

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



# **Controlo de Tração em Veículos Elétricos**

**Álvaro Pedro Pimenta Soares**

PARA APRECIÇÃO POR JÚRI

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Adriano da Silva Carvalho

30 de Outubro de 2013



A Dissertação intitulada

“Controlo de Tração em Veículos Elétricos”

foi aprovada em provas realizadas em 10-10-2013

o júri



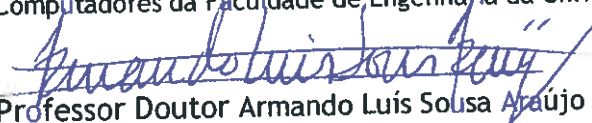
Presidente Professor Doutor António José de Pina Martins  
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores  
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professora Doutora Maria Teresa Duarte Barroca Delgado Outeiro  
Professora Adjunta do Departamento de Engenharia Eletrotécnica Industrial da  
Instituto Politécnico de Coimbra - Instituto Superior de Engenharia



Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho  
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de  
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo  
Professor Auxiliar do DEEC-UP

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Álvaro Pedro Pimenta Soares



# Resumo

O objetivo desta dissertação é o estudo do projeto de um controlador de tração para um veículo elétrico. Pelas suas características de eficiência e densidade de potência que o tornam ideal para ser usado em veículos elétricos, o motor síncrono de ímanes permanentes foi a máquina escolhida para a tração.

O documento apresenta o estado da arte da tecnologia que envolve os veículos elétricos, mais particularmente dos conversores de potência e dos métodos de controle do motor.

Após ser analisado o modelo dinâmico do motor, é implementado o DTC-SVM como estratégia de controle do mesmo, de entre as várias aqui revistas. O sistema é validado por meio de simulação e os resultados mostram que é alcançada uma boa dinâmica de binário, ao mesmo tempo que se consegue um baixo ripple.



# Abstract

The scope of this dissertation is to study the design of a traction Controller for an electric vehicle. Because its characteristics regarding efficiency and power density make it ideal for its use on electric vehicles, the permanent magnet synchronous motor was chosen to perform the traction.

This document presents the state of the art of the technology involved in electric vehicles, particularly the power converters and the motor control methods.

After the dynamic model of the motor being analysed, the DTC-SVM was chosen as the control strategy to be implemented, between the various strategies that were reviewed here. The system is validated by means of simulation and the results show that a good dynamic response of the torque is achieved at the same time that torque ripple is kept low.



# Agradecimentos

Agradeço aos meus pais e ao meu irmão pela força e pelo apoio transmitidos ao longo destes meses. Agradeço também ao meu orientador, o Professor Adriano Carvalho, e a todos os que me ajudaram no meu percurso académico.

Álvaro Soares



*“Empty your mind, be formless, shapeless, like water. If you put water into a cup, it becomes the cup; You put water into a bottle, it becomes the bottle; You put it in a teapot, it becomes the teapot. Now, water can flow or it can crash. Be water, my friend.”*

Bruce Lee



# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação . . . . .	1
1.2	Estrutura da Dissertação . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Estado da Arte</b>	<b>3</b>
2.1	Revisão Geral . . . . .	3
2.2	Arquitetura dos veículos híbridos elétricos . . . . .	4
2.3	Máquina Elétrica . . . . .	4
2.3.1	Motor de Indução . . . . .	5
2.3.2	Motor de Ímanes Permanentes . . . . .	6
2.3.3	Motor de Relutância Comutada . . . . .	7
2.3.4	Comparação do Tipo de Motor . . . . .	7
2.4	Conversor Eletrônico de Potência . . . . .	8
2.4.1	Conversor DC-DC bidirecional Buck/Boost . . . . .	9
2.5	Controlo . . . . .	10
2.5.1	Estratégias de Controlo . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Modelização do Sistema</b>	<b>15</b>
3.1	Introdução . . . . .	15
3.2	Configurações da Máquina Síncrona . . . . .	15
3.3	Modelização do motor . . . . .	18
3.4	Parâmetros do motor utilizado . . . . .	21
<b>4</b>	<b>Controlo do Sistema</b>	<b>23</b>
4.1	Controlo Direto do Binário . . . . .	23
4.1.1	DTC-SVM . . . . .	26
4.2	Técnicas de Modulação . . . . .	28
4.2.1	PWM Sinusoidal . . . . .	28
4.2.2	Space Vector Modulation . . . . .	29
4.3	Controlador . . . . .	34
4.4	Análise de Resultados . . . . .	35
<b>5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>39</b>
5.1	Conclusões da Dissertação . . . . .	39
5.2	Futuros Desenvolvimentos . . . . .	40
	<b>Referências</b>	<b>41</b>



# Lista de Figuras

2.1	Esquema genérico dos componentes de um veículo elétrico e possíveis soluções para cada . . . . .	3
2.2	Classificação dos VHE: a) híbrido série, b) híbrido paralelo . . . . .	4
2.3	Características dos motores de indução . . . . .	5
2.4	Caraterística velocidade-binário de um PMSM . . . . .	6
2.5	Caraterística velocidade-binário de um SRM . . . . .	7
2.6	Configuração do circuito de um inversor trifásico . . . . .	8
2.7	An actively clamped resonant DC link inverter [2] . . . . .	9
2.8	Configuração e fluxo de potência do sistema conversor-inversor . . . . .	10
2.9	Trajetória do vetor de corrente no controlo MTPA . . . . .	13
3.1	IPM com: a) Ímanes permanentes magnetizados tangencialmente, b) Ímanes permanentes magnetizados radialmente [3] . . . . .	16
3.2	Configurações do rotor de um PMSM: a) SPM, b) SIPM, c) IPM [3] . . . . .	16
3.3	Representação dos referenciais $d-q$ , $\alpha - \beta$ e $abc$ . . . . .	19
3.4	Circuito equivalente do PMSM no referencial $d-q$ . . . . .	20
4.1	Esquema de controlo do binário no PSIM . . . . .	24
4.2	Vetores de espaço de um inversor de tensão trifásico de dois níveis . . . . .	25
4.3	a) Divisão do plano $\alpha-\beta$ em 6 setores angulares; b) Seleção do vetor de tensão quando o vetor fluxo do estator se encontra no setor 1. . . . .	25
4.4	Diagrama de vetores para o controlo DTC-SVM . . . . .	27
4.5	Esquema PSIM para geração das componentes $V_{\alpha s}$ e $V_{\beta s}$ do vetor de tensão de referência . . . . .	28
4.6	Esquema do DTC-SