores, etc. A conversão pode ser feita de DC-DC, DC-AC, AC-AC, tendo como principais parâmetros de controlo a tensão, corrente e frequência.

Existem vários tipos de conversores, desde retificadores, conversores elevadores, redutor-elevador, etc. Para controlo de motores utiliza-se normalmente o conversor redutor, ponte H, ou trifásico, sendo por isso esses três conversores mais focados neste trabalho.

### 2.5.1 Conversor redutor

Um conversor redutor é um circuito eletrónico que converte uma tensão DC em outra de valor inferior, sendo que este pode ser do tipo linear ou comutado. Na Figura 2.20 pode-se ver um exemplo de um circuito de um conversor redutor.

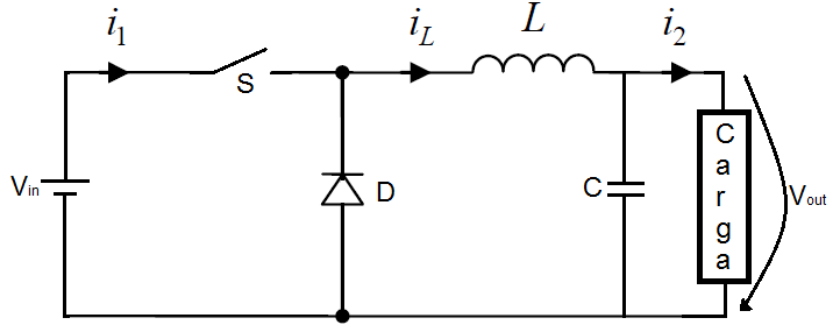


Figura 2.20 – Conversor DC/DC redutor.

Na Figura 2.20 utilizou-se um semiconductor, tipicamente um transistor (S), para poder controlar o fluxo de corrente. Ao se utilizar um conversor do tipo linear, o transistor funciona como uma resistência variável de modo a controlar o fluxo de corrente que passa e assim baixar a tensão de saída. É um conversor com baixa eficiência pois há muitas perdas pelo transistor a funcionar na zona ativa. No comutado o semiconductor comuta entre o estado *ON* e o estado *OFF* dissipando o mínimo de potência possível sendo muito mais eficiente. Essa comutação é depois filtrada por um filtro passa baixo constituído por uma bobina e um condensador, de forma a manter a tensão constante.

Para estudar o circuito tem-se que subdividir em duas partes, quando o transistor está *ON* e quando está *OFF*. (ver Figura 2.21)

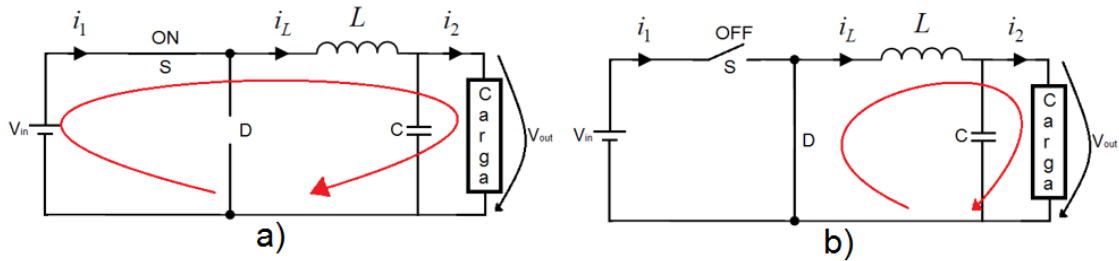


Figura 2.21 – Conversor DC/DC redutor. a) S no estado *ON*. b) S no estado *OFF*.

Quando o transistor está *ON* o diodo *D* não está em condução, portanto a bobina *L* fica sujeita a uma queda de tensão,

$$V_L = V_{in} - V_{out}, \quad (2.8)$$

fazendo assim aumentar a corrente que por si passa, podendo ser obtida por:

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt = \frac{1}{L} \int V_{in} - V_{out} dt; \quad (2.9)$$

$$i_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot t_{on} + i_{ant}. \quad (2.10)$$

Ou seja, durante o tempo em que *S* está ligado a corrente eleva-se ao valor que tinha anteriormente.

Já quando o transistor está no estado *OFF* o diodo *D* conduz para dar continuidade à corrente da bobina para que esta não seja interrompida bruscamente, dando origem a picos de tensão que podem danificar os componentes. Sendo assim a tensão a que fica sujeita a bobina é

$$V_L = -V_{out}. \quad (2.11)$$

Uma vez que  $V_L$  é negativo a corrente na bobina decresce segundo:

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt = \frac{1}{L} \int -V_{out} dt; \quad (2.12)$$

$$i_L = \frac{-V_{out}}{L} \cdot t_{onoff} + i_{ant}. \quad (2.13)$$

Ou seja a corrente ao longo do tempo tem transições positivas e negativas. Na Figura 2.22 pode-se ver a evolução da corrente ao longo do tempo.

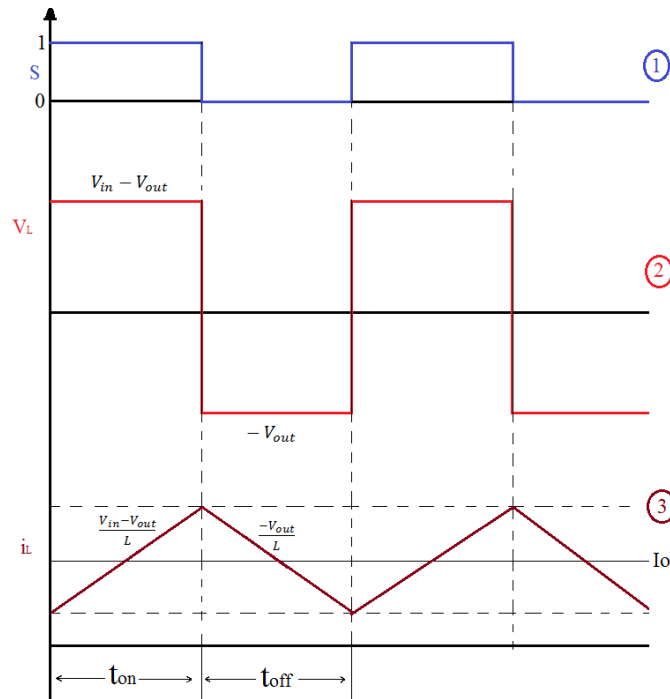


Figura 2.22 – Comportamento da corrente do conversor (1 - estado do semiconductor 2 - Queda de tensão na bobina 3 - Corrente na bobina)

Na Figura 2.22 pode-se ver que a corrente sofre uma variação devido às comutações, essa variação pode ser obtida por,

$$\Delta i_{pp} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot t_{on}. \quad (2.14)$$

O tempo em que o transistor fica ligado ( $t_{on}$ ), pode ser dado em função da frequência de comutação e do fator de ciclo utilizado,

$$t_{on} = \frac{D}{f} = D \cdot T, \quad (2.15)$$

onde  $D$  é o fator de ciclo,  $f$  a frequência de comutação e  $T$  o período de comutação. Sabendo que o valor médio da queda de tensão nos terminais da bobina tem que ser nulo, é possível obter a relação entre a tensão de saída e a de entrada em função do fator de ciclo,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D. \quad (2.16)$$

A equação (2.16) só se aplica se o conversor não estiver no regime lacunar, ou seja, a corrente na bobina não pode ser nula como demonstra a Figura 2.23.

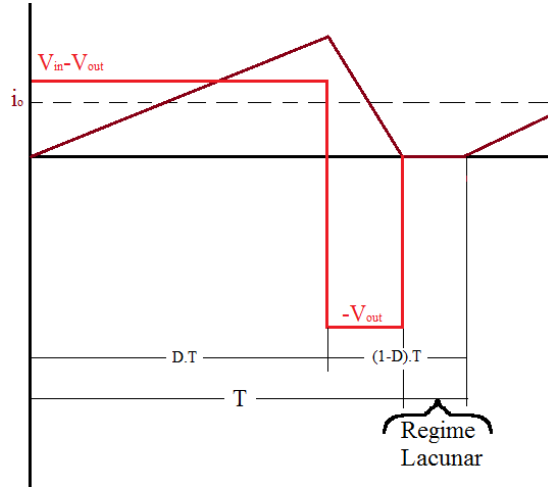


Figura 2.23 – Descontinuidade de condução devido ao regime lacunar (Vermelho a tensão e a castanho a corrente na bobina)

O valor mínimo da bobina para o qual o conversor não entra no regime lacunar e mantêm-se no regime permanente é dado por,

$$L_{min} \geq \frac{V_{in}D}{2i_o} T(1 - D). \quad (2.17)$$

Um outro parâmetro de importância a ter em conta para o conversor é a variação da tensão (*ripple*) entregue à carga. Este pode ser obtido calculando a variação de tensão no condensador C:

$$\Delta V_{out_{pp}} = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{1}{C} \int \frac{1}{L} (V_{in} - V_{out}) \cdot DT dt; \quad (2.18)$$

$$\Delta V_{out_{pp}} = \frac{(V_{in} - V_{out})D^3 T^2}{2LC}. \quad (2.19)$$

Com as equações deduzidas para o conversor redutor é possível dimensionar os componentes existentes para que o conversor tenha o comportamento desejado. [20]

### 2.5.2 Conversor em ponte H

O conversor em ponte H funciona à semelhança do conversor anterior, com a particularidade de ser possível inverter o sentido da corrente na carga controlando apenas os semicondutores, coisa que não é possível com um simples conversor redutor



com unicamente um semiconductor. Na Figura 2.24 observa-se um conversor em ponte H.

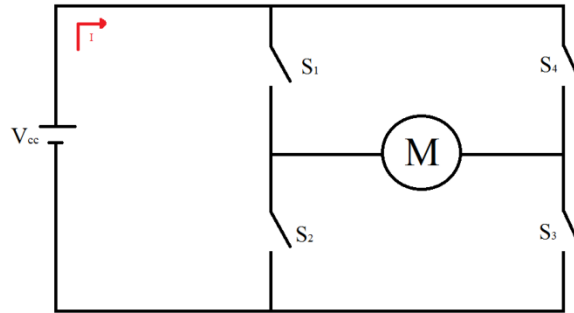


Figura 2.24 – Conversor em ponte H.

Pode-se observar que, ao colocar no modo de condução  $S_1$  e  $S_3$ , e no modo de corte  $S_2$  e  $S_4$ , a tensão na carga, neste caso um motor, tem a polaridade da esquerda para a direita, enquanto ao colocar em condução  $S_2$  e  $S_4$ , e no corte  $S_1$  e  $S_3$ , a tensão tem a polaridade inversa, como demonstra a Figura 2.25.

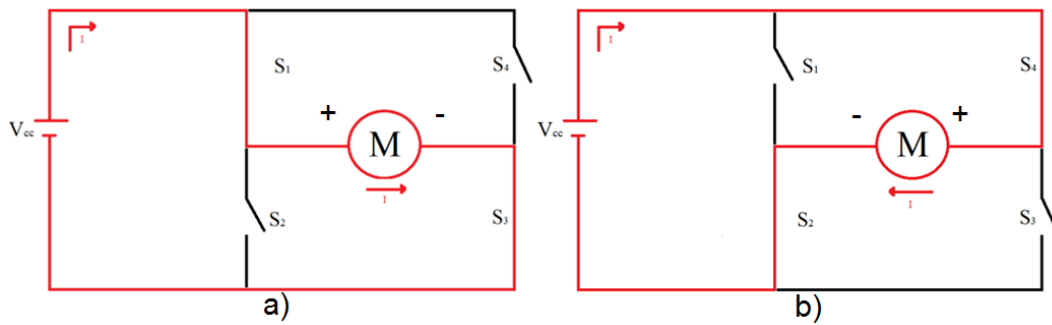


Figura 2.25 – Conversor em ponte H. a) Sentido direto. b) Sentido indireto.

Ainda é possível fazer curto-circuito à carga colocando em condução ou  $S_1$  e  $S_4$ , ou  $S_2$  e  $S_3$ . Os vários estados possíveis ( $\gamma$ ) podem ser observados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Estados possíveis para o conversor em ponte H.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	Estado $\gamma$	$V_{Motor}$
1	0	1	0	1	$V_{cc}$
1	0	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0
0	1	0	1	-1	$-V_{cc}$
1	1	0	0	Curto-Circuito	
0	0	1	1	Curto-Circuito	

Neste tipo de conversores é necessário alguma precaução na transição de estados pois ao colocar em condução  $S_1$  e  $S_2$  ou  $S_3$  e  $S_4$ , a fonte  $V_{cc}$  fica em curto-circuito fazendo com que grandes correntes circulem pelos semicondutores danificando os mesmos.

Face ao redutor é mais dispendioso, necessitando de quatro semicondutores em vez de um, o que faz também ser menos eficiente, pois possui sempre dois semicondutores em condução, originando o dobro das perdas de condução.

Contudo, especialmente para o controlo de motores tem a grande vantagem de não só controlar a velocidade, como também o seu sentido, o que torna descartável a necessidade de componentes mecânicos para inverter o sentido, reduzindo assim o custo e o peso.

Uma vez que é permitido controlar a polaridade do motor, é possível utilizá-lo como gerador utilizando o seu movimento para injetar potência nas baterias. Ao utilizá-lo como gerador é produzido um binário que contraria o movimento do motor fazendo que este abrande sendo este efeito normalmente chamado de travão regenerativo. Os veículos elétricos tiram partido disso, utilizando uma técnica onde é possível conduzir apenas com um pedal (*one pedal driving*) o pedal do acelerador permite controlar a velocidade do veículo e quando é solto aplica o travão regenerativo, excluindo a necessidade de utilizar o travão mecânico. A Figura 2.26 seguinte demonstra essa técnica.

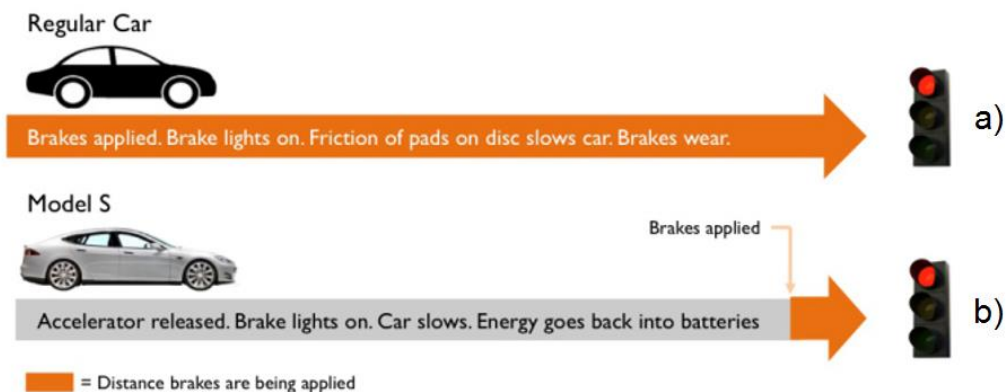


Figura 2.26 – a) Veículo a combustão. b) *Tesla Models S (One pedal driving)* [19].

Podendo usar o motor para efetuar a travagem tem a vantagem de reduzir o desgaste do travão mecânico, bem como converter a energia cinética do veículo em energia para as baterias.

Uma particularidade deste conversor é ser bidirecional, podendo fornecer ou receber energia das baterias. Dito isto pode-se substituir o motor, ao qual o conversor está conectado, por uma fonte AC monofásica como é o caso da REE (Rede de Energia Elétrica) e usá-lo como carregador das baterias. Por outro lado, por ser bidirecional, pode-se enviar a energia das baterias para a REE, funcionando como um inversor.

### 2.5.3 Conversor trifásico

Os conversores trifásicos são utilizados normalmente para converter correntes DC para AC, de forma a alimentar cargas trifásicas que exigem correntes alternadas.

É semelhante ao conversor em ponte H, sendo que apenas difere no número de braços pois possui um braço extra, como demonstra a Figura 2.27. Possui também dois

semicondutores adicionais para controlar o terceiro braço. Devido à sua semelhança pode ser usado como um conversor em ponte H ao se desprezar um dos braços.

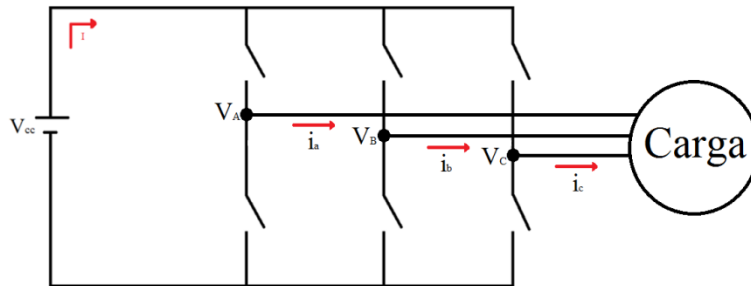


Figura 2.27 – Esquema de um conversor trifásico.

Com os três braços têm-se oito combinações possíveis para o comando, desprezando as combinações que colocam o conversor em curto-circuito. Através dessas combinações, é possível controlar as tensões  $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$  de modo a terem o comportamento pretendido. Por ter mais combinações o controle é mais complexo que no conversor em ponte H e, uma vez que as tensões de saída são variáveis no tempo, é necessária uma transformação para um referencial estacionário de modo a permitir o controle do conversor.

São muito usados para transformar tensões contínuas nas tensões alternadas da rede, como por exemplo em painéis solares para enviar energia para a rede, ou em algumas turbinas eólicas. Usa-se também para controlar a velocidade de motores de três fases, uma vez que é possível controlar a frequência aplicada. À semelhança do conversor em ponte H, também pode atuar nos dois sentidos, atuando como um retificador, permitindo assim fazer travagem regenerativa [21].

## 2.6 Baterias

Uma bateria elétrica é um dispositivo composto por células eletroquímicas, que permite a conversão de energia química diretamente em energia elétrica.

As baterias podem ser categorizadas como primárias e secundárias. Nas primárias as suas reações químicas são irreversíveis, portanto são arquitetadas para serem utilizadas até a sua energia esgotar e descartadas, pois tornam-se inúteis. Nas secundárias as suas reações químicas podem ser revertidas aplicando uma corrente elétrica à bateria, podendo ser novamente utilizadas como fonte de energia. Apesar de serem recarregáveis têm um determinado número de ciclos máximo para o qual deixam de conseguir armazenar energia, devido à dissipação dos materiais ativos, perda de eletrólito e corrosão interna.

Um dos fatores mais importantes que afeta o desempenho de uma bateria é a sua resistência interna, tendo esta, origem nos diferentes tipos de estruturas químicas da célula. Devido à resistência interna das baterias uma parte da energia é consumida e libertada sob a forma de calor e parte da tensão da bateria sofre uma queda dependendo da corrente fornecida pela bateria. Esta também influencia a quantidade de energia fornecida pela bateria, possuindo o máximo de energia quando a carga exige uma

corrente mínima, desprezando assim o efeito da resistência interna. Nos veículos elétricos tal não é possível pois exige um grande consumo de corrente sendo necessário escolher baterias com baixa resistência para minimizar o efeito [22].

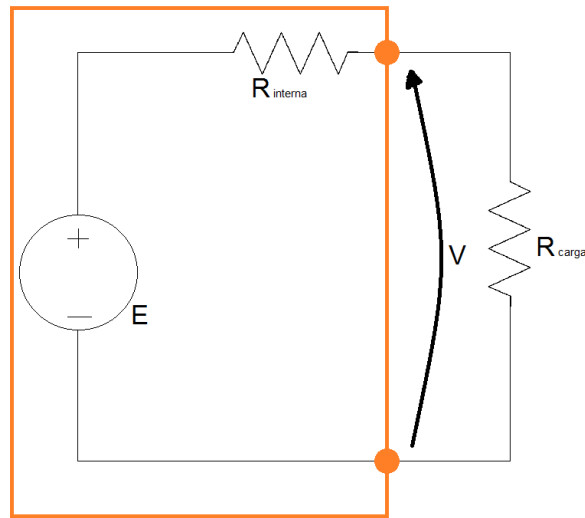


Figura 2.28 – Modelo elétrico simplificado de uma bateria.

Na Figura 2.28 pode-se ver um modelo equivalente de uma bateria conectado a uma carga e verifica-se que a resistência interna está em série, o que faz com que a corrente consumida pela carga afete a queda de tensão nessa mesma resistência.

Os fabricantes possuem uma designação para a taxa de carga ou descarga de uma bateria designada de  $C$  ( $C$  Rate), de forma a informar quais as correntes máximas praticáveis sem danificar a bateria. Por exemplo uma taxa de descarga de 1  $C$  significa que a bateria ficará descarregada em uma hora. Para simplificar recorre-se à seguinte equação,

$$h = \frac{1}{C}, \quad (2.20)$$

onde  $h$  representa o tempo em horas para descarregar uma bateria à taxa de  $C$ . Na Figura 2.29 pode-se ver um gráfico onde representa o tempo de descarga de uma bateria de chumbo em função da taxa de descarga.

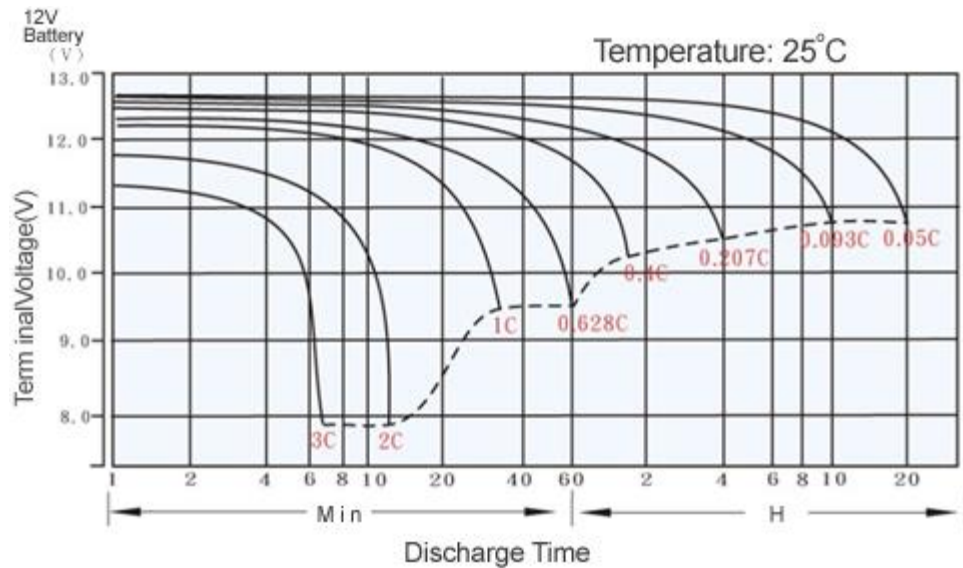


Figura 2.29 – Curvas de descarga de uma bateria de chumbo para várias taxas [23].

Pela figura acima apresentada verifica-se que a equação (2.20) não permite obter um valor exato do tempo de descarga da bateria para taxas de descarga altas, sendo uma consequência da resistência interna da bateria. Outro fator importante que influencia a capacidade da bateria é a temperatura, sendo que uma temperatura mais baixa aumenta a resistência interna e por sua vez diminui a capacidade. A temperatura afeta também o número de ciclos da bateria podendo ter uma queda de 50% para um aumento de temperatura de apenas 8,3 °C [24], [25].

Existem diferentes tecnologias para baterias recarregáveis existindo vantagens e desvantagens entre elas, sendo necessário conhecê-las de modo a fazer a escolha mais adequada para determinado tipo de aplicação. A Tabela 2.2 apresenta algumas dessas características.

Tabela 2.2 – Tabela de propriedades de diferentes tipos de baterias [22] [26].

Tipo de bateria	Densidade de energia (Wh/kg)	Potência específica (W/kg)	Ciclos	Custo (US\$/kWh)
<i>Lead-acid</i>	30-45	60-90	400-600	150
<i>Ni-Cd</i>	40-60	80-110	600-1200	300
<i>Nickel-metal hydride (NiMH)</i>	60-70	130-170	600-1200	200-350
<i>Li-ion</i>	90-130	140-200	800-1200	>200
<i>Li-Polymer</i>	155	220	600	-

Na indústria automóvel as baterias de chumbo (*Lead-acid*) são muito utilizadas para alimentar os sistemas eletrônicos devido ao seu baixo custo e facilidade de utilização. Contudo, como fonte de energia para um veículo elétrico não são a melhor opção devido à sua baixa densidade de energia, existindo outras opções mais compactas como assinala a Tabela 2.2. Outro fator a ter em conta além da densidade de energia é o

número de ciclos da bateria, pois define a vida útil da bateria. A Tabela 2.2 dá uma ideia aproximada de número de ciclos de cada tipo de bateria, pois este é influenciado por vários fatores como, taxa de descarga e carga da bateria, condições de armazenamento, temperatura, etc.

A tensão por célula das baterias são baixas, para tal recorre-se a conexões em série para elevar a tensão de modo a chegar à tensão pretendida. Também é possível conectar as células em paralelo de modo a aumentar a sua capacidade máxima, bem como a corrente máxima disponível. Normalmente usa-se um misto das duas conexões para obter tensões e capacidades altas, sendo que ao juntar células, convém usar células semelhantes para não haver desequilíbrios nas baterias danificando assim as mesmas, encurtando a sua vida útil.

Como recorre-se a várias células para fazer um pack de baterias e é preciso assegurar a integridade de cada célula, normalmente usa-se um sistema de gestão de baterias (BMS – *Battery management system*). Uma BMS é um sistema eletrónico para gerir baterias recarregáveis, protegendo o pack de operar fora dos limites dimensionados, sendo essencial para baterias de Lítio, pois estas, quando mal utilizadas, como carregamento excessivo, correm o risco de explosão.

Hoje em dia tem-se o exemplo de um *pack* de baterias do carro elétrico da *Tesla, Model S* (85 kWh), constituído por 7104 células individuais do tipo 18650, sendo agrupados em série de 96 conjuntos de 74 células em paralelo. A tensão do pack de baterias carregado fica em torno dos 402 V e com uma capacidade de 2900 mAh por célula (215 Ah para o pack). Estas células apresentam uma densidade de energia de 214 Wh/kg [27], [28].

## 2.7 Controlo dos conversores

Nesta seção aborda-se os tipos de controlo a aplicar aos conversores estudados, para que estes forneçam um comportamento estável, mesmo quando sujeitos a perturbações externas.

O controlo tem como objetivo provocar variações no sistema a fim de obter o valor pretendido, seja de tensão, corrente, frequência, etc. O controlo é feito através das variáveis de estado do conversor, podendo-se utilizar técnicas como a modulação PWM (*Pulse With Modulation*), ou o controlo por modo de deslizamento.

Em grande parte dos controladores industriais utiliza-se compensadores PID (proporcional, integral e derivativo) pois proporcionam uma resposta rápida, dinâmica e sem erro estático.

### 2.7.1 Controlo por modo de deslizamento

O controlo por modo de deslizamento ou histerese é um controlo não linear do sistema. É caracterizado pela sua fácil implementação e robustez.

Para este controlo recorre-se a uma banda de histerese para a qual a referência pode variar, sendo a banda delimitada por um limite superior e um limite inferior. O seu diagrama de blocos é o representado na Figura 2.30.

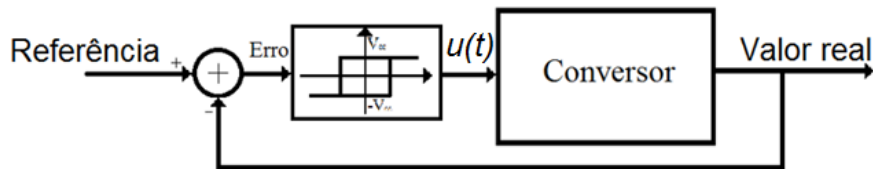


Figura 2.30 – Diagrama de controlo do modo de deslizamento.

O controlo por modo de deslizamento recebe o erro da referência a seguir e aplica uma comparação com o erro máximo e mínimo alterando a variável de estado ( $u(t)$ ) de forma que o conversor aproxime o sinal de saída à referência. Na Figura 2.31 pode-se ver como funciona o controlo para acompanhar uma referência.

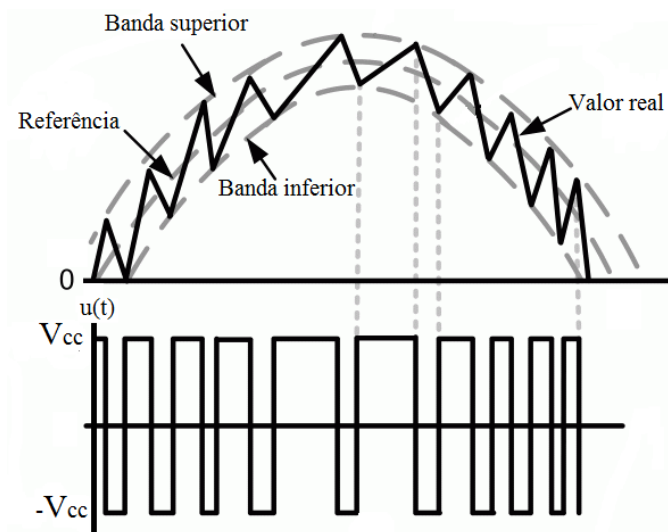


Figura 2.31 – Controlo por modo de deslizamento, adaptado de [29].

Com o ajuste da banda pode-se minimizar a variação do sinal de saída reduzindo assim o erro do sinal. Indiretamente consegue-se variar a frequência de comutação através da banda, uma banda pequena exige uma frequência de comutação grande e vice-versa. Uma vez que os semicondutores não são ideais, existe uma frequência máxima de comutação pelo que existe uma banda mínima para acompanhar a referência. O conteúdo harmónico da corrente também aumenta com a largura de banda [30].

### 2.7.2 Modulação PWM

A modulação PWM gera um sinal de comando a ser aplicado aos semicondutores. Este sinal é obtido pela comparação da amplitude do sinal de controlo com a amplitude do sinal de uma portadora. A frequência fundamental do sinal de comando é dada pela frequência da portadora utilizada. Na Figura 2.32 observa-se a modulação PWM a dois níveis.

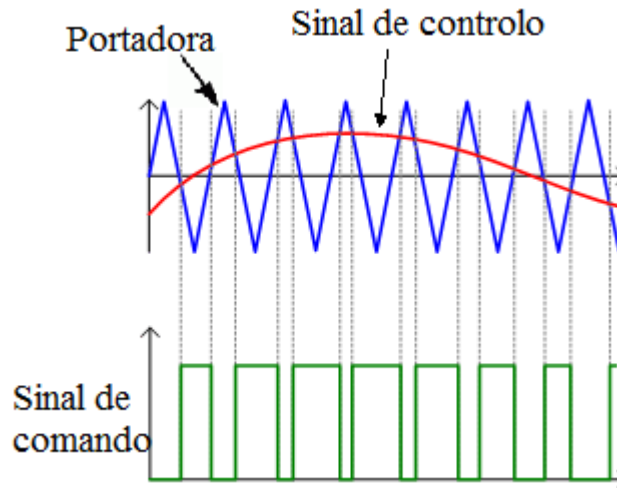


Figura 2.32 - Modulação PWM a dois níveis, com portadora triangular.

O sinal de comando é então ligado aos semicondutores do conversor para que este possa comutar. Existe também a possibilidade de utilizar uma modulação PWM a 3 níveis como representado na Figura 2.33.

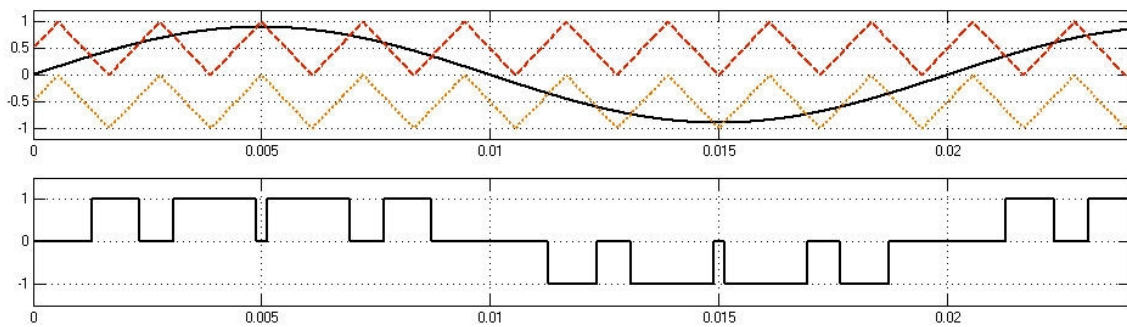


Figura 2.33 - Modulação PWM a três níveis, com portadora triangular [31].

Na modulação de 3 níveis o sinal de comando pode assumir os valores 1, 0 e -1, dependendo da polaridade do sinal de comando, variando entre 0 e 1 quando este é positivo e entre 0 e -1 quando é negativo. Se o sinal de controlo seguir uma senoide, então o sinal de comando agirá de forma que a saída do conversor seja uma senoide.

Através de uma modulação a três níveis é possível ter uma maior redução das harmónicas, de ordem inferior, do sinal de saída face a uma modulação de 2 níveis. Possui também um sinal de saída mais suave pelo facto de não aplicar uma diferença de tensão tão elevada.

Esta modulação tem a vantagem de poder-se escolher uma frequência de comutação constante, coisa que não é possível no controlo por modo de deslizamento [32].

### 2.7.3 Compensador PID

O compensador do tipo PID é dos mais comuns compensadores em malha fechada. Este possui uma parte proporcional designada de  $K_p$  que oferece um ganho proporcional ao erro, uma parte integrativa  $K_i$  com um ganho integral e uma parte derivativa  $K_d$  que oferece um ganho derivativo do erro.



Os compensadores do tipo PID são amplamente usados na indústria para controlar sistemas, normalmente para 1ª ou 2ª ordem, pois possuem uma boa resposta dinâmica e eliminação do erro estático, sendo que muitas das vezes dispensam a parte derivativa  $K_d$  e funcionam apenas como compensador PI, pois a sua resposta é capaz de lidar com a maioria dos sistemas e é de fácil implementação. Na Figura 2.34 tem-se o diagrama de blocos de um compensador PID.

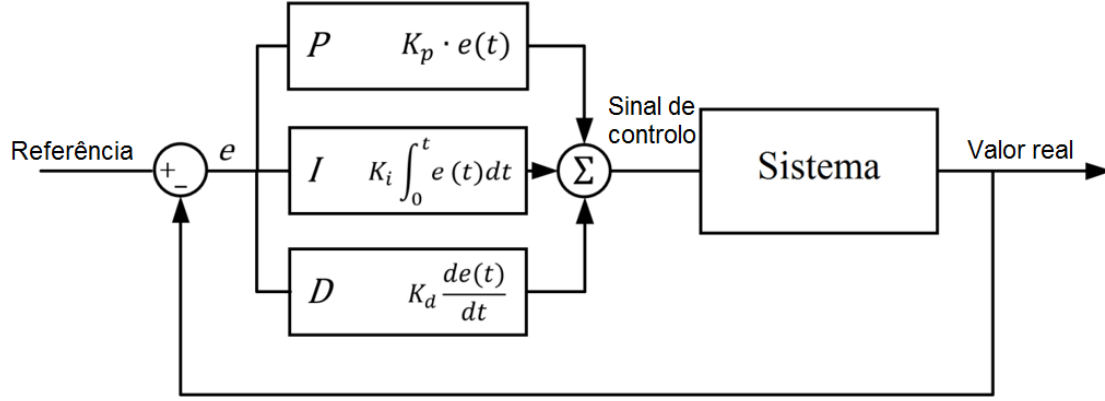


Figura 2.34 – Diagrama de bloco de um compensador PID.

O sinal de controlo do compensador é obtido somando os erros das partes P, I e D, podendo-se alterar o peso de cada uma dessas partes, alterando o respetivo ganho. A equação do sinal de controlo é a seguinte,

$$Sinal_{controlo}(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (2.21)$$

Aplicando a transformada de Laplace para obter a resposta nas frequências fica,

$$S_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d. \quad (2.22)$$

Sendo esta última mais usada para calcular a resposta do sistema [33].

Para estudar-se a influência dos tipos de ganhos pode-se ver a influência dos três tipos de ganho do compensador a um sistema de 2ª ordem dado pela seguinte função transferência em malha aberta,

$$X(S) = \frac{1}{a \cdot s^2 + bs + c} \quad (2.23)$$

Para este exemplo considera-se  $a = 2$ ,  $b = 20$  e  $c = 10$ .

A resposta do sistema em malha aberta para um degrau unitário tem a forma apresentada na Figura 2.35.

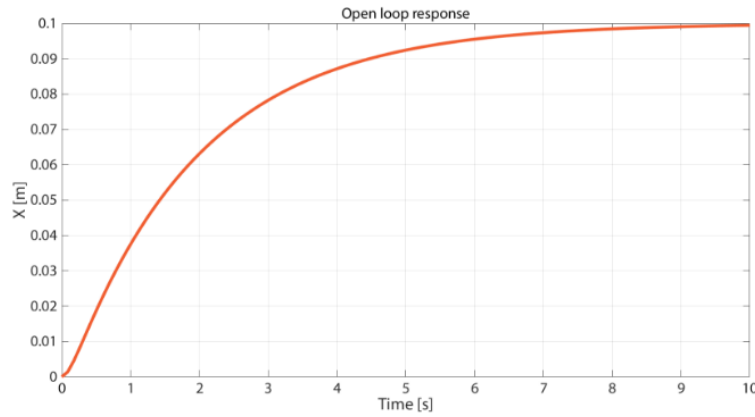


Figura 2.35 – Resposta em malha aberta a um degrau unitário.

Aplicando ao sistema representado em (2.23) um compensador PID, apenas com ganho proporcional, obtém-se o seguinte diagrama de blocos, Figura 2.36.

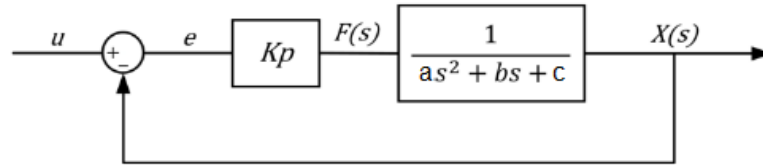


Figura 2.36 – Diagrama de blocos do sistema com um compensador do tipo P.

A Figura 2.35 corresponde à resposta em malha aberta, com o compensador tem-se uma malha fechada que proporciona o valor da saída do sistema. A entrada no sistema em malha aberta, representada por (2.23) corresponde à saída do modelo ( $F(s)$ ). A entrada do novo sistema com compensador é representada por  $u$  e é o valor de referência para a saída do sistema. À entrada do compensador, representada por  $e$ , tem-se o erro entre a referência e o valor real. A resposta para um valor de referência  $u = 1$  e compensador com  $K_p = 50$ , está representada na Figura 2.37.

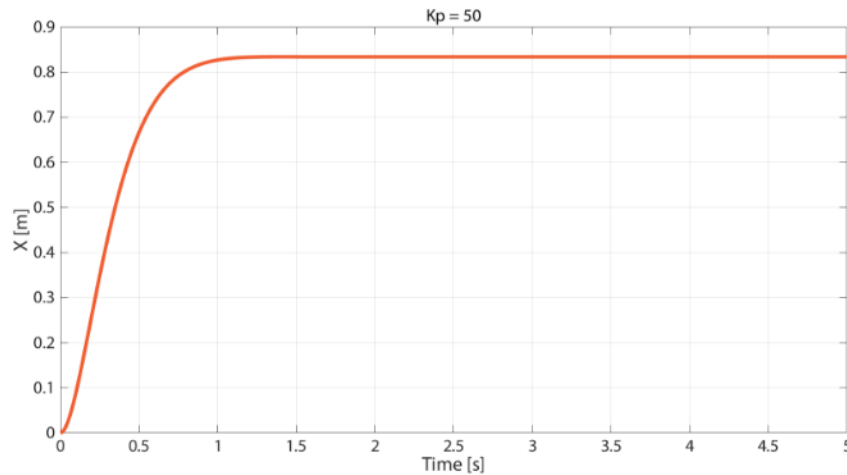


Figura 2.37 – Resposta com compensador,  $K_p=50$ .

Apenas com  $K_p$  obtém-se uma resposta mais rápida, contudo existe um erro estático. Este erro pode ser reduzido a zero através da componente integrativa  $K_i$ , pois soma sempre o erro até este ser anulado. Ao acrescentar-se  $K_i = 50$ , obtém a resposta representada na Figura 2.38.

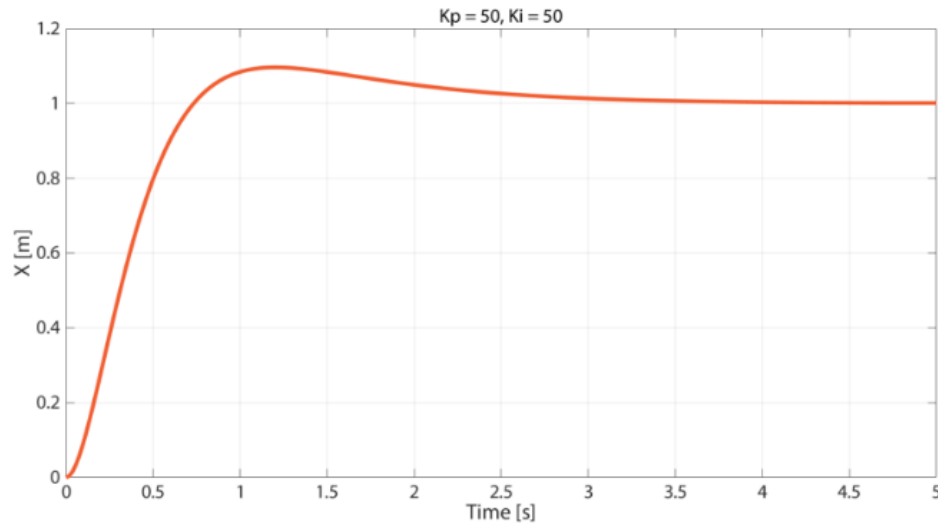


Figura 2.38 - Resposta com compensador,  $K_p=50$  e  $K_i=50$ .

O erro estático é reduzido a zero com a adição de  $K_i$ , no entanto surge um ligeiro pico no sinal antes de estabilizar. Ao tentar diminuir o tempo de resposta através do aumento de  $K_p$ , obtém-se a resposta da Figura 2.39.

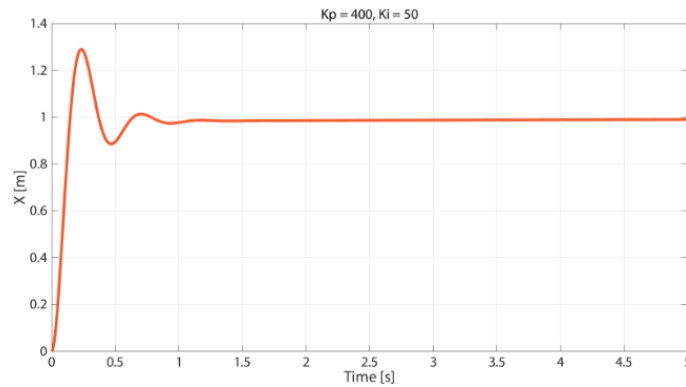


Figura 2.39 - Resposta com compensador,  $K_p=400$  e  $K_i=50$ .

A resposta é mais rápida, porém a sobrelevação do sinal é amplificada obtendo-se oscilações até estabilizar. Com o aumento contínuo de  $K_p$ , tanto a sobrelevação como as oscilações aumentam, existindo a possibilidade de se obter um sistema instável. A componente derivativa resolve em parte as sobrelevações melhorando a resposta do sistema, pois, quanto mais rápido o erro diminuir mais negativa é a contribuição de  $K_d$ . Adicionando  $K_d=200$  obtém-se a resposta da Figura 2.40.

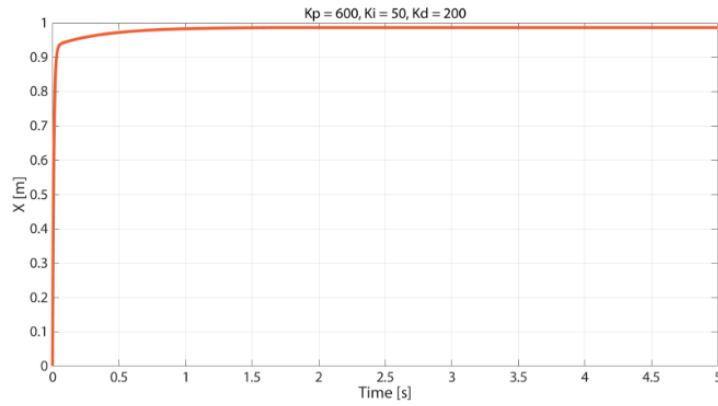


Figura 2.40 - Resposta com compensador,  $K_p=400$ ,  $K_i=50$  e  $K_d=200$

Com os três termos do compensador verifica-se uma resposta rápida e eficaz, sem sobrelevações, oscilações e erros estáticos.

### 2.7.3.1 Dimensionamento dos parâmetros PID

Um mau dimensionamento dos parâmetros PID pode levar a um sistema instável ou a um sistema em que o tempo de resposta não seja satisfatório. Para tal, existem vários métodos que permitem o ajuste desses parâmetros como por exemplo métodos analíticos, através do cancelamento de pólos-zeros, ou então através de outros métodos já definidos, como o método de *Ziegler-Nichols* [34].

O cancelamento de pólos-zeros remove o efeito dos pólos do sistema, através da inserção de zeros de forma a anularem-se. É útil para remover pólos instáveis do sistema [35].

Reescrevendo (2.22) obtém-se,

$$S_c(s) = K_d \frac{s^2 + \frac{K_p}{K_d}s + \frac{K_i}{K_d}}{s} \quad (2.24)$$

Ao aplicar-se o compensador PID a um sistema de 2ª ordem na sua forma canónica obtém-se o representado na Figura 2.41.

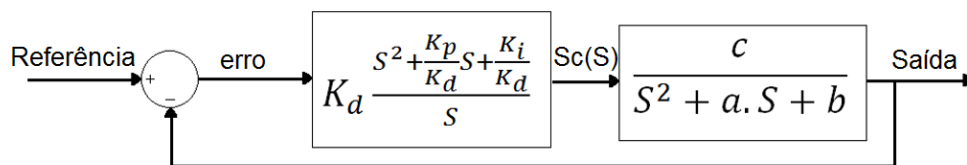


Figura 2.41 – Diagrama de blocos do compensador PID aplicado a um sistema de 2ª ordem.

De modo a cancelar os pólos com os zeros, faz-se  $\frac{K_p}{K_d} = a$  e  $\frac{K_i}{K_d} = b$ . Após essa substituição pode-se apresentar o diagrama de blocos na Figura 2.42.

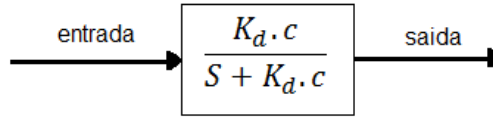


Figura 2.42 – Diagrama de blocos do sistema após cancelamento dos pólos.

Simplificado o sistema para um sistema de 1ª ordem pode-se representá-lo pela seguinte função transferência,

$$F(S) = \frac{\omega_p}{S + \omega_p}, \quad (2.25)$$

onde  $\omega_p$  é a frequência fundamental do sistema em (rad/s) que pode ser obtida por,

$$\omega_p = \frac{2,2}{t_r}, \quad (2.26)$$

onde  $t_r$  é o tempo de subida do sistema.

Pela função transferência (2.25) obtém-se  $K_d \cdot c = \omega_p$ , usufruindo-se assim de todos os valores necessário para os parâmetros do compensador PID [35], [36].

Ao ficar-se na presença de um sistema de 2ª ordem, faz-se a igualdade com a seguinte equação canônica de um sistema de 2ª ordem,

$$F(S) = \frac{\omega_p^2}{S^2 + 2\xi\omega_p S + \omega_p^2}, \quad (2.27)$$

de forma a retirar os valores dos parâmetros do compensador. O parâmetro,  $\xi$ , é o coeficiente de amortecimento do sistema, que utilizando o critério ITAE (*Integral of Time multiplied by Absolute Error*) tem-se, [37]

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (2.28)$$

Este proporciona uma resposta genérica com um bom compromisso entre sobrelevação e tempo de resposta. A sua variação permite alterar a resposta do sistema como representa a Figura 2.43.

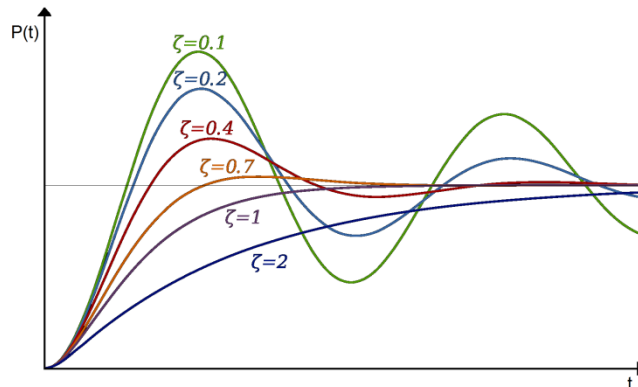


Figura 2.43 – Influência do coeficiente de amortecimento na resposta de um sistema [38].

A laranja tem-se o valor utilizado para o coeficiente, com o seu aumento a resposta do sistema fica mais lenta e com a sua diminuição possui-se uma resposta mais rápida mas com sobrelevação [37], [39].

Outro método usado para dimensionar os parâmetros do compensador é o de *Cohen-Coon*, usado para sistemas de 1ª ordem. Com o sistema estável, este método introduz, em malha aberta, um sinal tipo degrau na entrada do sistema e analisa o comportamento da saída do sistema a esse impulso como demonstra a Figura 2.44 [34], [40].

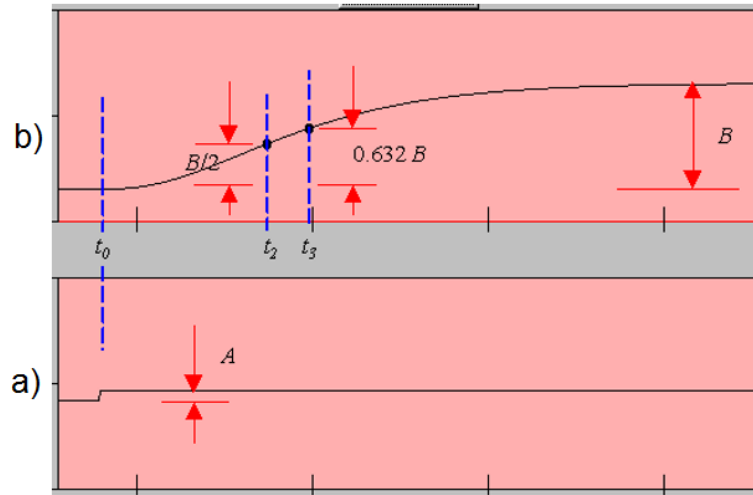


Figura 2.44 – Método de *Cohen-Coon*. a) Entrada do sistema. b) Resposta do sistema [40].

Após obtidos  $t_0$ ,  $t_2$  e  $t_3$  e através de  $B$  como demonstra a Figura 2.44, calcula-se os restantes parâmetros necessários através das equações (2.29), (2.30), (2.31), (2.32), (2.33), para obter-se as componentes do compensador:

$$t_1 = \frac{t_2 - \ln(2) \cdot t_3}{1 - \ln(2)} ; \quad (2.29)$$

$$\tau = t_3 - t_1 ; \quad (2.30)$$

$$\tau_{del} = t_1 - t_0 ; \quad (2.31)$$

$$K = \frac{B}{A} ; \quad (2.32)$$

$$r = \frac{\tau_{del}}{\tau} . \quad (2.33)$$

Com estas equações obtém-se os parâmetros do compensador PID utilizando as regras deste método apresentadas na Tabela 2.3 [34], [40].

Tabela 2.3 – Ajuste de *Cohen-Coon* para compensador P, PI, ou PID [34], [40].

Compensador	$K_p$	$\frac{K_p}{K_i}$	$\frac{K_d}{K_p}$
-------------	-------	-------------------	-------------------

P	$\frac{1}{rK} \left(1 + \frac{r}{3}\right)$		
PI	$\frac{1}{rK} \left(0,9 + \frac{r}{12}\right)$	$\tau_{del} \frac{30 + 3r}{9 + 20r}$	
PID	$\frac{1}{rK} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4}\right)$	$\tau_{del} \frac{32 + 6r}{13 + 8r}$	$\tau_{del} \frac{4}{11 + 2r}$

Tem-se também o método de *Ziegler-Nichols*. Utilizando este método, em malha fechada, detém-se uma sobrelevação do sinal máxima de 25%. A sua metodologia passa por implementar num sistema um compensador apenas do tipo P. Aumenta-se o valor de  $K_p$  até se obter uma oscilação continuada à saída, sendo esse ganho denominado de ganho crítico ( $K_{cr}$ ) e a frequência dessa oscilação ( $P_{cr}$ ). Possuindo esses valores pode-se calcular os parâmetros, do compensador, designado pelo método, como apresentado na Tabela 2.4 [34].

Tabela 2.4 – Ajuste de *Ziegler-Nichols* para compensador P, PI, ou PID [34].

Compensador	$K_p$	$\frac{K_p}{K_i}$	$\frac{K_d}{K_p}$
P	$\frac{K_{cr}}{2}$		
PI	$\frac{K_{cr}}{2,2}$	$\frac{P_{cr}}{1,2}$	
PID	$\frac{K_{cr}}{1,7}$	$\frac{P}{2}$	$\frac{P_{cr}}{8}$

Um método semelhante ao de *Ziegler-Nichols* é o de *Tyres-Luyben*. Este tem um procedimento parecido, obtendo também os parâmetros  $K_{cr}$  e  $P_{cr}$ , mas os ajustes para o compensador são diferentes, como representado na Tabela 2.5. [34]

Tabela 2.5 – Ajuste de *Tyres-Luyben* para compensador PI, ou PID [34].

Compensador	$K_p$	$\frac{K_p}{K_i}$	$\frac{K_d}{K_p}$
PI	$\frac{K_{cr}}{3,2}$	$2,2P_{cr}$	
PID	$\frac{K_{cr}}{2,2}$	$2,2P_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{6,3}$

Este método apenas propõe ajuste dos parâmetros para compensadores PI ou PID.

### 2.7.3.2 Implementação digital do compensador

O compensador descrito em (2.24) é uma função contínua e no domínio das frequências. Para implementar na prática esse compensador PID recorre-se à transformada Z, de forma a passar (2.24) para uma função discreta, pois na implementação digital os sinais são discretos provenientes de ADC com uma determinada taxa de amostragem.

A relação entre a transformada Z e a transformada de Laplace é,

$$z = e^{sT_s}, \quad (2.34)$$

sendo  $T_s$  o tempo de amostragem.

Esta conversão é no entanto de complexa implementação, para um computador digital, sendo portanto, usadas aproximações. Os três métodos de aproximação mais utilizados são *forward Euler*, *backward Euler* e bilinear, sendo dadas por, [41]

$$s = \frac{1 - Z^{-1}}{T_s \cdot Z^{-1}}, \quad (2.35)$$

$$s = \frac{1 - Z^{-1}}{T_s}, \quad (2.36)$$

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}, \quad (2.37)$$

respetivamente.

Recorrendo, à transformada Z bilinear, (2.37), por ser a mais utilizada para sistemas reais, e aplicando-a a (2.22) obtém-se,

$$S_c(Z) = K_p + \frac{K_i}{\frac{2}{T_s} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}} + \frac{2}{T_s} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} K_d \quad (2.38)$$

$$S_c(Z) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i T_s}{2} + \frac{2K_d}{T_s}\right) Z^2 + \left(K_i T_s - \frac{4K_d}{T_s}\right) Z + \left(-K_p + \frac{K_i T_s}{2} + \frac{2K_d}{T_s}\right)}{Z^2 - 1}. \quad (2.39)$$

Uma vez aplicada a transformada Z obtém-se a função discreta do compensador mas no domínio das frequências. Para efetuar a transição para o domínio dos tempos, de forma a ser usada num processador digital de sinal, aplica-se a transformada Z inversa a (2.39), obtendo-se,

$$\begin{aligned} S_c(t) = S_c(t - 2T_s) + \left(K_p + \frac{K_i T_s}{2} + \frac{2K_d}{T_s}\right) e(t) + \left(K_i T_s - \frac{4K_d}{T_s}\right) e(t - T_s) \\ + \left(-K_p + \frac{K_i T_s}{2} + \frac{2K_d}{T_s}\right) e(t - 2T_s), \end{aligned} \quad (2.40)$$



onde  $S_c(t)$  é a saída do compensador no domínio dos tempos, utilizada para o controlo, e  $e(t)$  é o erro que entra no compensador. Através de (2.40) é possível implementar digitalmente um compensador PID [36], [42].

Sendo que em muitos casos apenas se usa um compensador PI, pode-se aplicar o mesmo raciocínio, removendo a componente derivativa, para chegar à relação entre a saída e entrada do compensador PI, obtendo-se,

$$S_c(t) = S_c(t - T_s) + \left(K_p + \frac{K_i T_s}{2}\right) e(t) + \left(\frac{K_i T_s}{2} - K_p\right) e(t - T_s). \quad (2.41)$$

Através de (2.40) e (2.41) pode-se implementar num sistema digital, um compensador PID ou PI, respetivamente.

## 2.8 Conclusão

Iniciou-se este capítulo com o conceito de veículo elétrico, indicando quais são os seus principais componentes e a sua evolução ao longo da história.

Estudou-se o conceito de máquinas elétricas e apresentaram-se os principais tipos utilizados em veículos elétricos. Na máquina DC apresentaram-se o seu conceito, constituição, funcionamento e tipos, estudando também o seu comportamento dinâmico. Na máquina AC viu-se também o seu conceito e o funcionamento dos tipos assíncrono e síncrono.

Abordou-se os semicondutores utilizados nos conversores, dando ênfase à sua utilização em paralelo, viram-se as suas vantagens e desvantagens, e quais as considerações a ter na sua implementação.

Viu-se o conceito de conversor, apresentado, três tipos frequentemente utilizados, o redutor, em ponte H e trifásicos, estudando o seu funcionamento e implementação.

Estudou-se as características das diferentes tecnologias utilizadas nas baterias, bem como a influência da taxa de descarga na sua capacidade. Viu-se o seu modelo e as considerações a ter para a implementação num carro elétrico.

Por fim, analisaram-se os tipos de controlo para os conversores comutados como a modulação por largura de impulso (PWM) e o modo de deslizamento. Viram-se também compensadores PID, qual a influências dos seus parâmetros no sistema e técnicas de ajuste desses mesmo parâmetros como os métodos de *Ziegler-Nichols*, *Tyres-Luyben* e analíticos através do cancelamento de polos-zeros. Estudou-se também a implementação digital dos compensadores PID, através da transformada Z.

## Capítulo 3 - Modelo e controlo do carro eléctrico

Neste capítulo analisou-se dois tipos de máquinas eléctricas, a máquina DC de ímanes permanentes e a máquina AC síncrona, de ímanes permanentes. Estudou-se os seus modelos e o seu comportamento dinâmico. Modelizou-se o circuito conversor de forma a criar um modelo capaz de simular e controlar as grandezas de interesse das máquinas eléctricas.

### 3.1 Máquina DC

Existem vários tipos de máquinas DC como referido na seção 2.2.1, no entanto nesta seção deu-se ênfase à máquina DC de ímanes permanentes, também conhecida como PMDC (*Permanent Magnet Direct Current*).

Para excitar o campo magnético do estator utiliza-se ímanes permanentes, não sendo necessário o enrolamento de campo para criá-lo. Uma vez que não existe esse enrolamento, o tamanho total do motor é reduzido. Consegue-se também aumentar a eficiência, pois não é necessária energia extra para criar o campo magnético. Para baixas potências o custo é menor.

Como o campo magnético dos ímanes é constante, não é possível controlar nem o binário, nem a velocidade pela variação do campo do estator. Existe também o risco de desmagnetização dos ímanes, quer por correntes excessivas, quer por altas temperaturas.

#### 3.1.1 Equações da máquina

O modelo equivalente de um motor DC de ímanes permanentes pode ser descrito como uma resistência de perdas  $R_a$  em série com uma indutância de fugas  $L_a$  e em série com uma f.e.m.,  $E_a$ , induzida pela rotação da armadura. O modelo do PMDC está retratado na Figura 3.1. A f.e.m. induzida surge pelo facto de a armadura girar na presença de um campo magnético, proveniente dos ímanes. Essa f.e.m. gerada é oposta a tensão fornecida e tende a contrariar o fluxo de corrente.  $E_a$  é proporcional à rotação da motor e pode ser obtida pela seguinte equação,

$$E_a = k_v \cdot \omega, \quad (3.1)$$

onde  $k_v$  é a constante de velocidade e  $\omega$  é a velocidade de rotação.

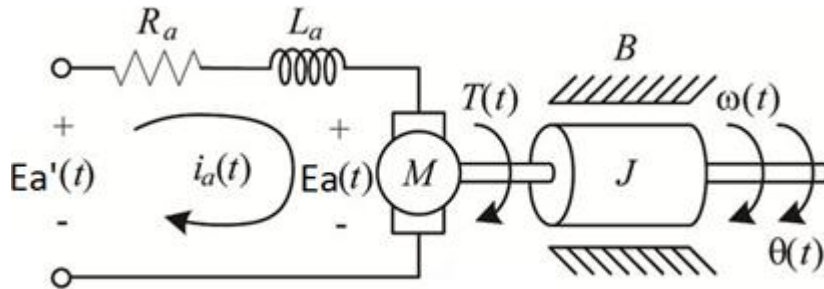


Figura 3.1 – Modelo do motor DC de ímanes permanentes (PMDC) [8].

Pela lei das malhas, sabe-se que a soma de todas as tensões da malha da Figura 3.1, tem que ser igual a zero, obtendo-se,

$$E_{a'} - V_{Ra} - V_{La} - E_a = 0, \quad (3.2)$$

onde  $E_{a'}$  é a tensão aplicada ao motor,  $V_{Ra}$  é a queda de tensão na resistência de perdas,  $V_{La}$  é a tensão na indutância de fugas e  $E_a$  é a f.e.m. induzida.

A queda de tensão na resistência de perdas obtém-se pela lei de Ohm,

$$V_{Ra} = i_a \cdot R_a, \quad (3.3)$$

em que  $i_a$  é a corrente injetada no motor.

Sabe-se que a tensão numa bobina é proporcional à variação da corrente que a atravessa, portanto,

$$V_{La} = L_a \frac{di_a}{dt}, \quad (3.4)$$

onde  $L_a$  é o coeficiente de autoindução da bobina.

Com as equações (3.3) e (3.4) pode-se reformular a equação (3.2), obtendo-se,

$$E_{a'} = R_a \cdot i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a. \quad (3.5)$$

Pelas características mecânicas do motor, existem dois tipos de binário resistente ao movimento do motor. Um deles é relacionado com a inércia do rotor e é caracterizado por,

$$T_j = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.6)$$

onde  $J$  é a constante de inércia do rotor.

O outro binário resistente está relacionado com a velocidade e pode ser descrito por,

$$T_b = B\omega, \quad (3.7)$$

em que  $B$  é o coeficiente de amortecimento.

Através das equações anteriores pode-se dizer que o binário eléctrico exercido pelo motor é,

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega + T_l, \quad (3.8)$$

onde  $T_l$  é o binário exercido por uma carga externa acoplada ao motor, caso esta exista. O binário eléctrico exercido pelo motor é proporcional à corrente consumida e pode também ser obtido pela seguinte equação,

$$T_e = k_T \cdot i_a, \quad (3.9)$$

onde  $k_T$  é a constante de binário.

Tendo em conta as equações anteriores pode-se reescrever as equações que fornecem o comportamento dinâmico do motor da seguinte forma:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{E_{a'} - R_a \cdot i_a - k_v \cdot \omega}{L_a}; \quad (3.10)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_T \cdot i_a - B \cdot \omega - T_l}{J} \quad (3.11)$$

É possível obter a função transferência do sistema, aplicando a transformada de Laplace às equações (3.10) e (3.11), obtendo-se, para condições iniciais nulas,

$$i_a(S) = \frac{E_{a'} - k_v \cdot \omega}{S \cdot L_a + R_a} \quad (3.12)$$

$$\omega(S) = \frac{k_T \cdot i_a - T_l}{S \cdot J + B} \quad (3.13)$$

Através de (3.12) e (3.13) obtém-se o diagrama de blocos da Figura 3.2, que representa o comportamento da velocidade de rotação e da corrente do motor em função da tensão aplicada [43].

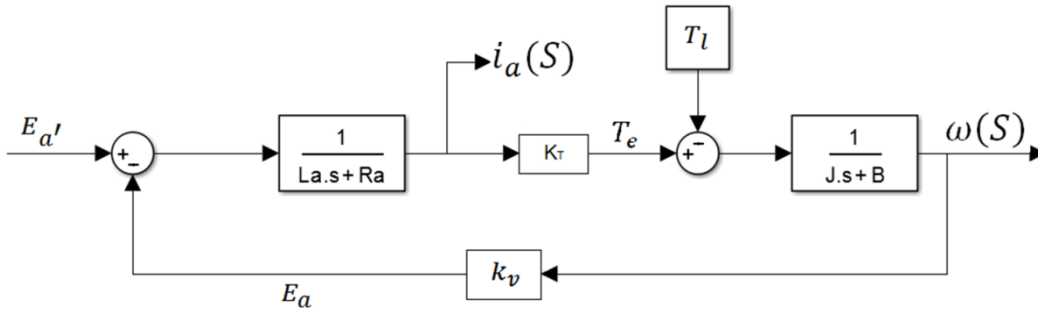


Figura 3.2 – Diagrama de blocos representando a dinâmica do motor PMDC, adaptado de [43].

### 3.1.2 Modelo do conversor

Utilizou-se o conversor em ponte H para controlar o motor, como representado na Figura 3.3.

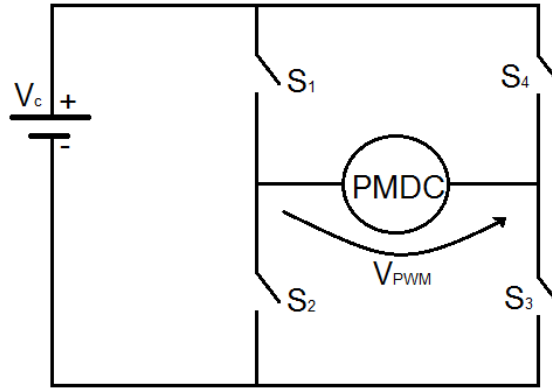


Figura 3.3 – Conversor em ponte H.

Como abordado na seção 2.5.2, a tensão  $V_{PWM}$  aplicada ao motor depende dos estados dos semicondutores, relacionando-se com a variável de estado,  $\gamma$ , que pode assumir os valores -1, 0 e 1, como representado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 –  $V_{PWM}$  em função da variável de estado  $\gamma$

$\gamma$	$V_{PWM}$
-1	$-V_c$
0	0
1	$V_c$

Tendo em conta que  $\gamma$  pode variar entre -1 e 1, o  $V_{PWM}$  médio pode ser expresso pela seguinte equação,

$$V_{PWM} = \gamma \cdot V_c \quad (3.14)$$

Utilizando o conversor redutor a equação (3.14) também aplica-se, com a diferença que  $\gamma$  só pode variar entre 0 e 1.

Tendo em conta o conteúdo abordado na seção 3.1.1, o comportamento do motor, em função da variável de estado  $\gamma$ , pode ser representado pela Figura 3.4.

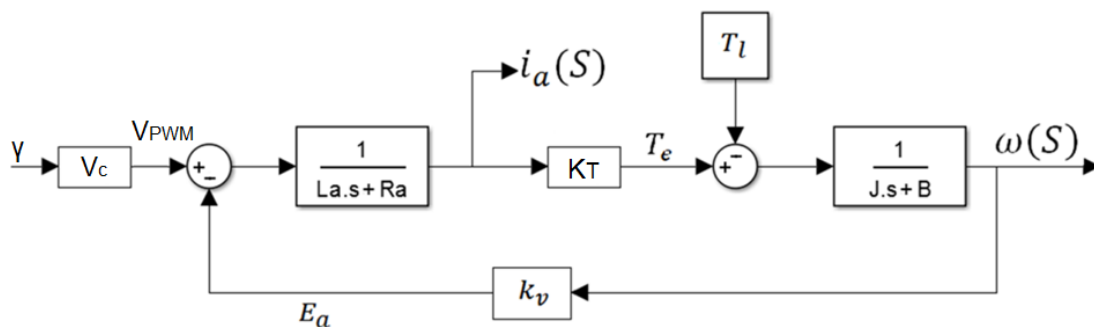


Figura 3.4 – Diagrama do motor PMDC em função da variável de estado  $\gamma$ .

Deste forma tem-se um modelo que permite analisar o comportamento do motor em função da variável de entrada do conversor, podendo-se assim estudar vários tipos de controlo neste modelo.

### 3.1.2.1 Modelo do modulador PWM

Recorrendo a um modulador PWM como abordado na seção 2.7.2, tem-se um sinal de controlo para controlar o conversor e não a variável de estado  $\gamma$ . No entanto a sua relação com a tensão aplicada no motor é semelhante,

$$\overline{V_{PWM}} = \frac{S_c}{S_{c_{max}}} V_c \Leftrightarrow \frac{\overline{V_{PWM}}}{S_c} = \frac{V_c}{S_{c_{max}}}, \quad (3.15)$$

onde  $S_c$  é o sinal de controlo aplicado ao modulador e  $S_{c_{max}}$  é o valor máximo da portadora.  $S_c$  varia entre  $-S_{c_{max}}$  e  $S_{c_{max}}$ .

Todavia, o modulador só faz a comparação do sinal de controlo com a portadora duas vezes por ciclo, no caso da portadora ser triangular, acrescentado assim um atraso no sistema. Esse atraso é aleatório e geralmente varia entre zero e o período da portadora, no entanto para a portadora triangular considera-se o atraso,

$$T_d \approx \frac{T}{2}, \quad (3.16)$$

em que  $T$  é o período da portadora utilizada para a modulação.

Aplicando a transformada de *Laplace* a (3.15), com o atraso (3.16), obtém-se a função transferência do modulador/conversor. Para tal utiliza-se a seguinte propriedade da transformada,

$$\begin{aligned} f(t) &\rightarrow F(S); \\ f(t - T_d) &\rightarrow F(S)e^{-S.T_d}, \end{aligned} \quad (3.17)$$

obtendo-se assim a seguinte função transferência,

$$\frac{V_{PWM}}{S_c} = \frac{V_c}{S_{c_{max}}} e^{-S.T_d}. \quad (3.18)$$

A exponencial é, no entanto, de complexa implementação para um computador digital, sendo aplicado o desenvolvimento em série de *Taylor* da exponencial, desprezando os infinitésimos de ordem superior, pois a sua contribuição é pequena, obtendo-se assim,

$$\frac{V_{PWM}}{S_c} \approx \frac{V_c}{(1 + ST_d) \cdot S_{c_{max}}}. \quad (3.19)$$

A Figura 3.5 apresenta o diagrama de blocos com o modulador aplicado.

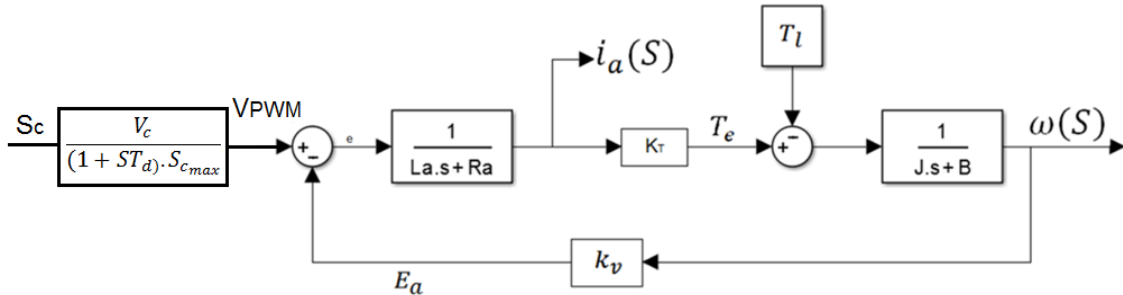


Figura 3.5 - Diagrama do motor PMDC em função do sinal de comando  $S_c$  aplicado ao modulador.

Com este diagrama é possível estudar a resposta do motor quando se usa um modulador para controlar o conversor, sendo útil para calcular os parâmetros do compensador a usar.

### 3.1.3 Controlo das grandezas do motor DC

O comando pode ser executado em malha aberta, sendo realizado através da variação da tensão aplicada ao motor, pelo sinal de controlo  $S_c$ . O controlo é simples e consegue-se controlar indirectamente o binário e a velocidade, contudo como não tem *feedback*, o controlo dessas grandezas não é preciso, especialmente quando sujeitas a perturbações.

Existem várias grandezas que podem ser controladas no motor, contudo deu-se mais ênfase ao controlo da corrente e ao controlo da velocidade.

O controlo da corrente é essencial nos motores, pois a sua sobrelevação pode danificar o motor. O controlo da velocidade é muito utilizado em aplicações que necessitam de velocidades de rotação constantes e insensíveis a perturbações externas.

#### 3.1.3.1 Controlo de corrente

O controlo da corrente da armadura do motor de ímanes permanentes pode ser feito ou por modo de deslizamento, ou com recurso a um modulador PWM, como abordado na secção.

Através do modo de deslizamento define-se uma gama para a qual o erro da corrente pode variar, comutando a variável de estado  $\gamma$  de forma a manter esse erro dentro da gama desejada.

Pela equação (3.10) sabe-se que ao aplicar uma tensão positiva no motor ( $\gamma = 1$ ) existe um aumento da corrente, e ao aplicar-se uma tensão negativa ( $\gamma = -1$ ) existe uma diminuição da corrente. Sabe-se assim qual o estado a aplicar, de forma a aumentar ou a diminuir o erro. O processo é feito através de um comparador de histerese da seguinte forma,

$$\begin{cases} \gamma = 1, & \text{se } e_i \leq -\Delta i \\ \gamma = -1, & \text{se } e_i \geq \Delta i \\ \gamma = \gamma_{anterior}, & \text{se } -\Delta i < e_i < \Delta i \end{cases}, \quad (3.20)$$

onde  $e_i$  é o erro da corrente, dado pela diferença entre a corrente de referência e a corrente real, e  $\Delta i$ , é o valor máximo que o erro pode tomar. De notar que a variação da corrente será  $2\Delta i$ , pois a variação do erro vai do sentido negativo até ao positivo. A corrente máxima que se pode obter é a soma de  $i_{ref}$  com  $\Delta i$ , pois só existe comutação após a corrente atingir esse valor, sendo necessário esse cuidado em aplicações onde a corrente máxima não pode ser ultrapassada.

Aplicando o comparador de histerese à dinâmica da corrente no motor pela variável de estado do conversor,  $\gamma$ , obtém-se o diagrama de blocos da Figura 3.6, que permite o controlo da corrente pelo modo de deslizamento no motor PMDC.

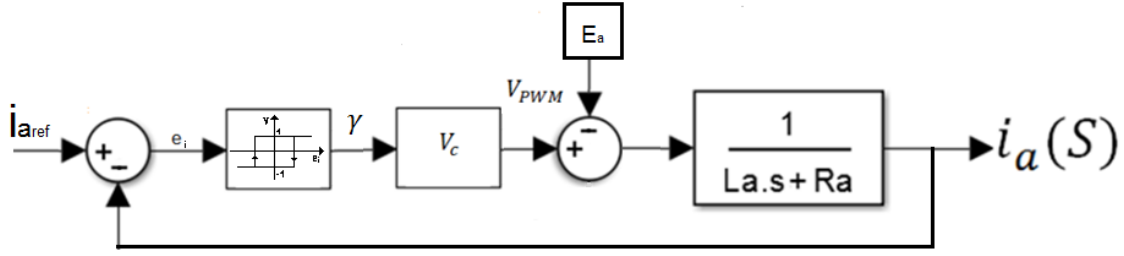


Figura 3.6 – Diagrama de blocos do controlo da corrente na armadura em modo de deslizamento.

O controlo da corrente com o modulador PWM necessita de um compensador, por exemplo um PI, de forma a compensar o erro da corrente, na variável de controlo ( $S_c$ ) a aplicar no modulador. O diagrama de blocos é o representado na Figura 3.7.

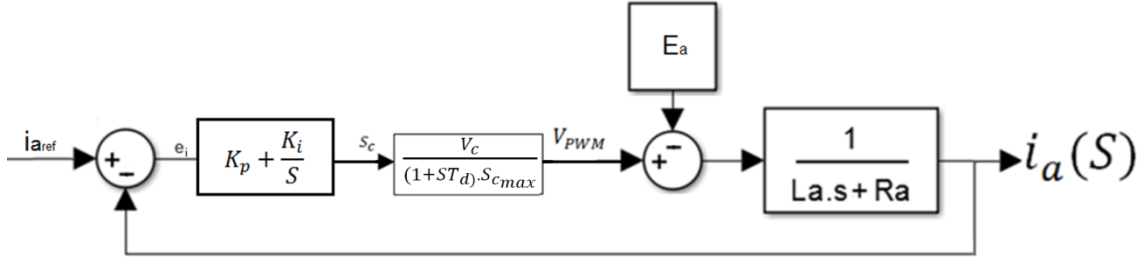


Figura 3.7 - Diagrama de blocos do controlo da corrente na armadura, por modulador PWM.

Através do cancelamento pólos-zeros, abordado na seção 2.7.3.1, pode-se dimensionar os parâmetros do compensador PI utilizado para o modulador.

Para efetuar o cancelamento pólo-zero é necessário que,

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_a}{L_a}. \quad (3.21)$$

Com essa igualdade a função de transferência entre a corrente na armadura e a corrente de referência fica,

$$\frac{i_a}{i_{a_{ref}}} = \frac{\frac{K_p \cdot V_c}{S_{c_{max}} \cdot T_d \cdot L_a}}{S^2 + \frac{S}{T_d} + \frac{K_p \cdot V_c}{S_{c_{max}} \cdot T_d \cdot L_a}}. \quad (3.22)$$

Das equações (2.27) e (2.28) retira-se o valor de  $K_p$  e conseqüentemente  $K_i$ , por (3.21), ficando-se com:

$$K_p = \frac{S_{c_{max}} \cdot L_a}{2 \cdot T_d \cdot V_c}; \quad (3.23)$$

$$K_i = \frac{S_{c_{max}} \cdot R_a}{2 \cdot T_d \cdot V_c}. \quad (3.24)$$



Considera-se  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  para o cálculo dos parâmetros, como estudado na seção 2.7.3.1.

Com os diagramas da Figura 3.5 e Figura 3.6 tem-se dois modelos onde é possível controlar a corrente do motor e observar o seu comportamento, sendo o primeiro através do controlo de deslizamento e o segundo com recurso a um modulador PWM para controlar a corrente do conversor.

### 3.1.3.2 Controlo de velocidade

Para se obter um modelo que permita controlar a velocidade do motor utilizou-se um compensador PID, com um modulador PWM, para controlar o conversor com o modelo do motor de ímanes permanentes apresentado na Figura 3.4. O modelo obtido está representado na Figura 3.8.

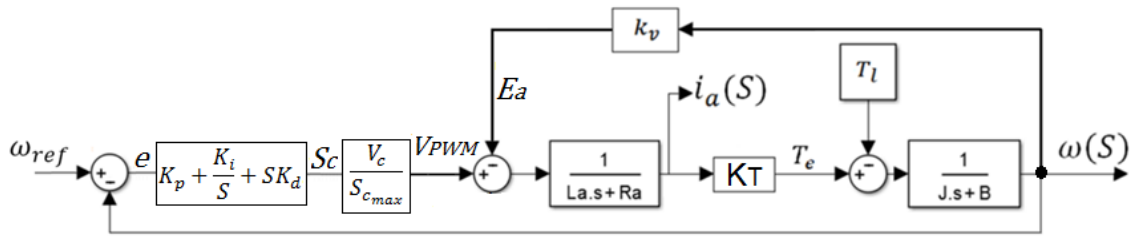


Figura 3.8 - Diagrama de blocos do controlo da velocidade de rotação do motor, por modulador PWM.

Pode-se desprezar o atraso do modulador, uma vez que este é muito mais pequeno que o atraso da velocidade.

De forma a calcular os parâmetros do compensador PID recorreu-se ao método de cancelamento pólos-zeros.

Para fazer o cancelamento pólos-zeros é necessário que:

$$\frac{K_p}{K_d} = \frac{B}{J} + \frac{R_a}{L_a}; \quad (3.25)$$

$$\frac{K_i}{K_d} = \frac{R_a \cdot B}{L_a \cdot J}. \quad (3.26)$$

Com estas igualdades a função de transferência entre a velocidade de rotação do motor e a velocidade de referência fica,

$$\frac{\omega}{\omega_{ref}} = \frac{\frac{K_d \cdot V_c \cdot K_T}{S_{cmax} \cdot (K_T \cdot K_v + L_a \cdot J)}}{S + \frac{K_d \cdot V_c \cdot K_T}{S_{cmax} \cdot (K_T \cdot K_v + L_a \cdot J)}}. \quad (3.27)$$

Igualando à equação (2.25) retira-se o valor de  $K_d$ , em função de  $\omega_p$  e consequentemente obtém-se  $K_p$  e  $K_i$  através de (3.25) e (3.26), respetivamente, ficando-se com:

$$K_d = \frac{S_{cmax} \cdot \omega_p \cdot (K_T \cdot K_v + L_a \cdot J)}{V_c \cdot K_T}; \quad (3.28)$$

$$K_p = \frac{S_{cmax} \cdot \omega_p \cdot (K_T \cdot K_v + L_a \cdot J)}{V_c \cdot K_T} \left( \frac{B}{J} + \frac{R_a}{L_a} \right); \quad (3.29)$$

$$K_i = \frac{S_{cmax} \cdot \omega_p \cdot (K_T \cdot K_v + L_a \cdot J)}{V_c \cdot K_T} \frac{R_a \cdot B}{J \cdot L_a}. \quad (3.30)$$

Com os parâmetros do compensador calculados tem-se, na Figura 3.7, um modelo onde é possível controlar a velocidade de rotação do motor e observar o seu comportamento dinâmico, utilizando um compensador PID, associado a um modulador PWM para controlar o conversor. De notar que o controlo de velocidade não controla a corrente que entra no motor, podendo assim atingir valores elevados de forma a manter o erro da velocidade nulo, expondo o motor a condições potencialmente perigosas que o podem danificar.

### 3.1.3.3 Controlo de velocidade com controlo interno de corrente

Muitas das vezes utiliza-se no controlo de velocidade o controlo interno de corrente por forma a limitar a corrente, evitando assim riscos de dano nos componentes. Para tal, utiliza-se um compensador que indica a corrente de referência em função do erro da velocidade de rotação e posteriormente outro compensador na corrente como descrito na Figura 3.6.

Uma vez que a corrente varia muito mais rápido que a velocidade, pode-se considerar que para o cálculo dos parâmetros do compensador, a corrente real e a corrente de referência são aproximadamente iguais. Com esta consideração o diagrama de blocos do controlo da velocidade, com controlo de corrente é o da Figura 3.9.

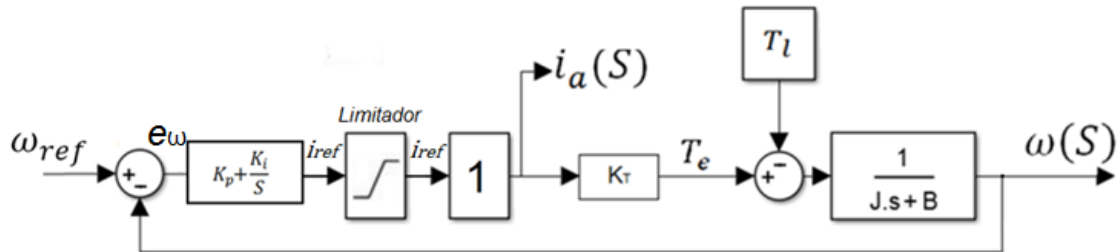


Figura 3.9 - Diagrama de blocos do controlo da velocidade de rotação do motor com controlo de corrente.

Para calcular os parâmetros do compensador PI recorreu-se ao método de cancelamento pólo-zero. Para tal realizou-se a igualdade,

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{B}{J}. \quad (3.31)$$

Com esta igualdade, a função transferência entre a velocidade de rotação do motor e a velocidade de referência fica,

$$\frac{\omega}{\omega_{ref}} = \frac{\frac{K_p \cdot K_T}{J}}{s + \frac{K_p \cdot K_T}{J}}. \quad (3.32)$$

Através da análise feita na seção 2.7.3.1, obtém-se  $K_p$  e  $K_i$ , em função do parâmetro  $\omega_p$ :

$$K_p = \frac{\omega_p \cdot J}{K_T}; \quad (3.33)$$

$$K_i = \frac{\omega_p \cdot B}{K_T}; \quad (3.34)$$

obtendo-se assim os parâmetros para o compensador de velocidade.

Para este método são necessários dois compensadores, um de velocidade e um de corrente, sendo que o de corrente está definido na seção 3.1.3.1.

O tempo de resposta neste caso é a soma dos tempos de resposta dos compensadores, contudo o tempo de resposta do compensador de corrente deverá ser muito mais rápido pois a corrente do motor varia num curto espaço de tempo, enquanto a velocidade não pode variar tão rapidamente devido à inércia do motor.

Este método tem a vantagem de poder aplicar um limitador de corrente de forma a mantê-la dentro das especificações dos componentes. Caso o limite de corrente seja atingido perde-se o controlo da velocidade, mas protege-se tanto o motor como o conversor contra sobreaquecimento.

### 3.2 Máquina AC

Existem vários tipos de máquinas AC como referido na seção 2.2.2, no entanto nesta seção estudou-se o motor AC síncrono de ímanes permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*), de três fases, com configuração em estrela.

Para excitar o campo magnético do rotor, utiliza-se ímanes permanentes, não sendo necessário enrolamentos para criá-lo e consequentemente escovas para transmitir-lhes energia, não sofrendo assim desgaste.

À semelhança do PMDC o campo magnético dos ímanes é constante, não sendo possível controlar o binário pela variação do campo do rotor. Existe também o risco de desmagnetização dos ímanes, quer por correntes excessivas, ou por altas temperaturas.

#### 3.2.1 Equações da máquina

Na Figura 2.8 representa-se o modelo de um motor síncrono monofásico, no entanto para um motor de três fases considera-se três modelos semelhantes ao do monofásico, porém com tensões desfasadas de  $120^\circ$  entre si. Também por ser de ímanes permanentes, o campo criado é constante, não sendo necessário um modelo para o enrolamento do rotor. O modelo para um motor PMSM trifásico, com configuração em estrela, está representado na Figura 3.10.

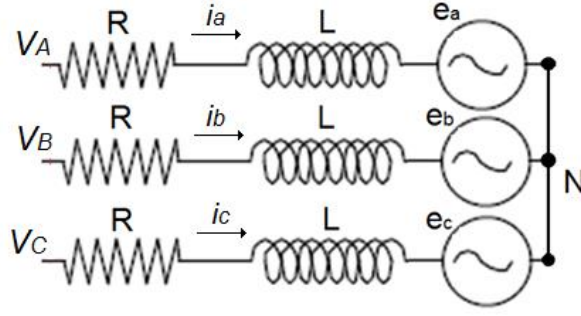


Figura 3.10 – Modelo de um motor PMSM de três fases, com configuração em estrela.

Analisando o modelo do motor verifica-se que as tensões entre cada fase e o neutro são as seguintes, considerando a indutância e a resistência de perdas iguais em todas as fases:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a; \\ V_{BN} &= L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b; \\ V_{CN} &= L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Das mesmas equações pode-se retirar o comportamento da corrente:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_a - \frac{e_a}{L} + V_{AN}; \\ \frac{di_b}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_b - \frac{e_b}{L} + V_{BN}; \\ \frac{di_c}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_c - \frac{e_c}{L} + V_{CN}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

As tensões  $e_a$ ,  $e_b$  e  $e_c$  são as tensões induzidas pelo movimento do motor e têm a seguinte forma:

$$\begin{aligned} e_a &= \sqrt{2} \cdot \omega \cdot k_v \cdot \cos(\omega t); \\ e_b &= \sqrt{2} \cdot \omega \cdot k_v \cdot \cos(\omega t + 120^\circ); \\ e_c &= \sqrt{2} \cdot \omega \cdot k_v \cdot \cos(\omega t - 120^\circ), \end{aligned} \quad (3.37)$$

onde  $\omega$  é a velocidade angular do motor,  $k_v$  a constante de velocidade e  $t$  o tempo em segundos. As fases têm um desfasamento de  $120^\circ$  no motor, o que se reflete na tensão produzida.

A dinâmica mecânica do motor, é semelhante ao motor DC, sendo a variação da velocidade obtida por,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{-B \cdot \omega + T_e - T_l}{J}, \quad (3.38)$$

em que  $\omega$  é a velocidade angular,  $B$  o coeficiente de atrito,  $J$  a inércia do rotor,  $T_e$  o binário elétrico produzido pelo motor e  $T_l$  o binário resistivo acoplado ao motor.

### 3.2.2 Modelo do Conversor

Uma vez que o motor utilizado para o estudo foi de três fases, utilizou-se um conversor trifásico para o seu controlo, como abordado na seção 2.5.3. O modelo do conversor com o motor está representado na Figura 3.11.

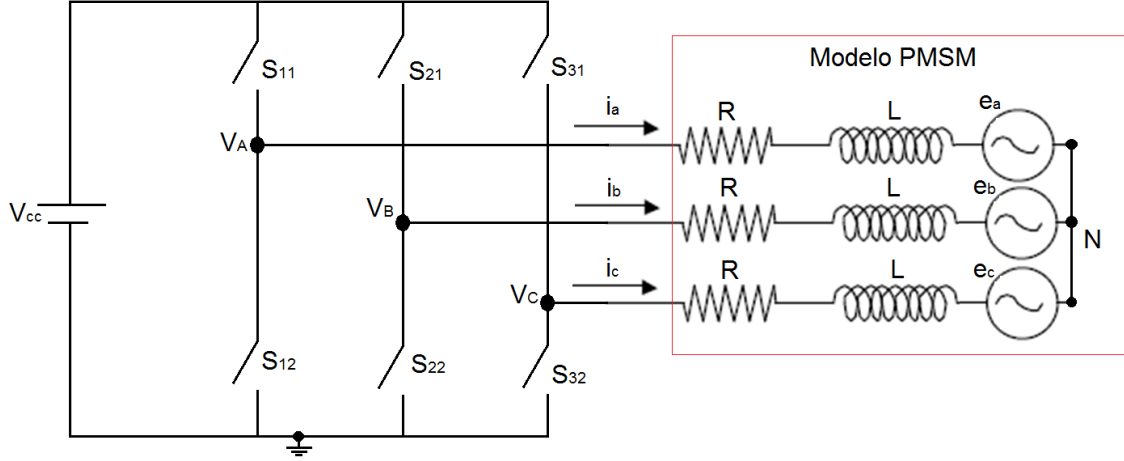


Figura 3.11 – Conversor trifásico com ligação a um motor PMSM .

Analisando o conversor verifica-se que a tensão em qualquer um dos braços é dependente da comutação dos semicondutores, sendo que, ao comutar-se o semicondutor superior, a tensão no braço adquire a tensão da alimentação do conversor ( $V_{cc}$ ), e ao comutar-se o inferior a tensão fica a zero. A relação das tensões dos braços com os semicondutores desse mesmo braço é:

$$\begin{aligned} V_A &= S_1 \cdot V_{cc}; \\ V_B &= S_2 \cdot V_{cc}; \\ V_C &= S_3 \cdot V_{cc}, \end{aligned} \quad (3.39)$$

onde  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ , são os estados de nível de cada braço, podendo tomar dois valores diferentes, 1 quando o semicondutor superior está em condução e 0 quando o inferior está em condução. Como já referido anteriormente na seção 2.5.3, os semicondutores de um braço não podem estar em condução simultaneamente, sendo os seus estados complementares.

Relacionando com equação (3.39) obtém-se as tensões compostas do motor em função das variáveis de estado:

$$\begin{aligned} V_A - V_B &= (S_1 - S_2) \cdot V_{cc} = V_{AN} - V_{BN}; \\ V_B - V_C &= (S_2 - S_3) \cdot V_{cc} = V_{BN} - V_{CN}; \\ V_C - V_A &= (S_3 - S_1) \cdot V_{cc} = V_{CN} - V_{AN}. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Sabendo que a soma das tensões simples de cada fase possui um resultado nulo, devido aos sistema ser equilibrado, pode-se extrair as tensões simples em função das variáveis de estado, em que se obtém:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{3} V_{cc}; \\ V_{BN} &= \frac{2S_2 - S_1 - S_3}{3} V_{cc}; \\ V_{CN} &= \frac{2S_3 - S_1 - S_2}{3} V_{cc}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Detendo as tensões simples pode-se substituir na equação (3.36), obtendo-se assim o comportamento das correntes no motor em função das variáveis de estado do conversor, ficando: [44]

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_a - \frac{e_a}{L} + \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{3} V_{cc}; \\ \frac{di_b}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_b - \frac{e_b}{L} + \frac{2S_2 - S_1 - S_3}{3} V_{cc}; \\ \frac{di_c}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_c - \frac{e_c}{L} + \frac{2S_3 - S_1 - S_2}{3} V_{cc}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Na forma matricial fica:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{3} \\ \frac{2S_2 - S_1 - S_3}{3} \\ \frac{2S_3 - S_1 - S_2}{3} \end{bmatrix} V_{cc}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

### 3.2.2.1 Sistema nas coordenadas $\alpha\beta 0$

O sistema trifásico pode ser convertido num sistema de dois eixos ortogonais, reduzindo o número de variáveis a controlar e simplificando os cálculos. Isto é possível pelo sistema trifásico ser dependente, sendo a soma de todas as correntes nula. Para esta conversão utiliza-se a transformada de *Clarke-Concordia*, [44], [45], que apresenta a seguinte relação,

$$X_{abc} = C X_{\alpha\beta 0}, \quad (3.44)$$

em que  $C$  é a matriz transformação dada por,

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

Uma vez que a matriz de transformação é ortogonal pode-se simplesmente multiplicar pela matriz transposta para fazer a transformada inversa de *Clarke-Concordia*, da seguinte forma,

$$X_{\alpha\beta 0} = [C]^T X_{abc}. \quad (3.46)$$

Aplicando a transformada inversa a (3.43) retira-se as correntes nas duas componentes ortogonais,  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ . A componente homopolar,  $i_0$ , é nula, pois considera-se que o conversor não apresenta neutro, obtendo-se;

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} S_1 - \frac{S_2}{2} - \frac{S_3}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} (S_2 - S_3) \end{bmatrix} V_{cc}. \quad (3.47)$$

Como,

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( S_1 - \frac{S_2}{2} - \frac{S_3}{2} \right); \\ S_\beta &= \frac{\sqrt{2}}{2} (S_2 - S_3), \end{aligned} \quad (3.48)$$

a equação (3.47), fica,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} V_{cc}. \quad (3.49)$$

Este sistema de coordenadas,  $\alpha$  e  $\beta$ , simplifica os cálculos, reduzindo o número de variáveis, considerando correntes balanceadas. Uma vez que a matriz de transformação é unitária, a potência ativa e reativa são mantidas, sendo assim a potência invariante. Com esta transformação, as variáveis obtidas continuam a ser variantes no tempo [34].

### 3.2.2.2 Sistema nas coordenadas dq0

A passagem do sistema de coordenadas  $\alpha\beta 0$  para  $dq0$  é designada de transformação de *Park*, [45]. Esta transformada consiste numa transformação linear que simplifica as equações, transformando as correntes girantes da máquina em correntes pseudo-estacionárias, através da rotação do referencial na mesma frequência que as correntes. A componente homopolar pode ser, mais uma vez, desprezado pelo sistema não ter neutro. A transformada entre o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para  $dq$  é,

$$X_{\alpha\beta} = PX_{dq}, \quad (3.50)$$

onde a matriz de transformação  $P$  é,

$$P = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (3.51)$$

em que  $\theta$  é o ângulo da posição do rotor da máquina.

À semelhança da transformada de *Clarke*, a matriz  $P$  também é ortogonal, obtendo-se assim a matriz inversa de *Park*, através da matriz transposta,

$$X_{dq} = [P]^T X_{\alpha\beta}. \quad (3.52)$$

Aplicando a equação anterior às correntes  $\alpha$  e  $\beta$  obtém-se,

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

As correntes  $i_d$  e  $i_q$  não variam no tempo como  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , sendo assim mais fácil para efetuar o controlo das correntes no motor. A corrente  $i_d$  é a componente direta que cria um campo alinhado com o rotor, e  $i_q$ , é a componente em quadratura que cria um campo desfasado de 90° com o rotor. Com o ajuste das duas correntes consegue-se o ângulo desejado.

### 3.2.3 Controlo das grandezas do motor AC

À semelhança do motor DC, existem várias grandezas que podem ser controladas no motor, contudo deu-se mais ênfase ao controlo da corrente e ao controlo da velocidade.

O excesso de corrente pode danificar o motor, pelo que o seu controlo é muito usado.

O controlo da velocidade é também muito empregado em aplicações que necessitam de velocidades de rotação constantes e insensíveis a perturbações externas.

#### 3.2.3.1 Controlo vetorial não linear das correntes

Para fazer o controlo de corrente pode-se utilizar a transformada de Concordia para passar as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , para o plano bifásico, fazendo o controlo das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ . Estudou-se um controlador por modo de deslizamento, à semelhança do utilizado para controlar o motor DC, contudo para o motor AC existem 8 combinações possíveis para controlar o erro das duas correntes.

Para o controlo de um motor AC, as correntes de referência  $i_{aref}$  e  $i_{\beta ref}$  têm que ser sinusoidais com  $i_{\beta ref}$  avançado de 90° face a  $i_{aref}$ . O diagrama de blocos utilizado está representado na Figura 3.12.



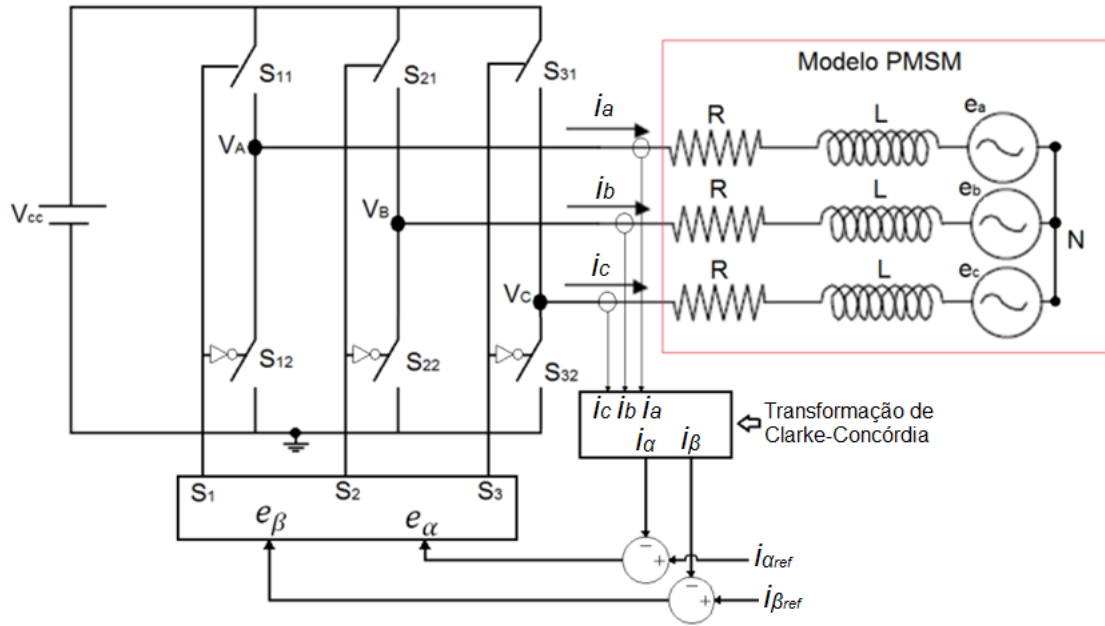


Figura 3.12 – Controlo das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ .

A obtenção das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  é feita pela transformação de *Clarke-Concordia* através da equação (3.46), em que se obtém:

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( i_a - \frac{1}{2}(i_b + i_c) \right); \quad (3.54)$$

$$i_\beta = \frac{\sqrt{2}}{2} (i_b - i_c).$$

Comparando as correntes com as correntes de referência, obtém-se o erro das mesmas. Os erros são controlados através do crescimento e decrescimento das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , que pela equação (3.43) verifica-se que essa variação depende de  $S_\alpha$  e  $S_\beta$ . Se  $S_\alpha$  aumentar então  $i_\alpha$  também aumenta e ao diminuir a corrente também diminui, verificando-se o mesmo caso para  $S_\beta$  e  $i_\beta$ . Pela equação (3.41) obtém-se os valores possíveis para  $S_\alpha$  e  $S_\beta$  em função das variáveis do conversor  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ , como pode ser visualizado na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Tabela de estados.

Vetor	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_\alpha$	$S_\beta$
0	1	1	1	0	0
1	1	1	0	0,4	0,7
2	1	0	1	0,4	-0,7
3	1	0	0	0,8	0
4	0	1	1	-0,8	0
5	0	1	0	-0,4	0,7
6	0	0	1	-0,4	-0,7
7	0	0	0	0	0

Pela Tabela 3.2 pode-se ver o valor das variáveis que controlam as correntes, em função dos estados a aplicar aos braços do conversor. Na Figura 3.13 está representado graficamente os vetores possíveis.

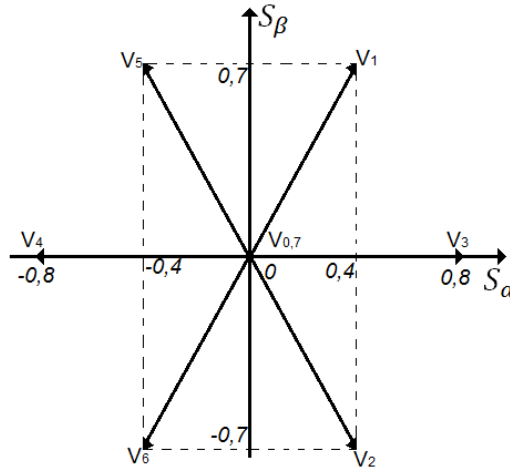


Figura 3.13 – Vetores do inversor trifásico no plano  $\alpha\beta$ .

Para fazer o controlo da corrente por histerese é escolhida uma gama ( $\Delta i$ ), para a qual o erro das correntes pode variar. Tendo em conta os vetores e a sua relação com a variação das correntes, a escolha dos vetores a aplicar é a representada na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Vetores a utilizar em função dos erros das correntes.

$e_{i_\beta} \backslash e_{i_\alpha}$	$e_{i_\alpha} \geq \Delta i_\alpha$	$-\Delta i_\alpha \leq e_{i_\alpha} < \Delta i_\alpha$	$e_{i_\alpha} \leq -\Delta i_\alpha$
$e_{i_\beta} \geq \Delta i_\beta$	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>
$-\Delta i_\beta \leq e_{i_\beta} < \Delta i_\beta$	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub> , V <sub>7</sub>	V <sub>4</sub>
$e_{i_\beta} \leq -\Delta i_\beta$	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>

Para certas combinações de erro, existem dois vetores possíveis para os quais o erro tende para zero. Neste caso qualquer uma das opções serve, contudo pode-se usar a opção que reduz o número de comutações, ajudando para a diminuição da frequência de comutação e das perdas associadas.

No caso de se querer impor uma corrente  $i_{dq}$ , aplica-se a transforma de *Park* de modo a passar essa corrente para o referencial  $\alpha\beta$  e aplica-se o controlo referido.

Este tipo de controlo só funciona em malha fechada, uma vez que se baseia nos erros das correntes.

### 3.2.3.2 Controlo de velocidade com controlo de corrente

Fazendo o controlo de velocidade, com o controlo de corrente, permite limitar a corrente, evitando que danifique algum componente. Para tal é necessário um compensador de velocidade em que se obtém a corrente a utilizar, e um mecanismo para impor essa corrente como o abordado na subsecção 3.2.3.1.

À semelhança do motor DC, considerou-se que a corrente varia muito mais rápido que a velocidade, sendo portanto a sua função transferência unitária.

Tendo em conta a equação da dinâmica do motor (3.38) o diagrama de blocos do controlo da velocidade com controlo de corrente é o da, Figura 3.13.

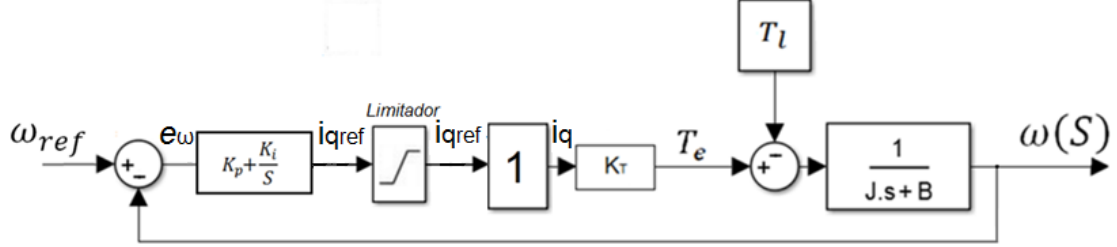


Figura 3.13 – Controlo de velocidade com controlo corrente do motor AC.

Aplica-se um compensador do tipo PI para se obter a corrente  $i_q$  a aplicar, considerando-se a componente direta ( $i_d$ ) igual a zero, pois assim obtém-se um desfaseamento do ângulo de binário de  $90^\circ$  em que se tem o binário máximo.

Aplicando a técnica de cancelamento polo-zero os parâmetros do compensador são:

$$K_p = \frac{J \cdot \omega_p}{K_T}; \quad (3.55)$$

$$K_i = \frac{\omega_p \cdot B}{K_T}. \quad (3.56)$$

Ajusta-se a variável  $\omega_p$ , para modificar a resposta do compensador.

Tendo em conta as transformadas de *Clarke* e *Park*, verifica-se que a amplitude de  $i_q$  em relação ao valor eficaz das correntes trifásicas é,

$$i_q = \sqrt{3}I, \quad (3.57)$$

em que  $I$  é o valor eficaz das correntes que entram no motor AC.

O modelo completo pode ser visualizado na Figura 3.14.

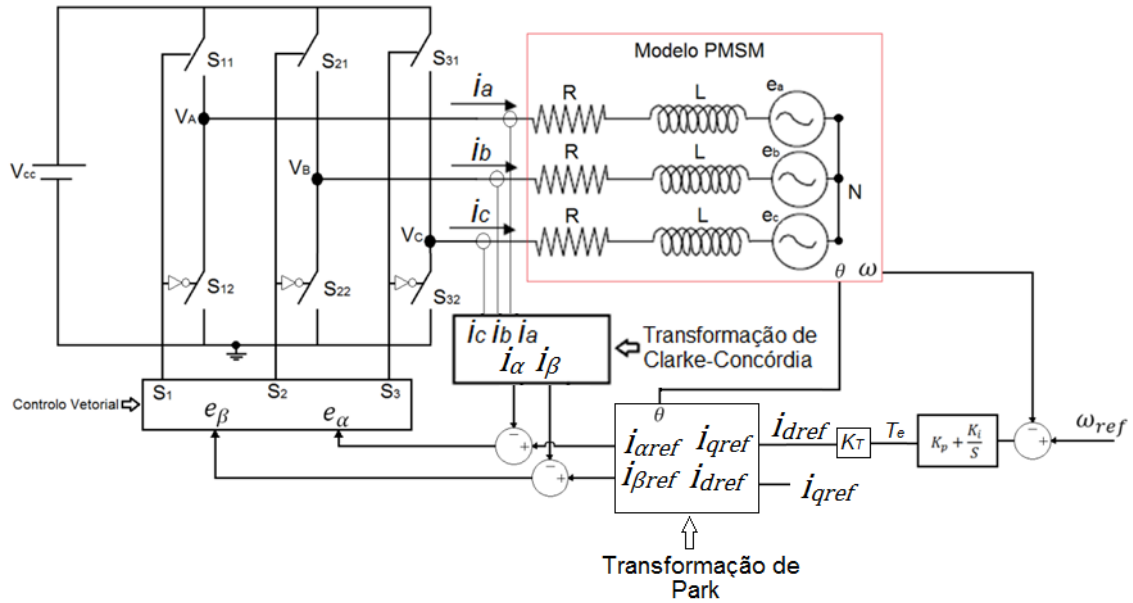


Figura 3.14 – Esquema do controlo de velocidade com controlo corrente do motor AC.

Este esquema apresenta as componentes  $i_{a\text{ref}}$   $i_{b\text{ref}}$   $i_{d\text{ref}}$   $i_{q\text{ref}}$  necessárias para efetuar controlo de velocidade e de corrente do motor AC.

### 3.8 Comparação dos modelos e controlo

Os dois modelos têm como base uma máquina eléctrica que gera movimento giratório através da energia eléctrica.

Os modelos diferem na maneira como usam essa energia eléctrica para alimentar a máquina, sendo que um modelo utiliza corrente DC e outro utiliza corrente AC.

Mecanicamente o modelo é igual pois, como o objetivo é o mesmo, a parte mecânica é igual.

Para controlar o motor PMDC é mais fácil, pois até de uma maneira muito simples, como ligá-lo diretamente a uma bateria é possível obter movimento, sendo que o mesmo já não se verifica para o motor AC.

O motor DC pode ser controlado por um conversor redutor com apenas um semiconductor e dois estados apenas para controlar, sendo possível nessa configuração fazer controlo de corrente e de velocidade. O seu controlo mais complexo é utilizando uma ponte H, de forma a ter acesso aos seus quatro quadrantes para tirar o máximo proveito das suas capacidades, como é o caso de funcionar como gerador. Nesse caso tem-se quatro semicondutores com um total de quatro estados possíveis para controlar.

Para o motor AC é necessário um inversor trifásico com seis semicondutores, com um total de oito estados possíveis para controlar, desde já acrescentando mais complexidade. As variáveis de controlo, nomeadamente a corrente, são variáveis no tempo o que dificulta o seu controlo, sendo necessário as transformadas de *Clarke* e *Park* para o simplificar. Para esta última transformada é necessário conhecer-se a posição exata do rotor, coisa que não é necessária para o motor DC.

O compensador de velocidade é aplicado de forma semelhante, obtendo-se a corrente e fazendo o seu controlo.

Verifica-se que o motor AC é mais complexo, tanto o seu modelo, bem como o seu controlo devido à necessidade de criar um campo que não é constante no tempo.

### **3.9 Conclusão**

Neste capítulo abordou-se as equações de cada máquina, bem como o modelo do conversor utilizado para cada situação.

Estudou-se o controlo de corrente e de velocidade das máquinas, utilizando um modulador de histerese ou um modulador PWM.

Abordou-se o sistema de coordenadas  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$  e viu-se a sua importância para a simplificação do controlo da máquina AC.

Descreveu-se o cálculo dos compensadores para os vários modelos, utilizando o método de cancelamento pólos-zeros.

Por fim comparou-se os modelos e respetivo controlo das duas máquinas.

## Capítulo 4 - Simulação do controlo do veículo elétrico

Neste capítulo utiliza-se a ferramenta de simulação *MATLAB/Simulink* de forma a analisar o comportamento dos modelos e controlo obtidos no capítulo 3.

Simula-se os modelos dos motores PMDC e PMSM, bem como o controlo das suas grandezas de forma a verificar se o comportamento esta dentro do esperado.

As caraterísticas do motor DC encontram-se na Tabela A.1 e Tabela A.2 do Anexo A. As características do motor AC encontram-se na Tabela B.1 e Tabela B.2 do Anexo B.

### 4.1 Motor PMDC

Nesta seção simula-se o motor DC de ímanes permanentes, de forma a obter a resposta em malha aberta do motor, ao controlo de corrente e ao controlo de velocidade.

#### 4.1.1 Malha aberta

Na seção 3.1.1 apresentou-se as equações da máquina DC, com as quais chegou-se ao modelo da Figura 3.2, que define o comportamento do motor. Este modelo relaciona a tensão aplicada ao motor, com a corrente na armadura e a velocidade de rotação.

Com utilização da ferramenta de simulação, aplicou-se um degrau unitário de tensão a esse modelo do motor, com carga exterior nula, de forma a visualizar o comportamento da corrente e da velocidade. O resultado obtido está representado na Figura 4.1.

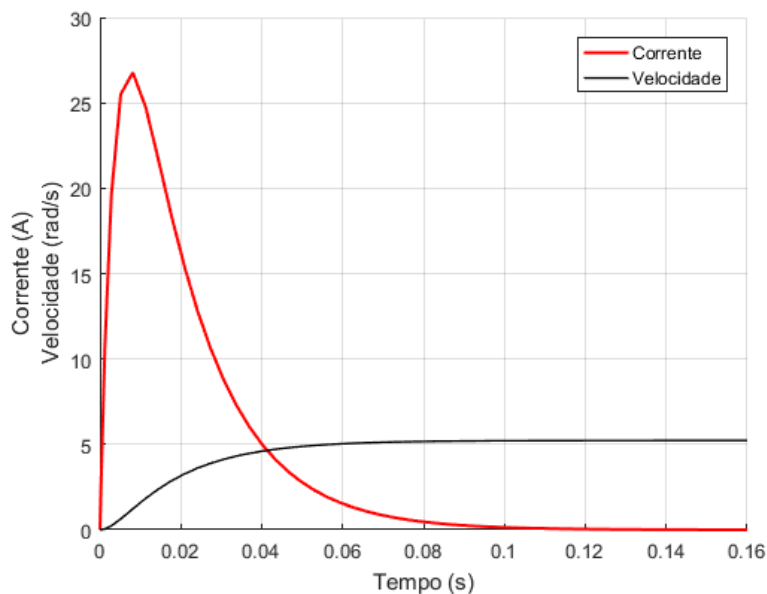


Figura 4.1 – Resposta da corrente e da velocidade do motor a um degrau unitário de tensão sem binário resistente.

Pela resposta obtida, verifica-se que no momento inicial existe um maior consumo de corrente de modo a ultrapassar o momento de inércia, chegando aos 27 A. Após ultrapassado esse momento, a velocidade aumenta originando um decréscimo na

corrente consumida pelo motor, devido ao aumento da f.e.m. induzida. Posteriormente o sistema torna-se estável para uma velocidade de 5,23 rad/s em que a f.e.m. induzida encontra-se aproximadamente igual à tensão aplicada. Neste caso a corrente diminui para um valor próximo de zero, uma vez que não existe carga acoplada ao motor.

De seguida simulou-se o conversor em ponte H aplicado ao motor, utilizando o modulador abordado na seção 3.1.2.1, de modo a visualizar a influência do sinal de controle nas variáveis da máquina. Para um sinal de comando máximo de 1000, aplicou-se o sinal representado na Figura 4.2.

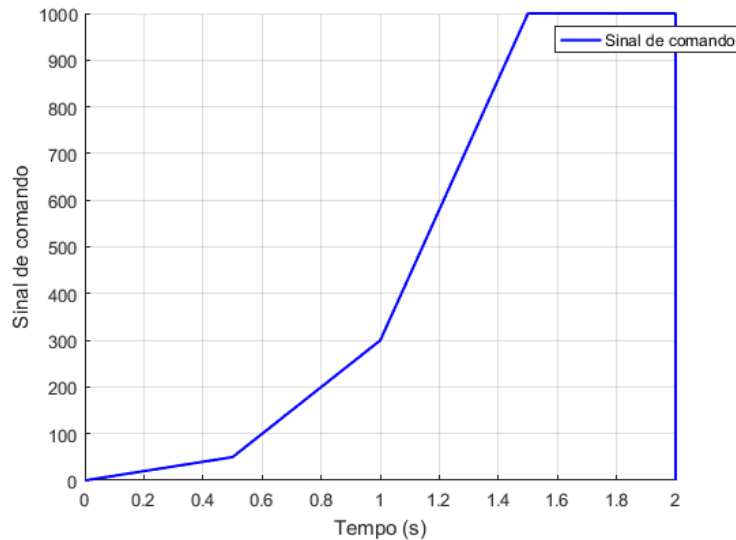


Figura 4.2 – Sinal de comando.

O sinal consiste em três declives diferentes até atingir o máximo possível, de modo a estudar o comportamento do motor para diferentes taxas de entrada.

Na Figura 4.3 estão representadas as respostas de corrente e velocidade, aplicando o sinal de comando da Figura 4.2, ao modelo da Figura 3.5, utilizando uma tensão de 48 V e uma frequência de comutação no modulador de 25 kHz, sem aplicar binário resistente.

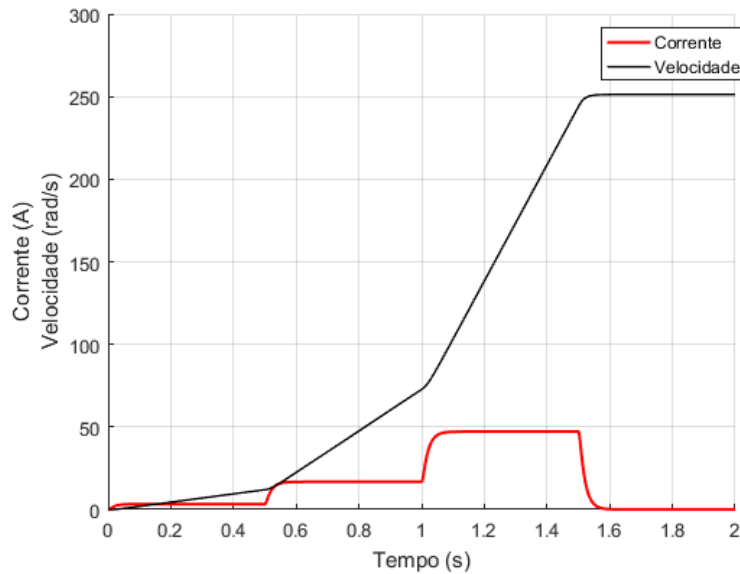


Figura 4.3 – Resposta da corrente e velocidade do motor DC em malha aberta.

Alterando a taxa de crescimento do sinal de controlo, faz com que a taxa de crescimento da velocidade tenha um efeito semelhante, pois esta é proporcional à tensão aplicada. O consumo de corrente aumenta com o aumento da variação da velocidade, ou seja, para impor uma aceleração maior é necessário uma corrente superior.

A velocidade deixa de aumentar e fica estável quando o sinal de controlo fica constante, nesse caso a corrente fica num valor próximo de zero uma vez que não existe binário resistente.

Anteriormente (Figura 4.3) o crescimento do sinal de comando foi suave e o binário resistente nulo, por isso aplicou-se inicialmente o sinal de comando máximo, para uma tensão de 48 V, e um binário resistente em função da aceleração e do peso do *kart* (225 kg), estando este bloco descrito no Anexo C. de modo a visualizar o pico inicial de corrente. A resposta está representada na Figura 4.4.



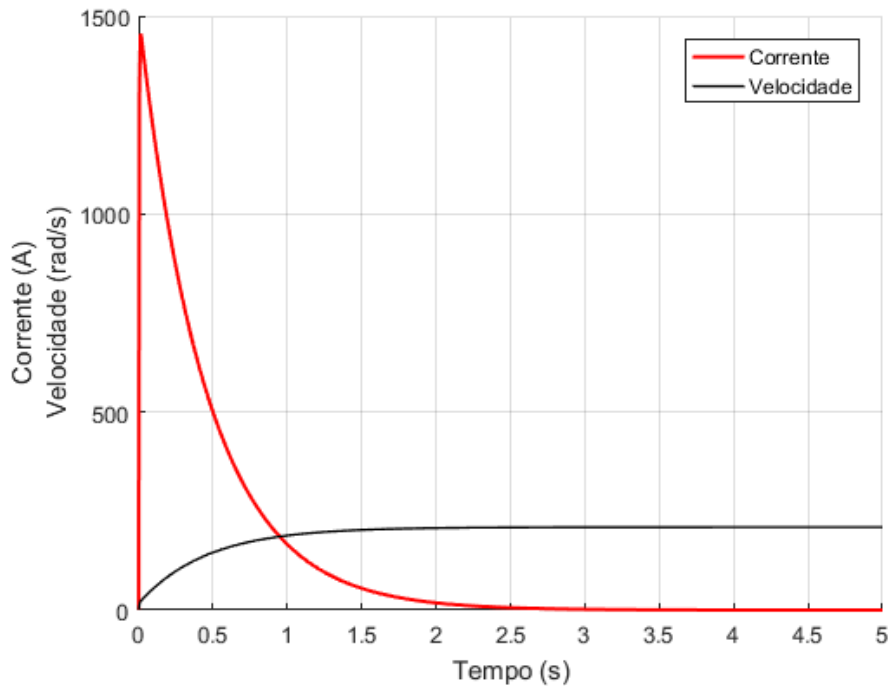


Figura 4.4 – Resposta em malha aberta para um sinal de controlo máximo.

A velocidade atinge rapidamente o seu máximo, contudo o pico inicial de corrente, para ultrapassar o momento de inércia, é de 1455 A. A amplitude desta corrente pode danificar os componentes, sendo essencial o seu controlo de modo a preservar a segurança dos componentes. O tempo para a variação da velocidade ficar compreendida em 2% da velocidade máxima foi de 1,73 s.

#### 4.1.2 Controlo de corrente

Na seção 3.1.3.1 estudou-se os modelos a aplicar de modo a controlar a corrente no motor, sendo esses modelos agora simulados de modo a visualizar o comportamento das grandezas do motor. Começou-se por simular o modelo da Figura 3.6 em que o controlo da corrente é feito pelo modo de deslizamento. Utiliza-se 1 A para variação do erro da corrente e uma corrente de referência de 200 A, aplicando-se um binário resistente em função da massa do *kart*, como utilizado na Figura 4.4. A resposta obtida está representada na Figura 4.5.

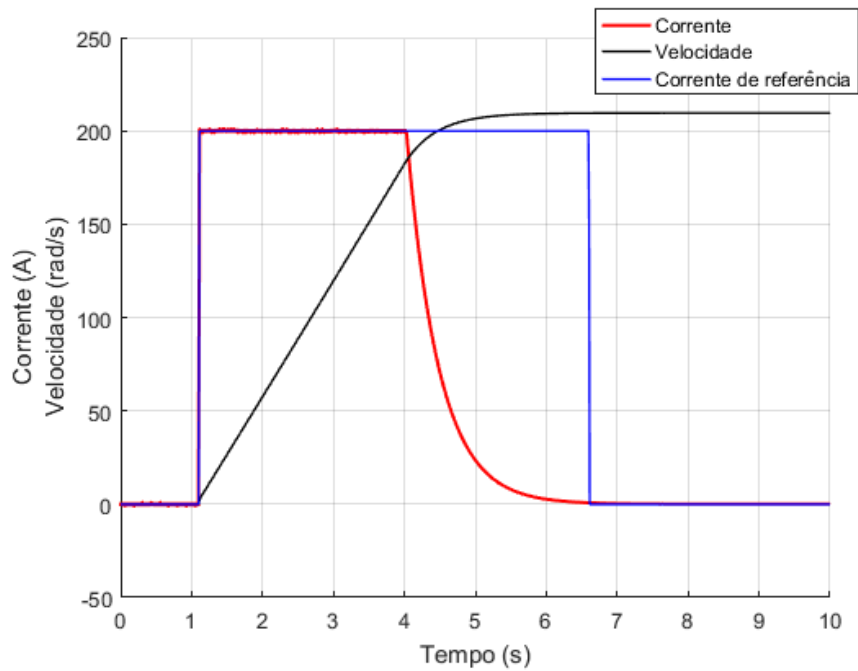


Figura 4.5 – Resposta em malha fechada para o modo de deslizamento utilizando uma corrente de referência de 200 A com binário resistente.

Pelo modo de deslizamento, a corrente inicial é limitada aos 200 A seguindo assim a corrente de referência. A taxa de crescimento da velocidade é limitada pela corrente imposta demorando aproximadamente 3,74 s para estabilizar, enquanto no teste em malha aberta leva apenas 1,73 s. Uma vez que a velocidade chegue ao seu máximo a corrente consumida é quase nula, pois apenas foi considerado o binário necessário para provocar acelerações no *kart* e não perdas por atrito.

Simulou-se o mesmo modelo para uma corrente de referência de 130 A, de forma a ver a sua influência no tempo de estabilização da velocidade. O resultado pode ser visto na Figura 4.6.

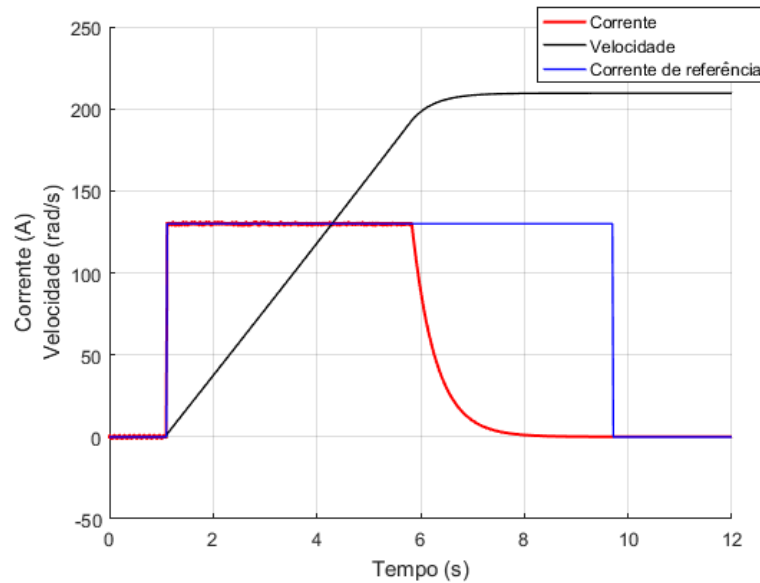


Figura 4.6 - Resposta em malha fechada para o modo de deslizamento utilizando uma corrente de referência de 130 A com binário resistente.

O tempo para a velocidade estabilizar, usando o mesmo critério que na Figura 4.5, é de 5,35 s. Tendo em conta que a relação entre as correntes utilizadas nos dois teste é de 1,53, então, tendo em conta que a corrente é proporcional à aceleração, a 200 A o tempo até a velocidade estabilizar seria, em condições ideais, cerca de 3,49 s, o tempo na simulação foi de 3,74 s sendo esta diferença proveniente das perdas do motor e da sua eficiência, mas verifica-se esta relação entre a corrente e a aceleração.

Simulou-se o mesmo modelo, utilizando o mesmo binário resistente e uma corrente de referência variante, de forma a ver o comportamento real da corrente. A Figura 4.7 mostra o resultado obtido.

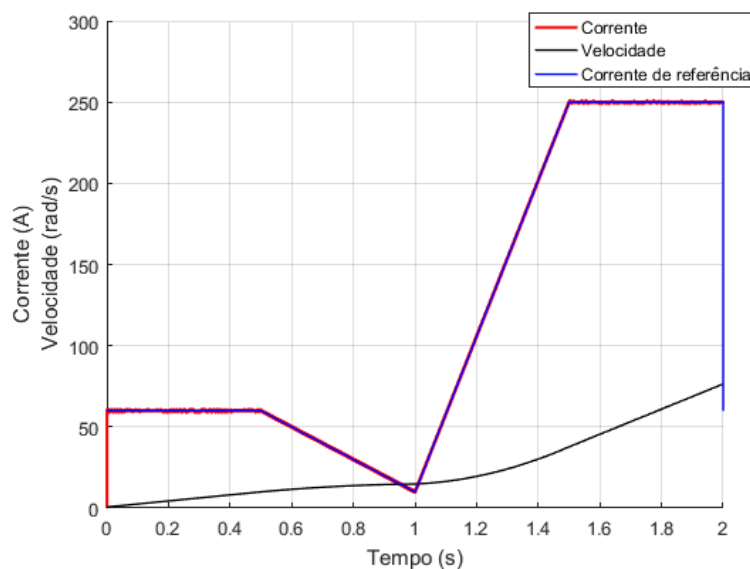


Figura 4.7 – Resposta em malha fechada para o modo de deslizamento utilizando uma corrente de referência variável.

Verifica-se que a corrente acompanha corretamente a sua referência durante todo o teste, pois a velocidade máxima nunca é atingida fazendo com que a f.e.m. seja

inferior à tensão da bateria permitindo assim o controlo da corrente. Vê-se também que a variação da corrente afeta diretamente a velocidade.

Posteriormente simulou-se o controlo de corrente com modulador PWM, exibido o seu modelo na Figura 3.7. A tensão utilizada para a simulação foi novamente de 48 V e o sinal de controlo máximo utilizado foi de 1000. Os parâmetros do compensador foram obtidos pelas equações (3.23) e (3.24). Aplicando uma corrente de referência de 300 A, o resultado foi o seguinte.

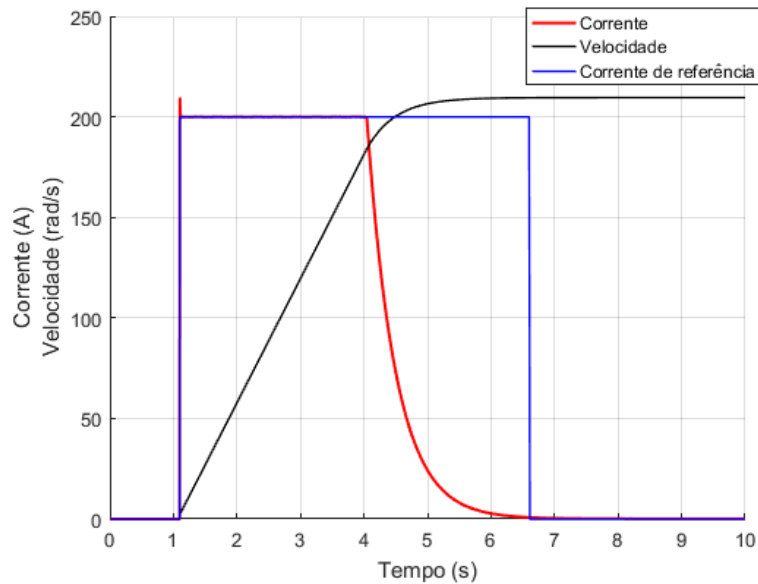


Figura 4.8 - Resposta em malha fechada para o modulador PWM, utilizando uma corrente de referência de 200 A, com binário resistente.

No instante inicial verifica-se uma sobrelevação mínima da corrente, sendo possível eliminar, caso necessário, alterando os parâmetros do compensador. A restante resposta é semelhante à obtida para o controlo por histerese da Figura 4.5. O tempo de estabilização da velocidade foi de 3,76 s um atraso de 0,02 s face ao controlo por modo de deslizamento, devido ao uso do compensador.

Aplicando ao modelo, a corrente de referência utilizada na Figura 4.7, obteve-se o resultado apresentado na Figura 4.9.

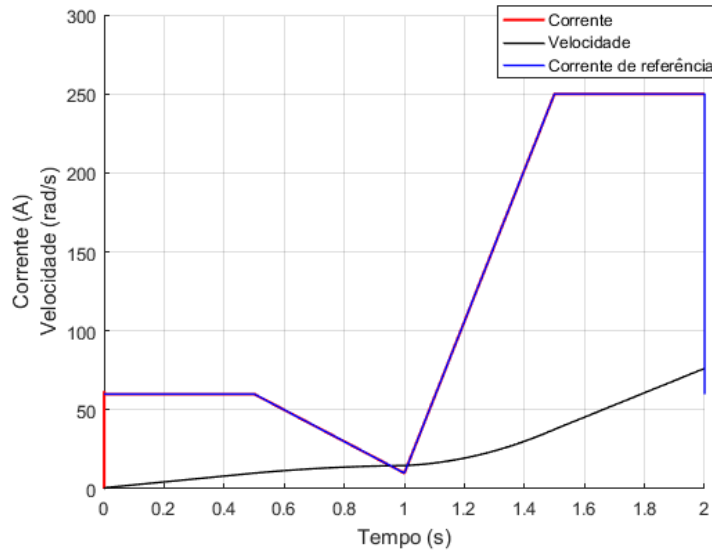


Figura 4.9 - Resposta da corrente em malha fechada para o modulador PWM, com um binário resistente.

Verifica-se uma resposta semelhante à obtida para o modo de deslizamento, sendo que neste método a corrente tende a acompanhar mais suavemente a sua referência, enquanto no modo de deslizamento a corrente varia constantemente na gama de erro imposta. Para este método a frequência de comutação é constante, o que não acontece no modo de deslizamento.

#### 4.1.3 Controlo de velocidade

Para simular o controlo de velocidade sem controlo de corrente recorreu-se ao modelo da Figura 3.8. Utilizou-se uma tensão de 48 V e um sinal de controlo máximo de 1000. Os parâmetros do compensador PID utilizado foram obtidos através de (3.28), (3.29) e (3.30) e o valor utilizado para  $\omega_p$  foi de 2, sendo um valor baixo devido à resposta da velocidade ser lenta. Aplicou-se um sinal de velocidade variável e adicionou-se o binário resistente ao movimento do carro. A Figura 4.10 representa a resposta obtida do sistema.

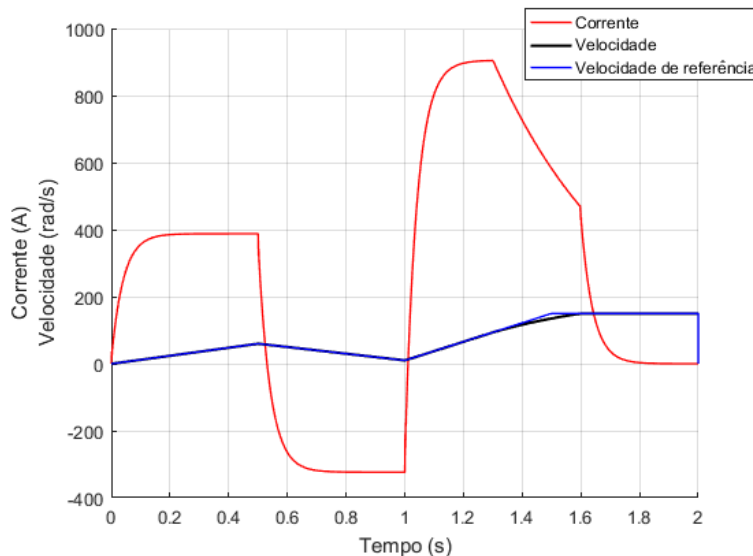


Figura 4.10 – Resposta da velocidade em malha fechada para o modulador PWM, aplicando um binário resistente.

Verifica-se que com o compensador utilizado, é possível acompanhar a velocidade de referência com erro quase nulo, mesmo com um binário resistente aplicado ao motor. A corrente varia de forma a minimizar o erro da velocidade, atingindo valores mais altos quando existe uma variação mais brusca de velocidade.

Uma vez que não há controle de corrente observa-se uma semelhança ao controle em malha. Devido às grandes correntes, a velocidade acompanha a referência num curto espaço de tempo.

Neste tipo de controle é necessário um cuidado extra para não aplicar variações bruscas de velocidade de forma a manter a corrente num valor inferior ao valor máximo admissível.

Posteriormente, simulou-se o controle de velocidade com controle de corrente, com recurso ao modelo da Figura 3.9. Para a simulação utilizou-se um compensador do tipo PI. Os parâmetros utilizados foram obtidos pelas equações (3.33) e (3.34), com um  $\omega_p$  de 1000. O sinal de referência foi o mesmo que utilizado na Figura 4.10, bem como a tensão da bateria de 48 V e o binário resistente, sendo desta vez aplicado um limite de corrente de  $\pm 200$  A. A resposta está representada na Figura 4.11.

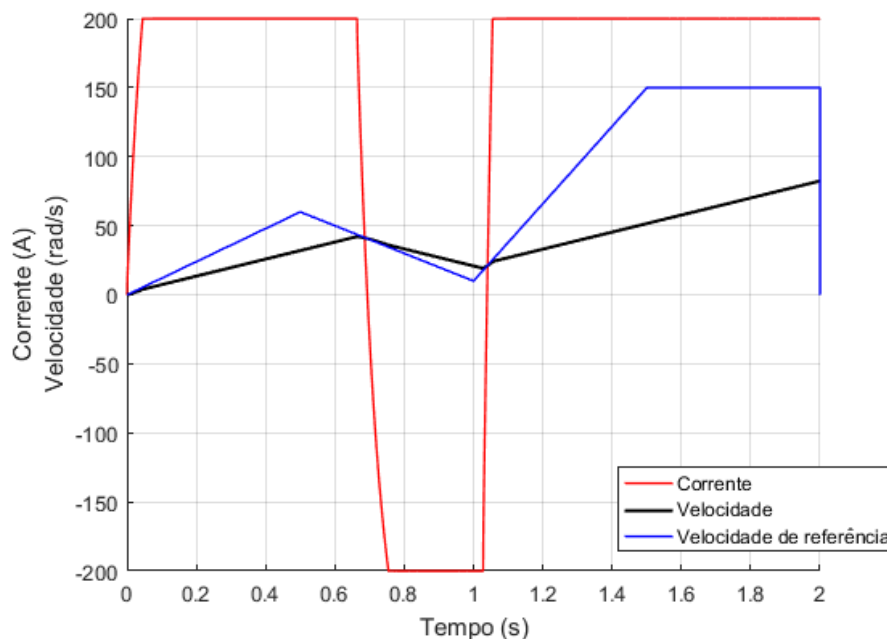


Figura 4.11 - Resposta da velocidade em malha fechada para o modulador PWM, com controle de corrente aplicando um binário resistente.

Não é possível acompanhar a velocidade de referência, pois o limite de corrente impõe um limite na taxa de crescimento da velocidade demorando mais tempo a atingir a referência do que sem limite de corrente.

Contudo, como a corrente fica limitada, não se corre o risco de danificar componentes por excesso de corrente.

## 4.2 Motor PMSM

Nesta seção simula-se o motor de corrente alternada de ímanes permanentes.

#### 4.2.1 Modelo utilizado

Para simular o motor síncrono de ímãs permanentes utilizou-se um modelo já existente no programa de simulação que implementa as equações abordadas na seção 3.2.1. Implementa-se também um conversor trifásico como abordado na seção 3.2.2, utilizando semicondutores ideais de modo a reduzir o tempo de simulação. A Figura 4.12 apresenta o modelo utilizado.

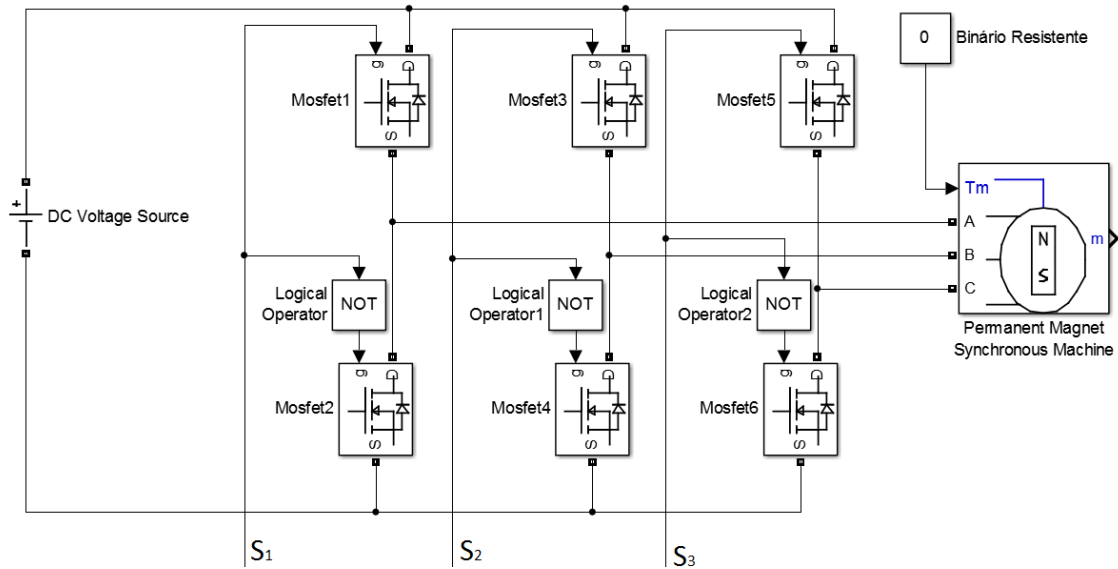


Figura 4.12 – Modelo no Simulink do conversor trifásico e do motor PMSM.

Utilizou-se uma fonte de tensão para simplificar o modelo da bateria, de maneira a reduzir o tempo de simulação.

#### 4.2.2 Controlo de corrente

Como explicado na seção 3.2.2, as correntes no motor são alternadas, sendo por esse motivo aplicadas as transformadas de *Clarke-Park*, de forma a modificar o referencial, para se obter uma corrente contínua mais fácil de controlar.

A corrente de controlo utilizada só tem componente em quadratura, pois só assim se obtém o ângulo de binário em que o binário é máximo, (2.7). O diagrama utilizado para controlar a corrente  $i_q$  é o da Figura 4.13.

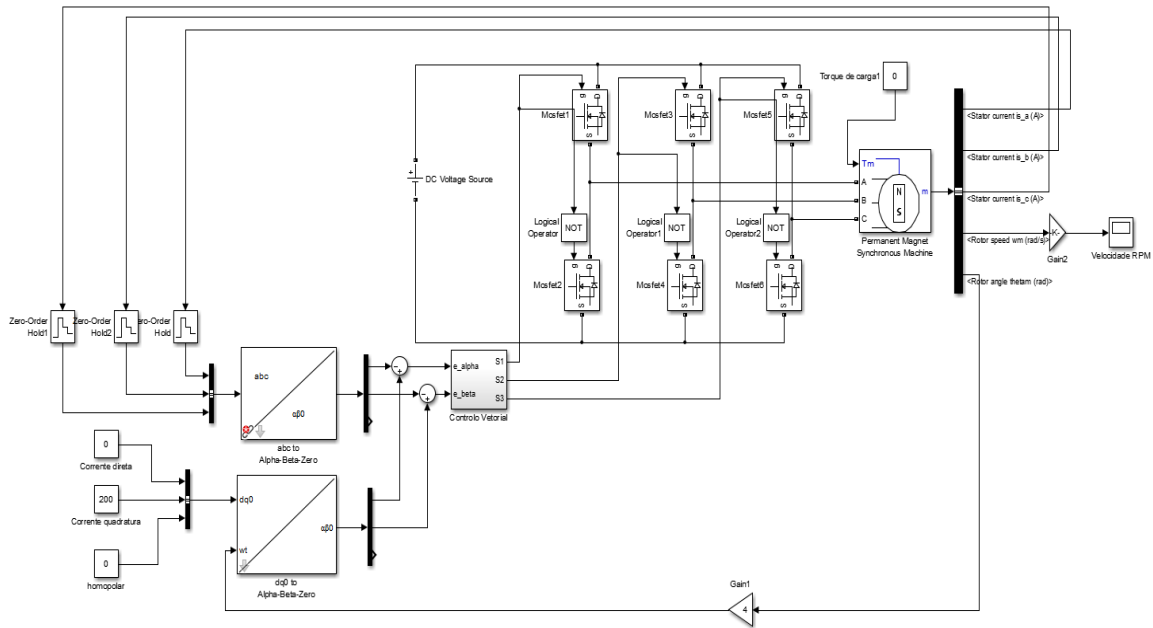


Figura 4.13 – Diagrama utilizado para o controle de corrente.

Para controlar a corrente  $i_q$  de referência, existe uma transformação para *alfa* e *beta* que posteriormente são comparadas com as correntes *alfa* e *beta* do motor, sendo o seu controle efetuado nesse referencial, obtendo-se os estados das variáveis de comutação através dos erros dessas mesmas correntes, como representado na Figura 4.13.

Para testar o funcionamento do diagrama aplicou-se uma corrente de referência  $i_q$  de 200 A e o binário correspondente ao peso do *kart*, à semelhança do utilizado para a simulação do motor DC, incluindo a mesma relação de transmissão. A resposta do motor foi a da Figura 4.14.

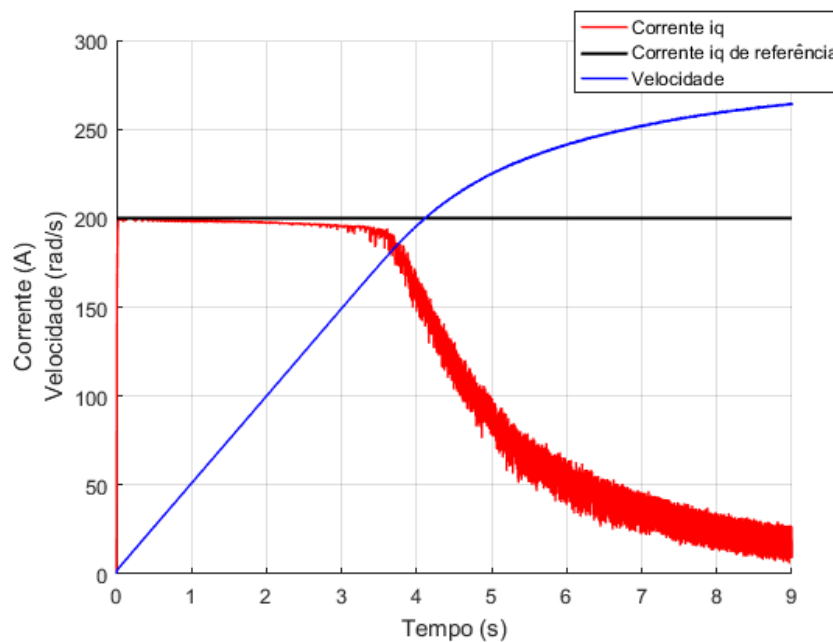


Figura 4.14 - Resposta do motor para uma corrente de referência  $i_q$  de 200 A, aplicando binário, para o modo de deslizamento, utilizando a mesma relação de transmissão que o motor DC.



Verifica-se uma resposta semelhante à obtida para o motor DC, sendo possível controlar a corrente a 200 A, até que a f.e.m. induzida não o permita mais. A velocidade atingida é maior que o motor DC, contudo leva 4,39 s para atingir a velocidade máxima do motor DC (209 rad/s), uma diferença de 0,65 s.

Apesar de serem controlados à mesma corrente (200 A) a tensão aplicada aos motores é diferente. Pela sua ligação ser em estrela, a tensão simples máxima do motor AC por fase é de 2/3 da tensão da bateria como se verifica pela equação (3.41), o que faz com que as potências aplicadas sejam diferentes, daí tempos de resposta diferentes.

Posteriormente simulou-se o mesmo modelo da Figura 4.14, utilizando uma corrente de referência de 300 A, e uma relação de transmissão, em que o pinhão tem 11 dentes ao invés dos 18 dentes, usado para todas as simulações até ao momento. A Figura 4.15 apresenta o resultado obtido.

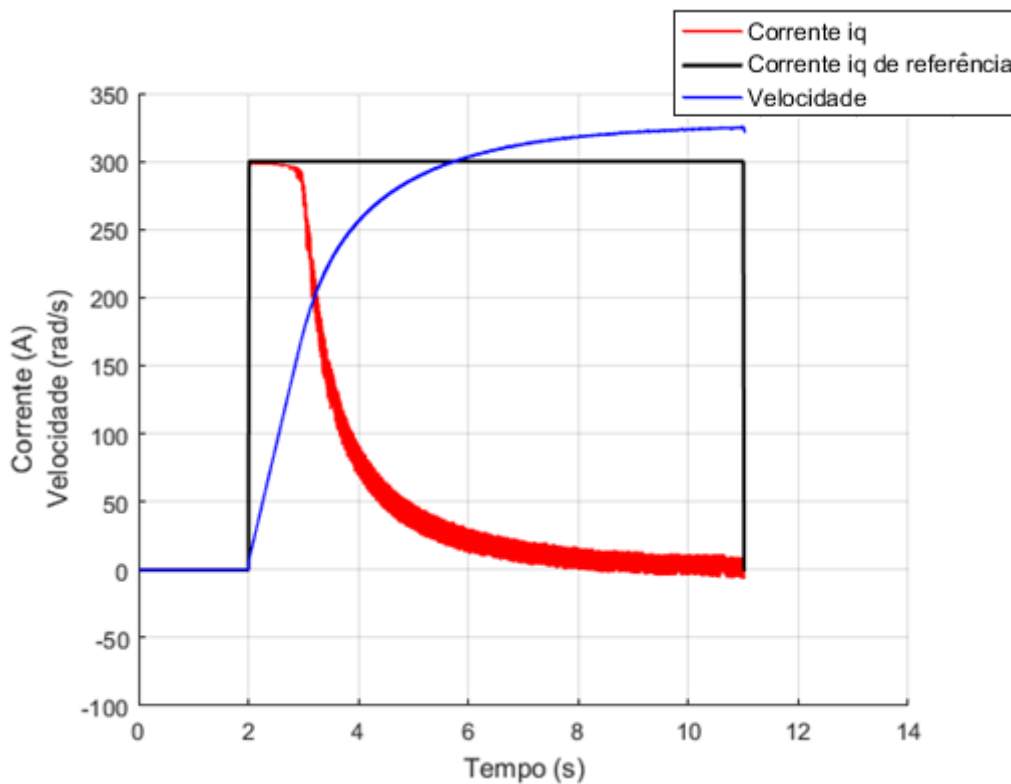


Figura 4.15 – Resposta do motor para uma corrente de referência  $i_q$  de 300 A, aplicando binário, para o modo de deslizamento

Verifica-se que com uma transmissão mais reduzida e uma corrente  $i_q$  superior, o tempo de resposta baixa de 4,39 s para 1,21 s, contudo a rotação do motor necessita de ser 342 rad/s para o *kart* atingir a mesma velocidade da relação de transmissão anterior.

Através da transformada de *Park* obtém-se uma melhor visualização da corrente por não variar com a rotação do motor, contudo as correntes do motor são alternadas e desfasadas de 120°. A Figura 4.16 mostra as três correntes no motor para a mesma simulação anterior.

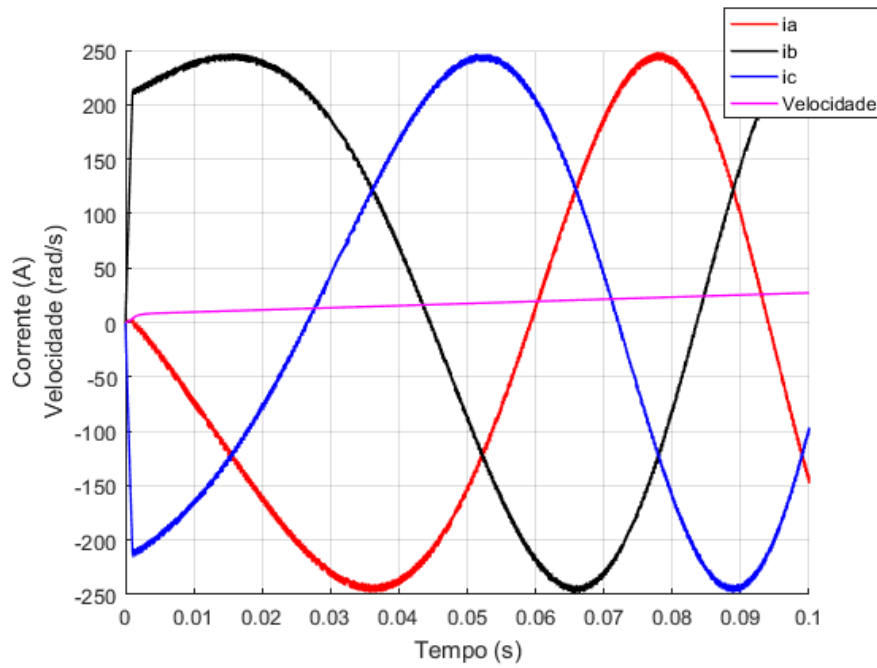


Figura 4.16 – Correntes no motor para uma corrente de referência  $i_q$  de 300 A, aplicando binário, para o modo de deslizamento.

Verifica-se, que no instante inicial o conversor é capaz de gerar corretamente as sinusoides para o controle do motor. Contudo, na velocidade terminal, o aumento da f.e.m. não permite controlar corretamente a corrente e conseqüentemente criar sinusoides perfeitas. A Figura 4.17 apresenta a simulação para a velocidade terminal.

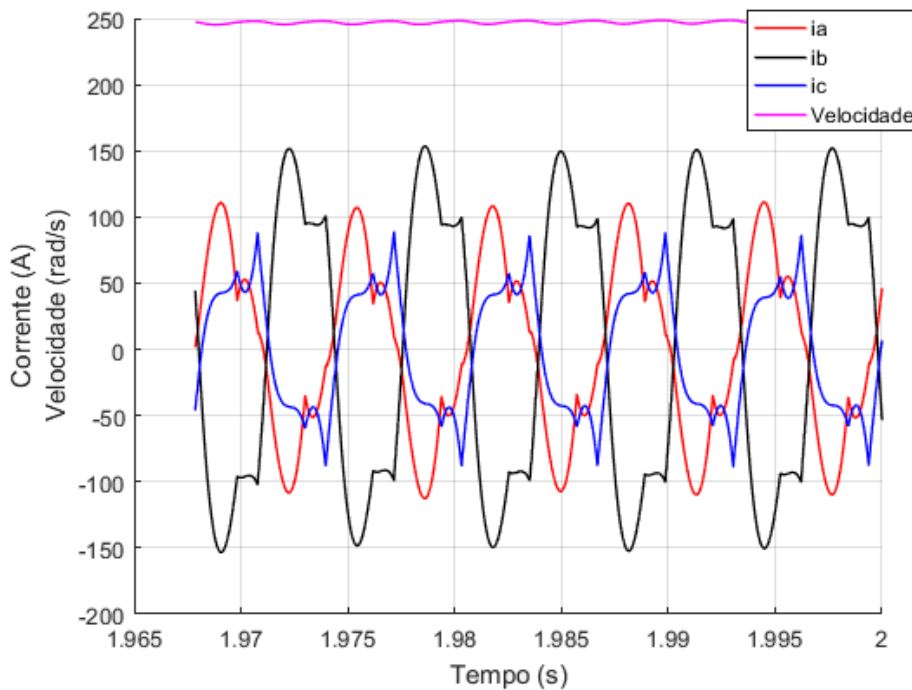


Figura 4.17 - Correntes no motor, para a velocidade terminal, com uma corrente de referência  $i_q$  de 300 A, aplicando binário, para o modo de deslizamento

Pela Figura 4.16 também se observa uma atenuação de  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ , entre o valor da corrente  $i_q$  e o valor de pico das correntes  $i_{abc}$ , sendo essa diferença proveniente da utilização da matriz de potência unitária abordada em 3.2.2.1. Para uma corrente  $i_q$  de 300 A, o valor esperado de pico das correntes é de 245 A, como obtido na simulação.

Simulou-se o mesmo modelo utilizado na Figura 4.15, aplicando-se desta vez uma corrente de referência variável, de forma a ver o comportamento da corrente, como mostra a Figura 4.18.

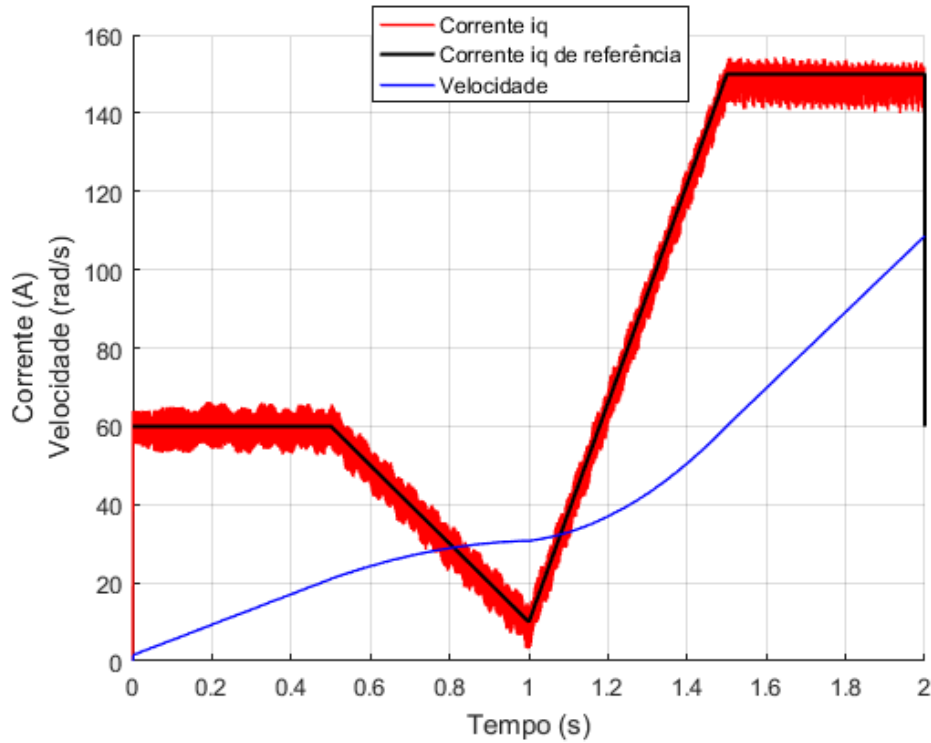


Figura 4.18 – Resposta para o controlo de uma corrente variável, com binário resistente, no modo de deslizamento.

À semelhança do motor DC, a corrente acompanha a sua referência durante todo o teste, apesar de possuir algumas oscilações. A velocidade terminal, não é atingida no tempo de simulação usado, sendo por isso, possível controlar a corrente.

Verifica-se que a corrente acompanha corretamente a sua referência durante todo o teste, pois a velocidade máxima nunca é atingida fazendo com que a f.e.m. seja inferior à tensão da bateria permitindo assim o controlo da corrente. Vê-se também que a variação da corrente afeta diretamente a velocidade.

Simulou-se também o controlo de corrente utilizando um modulador PWM, em vez de utilizar o modo de deslizamento do controlo vetorial. Este modulador é constituído pelo seguinte diagrama de blocos da Figura 4.19.

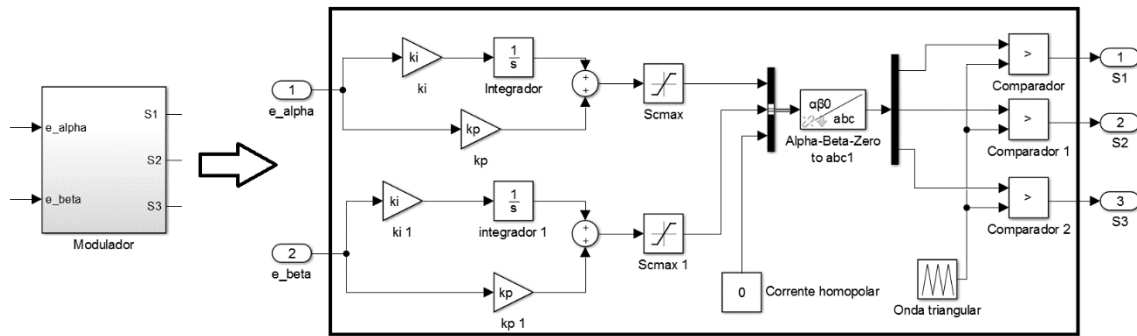


Figura 4.19 – Diagrama de blocos do modulador PWM.

O modulador recebe os erros das correntes alfa e beta e aplica um compensador do tipo PI. Posteriormente delimita o sinal entre o máximo e mínimo da onda triangular usada no modulador e aplica a transformada de *Clarke*, para passar para o domínio *abc*, fazendo depois a comparação com a onda moduladora de forma a obter as variáveis de estado.

Simulou-se o controlo de corrente com o modulador PWM da Figura 4.19. Utilizou-se 48 V e o sinal de comando máximo foi 1000. Os parâmetros do compensador foram obtidos pelas equações (3.23) e (3.24). Aplicando uma corrente de referência de 300 A obtém-se o resultado da Figura 4.20

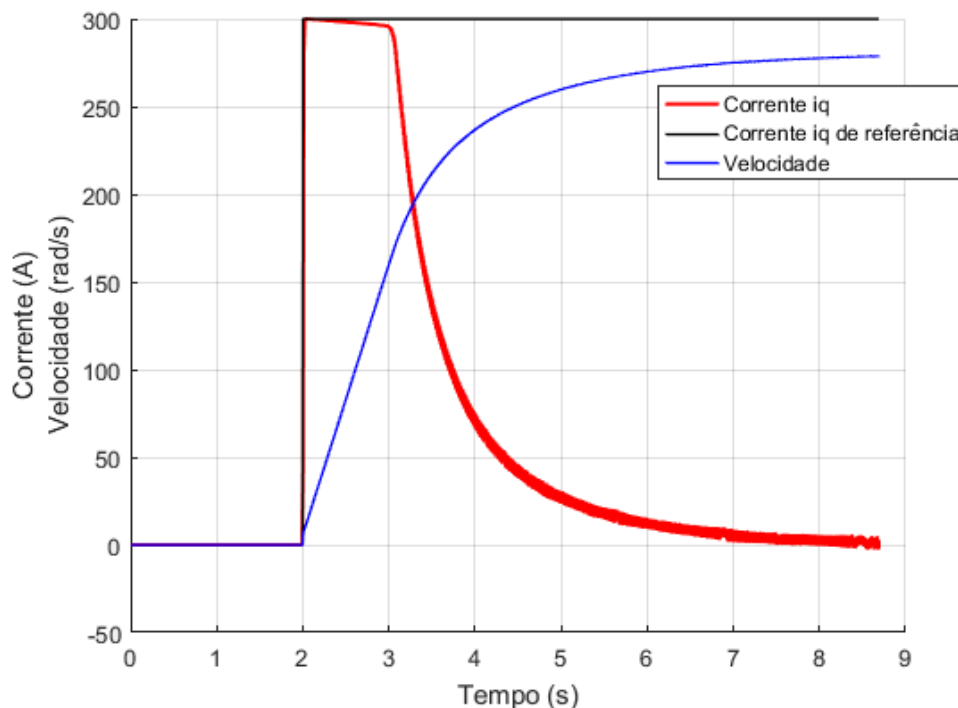


Figura 4.20 - Resposta do motor síncrono em malha fechada para o modulador PWM, com um binário resistente.

O resultado é semelhante ao obtido para o motor DC. A corrente é contida no limite definido, retardando o crescimento da velocidade. O tempo de estabilização da velocidade é semelhante ao obtido para o modo de deslizamento.

Aplicou-se no mesmo modelo, a corrente de referência utilizada na Figura 4.18 e obteve-se o resultado da Figura 4.21.

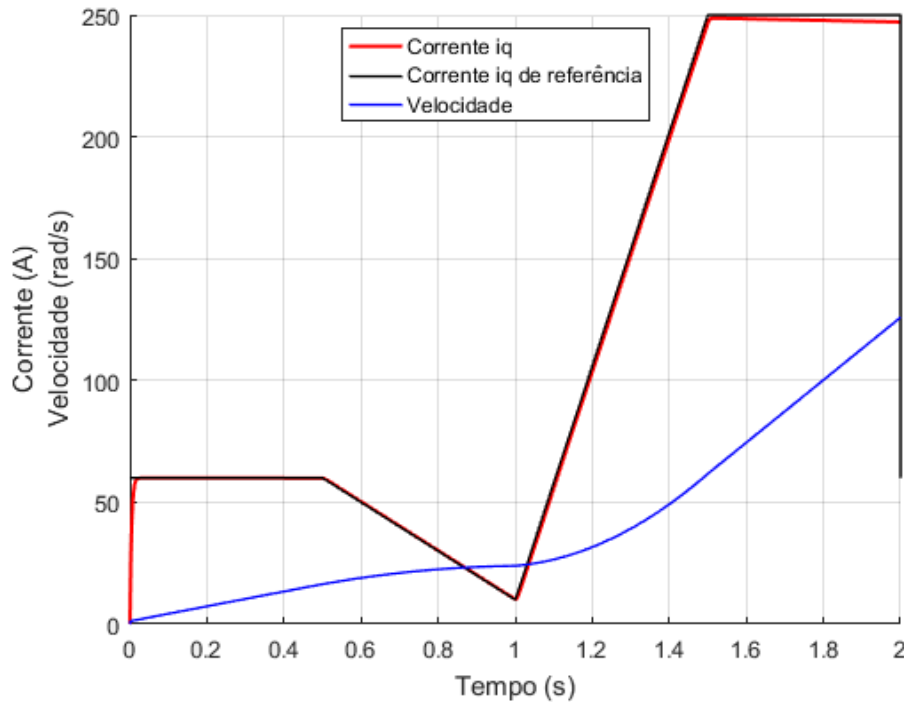


Figura 4.21 - Resposta do motor síncrono em malha fechada para o modulador PWM, com um binário resistente, para uma referência variável.

O modelo usando o modulador PWM acompanha a referência em todo o teste. Comparando com o modo de deslizamento verifica-se que este possui menos oscilações em torno da referência. Outra vantagem deste método é escolher a frequência de comutação dos semicondutores.

#### 4.2.3 Controle de velocidade

Para simular o controle de velocidade com controle de corrente utilizou-se o modelo apresentado na Figura 3.14. Os parâmetros do compensador PI utilizado foram obtidos pelas equações (3.55) e (3.56), utilizando um  $\omega_p$  de 1000. O sinal da velocidade de referência foi o mesmo que utilizado na simulação do controle de velocidade da máquina DC. A tensão da bateria usada foi 48 V e o binário resistente o referente ao peso do carro. A resposta obtida foi a Figura 4.22.

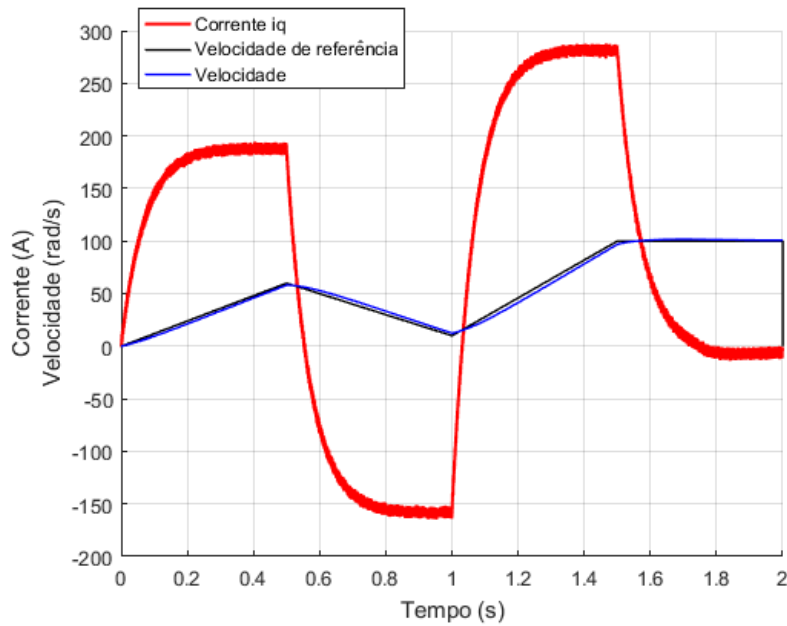


Figura 4.22 – Resposta da velocidade em malha fechada para o modo de deslizamento, com controle de corrente aplicando um binário resistente (300 A o limite).

Verifica-se que a velocidade acompanha a velocidade de referência, à semelhança do obtido para o motor DC. A limitação de corrente está nos 300 A, contudo, este limite não é ativado porque a carga aplicado não é suficiente para gerar essa corrente.

Na Figura 4.23 simula-se a resposta da velocidade, para o mesmo modelo da Figura 4.22, mas aplica-se o limite de corrente nos 250 A, de forma a ver a influência na resposta da velocidade.

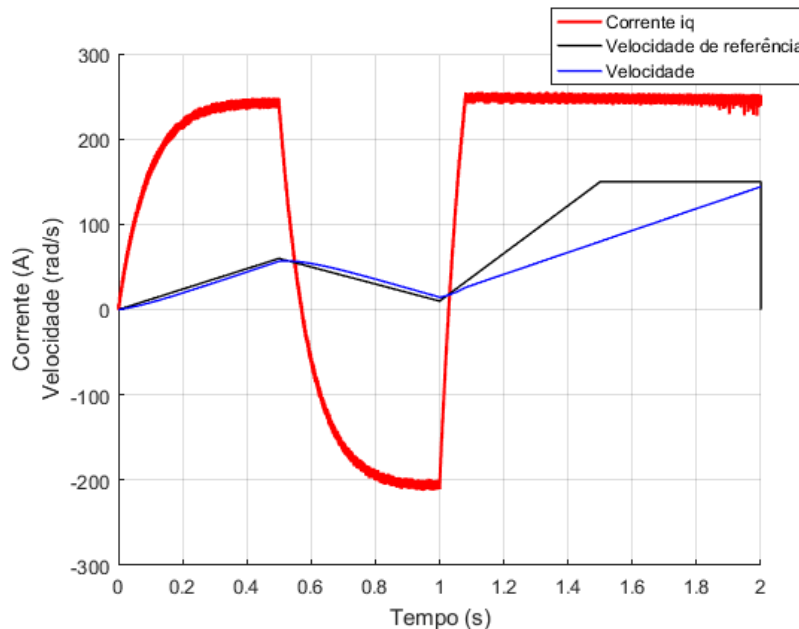


Figura 4.23 – Resposta da velocidade em malha fechada para o modo de deslizamento, com controle de corrente aplicando um binário resistente (250 A o limite).

Verifica-se que até o instante 1 s o comportamento mantém-se semelhante, tanto para o limite a 300 A como 250 A. Posteriormente o consumo fica limitado a 250 A o

que faz que a velocidade tenha uma resposta mais lenta, não conseguindo acompanhar a referência.

### **4.3 Conclusão**

Neste capítulo simulou-se os modelos obtidos no capítulo 3, para o controle da corrente e da velocidade dos dois motores. Através da simulação foi possível verificar o correto funcionamento dos modelos, para posteriormente serem implementados.

Para ambos os modelos, verificou-se que o controle em malha aberta é uma solução que traz riscos elevados devido ao grande consumo de corrente inicial. Pelo resultado da simulação optou-se por não implementar o controle em malha aberta.

Verificou-se que o controle de corrente do motor DC respondia bem aos estímulos, tanto no modo de deslizamento como com o modulador PWM, sendo a resposta da velocidade imposta pela quantidade de corrente. Viu-se também que não era possível controlar a corrente para velocidades muito grandes, devido à f.e.m. induzida ser semelhante à tensão da bateria, sendo esta apenas controlada no instante inicial, ou quando acoplada a uma carga.

O controle de velocidade apresentou um erro quase nulo, com o compensador utilizado. Viu-se mais uma vez que controlar a velocidade sem o controle de corrente, permite que correntes muito altas passem pelo motor. O controle da velocidade com controle de corrente é uma opção mais segura, apesar de ter uma resposta mais lenta.

O motor AC obteve uma resposta semelhante ao motor DC para o controle de corrente, conseguindo controlar a corrente em quadratura. Mais uma vez o controle para velocidades mais altas não era possível devido a f.e.m..

Viu-se também que a utilização das transformadas foi correta obtendo-se sinusoides para as correntes do motor. Devido à f.e.m. não foi possível controlar a forma das sinusoides para velocidades próximas da velocidade terminal.

O controle de velocidade apresentou um erro quase nulo para os parâmetros utilizados no compensador. No controle de velocidade utilizou-se o controle de corrente para esta poder ser limitada. A resposta da limitação de corrente foi semelhante à do motor DC.

Verificou-se que aplicando as transformadas de *Clarke-Park* ao motor AC, obtém-se um controle muito semelhante ao motor DC.

## Capítulo 5 - Implementação do veículo elétrico e obtenção de resultados experimentais

Neste capítulo descreve-se o dimensionamento e construção do conversor, bem como de todos os componentes associados. Este foi construído com o intuito de poder controlar ambos os motores, permitindo também um sentido de potência bidirecional, crucial para empregar o travão regenerativo. Esta característica foi também explorada com este mesmo conversor em [46], de modo a ser conectada diretamente à rede permitindo atuar como um carregador e enviar energia às baterias ou como fonte de energia enviando esta para a rede.

Apresenta-se os resultados práticos dos diferentes controlos para os dois motores.

### 5.1 - Conversor

De forma a poder controlar os dois motores, construiu-se um conversor trifásico utilizando, quando necessário, apenas dois dos seus braços para controlar o motor DC.

Como abordado no capítulo 2, usou-se o conceito de aplicar MOSFET em paralelo para comutar os braços da ponte trifásica. Optou-se por usar 4 MOSFET para funcionar como apenas um semiconductor, perfazendo um total de 24 MOSFET para completar o conversor trifásico.

Os MOSFET utilizados foram IRFP4568 da *International Rectifier* [17], sendo capazes de suportar tensões até 150 V e uma corrente contínua de 171 A, a 25 °C baixando para 121 A, a 100 °C, [17]. Uma vez utilizados em paralelos poderiam suportar, teoricamente, correntes contínuas até 684 A, (171 A x 4), sendo apenas necessário para o projeto um máximo de 300 A, tendo-se assim alguma margem para a corrente.

Uma vez que se lidou com correntes elevadas, foi necessário colocar condutores com seção adequada, de forma a minimizar as perdas. Com a utilização destes condutores verificou-se que não se podia desprezar a sua indutância, para as correntes utilizadas, sendo provocados picos de alta tensão nos terminais positivo e negativo do conversor capazes de ultrapassar a tensão máxima suportada pelos semicondutores danificando-os.

Para contradizer tal efeito, foi necessário adicionar um condensador o mais perto possível dos semicondutores, entre os terminais positivo e negativo, para filtrar os picos indutivos, mantendo assim a tensão mais estável, preservando a integridade dos semicondutores.

Optou-se por utilizar 7 condensadores da *Panasonic* de 400 V e 1500  $\mu$ F [47], em paralelo de forma a aumentar a sua capacidade e a baixar a sua resistência interna, obtendo-se um equivalente de 10,5 mF de capacidade.

Para a construção do conversor optou-se por colocar duas placas de cobre muito próximas, separadas por um dielétrico em fibra de vidro, de forma criar um efeito



capacitivo para evitar picos de tensão. Nessas placas de cobre colocou-se os semicondutores, fazendo a conexão com outra placa mais pequena de cobre, sendo esse o acesso a cada uma das fases. A Figura 5.1 e Figura 5.2 apresentam algumas fotos da construção.

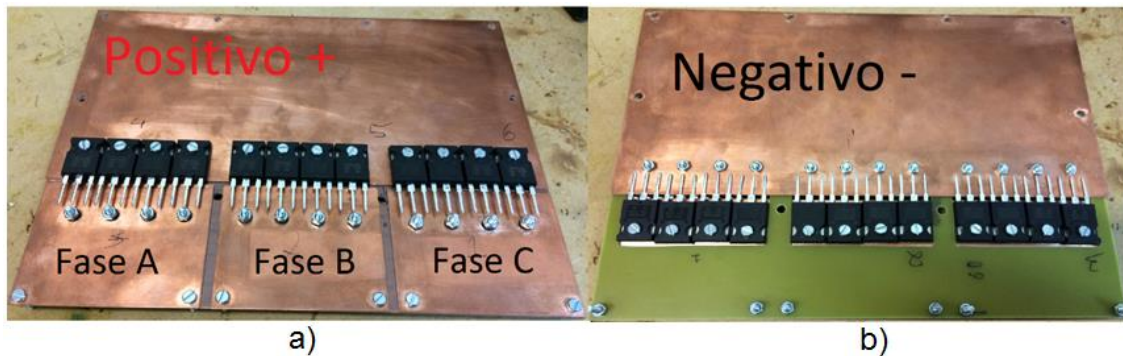


Figura 5.1 – Conversor Trifásico. a) Vista de cima. b) Vista de baixo.



Figura 5.2 – Vista lateral do conversor trifásico

Posteriormente soldou-se os restantes pinos dos MOSFET e acrescentou-se os condensadores referidos anteriormente.

De forma a dissipar melhor o calor colocou-se dissipadores de alumínio sobre os MOSFET, adicionando ainda duas ventoinhas de 40 mm *SanAce40* da *Sanyo* de 12500 RPM [48], forçando o fluxo de ar das mesmas aos dissipadores através de um túnel de vento. Para controlar a temperatura dos semicondutores colocou-se sobre os mesmos, em dois braços diferentes, dois termístores com um coeficiente de temperatura negativo da *Vishay* de 10k $\Omega$  [49].

A Figura 5.3 apresenta com foi feita a colocação do restante material.



Figura 5.3 – Conversor trifásico com dissipadores.

De forma a ter fácil acesso a todos os semicondutores e sensores de temperatura criou-se uma placa de circuito impresso a qual associava todos estes pontos num único conector, sendo este posteriormente ligado à placa de controlo. A Figura 5.4 apresenta todas as ligações do conector.

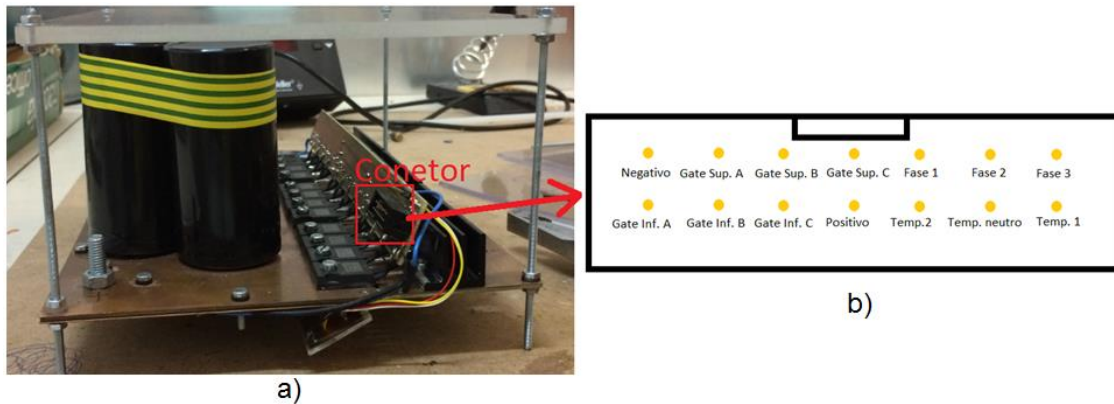


Figura 5.4 – a) Conector com acesso aos pontos essenciais do conversor. b) Pinos do conector.

Nesta placa colocou-se também resistências de  $10\ \Omega$  em série com todas as gates dos MOSFET, e resistências de *pull-down* de  $15\ \text{k}\Omega$  entre a *gate* e a *source* de cada conjunto de semicondutores.

## 5.2 – Placa de controlo

De forma a economizar espaço, colocou-se por cima do conversor a placa responsável pelo seu controlo, que inclui microcontrolador, drivers e restante circuito de condicionamento, fazendo a ligação com o conversor através do conector da Figura 5.4. A Figura 5.5 apresenta o resultado final.

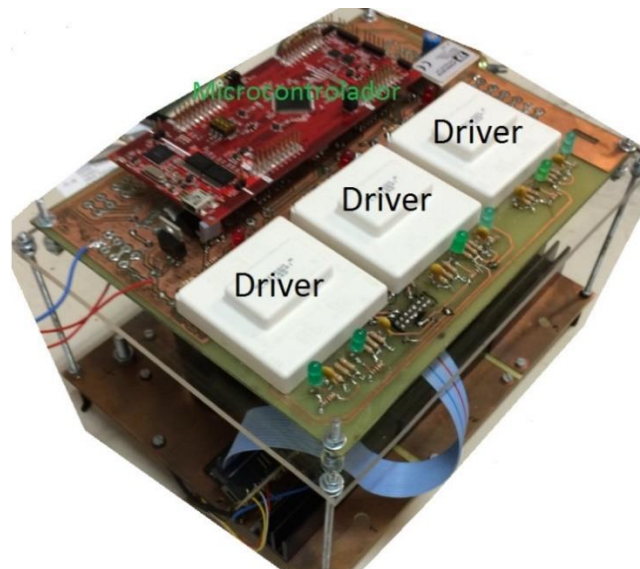


Figura 5.5 – Conversor trifásico com placa de controlo

Para acionar os semicondutores, recorreu-se ao driver da *Semikron SKHI 22-A* [50], capaz de controlar um dos três braços da ponte, sendo necessários 3 no total. Optou-se por este driver pois já inclui diversas proteções, como transformadores de isolamento, proteção contra baixa tensão, monitorização da tensão para impedir curto-

circuito, entre outras [50]. É capaz também de fornecer uma corrente de pico de 8 A, essencial para se obter uma comutação rápida dos MOSFET, de forma a limitar o tempo que passa na região linear. Foi necessário um colocar um conjunto de resistências e condensadores para que o *driver* tivesse a resposta pretendida. Tendo em conta a folha de características do *driver* disponível em [50], utiliza-se o seguinte.

Tabela 5.1 – Parâmetros dos componentes do driver da Semikron SKHI 22-A [50].

Parâmetro	Valor
$R_{CE}$	18 k $\Omega$
$C_{CE}$	0,33 nF
$R_{error}$	1 k $\Omega$
$R_{on}$	3,3 $\Omega$
$R_{off}$	3,3 $\Omega$

Os sinais de controlo para os *drivers* vêm do microcontrolador, C2000 *Delfino* F28377S, da *Texas Instruments* [51], sendo associados a este através de duas portas lógicas, SN74LS07N [52] e SN74LS05 [53], sendo esta última inversora, de modo a eliminar a possibilidade de estar o mesmo sinal a comandar um braço da ponte evitando assim o seu curto-circuito. Com as portas lógicas também foi possível elevar a tensão de 3,3 V para 15 V de forma a comandar corretamente o *driver*. Também utilizou-se dois díodos de *zener* para evitar que a tensão na gate dos MOSFET fosse excedida. O esquemático completo da ligação dos *drivers* encontra-se no Anexo D.

Na placa de controlo colocou-se também filtros nos sinais dos sensores mais sensíveis, de forma a eliminar ruído de alta frequência, proveniente da rápida comutação de cargas indutivas (motor e cabos), obtendo assim um sinal para conectar ao ADC do microcontrolador com filtro *anti-aliasing*, com uma largura de banda, de pelo menos metade da frequência de amostragem, pelo teorema de *Nyquist*, [54]. Colocou-se filtros passa baixo de 2ª ordem na corrente e tensão das baterias e nas correntes das fases A e B do motor síncrono, sendo a corrente na fase C obtida por estas duas últimas. No caso do motor DC utilizou-se um dos sensores de corrente da fase A ou B.

Utilizou-se para construir o filtro o amplificador operacional TL084N [55], utilizando o esquemático da Figura 5.6.

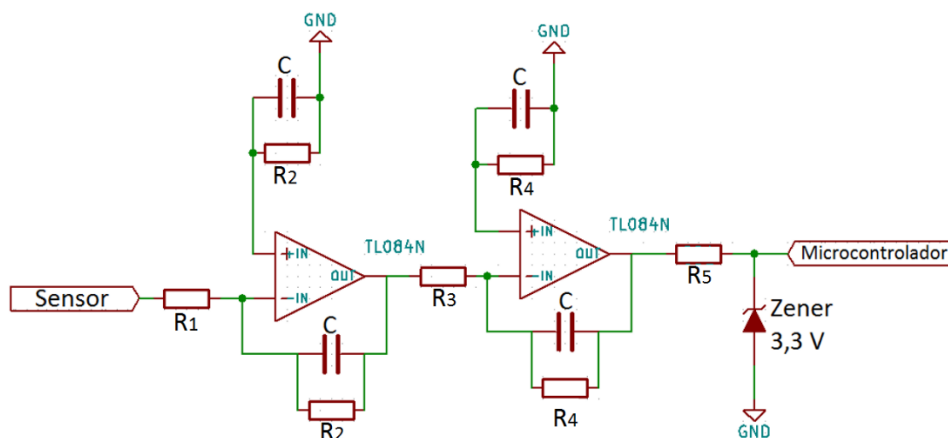


Figura 5.6 – Esquemático do filtro usado nos sensores.

O filtro é constituído por dois filtros passa baixo, de maneira a criar um filtro de 2ª ordem. Os valores para os componentes do filtro foram obtidos para uma determinada frequência de corte e ganho seguindo a dedução apresentada no Anexo E. Os resultados obtidos estão resumidos na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Componentes utilizados nos filtros dos sensores.

Filtro	$R_1$ (k $\Omega$ )	$R_2$ (k $\Omega$ )	$R_3$ (k $\Omega$ )	$R_4$ (k $\Omega$ )	$C$ (nF)	Frequência de corte (Hz)	Ganho
Corrente A	22	12	12	12	1	13 000	0,55
Corrente B	22	12	12	12	1	13 000	0,55
Corrente Bateria	22	12	12	12	1	13 000	0,55
Tensão Bateria	150	150	150	150	1000	1	1

Os sensores de corrente apresentam uma saída variável entre 0 V e 5 V, sendo por isso o ganho do filtro alterado para 0,55, de modo a que a tensão de saída não ultrapassasse os 3,0 V permitidos, para leitura, pelo microcontrolador.

Contudo em caso de erro do sensor ou do próprio amplificador, colocou-se um diodo *zener* de 3,3 V juntamente com uma resistência R5, de 560  $\Omega$ . Deste modo ao se ter 15 V na saída do filtro, o diodo *zener* limita a tensão a 3,3 V, no microcontrolador, e a resistência limita a corrente a 20 mA de modo a não danificar o diodo *zener*.

Na placa de controlo colocou-se um regulador isolado, JCD0412D15 da XP Power [56], para fornecer +15 V e - 15 V aos amplificadores operacionais utilizados. Utilizou-se também mais três reguladores de 5 V, 12 V e 3,3 V utilizando, para tal, o LM7805, LM7812 e LM1117-3.3, respetivamente, utilizando o circuito de condicionamento sugerido pelos fabricantes. Estes reguladores permitem alimentar as portas lógicas, sensores de efeito *Hall* e microcontrolador.

Para comutar a ventoinha com o sinal proveniente do microcontrolador utilizou-se o MOSFET IRF540N da *International Rectifier* [57], na configuração da Figura 5.7.

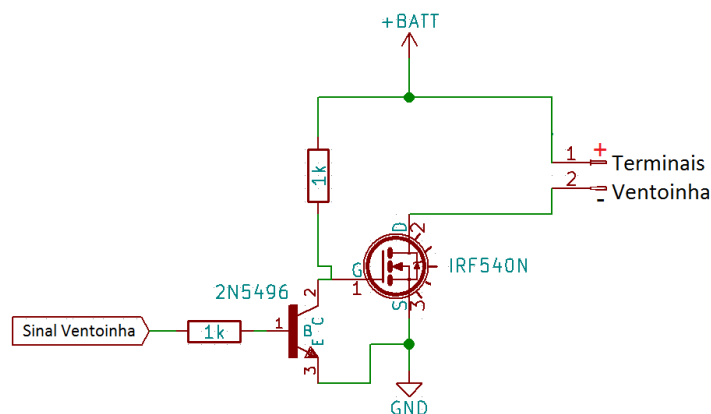


Figura 5.7 – Circuito usado para acionar a ventoinha através do microcontrolador.

Deste modo não é exigida nenhuma corrente ao microcontrolador, sendo esta fornecida à ventoinha diretamente da bateria.



Para alimentar toda a eletrônica responsável por controlar o conversor, como drivers, sensores, microcontrolador, utilizou-se uma pequena bateria de 12 V e 12 A.h juntamente com um regulador elevador BST600W [58], de modo a se obter uma tensão de 15 V estável, não sendo influenciada por flutuações de tensão da bateria. A ligação desta parte eletrônica é feita através de um interruptor localizado no *kart*.

Para fonte de energia, utilizou-se até 6 baterias de chumbo AGM E39 da VARTA de 12 V e 70 A.h. Estas tinham o peso de aproximadamente 20 kg por bateria perfazendo um total de 120 kg só em baterias, sendo este uma das principais desvantagens da utilização deste tipo de baterias

Para efetuar a ligação das baterias ao conversor recorreu-se ao contactor ZJ400A-D [59], capaz de suportar até 400 A, sendo a sua ativação feita pelo próprio microcontrolador. Deste modo, ao ser detetada alguma anomalia pelo microcontrolador, este pode rapidamente desligar a alimentação principal, evitando assim danos no conversor. Ainda para maior segurança acrescentou-se um fusível de 200 A no circuito. A Figura 5.8 apresenta o diagrama da ligação efetuada.

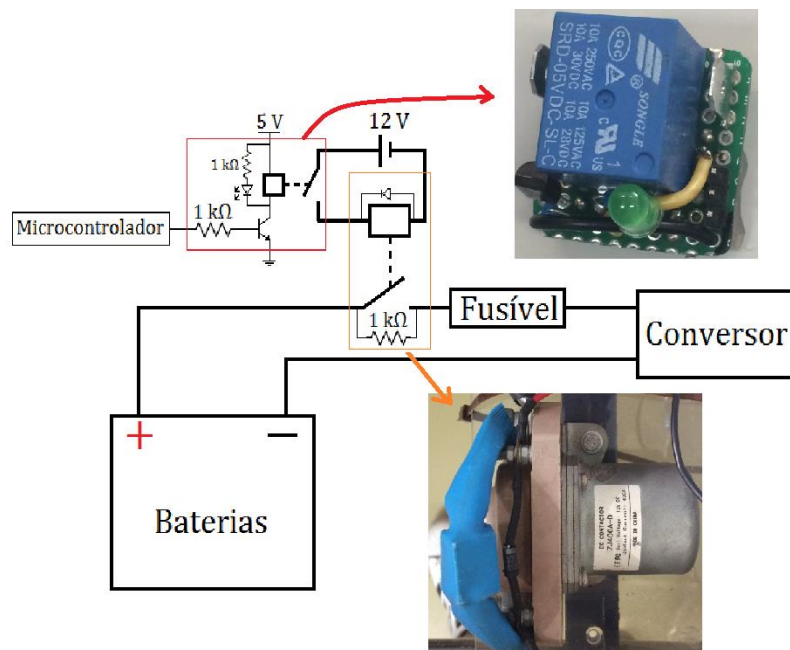


Figura 5.8 – Diagrama da ligação das baterias ao conversor.

Colocou-se um relé secundário num módulo para substituir o interruptor físico anteriormente usado em [36], possuindo os mesmos conetores para uma fácil substituição. Pôs-se também um indicador luminoso para saber o estado deste interruptor.

Foi adicionado uma resistência de potência de 1 kΩ, de 10 W, em paralelo com o contactor de forma a descarregar a energia acumulada nos fios quando este se desliga e a carregar os condensadores do conversor para não sofrerem uma corrente inicial elevada.

Colocou-se um interruptor que permite ao utilizador indicar qual é o tipo de marcha que pretende bem como um potenciômetro que permite alterar qualquer variável

à escolha, sendo normalmente utilizado para indicar a corrente máxima aplicada ao motor.

### 5.3 – Sensores

Para o microcontrolador interagir com o conversor é necessário monitorizar todas as grandezas essenciais através de sensores.

Nos sensores essenciais para o controlo, viu-se a necessidade de fazer a ligação destes com a placa de controlo através de cabos blindados com pares entrançados, de forma a minimizar o ruído causado pela radiação eletromagnética.

#### 5.3.1 – Sensor de corrente

O sensor de corrente utilizado neste projeto foi o HTFS 200-P da LEM [60], capaz de medir corrente DC e AC. O sensor foi escolhido por ter isolamento galvânico e ser capaz de medir correntes de -300 A, a 300 A.

Segundo a folha de características do sensor de corrente, o circuito de condicionamento é o apresentado na Figura 5.9 a).

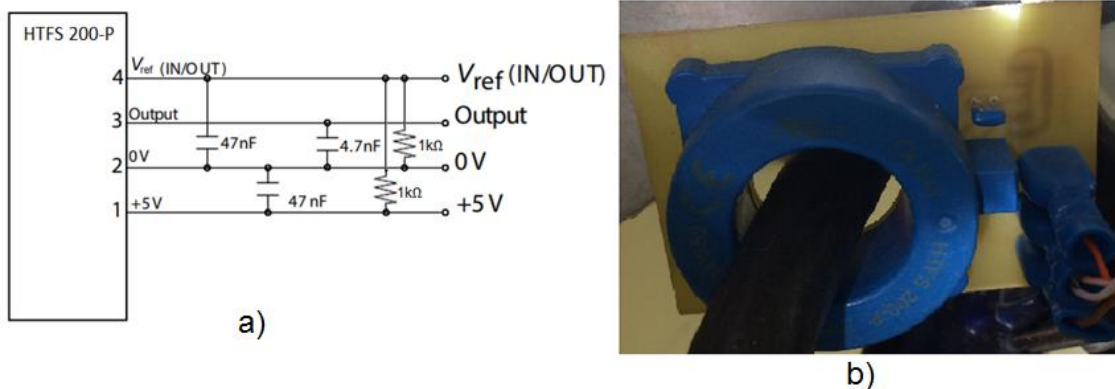


Figura 5.9 – Circuito de condicionamento do sensor de corrente HTFS 200-P. a) Esquema. b) Foto [60].

O pin 4 do sensor recebe uma tensão de referência, a qual indica a tensão a mandar para a saída em caso da corrente ser nula. Colocou-se um divisor resistivo para aplicar metade da tensão de alimentação na referência, obtendo assim uma simetria tanto para ler correntes positivas como negativas.

Para facilitar a conexão do sensor com a placa de controlo, fez-se uma placa de circuito impresso para suportar o sensor, sendo este depois conectado à placa principal através de um cabo.

#### 5.3.2 – Sensor de tensão

O sensor de tensão utilizado foi o LV-25P da LEM [61], capaz de medir tensões DC e AC até 500 V, com isolamento galvânico entre o circuito primário e secundário. Segundo a folha de características do fabricante o circuito de condicionamento de sinal é o que está representado na Figura 5.10.

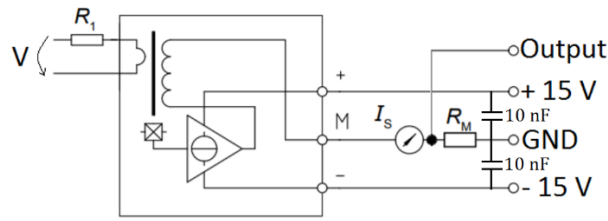


Figura 5.10 – Circuito de condicionamento do sensor de tensão LV-25P [61].

Na alimentação colocou-se dois condensadores para filtrar quaisquer variações de tensão. A resistência  $R_1$  teve que ser dimensionada para que, no máximo, fosse atravessada por 10 mA, sendo por isso utilizada uma resistência  $R_1$  de 10 k $\Omega$ , possível assim de medir até 100 V.

A corrente  $I_s$  possui uma relação de transformação de 2,5:1 para a corrente que passa em  $R_1$ , que por sua vez é proporcional à tensão  $V$ . Para a tensão máxima esta corrente é 25 mA, sendo por isso utilizada a resistência  $R_M$  de 100  $\Omega$  para se obter uma queda de tensão inferior aos 3,0 V permitidos pelo microcontrolador [61].

### 5.3.3 – Acelerador

O acelerador utilizado consiste numa resistência variável conectada ao pedal do acelerador, sendo esta utilizada, juntamente com outra resistência, como divisor de tensão para indicar a sua posição. Este possui também um interruptor que é ativado sempre que o acelerador é pressionado, sendo utilizado como segurança em caso de falha na resistência.

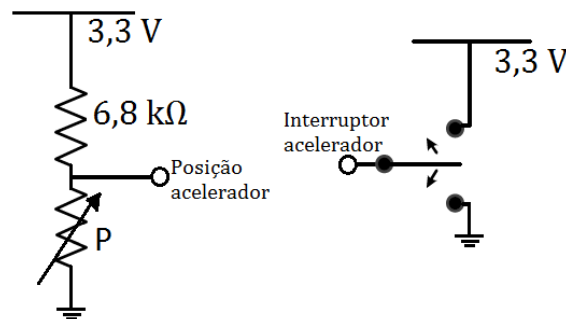


Figura 5.11 – Circuito de condicionamento do pedal de acelerador.

Verificou-se que a resistência do acelerador varia entre 0  $\Omega$  e 7,6 k $\Omega$ , por isso colocou-se uma resistência semelhante de 6,8 k $\Omega$  em série com 3,3 V de forma a criar um divisor de tensão entre 0 V e 1,74 V, sendo, posteriormente, feita a sua calibração com a posição do pedal. O interruptor faz a conexão direta do pino do microcontrolador aos 3,3 V ou aos 0 V, indicando assim o seu estado.

### 5.3.4 – Sensor de temperatura

Utilizou-se como sensor de temperatura um termistor que diminui a sua resistência com o aumento da temperatura, sendo o seu valor por volta de 10 k $\Omega$  para uma temperatura de 25  $^{\circ}\text{C}$ . O circuito de condicionamento está representado na Figura 5.12.

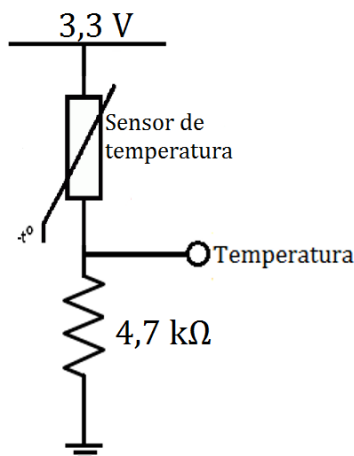


Figura 5.12 – Circuito de condicionamento para o termistor usado como sensor de temperatura.

Colocou-se uma resistência de 4,7 kΩ em série de forma a criar um divisor resistivo, para que a tensão de saída aumente com a temperatura, para uma calibração mais fácil.

### 5.3.5 – Sensor de efeito *Hall*

Neste trabalho utilizou-se 4 sensores de efeito *Hall*, sendo que 3 destes encontram-se incorporados no motor AC acessíveis através de um conector. A Figura 5.13 apresenta a designação dos pinos do conector.



Figura 5.13 – Denominação dos pinos do conector do motor AC que oferece acesso aos sensores de *Hall*.

Através destes sensores foi possível conhecer a posição exata do rotor bem como a sua velocidade de rotação, através do algoritmo apresentado no Anexo F.

Para saber a velocidade utilizando o motor DC utilizou-se o sensor 55505 da *Hamlin* [62], sendo este acoplado ao chassi do *kart* de forma a contar a passagem dos dentes da cremalheira obtendo-se assim a velocidade de rotação do motor.

Uma vez que estes sensores funcionam com 12 V, a conexão direta ao microcontrolador não é possível. Para tal utilizou-se o *buffer* CD4050 da *Texas Instruments* [63], para baixar o valor de saída para 3,3 V. O circuito de condicionamento usado foi o da Figura 5.14.



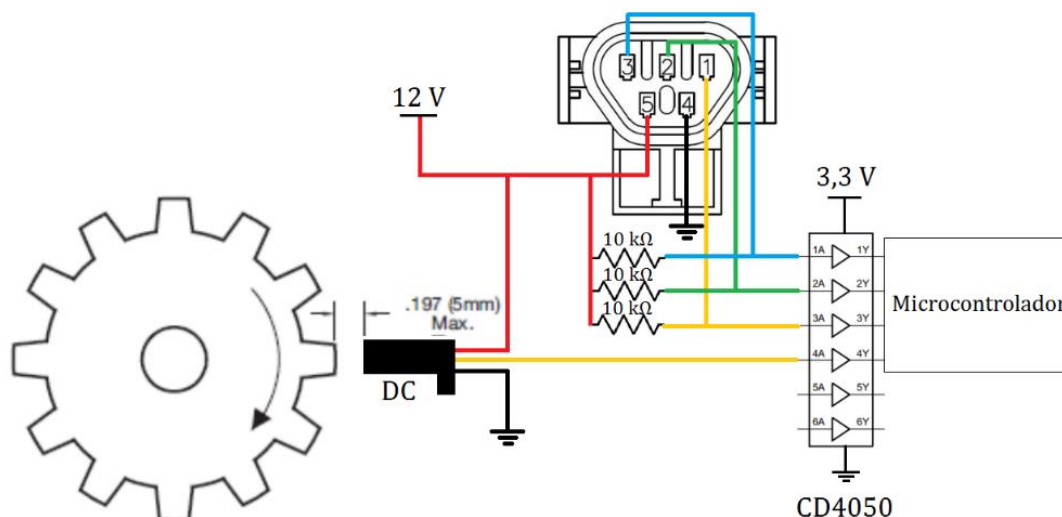


Figura 5.14 – Circuito de condicionamento utilizado para os sensores de efeito Hall.

O sensor utilizado para o motor DC possui uma resistência interna de pull-up, sendo apenas necessário colocar nos sensores do motor AC.

#### 5.4 - Montagem

Na Figura 5.15 verifica-se como foram reunidos todos os componentes no *kart*.



Figura 5.15 – Montagem final

Pode-se visualizar também como foi acoplada a transmissão do motor às rodas. No Anexo G encontra-se o esquemático geral da interligação dos diversos componentes.

#### 5.5 – Microcontrolador

Para todo o processamento de sinal deste projeto utilizou-se o *LaunchPad C2000 Delfino F28377S*, da *Texas Instruments* [51]. Este é um robusto microcontrolador de 32 bits, com uma frequência de 200 MHz de desempenho, especialmente desenhado para aplicações como *drivers* industriais, controlo de motores, inversores solares, entre outros, possuindo já algumas bibliotecas como o *ControlSuite* para desenvolver algumas destas aplicações.

Está equipado com várias unidades, incluindo uma unidade trigonométrica que permite a rápida execução de algoritmos com operações trigonométricas, como as transformadas utilizadas no controlo de motores.

Este possui ADC (*Analog to Digital Converter*), seleccionáveis entre 16 *bits* e 12 *bits*, capazes de amostrar a uma taxa de 1,1 MSPS e 3,5 MSPS, respetivamente. A tensão de referência configurada para este microcontrolador foi de 3 V.

Outros periféricos utilizados foram o ePWM, para gerar sinais PWM, e o SCI (*Serial Communication Interface*), para enviar dados para o computador. Ainda possui DACs (*Digital to Analog Converter*), CMPSSs (*Comparator Subsystems*), I<sup>2</sup>C (*Inter-Interface Circuit*), SPI (*Serial Peripheral Interface*), entre outros. A Figura 5.16 apresenta o microcontrolador utilizado.

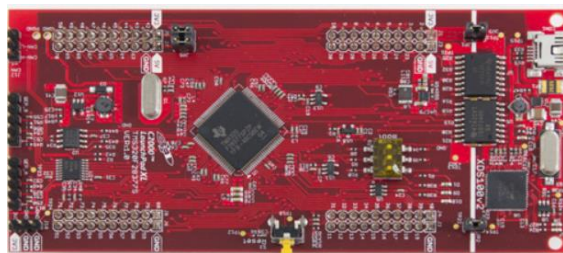


Figura 5.16 - C2000 Delfino F28377S, da Texas Instruments.

Através do IDE (Integrated Development Environment), *Code Composer Studio* 6.1, da *Texas Instruments*, desenvolveu-se os programas necessários para o controlo dos motores. A linguagem de programação utilizada no código foi a linguagem C.

O programa começa pela inicialização das variáveis necessárias, cálculo dos parâmetros dos compensadores e algumas configurações próprias do microcontrolador como os ADC, ePWM, SCI, *Timer* e algumas interrupções de *hardware*. Finalizadas as inicializações, um *loop* contínuo é responsável por ler os valores de todos os sensores, sendo este, apenas interrompido, pela interrupção de um *Timer* com frequência 25 kHz. Na interrupção do *Timer* fez-se os cálculos necessários, abordados no capítulo 3, para controlar cada tipo de motor, alterando posteriormente as variáveis de saída. No Anexo H encontra-se os fluxogramas elucidativos do programa.

No modelo para controlo do motor síncrono é necessário conhecer a posição exata do rotor para efetuar a transformada de *Park*. Contudo, os sensores de *Hall* acoplados ao motor apenas indicam a posição do rotor a cada 60°.

Para compensar, criou-se um algoritmo onde é possível estimar as posições intermédias com precisão, utilizando o tempo entre transições passadas para prever o tempo da próxima transição. No Anexo F, encontra-se o fluxograma a explicar o algoritmo.

Para saber qual é o ângulo associado às comutações sensores de *Hall*, colocou-se o osciloscópio entre um neutro virtual do motor e a fase A. Ao rodar o motor verificou-se quais os estados dos sensores para cada posição da senoide gerada pela fase A. Esta associação foi feita para os dois sentidos de rotação, pois, para sentidos diferentes obtinha-se estados diferentes, sendo esta característica utilizada para saber o sentido de rotação do motor.

Para registar os dados das grandezas medidas pelo sistema utilizou-se o módulo *bluetooth* BTBee Pro [64], que, juntamente com a comunicação SCI (UART), do microcontrolador enviava os dados remotamente para um computador equipado com *bluetooth*.

Para uma melhor conexão do módulo com o microcontrolador criou-se um *shield* com o mesmo, conectando-se diretamente em cima da placa usada como mostra a Figura 5.17.



Figura 5.17 – Módulo BTBee Pro conectado ao microcontrolador.

O programa utilizado no computador para a recolha dos dados foi o *RealTerm, Serial Capture Program* 3.0.0.3.0 [65], sendo estes dados posteriormente tratados no *Microsoft Excel*.

A conexão dos sensores e atuadores aos pinos do microcontrolador está descrita na Tabela I.1 do Anexo I.

## **5.6 Resultados experimentais**

Os resultados, para ambos os motores, foram obtidos numa superfície lisa de baixo atrito (parque de estacionamento coberto). Não foi possível retirar, fisicamente, o pinhão acoplado ao motor DC pelo que as relações de marcha para os dois motores foram diferentes. Para o motor DC utilizou-se um pinhão de 18 dentes e uma cremalheira de 46 dentes e para o motor AC, um pinhão de 11 dentes com a mesma cremalheira.

### **5.6.1 – Resultados experimentais do motor DC**

Como visto na simulação (Figura 4.3), o controlo em malha aberta pode requerer correntes iniciais muito elevadas que podem danificar tanto o conversor, como o motor, pelo que apenas se fez testes, onde esta era controlada.

#### **5.6.1.1 – Controlo de corrente**

Fez-se um teste semelhante ao usado na simulação, para o modo de deslizamento, onde aplicou-se um degrau de corrente de 200 A de forma a examinar a

resposta da velocidade e para verificar se de facto a corrente ficava limitada. A Figura 5.18 mostra o resultado obtido.

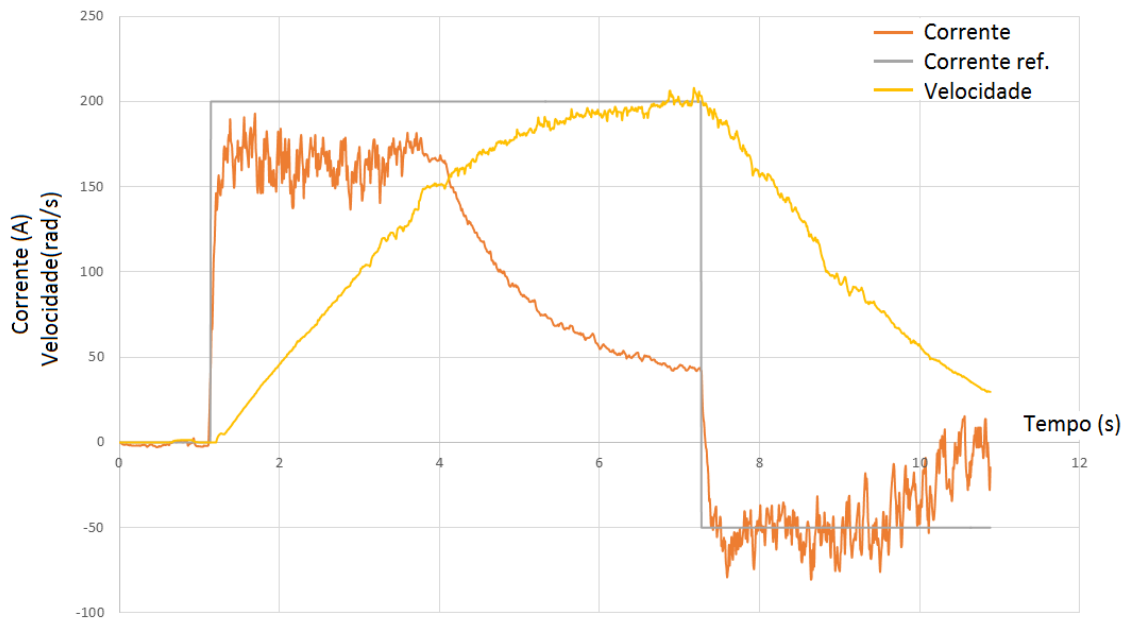


Figura 5.18 - Resposta da corrente e da velocidade para uma corrente de referência de 200 A.

Verifica-se que a corrente não ultrapassa os 200 A no instante inicial validando o bom funcionamento do controlo de corrente, contudo esta não fica corretamente nos 200 A, pelo facto da calibração do sensor de corrente ter sido feita a 6 A e não no fim de escala como deveria ser feito. No instante 4 s a corrente começa a baixar pois o *kart* já adquiriu velocidade suficiente para gerar um f.e.m. próxima à da tensão da bateria, não sendo possível assim injetar mais corrente. Comparando o resultado experimental com a simulação da Figura 4.5, verifica-se uma semelhança no tempo de resposta, contudo, não foi considerado, na simulação, as perdas por atrito, resistência do ar, entre outras, que existem na prática, pelo que atrasa o tempo de estabilização da velocidade do resultado experimental.

Este teste foi executado com 4 baterias (48 V) e a velocidade máxima obtida foi pouco mais de 200 rad/s (40 km/h), demorando cerca de 5,5 s para atingir essa mesma velocidade, sendo já uma velocidade considerável para um parque de estacionamento. Verificou-se que com a relação de pinhão/cremalheira existente cada bateria adicionada em série adicionava a velocidade máxima cerca de 10 km/h.

Pode-se visualizar na Figura 5.18, que quando o acelerador deixa de ser pressionado a corrente passa de 200 A para -50 A. Este foi o valor definido de corrente para o travão regenerativo, ou seja, as baterias estão a ser carregadas com cerca de 50 A, à custa da perda de velocidade do *kart*, sendo o ideal para aplicar em descidas. Posteriormente a corrente aproxima-se de zero juntamente com a velocidade do *kart*.

Quando o acelerador deixa de ser pressionado, a corrente de referência passa para -50 A, sendo esta a corrente definida para aplicar travão regenerativo.

Fez-se outro teste semelhante ao anterior, mas limitou-se a corrente de referência a 130 A, de modo a examinar a influência da corrente na taxa de crescimento da velocidade. O resultado está na Figura 5.19.

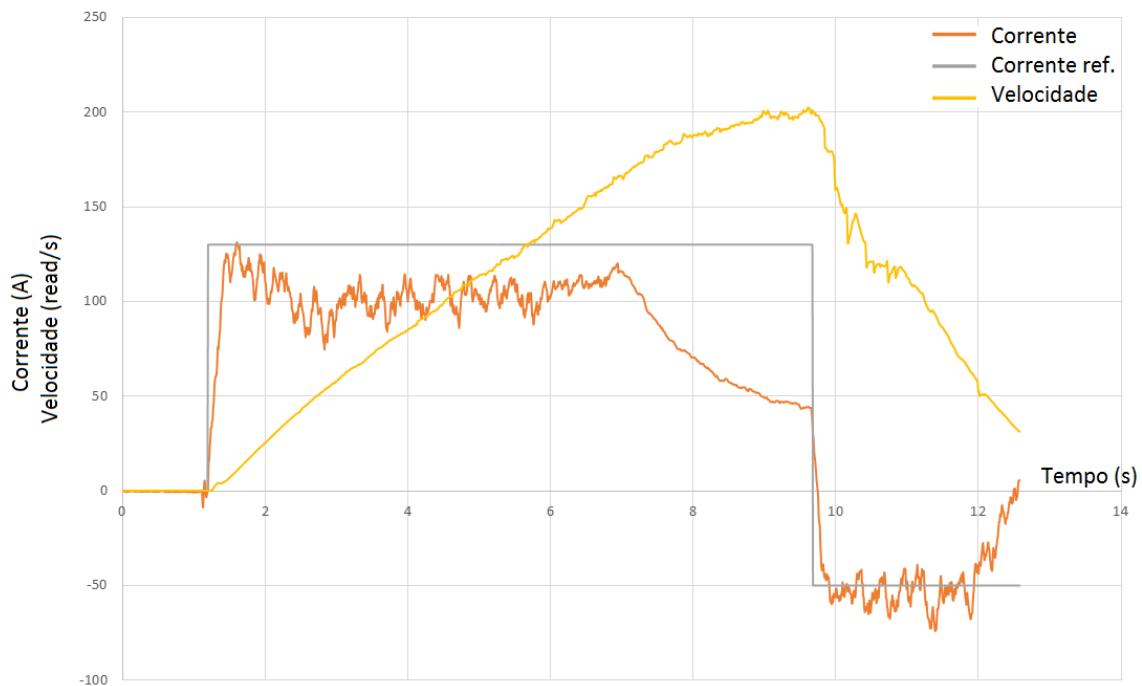


Figura 5.19 - Resposta da corrente e da velocidade para uma corrente de referência de 130 A.

Verifica-se que a corrente não ultrapassa os 130 A, como pretendido. Contudo a velocidade máxima não se altera, pois a corrente só influencia o binário, que é diretamente proporcional à aceleração.

O erro estacionário da corrente está mais uma vez presente devido à calibração do sensor.

O tempo até atingir a velocidade máxima foi de 7,7 s. Se tivermos em conta que a relação entre as correntes utilizadas nos dois teste é de 1,53, então, tendo em conta que a corrente é proporcional à aceleração, a 200 A o tempo até a velocidade máxima seria, em condições ideais, cerca de 5,0 s, o tempo no teste foi de 5,5 s um pouco mais demorado devido a fatores externos como atrito e resistência do ar, mas verifica-se esta relação entre a corrente e a aceleração.

O resultado obtido vai ao encontro da simulação da Figura 4.6, sendo o tempo de resposta da velocidade inferior como esperado.

#### 5.6.1.2 – Controlo de velocidade

Para o controlo de velocidade utilizou-se o modelo estudado no capítulo 3. Implementou-se também um limite de corrente de modo a não danificar o material por correntes excessivas. O resultado está apresentado na Figura 5.20.



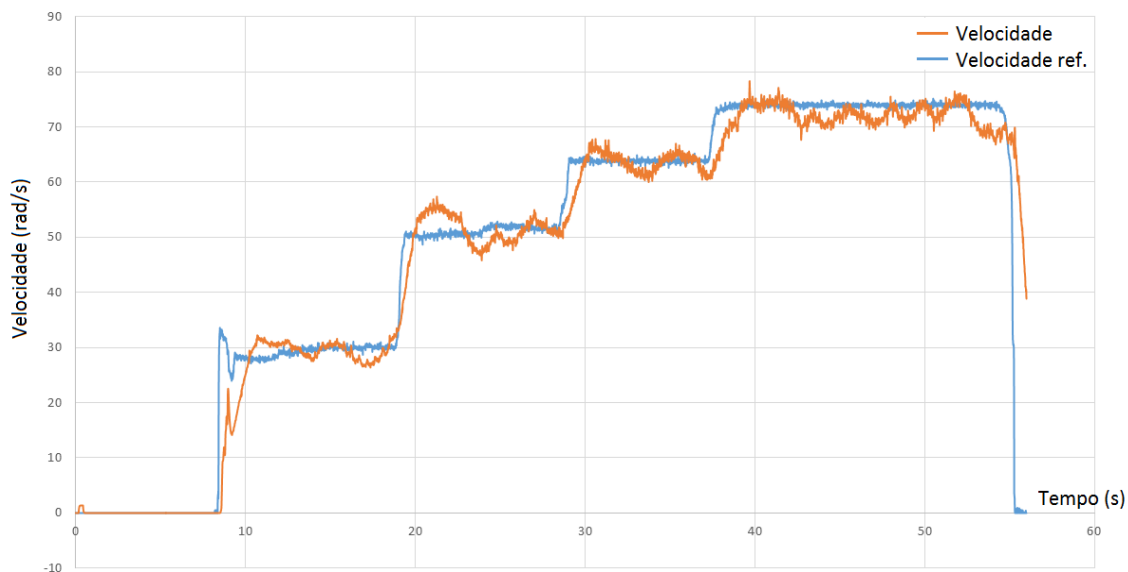


Figura 5.20 - Resposta da velocidade, para uma velocidade de referência variável.

Foram aplicadas várias velocidades de referência consecutivas e verificou-se que, com o compensador utilizado, é possível ter uma velocidade estável a acompanhar a referência, sendo sempre possível alterar os parâmetros do compensador para se obter outra dinâmica de resposta.

De referir que os dados obtidos não foram obtidos numa superfície uniforme, pois devido a distância necessária para o teste, teve que ser feito um circuito para o carro, em vez de andar em linha reta, requerendo assim fazer curvas que exigem um binário maior, bem como passar por piso mais irregular. Na Figura 5.21 pode-se ver o comportamento da corrente para manter o erro da velocidade quase nulo.

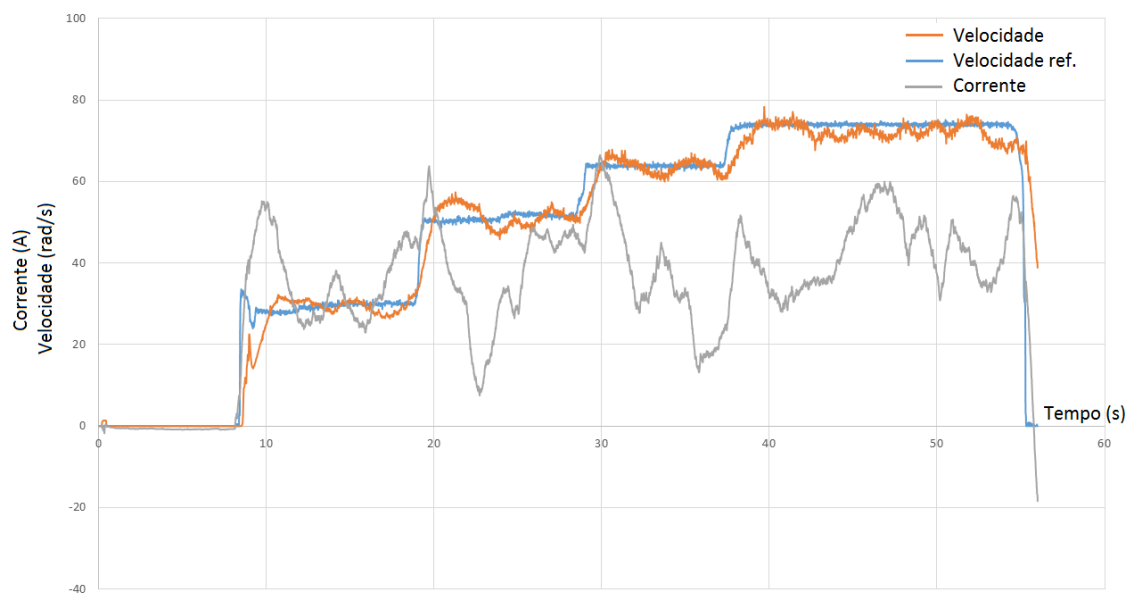


Figura 5.21 - Resposta da velocidade e corrente, para uma velocidade de referência variável.

Verifica-se uma grande oscilação da corrente para ultrapassar as irregularidades existentes de forma a manter a velocidade constante, não só aumentar, a corrente para que o *kart* acelere como também a diminuir de forma que este abrande.

A condução para o controlo de velocidade e para o controlo de corrente são bastante distintas na prática, pois no controlo de corrente, como controla-se o binário, ao se acelerar pouco temos uma resposta suave, enquanto no controlo de velocidade ao acelerar pouco, o *kart* tem uma resposta rápida para atingir essa mesma velocidade, e depois, quase que uma paragem brusca para manter essa velocidade, o que torna algo difícil de controlar, podendo este problema ser ultrapassado com uma resposta mais suave, por parte do compensador de velocidade.

#### 5.6.1.3 – Rendimento do carro elétrico

De modo a comparar o desempenho dos dois motores, fez-se um circuito de 5 voltas ao parque de estacionamento, a uma velocidade constante, a fim de ver a energia gasta pelo sistema (conversor mais motor).

O resultado obtido das 5 voltas para o motor DC está na Figura 5.22.

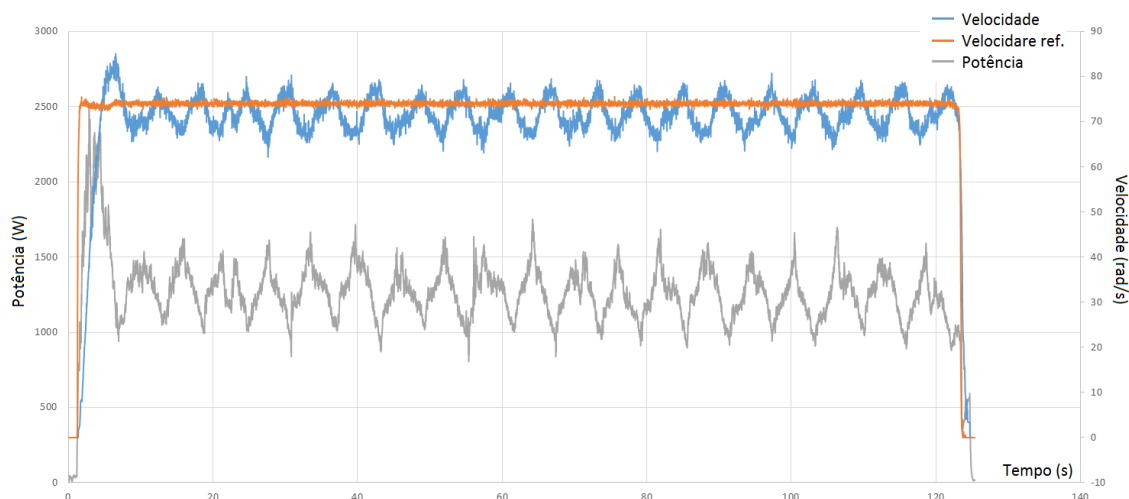


Figura 5.22 – Potência gasta para efetuar o circuito de 5 voltas para o motor DC a uma velocidade constante.

Através dos dados obtidos pelo *kart*, verificou-se que este percorreu uma distância de 443,9 m gastando uma energia de 43,4 W.h, podendo ser estes dados posteriormente comparados com os obtidos para o motor AC.

No instante inicial verifica-se um consumo de potência superior, necessário para ultrapassar o momento de inércia do carro, assim que a velocidade alcança o valor pretendido a potência baixa para o valor necessário para manter a velocidade de referência.

Posteriormente, a potência varia para compensar imperfeições no piso, como por exemplo ligeiras subidas ou descidas, mudanças de trajetória, lombas, etc. Isto de modo a manter a velocidade de acordo com a sua referência.

### 5.6.2 Motor AC

À semelhança do motor DC, fez-se testes para o controlo de corrente e para o controlo de velocidade de forma a poder comparar os dois controlos. Contudo utilizou-se um pinhão de 11 dentes e uma cremalheira de 46 dentes, devido à impossibilidade de retirar o pinhão do motor DC.

Viu-se também a influência do avanço no ângulo do motor na velocidade máxima. Devido à reação da armadura.

#### 5.6.2.1 – Controlo de corrente

Para testar a capacidade de controlar a corrente, aplicou-se um degrau de corrente  $i_q$  de referência de sensivelmente 300 A, como demonstra a Figura 5.23 de modo a visualizar a resposta da corrente e da velocidade.

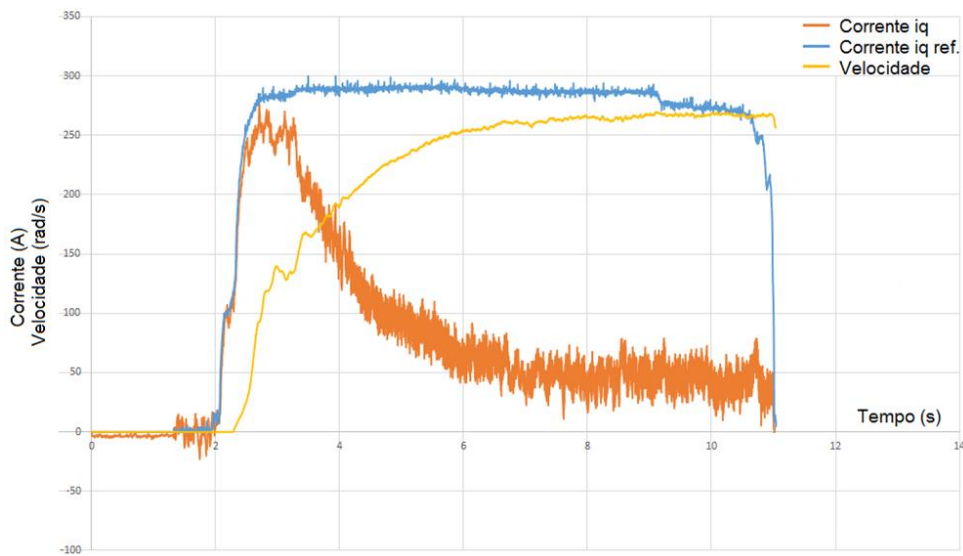


Figura 5.23 – Resposta da corrente e da velocidade para uma corrente de referência  $i_q$  de 300 A.

Verifica-se que a corrente fica confinada dentro do limite no instante inicial, como pretendido. Posteriormente perto do instante 3 s a corrente começa a baixar pois a rotação do motor começa a chegar ao ponto em que não é possível controlar a corrente. Comparando com a simulação da Figura 4.15 verifica-se os resultados obtidos são semelhantes, contudo na simulação não são contabilizadas as perdas por atrito nem por resistência do ar, fazendo com que tenha um tempo de resposta ligeiramente mais rápido e uma velocidade terminal maior.

O teste foi efetuado com 4 baterias (48 V) e a velocidade máxima atingida foi cerca de 260 rad/s (30 km/h), demorando cerca de 4,3 s para estabilizar. Verifica-se que a velocidade máxima é menor que no motor DC devido à diferença de dentes no pinhão, diferença essa que ajuda o motor AC a produzir mais binário nas rodas e por sua vez ajuda a ter um tempo de estabilização mais rápido.

Uma vez que a corrente não é mesma que a utilizada para o motor DC, pois foi aplicada a transformada de *Clarke-Park*, aumentou-se o seu valor de modo a fornecer uma potência semelhante ao motor.



Utilizou-se também o travão regenerativo a -50 A, assim que o acelerador deixa-se de ser pressionado, reduzindo a velocidade para zero, como utilizado para o motor DC.

Através da transformada obtém-se uma corrente contínua fácil de visualizar, no entanto as correntes no motor são alternadas como anteriormente visto na simulação (Figura 4.16 e Figura 4.17). Na Figura 5.24 pode-se ver as correntes do motor.

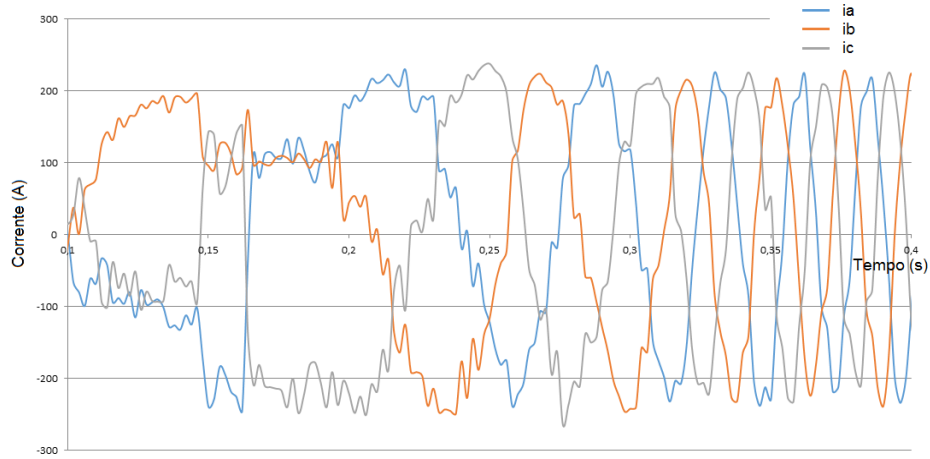


Figura 5.24 – Correntes no motor para uma corrente  $i_q$  de referência de 300 A.

À semelhança da simulação da Figura 4.16, é possível criar sinusoides, enquanto a velocidade está abaixo do seu máximo. O valor de pico das correntes atinge os 245 A, estando de acordo com a relação aplicada na transformada de *Clarke*,  $\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)$ .

Verifica-se que no início o motor estava em repouso e que perto do instante 0,15 s existe uma transição mais brusca, pois nesse instante apanha o sincronismo com o motor e começa a gerar as ondas sinusoidais.

Enquanto a velocidade está a crescer, a f.e.m. induzida permite impor o sentido das correntes e por sua vez gerar sinusoides, contudo, como visto na simulação da Figura 4.17, após a velocidade estar próxima da terminal, fica impraticável criar sinusoides. A Figura 5.25 demonstra esse efeito.

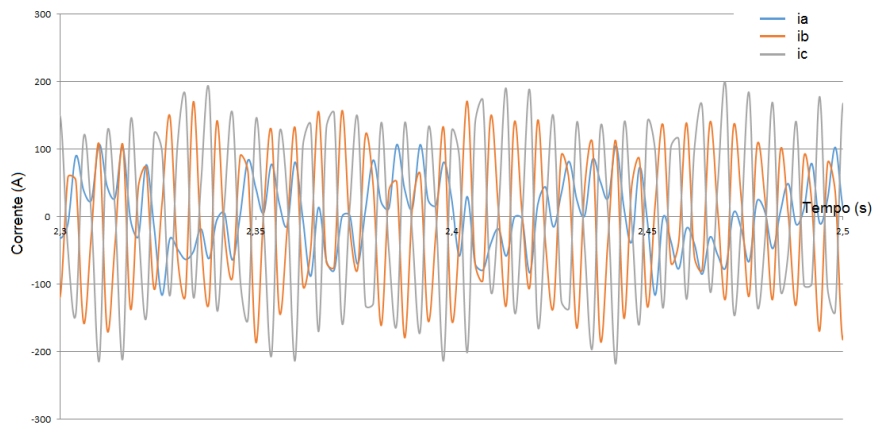


Figura 5.25 - Correntes no motor para uma corrente  $i_q$  de referência de 300 A, na velocidade terminal.

Os resultados experimentais são semelhantes aos obtido na simulação da Figura 4.17, em que não é possível impor sinusoides. Contudo o efeito de uma carga, como o exemplo de uma subida iria permitir impor sinusoides.

#### 5.6.2.2 – Controle de velocidade

Para o controle de velocidade utilizou-se o modelo estudado no capítulo 3, idêntico ao utilizado na simulação. À semelhança do motor DC, utilizou-se o controle de velocidade através do controle de corrente a fim de poder limitar a mesma, para não danificar nenhum componente. A resposta da velocidade para uma velocidade de referência variada está representada na Figura 5.26.

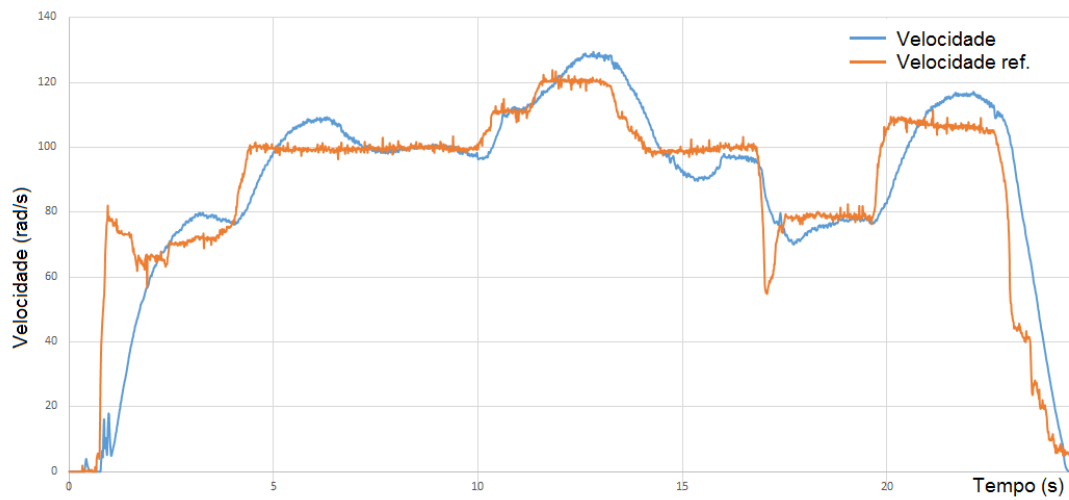


Figura 5.26 – Resposta da velocidade, para uma velocidade de referência variável.

A velocidade de referência foi aplicada através do acelerador do carro e verifica-se que a velocidade tende a acompanhar a sua referência. O sistema encontra-se estável, contudo pode-se alterar os parâmetros do compensador a fim de obter outra dinâmica de resposta. O piso onde foi feito o teste possuía algumas irregularidades, sendo necessário um constante ajuste da corrente  $i_q$ , para manter o erro da velocidade nulo, à semelhança do que acontecia com o motor DC.

Mais uma vez, a diferença da condução entre controle de corrente e controle de velocidade foi notória, sendo o mesmo efeito sentido pelos dois motores de forma semelhante.

#### 5.6.2.3 - Rendimento

Com recurso ao controle de velocidade, efetuou-se, a uma velocidade constante, um circuito de 5 voltas no parque de estacionamento, de modo a descobrir a energia gasta para efetuar esse percurso. O resultado para as 5 voltas está representado na Figura 5.27.

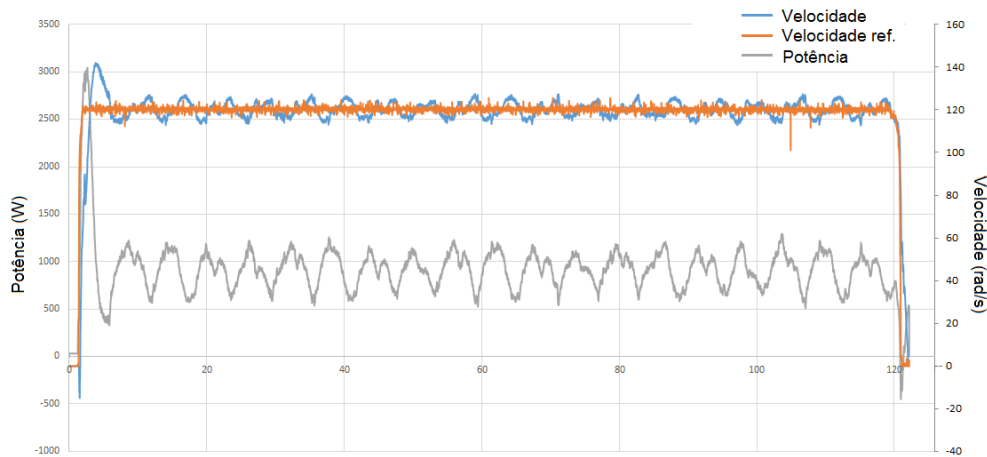


Figura 5.27 – Potência gasta para efetuar o circuito de 5 voltas para o motor AC a uma velocidade constante.

A fim de poder comparar com o motor DC, colocou-se uma velocidade de rotação, que tendo em conta as diferentes relações, completa-se o percurso no mesmo tempo, daí a velocidade de rotação do motor ser diferente à utilizada na Figura 5.27.

Tal como no motor DC, existe um pico de potência inicial para ultrapassar o momento de inércia do carro, baixando posteriormente para o valor necessário para ultrapassar as irregularidades, sendo que estas provocam flutuações na potência necessária para manter a velocidade. A velocidade tende a acompanhar a sua referência, tendo em conta as anomalias do piso.

Analisando os dados verificou-se que acabou o percurso sensivelmente no mesmo tempo que o motor DC e que a distância percorrida foi de 447,3 m, mais 3,4 m que o motor DC. Esta diferença deve-se ao fator humano, pois era necessário manter exatamente a mesma trajetória durante todo o percurso, o que se revelou algo difícil. Contudo desprezou-se essa diferença por revelar apenas 0,7%, na distância total.

A energia gasta para fazer esse percurso foi de 31,0 W.h, uma diferença de quase 30% face aos 43,4 W.h gastos pelo motor DC.

Este consumo de energia tem em conta o conjunto conversor/motor, verificando-se assim uma maior eficiência no conjunto trifásico. Contudo existe algumas diferenças entre os testes que podem influenciar o valor obtido, como não terem sido realizados no mesmo dia, diferença no percurso e o que provavelmente afetou mais negativamente, a diferença na relação da transmissão.

#### 5.6.2.4 – Avanço do ângulo

Como referido no capítulo 3, o movimento do motor produz um deslocamento no campo magnético que faz alterar o ângulo de binário aplicado, fazendo com se perca o binário máximo para velocidades superiores.

Para compensar tal efeito experimentou-se avançar o ângulo de binário em 70° a partir dos 200 rad/s até os 400 rad/s, linearmente, a fim de ver o efeito na velocidade. A Figura 5.28 apresenta o resultado obtido com e sem avanço.

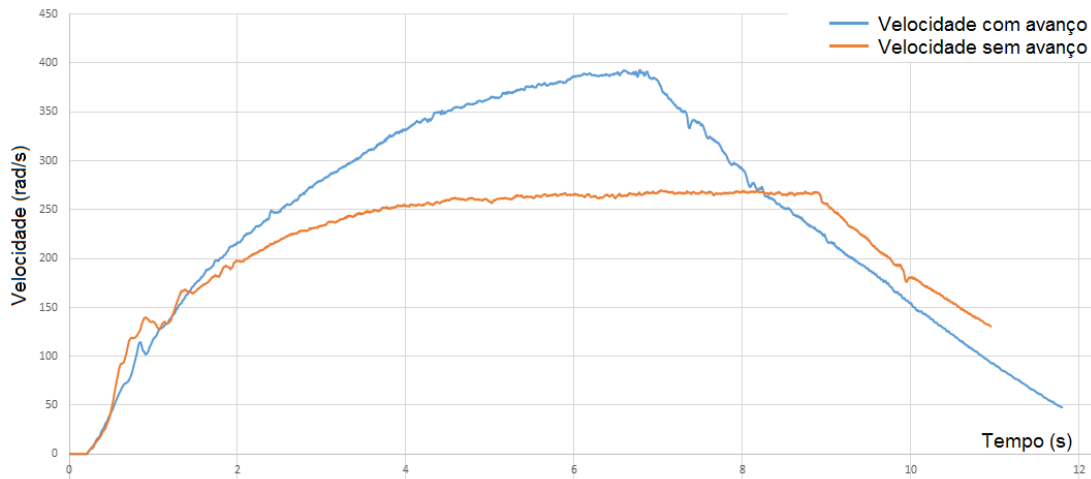


Figura 5.28 – Comparação da influência do avanço do ângulo de binário no motor síncrono.

A velocidade máxima sem avanço obtida foi de 268 rad/s (30 km/h), e com avanço foi de 393 rad/s (44 km/h), uma diferença de 14 km/h que equivale a um aumento em 46% da velocidade.

O avanço foi apenas adicionado aos 200 rad/s, pois esta velocidade é suficiente para alterar significativamente o campo do estator. Ao adicionar avanço em velocidades inferiores verificou-se uma perda de potência no andamento do *kart*, pois a velocidade não era suficiente para provocar uma reação na armadura significativa.

## 5.7 – Conclusão

Neste capítulo, começou-se por descrever a construção do conversor, evidenciando todos os componentes usados. Falou-se também na criação de uma placa de controlo responsável por todo o circuito de condicionamento e controlo do conversor.

Abordou-se todos os sensores utilizados, bem como o circuito de condicionamento usado para tratar os sinais dos mesmos.

Todas as placas de circuito impressas, tanto para a placa de controlo como para os sensores, foram desenhadas recorrendo ao programa *KiCad* [66], sendo posteriormente criadas com o equipamento disponível em laboratório.

De seguida apresentou-se o microcontrolador utilizado para todo o processamento de informação, descrevendo sucintamente o programa utilizado para o controlo. Referiu-se também o algoritmo utilizado para a deteção do ângulo do motor. Apresentam-se também nos componentes utilizados para receber dados remotamente.

Posteriormente apresentou-se os resultados experimentais para os dois tipos de motor, utilizando o controlo por modo de deslizamento da corrente. Com os testes efetuados confirmou-se o correto funcionamento, tanto do controlo de corrente, como do controlo de velocidade.

A comparação entre os dois motores foi afetada pela diferença de relações, contudo verificou-se uma maior eficiência global para controlar o motor AC. A

complexidade para o seu controlo foi também maior exigindo um grande poder de processamento por parte do microcontrolador.

Em ambos os motores utilizou-se até 5 baterias verificando um aumento na velocidade terminal, contudo para os testes apresentados apenas se utilizou 4.

Neste trabalho verificou-se também o grande impacto que a reação da armadura possui no controlo do motor AC, obtendo-se um aumento de 46% na velocidade.

## Capítulo 6 - Conclusões

### 6.1 - Conclusão do trabalho

Neste trabalho começou-se por apresentar o conceito de veículo elétrico comparando-o, com o veículo de combustão interna, apresentando as suas vantagens e desvantagens.

Analizou-se e comparou-se os tipos de máquinas usadas para propulsionar os veículos elétricos, dando mais ênfase aos motores DC e motores AC, sendo esses os utilizados neste trabalho.

Apresentou-se a reação da armadura, explicando o seu significado e o impacto que apresenta no controlo do motor.

Abordou-se também o conceito da utilização de semicondutores em paralelo, comparando-o com a utilização de módulos. Durante o trabalho verificou-se que foram uma escolha adequada pelo desempenho obtido.

Estudou-se os tipos de baterias existentes apresentando as principais vantagens e desvantagens. Verificou-se que a melhor escolha seriam as baterias de lítio, contudo utilizou-se as baterias de chumbo devido à sua disponibilidade em laboratório.

Apresentou-se os tipos de controladores utilizados para acionar as máquinas, mencionando o controlo por modo de deslizamento e PWM. Os tipos de compensador PID foram também abordados, explicando o impacto da alteração das suas componentes e explicando como é feita a sua implementação digital num microcontrolador.

Foram estudados os modelos de ambos os motores e as técnicas utilizadas para controlar a corrente e a velocidade, utilizando um só conversor em diferentes configurações. Apresentou-se os cálculos para os compensadores utilizados tanto na simulação como na prática. Verificou-se uma maior complexidade para o controlo do motor AC, devido às suas grandezas variarem ao longo do tempo, sendo necessário a utilização das transformadas *Clarke-Park*, para simplificar o seu controlo.

Os modelos criados foram simulados e confirmados a sua capacidade de controlarem a corrente e a velocidade de ambos os motores.

A simulação não implementou todas as características do modelo físico do próprio carro, sendo apenas considerado a inércia do próprio carro, por ter o peso mais significativo. Na simulação viu-se também necessidade de controlar as correntes no arranque para evitar picos elevados. Observou-se que não era possível controlar a corrente para velocidades elevadas devido à f.e.m. induzida pelos motores ser próximo da tensão da bateria. Viu-se também que os parâmetros usados nos compensadores permitiam obter um sistema estável com um tempo de resposta satisfatório.

Na construção do conversor, verificou-se que na utilização dos semicondutores em paralelo, estes deviam estar simétricos e bem dimensionados para lidar com os picos de tensão encontrados nas comutações. Viu-se a importância da tensão máxima suportada entre o dreno e a *source* do semicondutor que tem de ter uma margem

## Conclusões

considerável e também a corrente máxima do dreno. Acrescentou-se condensadores no conversor, perto dos semicondutores para evitar picos de tensão.

Na criação da placa de controlo verificou-se que foi crucial emparelhar todos os componentes necessários ao controlo do motor de uma forma compacta, evitando assim as interferências eletromagnéticas geradas pelo sistema.

Verificou-se que através do conversor configurado em ponte H, é possível controlar a corrente injetada no motor DC. Viu-se que este tinha um maior consumo de corrente no instante inicial para ultrapassar a inércia do carro, baixando depois, caso o binário resistente fosse baixo. A corrente máxima imposta limita diretamente a aceleração produzida pelo motor, sendo que quanto maior a corrente maior a aceleração. A velocidade máxima é imposta pela tensão das baterias.

O controlo de corrente através do modulador PWM apresenta uma frequência fixa de 20 kHz, enquanto no modo de deslizamento é inferior. Isto traduzia-se numa vibração, da bobina do motor, de frequência audível, coisa que não acontecia recorrendo ao PWM. Contudo uma maior frequência traduzia-se em maiores perdas por comutação baixando assim a eficiência do conversor.

No controlo de velocidade, verificou-se que era possível obter um sistema estável, sendo possível controlar a resposta através dos parâmetros do compensador. Este controlo foi usado com o controlo de corrente para não correr o risco de danos materiais, devido ao sobreaquecimento.

No geral, o motor DC foi fácil de controlar, conseguindo-se controlar bem a marcha do *kart* nos dois sentidos bem como utilizar o travão regenerativo, sendo este pouco usado nos testes feitos, devido à falta de descidas que tornam esta característica vantajosa.

Conseguiu-se também controlar tanto a corrente como a velocidade do motor AC com sucesso. Contudo verificou-se alguma dificuldade para implementar o algoritmo de obtenção do ângulo do rotor, pois para verificar o seu correto funcionamento é necessário lidar com sinais variantes no tempo. Após ter o algoritmo a funcionar corretamente utilizou-se as transformadas de *Clarke-Park* para controlar o motor.

Utilizou-se apenas a corrente em quadratura para no controlo do motor para fornecer sempre o ângulo de binário máximo, contudo para grandes velocidades, e devido à reação da armadura, este ângulo sofria uma deslocação que não permitia gerar o ângulo de binário máximo. Com recurso a uma simples deslocação do avanço do ângulo por *software*, conseguiu-se contradizer esse efeito aumentando a velocidade máxima em 46%.

Em ambos os motores foi possível controlar a velocidade, com uma variação mínima durante um percurso com quase 500 m em circuito. Este percurso foi depois utilizado para medir a energia gasta e comparar o desempenho entre as duas máquinas. Obteve-se uma melhoria na eficiência do controlo da máquina AC, sendo este tipo de motores o mais utilizado na indústria atualmente para propulsionar carros elétricos.

Contudo este valor pode não ser tão alto como o obtido devido à relação de transmissão usada ser diferente entre as máquinas.

Verificou-se que com a energia de 4 baterias de 12 V, a autonomia seria entre 3 e 4 horas à velocidade utilizada nos testes para o rendimento. A velocidade máxima atingida durante este projeto foi de pouco mais de 50 km/h, sendo esta limitada pela relação de transmissão utilizada.

Após feito o controlo para os dois motores, verificou-se que a configuração do motor DC é mais simples e prática, tanto em *hardware* como em *software*. Contudo o motor AC utilizado não necessita de manutenção, ao contrário do DC, que é necessário trocar as escovas ao fim de algum tempo.

### 6.2 – Trabalhos futuros

Como sugestão de trabalhos futuros propõe-se a construção de um conversor mais compacto, reduzindo o tamanho e quantidade dos condensadores utilizados.

O *design* da placa de controlo deverá também ser melhorado para ultrapassar alguns erros existentes no protótipo inicial.

Utilizar outro tipo de motor, como o de indução para comparar com os resultados obtidos, assim como o controlo do motor síncrono utilizado, sem recurso ao sensor de posição.

A utilização de outro tipo de baterias para reduzir o peso e aumentar a potência, pois um dos grandes problemas encontrados foi o peso das baterias usadas.

Seria interessante efetuar os testes utilizando a mesma relação nos dois motores, bem como usar outras relações para se obter uma velocidade máxima maior.

O controlo por PWM deve também ser mais explorado para utilização no motor AC.

Um display com todas as informações essenciais ao *kart* deverá também ser implementado, podendo-se fazer uso da comunicação *bluetooth* já implementado no *kart*.

Uma BMS deveria ser integrada no sistema de forma a monitorizar as baterias individualmente.

Seria interessante basear-se no conceito utilizado para criar um conversor compatível com altas tensões, de forma a não ser necessária tanta corrente para transferir a mesma energia.



## Referências

- [1] M. Guarnieri, “Looking back to eletric cars,” em *Third IEEE History of electro-technology conference*, Pavia, 2012.
- [2] “Electrical easy,” [Online]. Available: <http://www.electrical easy.com/2012/12/what-is-electrical-machine.html>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [3] C. Toh, em *A-Level Practise MSQ - Physics*, Step-by-Step International Pte Ltd., 2016, pp. 231-234.
- [4] S. Pole, em *Explaining Physics*, Oxford University Press, 1987, p. 292.
- [5] “hyperphysics,” [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/magnetic/motdc.html>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [6] “DC Machines,” Version 2 EE IIT, Kharagpur , [Online]. Available: [http://www.nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Basic%20Electrical%20Technology/pdf/L-38\(TB\)\(ET\)%20\(\(EE\)NPTEL\).pdf](http://www.nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Basic%20Electrical%20Technology/pdf/L-38(TB)(ET)%20((EE)NPTEL).pdf). [Acedido em Fevereiro 2017].
- [7] “Electrical easy,” [Online]. Available: <http://www.electrical easy.com/2012/12/classifications-of-dc-machines.html>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [8] D. Puangsownreong, “Intelligent Control and Automation Vol.4 No.1,” *Current Search: Performance Evaluation and Application to DC Motor Speed Control System Design*, Fevereiro 2013.
- [9] S. B. Liao, P. Dourmashkin e J. W. Belcher, “Faraday's Law of Induction,” MIT, 2004.
- [10] “hyperphysics,” [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/farlaw.html> . [Acedido em Fevereiro 2017].
- [11] G. Marques, em *Controlo de Motores Eléctricos*, 2007, pp. 11-14.
- [12] G. Marques, em *Controlo de Motores Eléctricos*, 2007, pp. 7-10.
- [13] J. E. M. d. S. Paiva, “estgv,” [Online]. Available: <http://www.estgv.ipv.pt/PaginasPessoais/eduardop/MqE/Motores%20síncronos.pdf>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [14] P. Phil Corso, *The Physics of Armature Reaction*, Março 2007.
- [15] “Electrical easy,” [Online]. Available: <http://www.electrical easy.com/2013/01/armature-reaction-in-dc-machines.html>. [Acedido em Novembro 2017].

## Referências

- [16] Mitsubishi, “CM400DY-12NF,” [Online]. Available: [https://www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/CM400DY-12NF\\_n.pdf](https://www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/CM400DY-12NF_n.pdf). [Acedido em Janeiro 2018].
- [17] I. Rectifier, “IRFP4568PbF,” [Online]. Available: <https://www.infineon.com/dgdl/irfp4568pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c7c32201b>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [18] V. SILICONIX, “Paralleling Power MOSFETs,” *Application Note AN-941*, Dezembro 2010.
- [19] “PntPower,” [Online]. Available: <https://www.pntpower.com/on-tesla-electric-vehicles-semiconductor-packaging/>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [20] J. D. Barros, “Eletrônica de Potência, Aula 4, Capítulo 2,” Universidade da Madeira, 2015.
- [21] B. Bhutia, S. M. Ali e N. Tiadi, *Design of Three Phase PWM Voltage Source*, Abril 2014.
- [22] H. Fisk e J. Leijgard, “A Battery Management Unit,” University of Gothenburg, Tese de mestrado, 2010.
- [23] “LCB Battery,” [Online]. Available: [http://www.lcb.tw/knowledge\\_3.html](http://www.lcb.tw/knowledge_3.html). [Acedido em Fevereiro 2017].
- [24] D. E. Corp., “Temperature effects on battery performance and life,” Janeiro 2015.
- [25] “Power Thru,” [Online]. Available: <http://www.power-thru.com/documents/The%20Truth%20About%20Batteries%20-%20POWERTHRU%20White%20Paper.pdf>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [26] P. M. P. d. R. Almeida, “Impact of Vehicle to Grid in the Power System Dynamic Behaviour,” Universidade do Porto, Porto, Tese de Doutoramento, 2011.
- [27] “roperId,” [Online]. Available: <http://www.roperId.com/science/TeslaModelS.htm>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [28] Panasonic, “Lithium Ion NCR18650,” [Online]. Available: <https://engineering.tamu.edu/media/4247819/ds-battery-panasonic-18650ncr.pdf>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [29] keshavsew, “forums.ni,” [Online]. Available: <https://forums.ni.com/t5/Multifunction-DAQ/Hysteresis-Current-Control-using-NI-myDAQ/td-p/3092854>.
- [30] G. Marques, em *Controlo de Motores Elétricos*, 2007, pp. 113-115 e 174-177.

## Referências

- [31] “Mathworks,” [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/pwmgenerator3level.html?requestedDomain=www.mathworks.com>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [32] S. K. Peddapelli, “Recent Advances in Pulse Width Modulation Techniques and Multilevel Inverters,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vols. %1 de %28, No:3, 2014.
- [33] K. J. Astrom e R. M. Murray, “Feedback Systems,” Princeton University Press, 2009.
- [34] K. G. Amit Kumar, “Comparison of Ziegler-Nichols, Cohen-Coon,” *International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR)*, vol. 3, 2015.
- [35] D. M.Sajnekar, D. S.B.Deshpande e D. R.M.Mohril, “Comparison of Pole Placement & Pole Zero Cancellation,” *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol. 3, 2013.
- [36] V. Azevedo, “Projeto de um protótipo de um veículo elétrico,” Universidade da madeira, Tese de mestrado , 2015.
- [37] S. M. Shinnars, *Modern Control System Theory and Design*, 2nd Edition, Wiley Interscience, 1998.
- [38] “wikimedia,” [Online]. Available: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:2nd\\_Order\\_Damping\\_Ratios.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:2nd_Order_Damping_Ratios.svg) .
- [39] J. D. Barros, “Eletrônica de Potência, Aula 9, Capítulo 4,” Universidade da Madeira, 2015.
- [40] T. B. Co, “mtu,” Michigan Technological University , [Online]. Available: <http://pages.mtu.edu/~tbco/cm416/cctune.html>. [Acedido em Fevereiro 2017].
- [41] L. Guzzella, *Discrete Time Control Systems*, pp. 15-35, 2013.
- [42] “PID Compensator with Bilinear Approximation,” [Online]. Available: [http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Extras\\_PIDbilin](http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Extras_PIDbilin).
- [43] A. Bernardino, “Dynamic Model of a permanent Magnet DC Motor,” IST, [Online]. Available: <http://users.isr.ist.utl.pt/~alex/micd0506/motordc.pdf>. [Acedido em Março 2017].
- [44] J. D. Barros, “Eletrônica de Potência, Aula 10, Capítulo 5,” Universidade da Madeira, 2015.
- [45] G. Marques, *Dinâmica das Máquinas Elétricas*, 2002.
- [46] M. Pereira, “Sistema de carregamento das baterias de um carro elétrico,” Universidade da Madeira, Tese de Mestrado não publicada, 2018.

## Referências

- [47] Panasonic, “ECEP2HP152HA,” [Online]. Available: [https://www.mouser.com/ds/2/315/panasonic\\_\\_t-up\\_series\\_ECEP2HP152HA-1196802.pdf](https://www.mouser.com/ds/2/315/panasonic__t-up_series_ECEP2HP152HA-1196802.pdf).
- [48] S. DENKI, “SAN ACE 40mm,” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/216773.pdf>.
- [49] VISHAY, “NTCALUG03,” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/2245127.pdf>.
- [50] SEMIKRON, “SKHI 22-A,” [Online]. Available: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-r-15012521/>.
- [51] T. Instruments, “TMS320F2837xS Delfino Microcontrollers,” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/spruhx5e/spruhx5e.pdf>.
- [52] T. Instruments, “SN74LS07,” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ls07.pdf>.
- [53] T. Instruments, “SN74LS05,” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74s05.pdf>.
- [54] B. A. Olshausen, *Aliasing*, Outubro 2000.
- [55] T. Instruments, “TL08xx JFET,” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082.pdf>.
- [56] xppower, “JCD0412D15,” [Online]. Available: [http://www.farnell.com/datasheets/1897342.pdf?\\_ga=2.263720971.607488081.1518028201-1716700609.1447418634](http://www.farnell.com/datasheets/1897342.pdf?_ga=2.263720971.607488081.1518028201-1716700609.1447418634).
- [57] I. Rectifier, “IRF540N,” [Online]. Available: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/IRF540N.pdf>. [Acedido em Abril 2017].
- [58] Amazon, “BST-600W,” [Online]. Available: <https://www.amazon.co.uk/BST-600W-Module-10-60V-12-80V-Step-up/dp/B01D1DKUDY>.
- [59] SAYOON, “ZJ400A-D,” [Online]. Available: <http://www.sayoon.com/en/ProductView.Asp?ID=195>. [Acedido em 2017].
- [60] LEM, “HTFS 200-P,” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1524365.pdf>.
- [61] LEM, “LV 25-P,” [Online]. Available: [http://www.lem.com/docs/products/lv\\_25-p.pdf](http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf). [Acedido em 2017].
- [62] HAMLIN, “55505 Hall effect flange mount geartooth sensor,” [Online]. Available: <https://eu.mouser.com/pdfdocs/Hamlin55505Datasheet.PDF>.

## *Referências*

- [63] T. Instruments, “CD4049UB and CD4050B CMOS Hex Inverting Buffer and Converter,” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4049ub.pdf>. [Acedido em 2017].
- [64] B. Pro, “BTBee Pro,” [Online]. Available: <http://www.electronicaestudio.com/docs/istd019.pdf>. [Acedido em 2017].
- [65] RealTerm, “RealTerm,” [Online]. Available: <https://realterm.sourceforge.io/>. [Acedido em 2017].
- [66] KiCad, “KiCad,” [Online]. Available: <http://kicad-pcb.org/>.
- [67] Motenergy, “ME1003,” [Online]. Available: <http://www.electricmotorsport.com/rt200-me1003-pmdc-motor-12-72v-15-4-hp-cont-30-8-hp-pk.html>. [Acedido em 2017].
- [68] Motenergy, “ME-0913,” [Online]. Available: [https://www.evdrives.com/product\\_p/mot-me0913.htm](https://www.evdrives.com/product_p/mot-me0913.htm). [Acedido em 2017].

## Anexos

### Anexo A Características do motor DC

Tabela A.1 - Parâmetros elétricos do motor DC [67].

Parâmetros elétricos	Parâmetro	Unidade
Tensão de operação	0 mínimo, 96 máximo	V <sub>DC</sub>
Corrente contínua nominal	200	A <sub>DC</sub>
Corrente pico	500 (10 sec), 400 (30 sec), 300 (60 sec)	A <sub>DC</sub>
Corrente sem carga (I <sub>NL</sub> )	6 A em <i>timing</i> neutro	A <sub>DC</sub>
Corrente de pico parado	500	A <sub>rms</sub>
Constante de tensão	0,02	V/RPM
Resistência na armadura (L-L)	0,01	Ω
Voltas	1	Voltas
Indutância	93, a 120 Hz	μH
Constante de binário	0,2	Nm/A
Potencia máxima contínua	16 (96V), 14,3 (84V), 12,6 (72V)	kW
Temperatura máxima	250	°F

Tabela A.2 - Parâmetros mecânicos do motor [67].

Parâmetros mecânicos	Parâmetros	Unidade
Velocidade nominal	3000 (a 72 VDC)	RPM
Velocidade máxima	5000	RPM
Binário nominal	39 (200 A)	Nm
Binário contínuo parado	20 (100 A)	Nm
Binário de pico	98 (a 500 A)	Nm
Temperatura ambiente de operação	-40, a 40 (para estes limites)	C
Inércia da armadura	268	kg.cm <sup>2</sup>
Isolamento dos enrolamentos do motor	F	Classe
Temperatura máxima dos enrolamentos	155	°C

## *Anexos*

<b>Peso</b>	39	Lb
<b>Direção de rotação</b>	Bidirecional	
<b>Temperatura de armazenamento</b>	-30 to 150	°C
<b>Número de escovas</b>	16	

## Anexos

### Anexo B Características do motor AC

Tabela B.1 - -- Parâmetros elétrico do motor AC [68].

Parâmetros elétricos	Parâmetro	Unidade
Tensão de operação	0 mínimo, 72 máximo	V <sub>AC</sub>
Corrente contínua nominal	125	A <sub>rms</sub>
Corrente pico por fase	420	A <sub>rms</sub>
Corrente sem carga (I <sub>NL</sub> )	Depende do controlo do motor	A <sub>rms</sub>
Corrente de pico parado	550	A <sub>rms</sub>
Corrente contínua	180 mínimo	A <sub>rms</sub>
Constante de tensão	0,02	V/RPM
Resistência entre fases (L-L)	0,0125	Ω
Tipo de conexão	Estrela	
Voltas por fase	28	Voltas /A
Indutância por fase	110, a 1 kHz; 105, a 120 Hz	μH

Tabela B.2 - Parâmetros mecânicos do motor AC [68].

Parâmetros mecânicos	Parâmetros	Unidade
Velocidade nominal	3000	RPM
Velocidade máxima	5000	RPM
Binário nominal	33	Nm
Binário máximo parado	94	Nm
Binário contínuo parado	33	Nm
Constante de binário	0,15	Nm/A
Temperatura ambiente de operação	-40, a 40 (para estes limites)	C
Inércia da armadura	45	kg.cm <sup>2</sup>
Isolamento dos enrolamentos do motor	F	Classe
Temperatura máxima dos enrolamentos	155	°C
Peso	39	Lb
Direção de rotação	Bidirecional	



## *Anexos*

<b>Temperatura de armazenamento</b>	-30 to 150	°C
<b>Número de pares de pólos</b>	4	

## Anexos

### Anexo C Diagrama de blocos para o binário resistivo

A velocidade de rotação em rad/s é convertida para a velocidade do *kart* em m/s. Posteriormente, faz-se a sua derivada em ordem ao tempo para obter a aceleração, que multiplicado pela massa do *kart* obtém a força necessária para provocar essa aceleração pela equação,

$$F = m . a . \quad (C.1)$$

Posteriormente tendo em conta o raio das rodas converte-se essa força para binário, aplicando a relação da transmissão para se obter o binário exercido no motor.

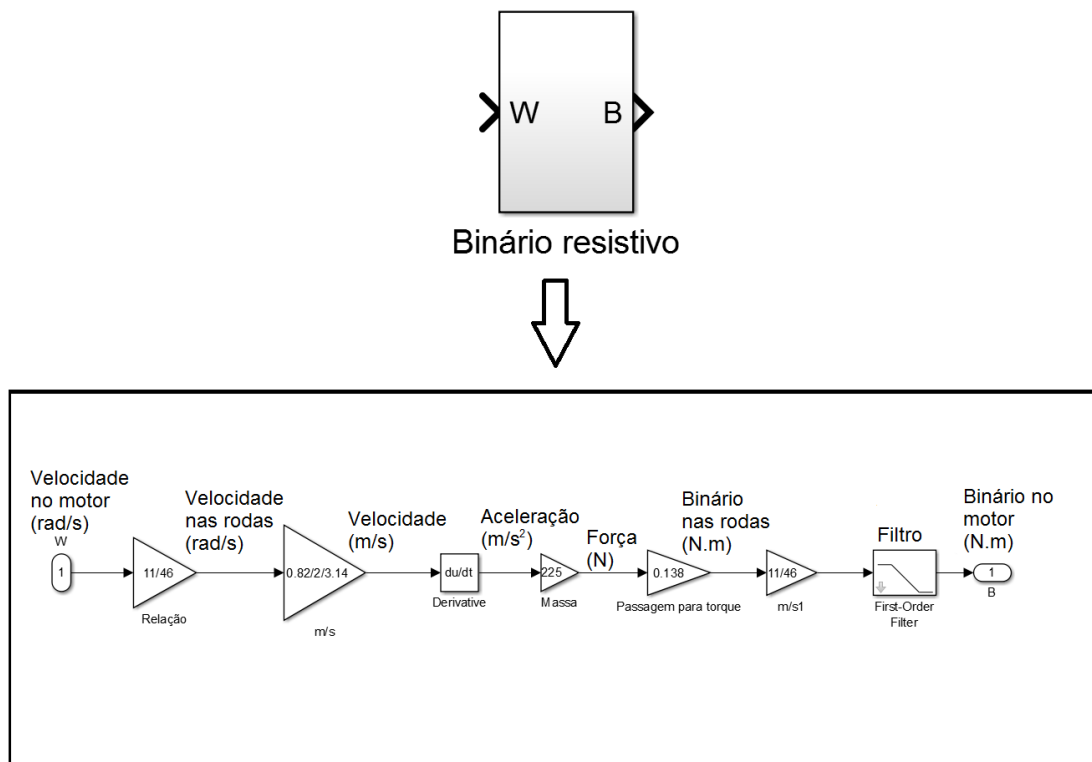


Figura C.1 – Diagrama de blocos do binário resistivo necessário para provocar uma aceleração no *kart*.

Anexo D Esquemático dos drivers

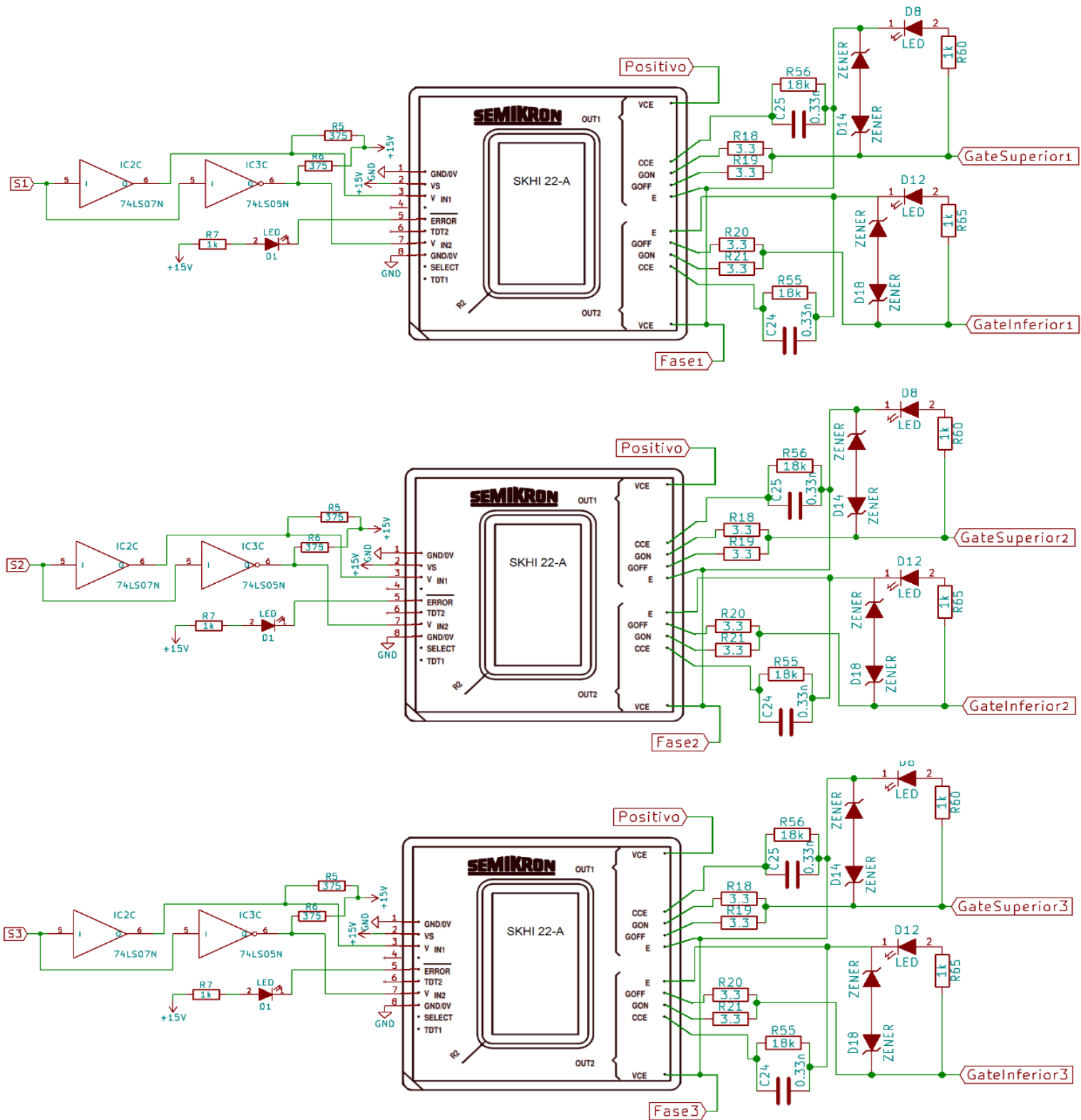


Figura D.1 – Esquemático da ligação dos drivers SKHI 22-A

Anexo E Dedução do filtro

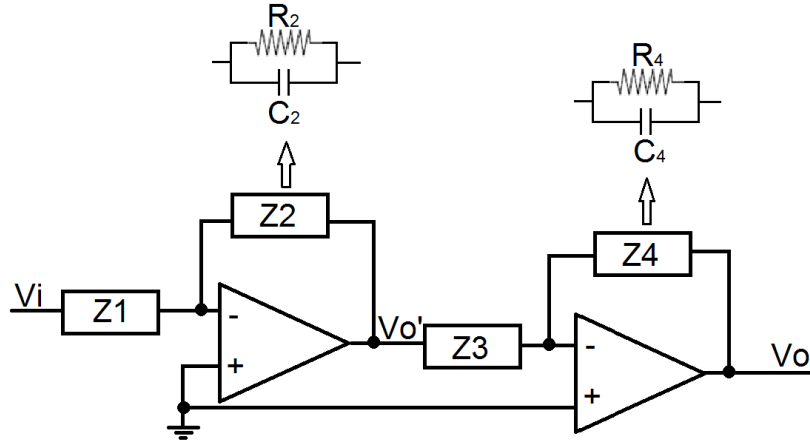


Figura 0.1 – Esquemático do filtro usado nos sensores

Para simplificar, primeiro obtém-se  $\frac{V_{o'}}{V_i}$  da seguinte forma,

$$\frac{V_{o'}}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_2}{1 + sC_2R_2} = -\frac{\frac{1}{R_1C_2}}{s + \frac{1}{R_2C_2}} \quad (E.1)$$

Posteriormente calcula-se  $\frac{V_o}{V_{o'}}$ , seguindo o mesmo raciocínio anterior, obtendo-se,

$$\frac{V_o}{V_{o'}} = -\frac{Z_4}{Z_3} = -\frac{\frac{1}{R_3C_4}}{s + \frac{1}{R_4C_4}} \quad (E.2)$$

Ao substituírmos (E.1) em (E.2), obtém-se a função de transferência do filtro da seguinte forma,

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_{o'}} &= -\frac{\frac{1}{R_3C_4}}{s + \frac{1}{R_4C_4}} \cdot -\frac{\frac{1}{R_1C_2}}{s + \frac{1}{R_2C_2}} = \frac{\frac{1}{R_1R_3C_2C_4}}{s^2 + \frac{s}{R_2C_2} + \frac{s}{R_4C_4} + \frac{1}{R_4C_4R_2C_2}} \\ &= \frac{\frac{R_2R_4}{R_1R_3} \times \frac{1}{R_4C_4R_2C_2}}{s^2 + \frac{s(R_4C_4 + R_2C_2)}{R_2C_2R_4C_4} + \frac{1}{R_4C_4R_2C_2}} = \frac{G\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega + \omega^2} \end{aligned} \quad (E.3)$$

Comparando com a forma canónica de uma função transferência de 2ª ordem obtém-se a frequência de corte do filtro, em rad/s, e o seu ganho.

$$G = \frac{R_2R_4}{R_1R_3} \quad (E.4)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{R_4 \cdot C_4 \cdot R_2 \cdot C_2}} \quad (\text{E.5})$$

Anexo F Fluxograma da medição de posição

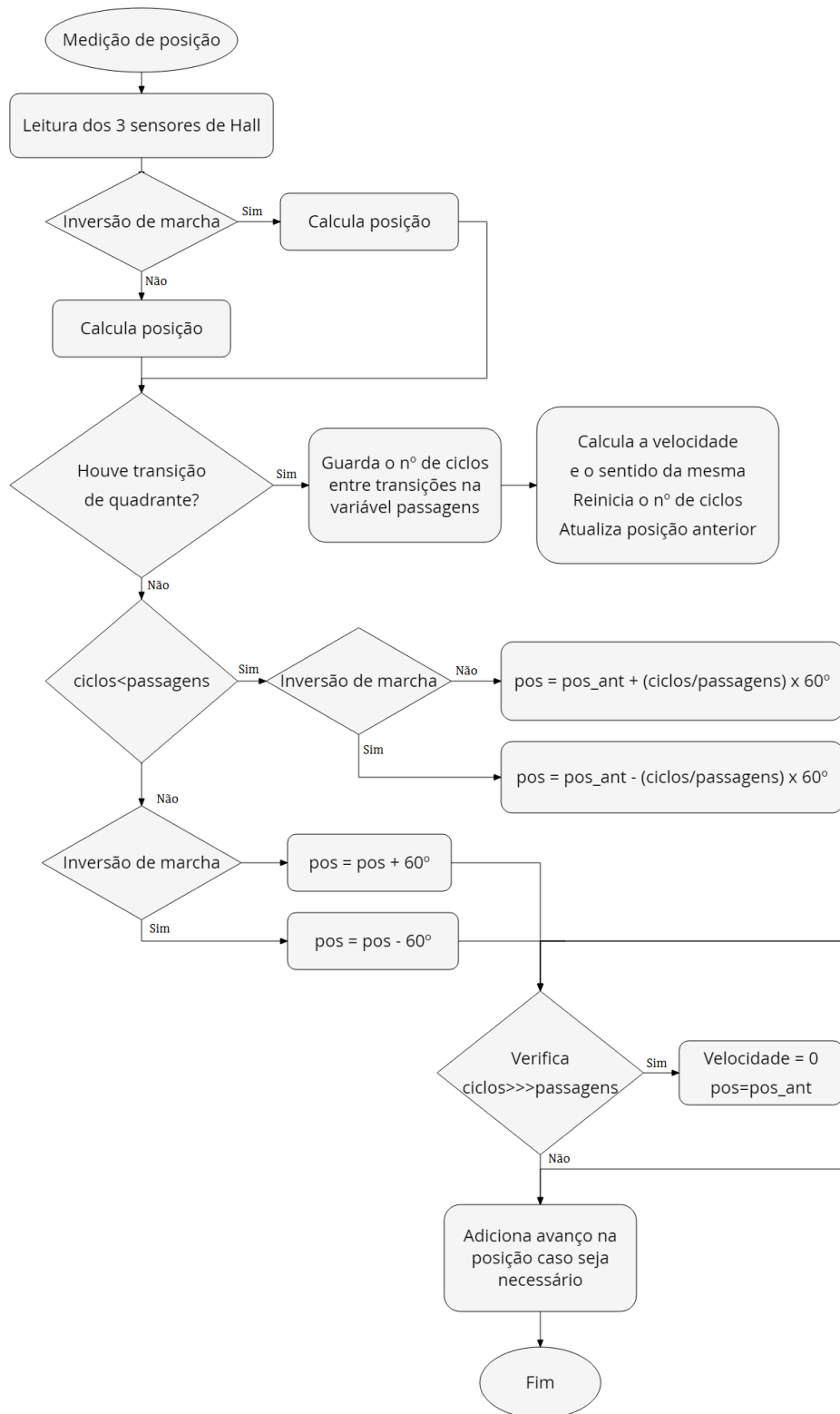


Figura F.1 – Fluxograma de medição de posição

## Anexos

### Anexo G Esquemático geral

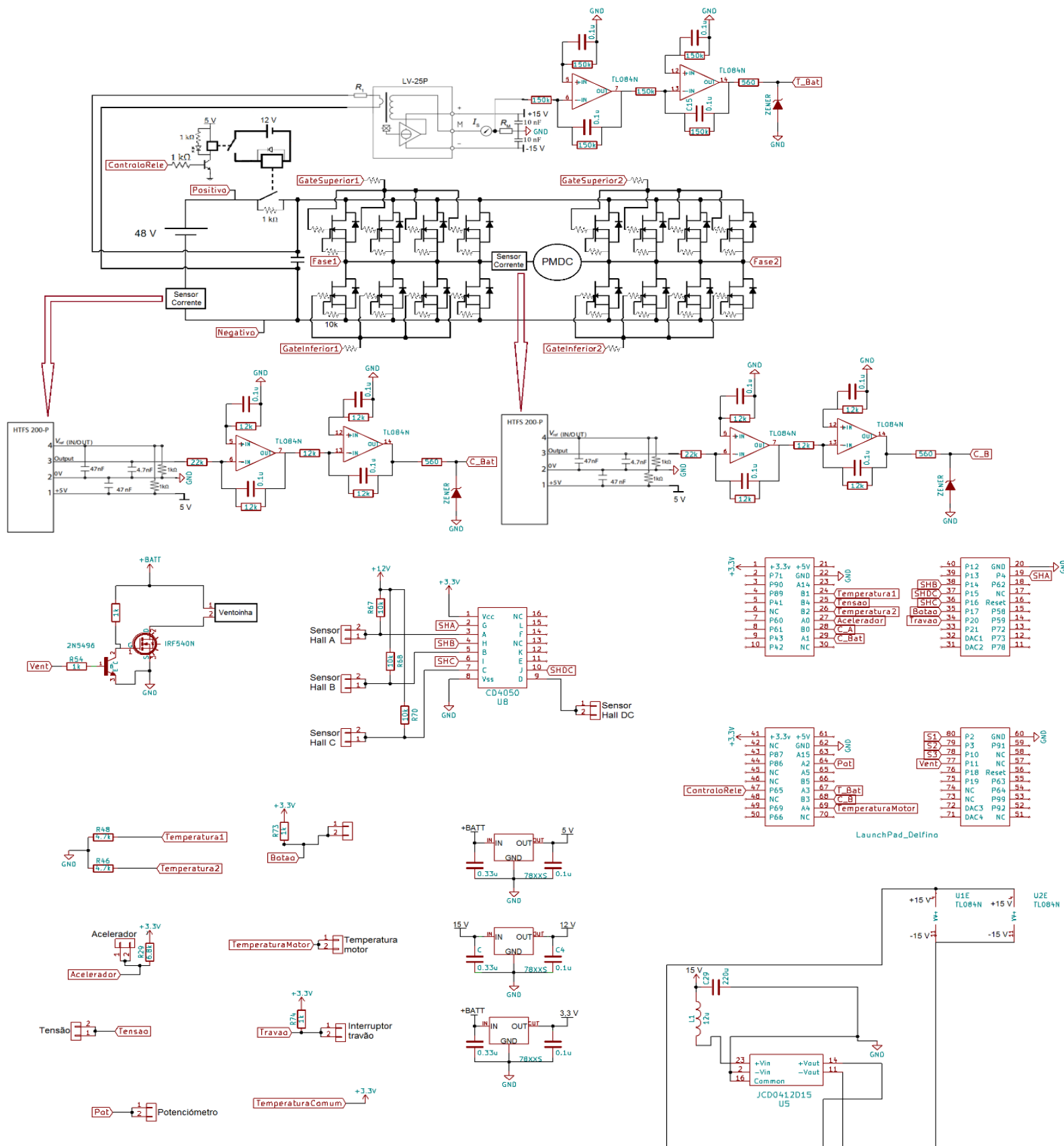


Figura F.1 – Esquemático geral.

## Anexos

### Anexo H Fluxograma dos programas utilizados

Em todos os programas utilizados a rotina inicial é semelhante, sendo que a diferença encontra-se na rotina do timer.

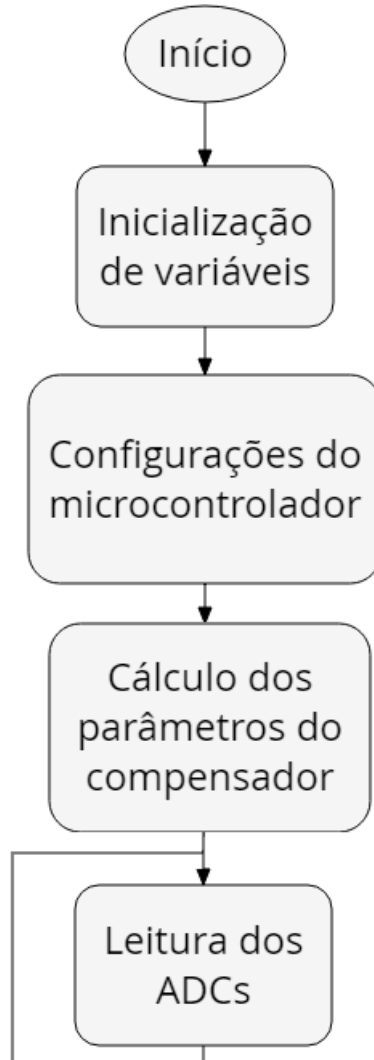


Figura H.1 – Fluxograma comum a todos os programas



Motor DC em modo de deslizamento

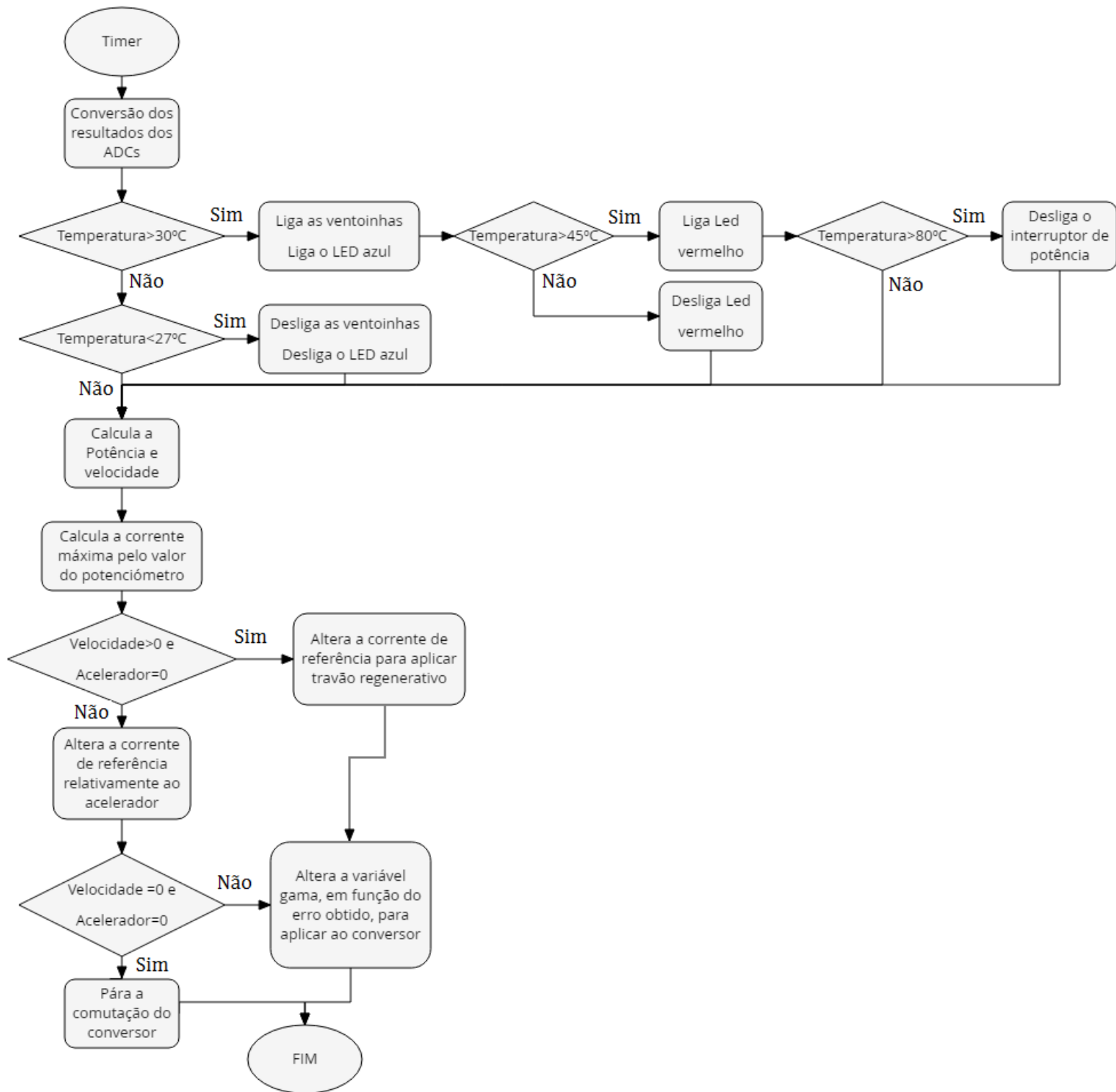


Figura H.2 – Fluxograma para o motor DC em modo de deslizamento

Motor DC com modulador PWM

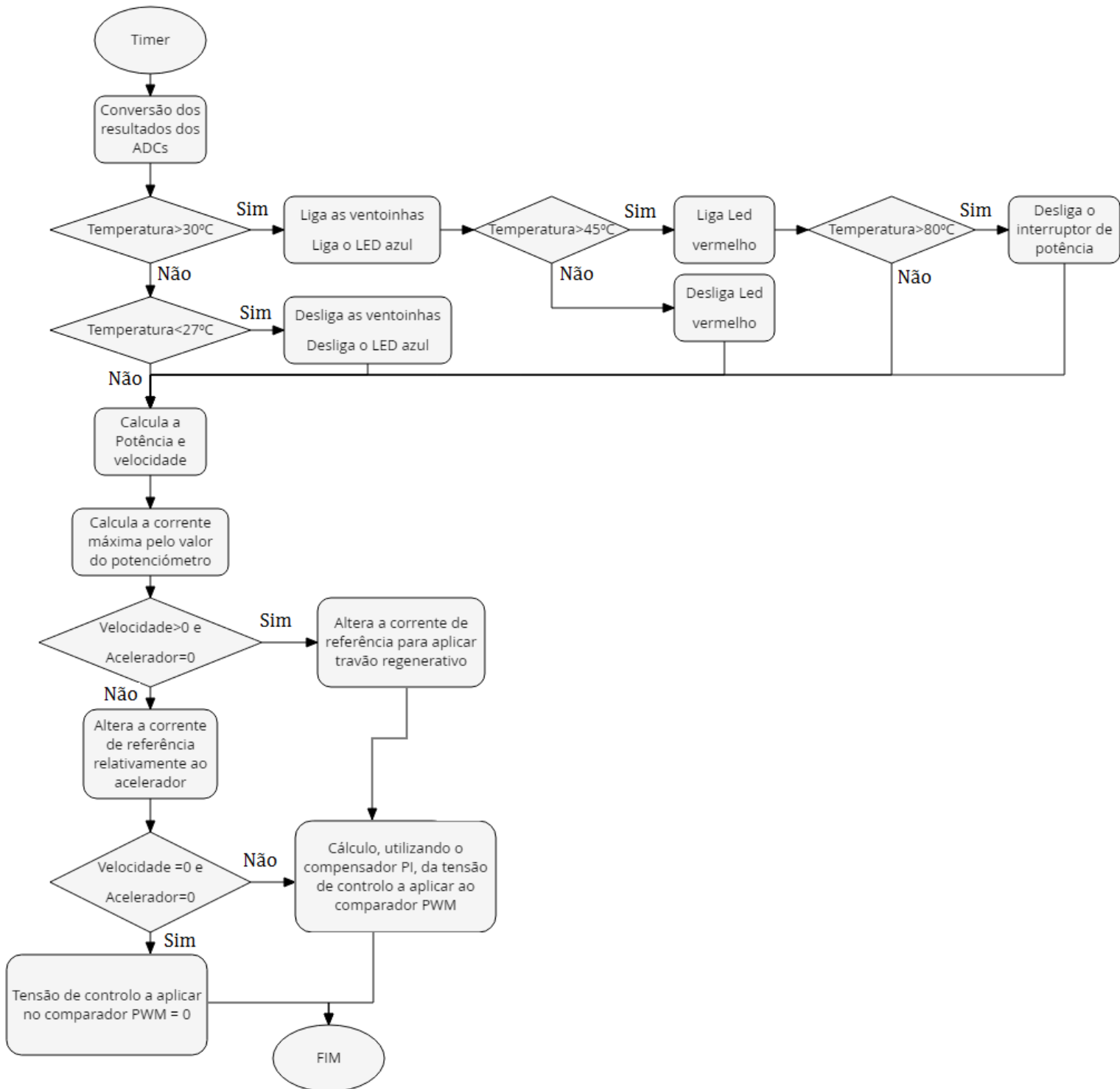


Figura H.3 – Fluxograma para o motor DC com modulador PWM

AC histerese

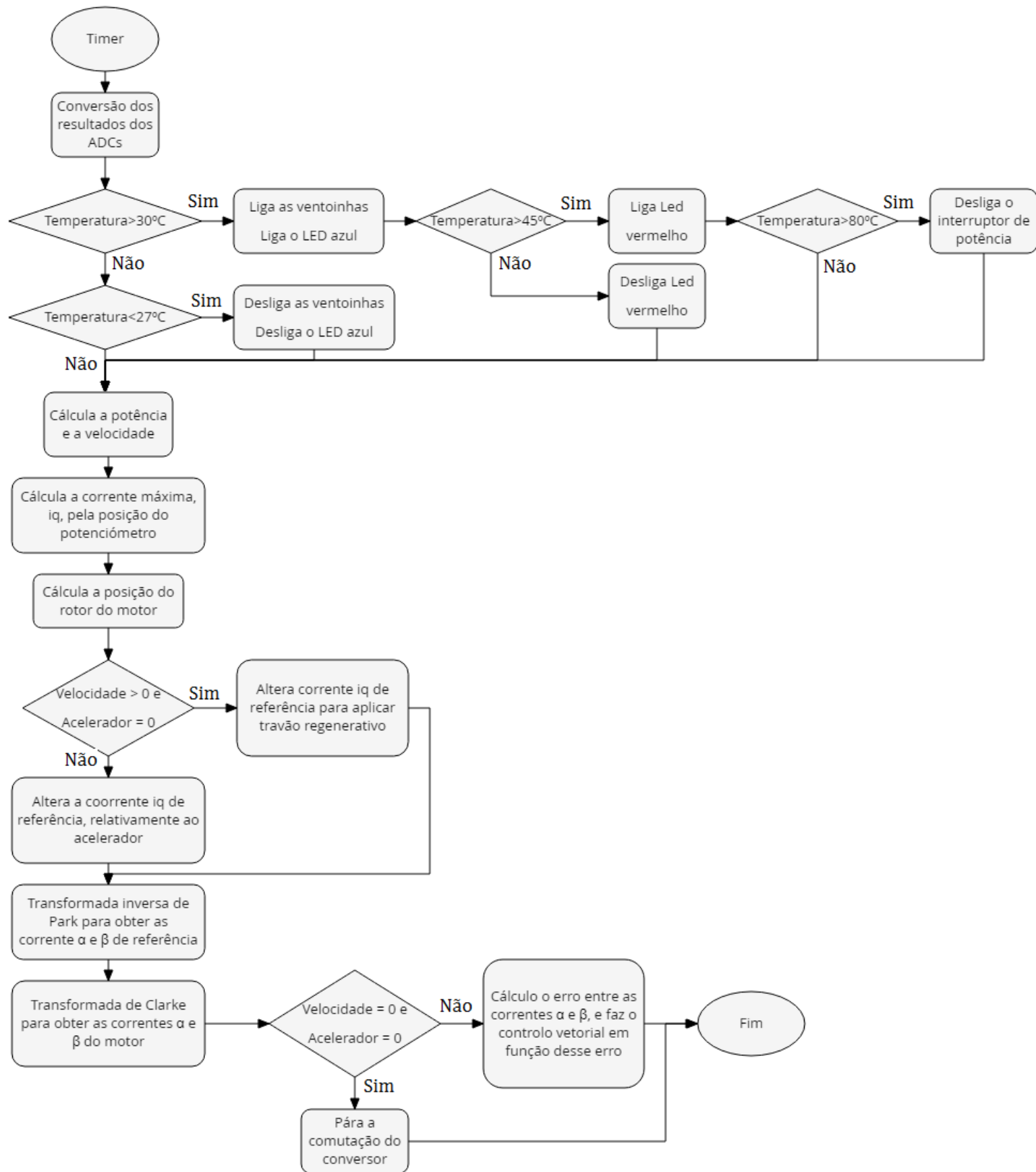


Figura H.4 – Fluxograma utilizado para o motor AC

## Anexos

### Anexo I Ligação das portas do microcontrolador

Tabela I.1 - Portas do microcontrolador utilizadas para os diversos sensores e atuadores

	<b>Sensor</b>	<b>Porta</b>	<b>Tipo</b>
<b>1</b>	Corrente A	B0	Entrada
<b>2</b>	Corrente B	B3	Entrada
<b>3</b>	Corrente das baterias	A1	Entrada
<b>4</b>	Tensão das baterias	A3	Entrada
<b>5</b>	Sensor Hall A	P4	Entrada
<b>6</b>	Sensor Hall B	P14	Entrada
<b>7</b>	Sensor Hall C	P16	Entrada
<b>8</b>	Sensor Hall DC	P15	Entrada
<b>9</b>	Acelerador	A0	Entrada
<b>10</b>	Temperatura 1	B1	Entrada
<b>11</b>	Temperatura 2	B2	Entrada
<b>12</b>	Temperatura do motor	A4	Entrada
<b>13</b>	Interruptor inversão	P17	Entrada
<b>14</b>	Interruptor travão	P20	Entrada
<b>15</b>	Potenciómetro	A2	Entrada
<b>16</b>	Interruptor acelerador	P71	Entrada
<b>17</b>	Led azul	P13	Saída
<b>18</b>	Led vermelho	P12	Saída
<b>19</b>	SCI_B RX	P87	Entrada
<b>20</b>	SCI_BTX	P86	Saída
<b>21</b>	S1	P2	Saída
<b>22</b>	S2	P3	Saída
<b>23</b>	S3	P10	Saída
<b>24</b>	Ventoinha	P11	Saída
<b>25</b>	Controlo Relé	P65	Saída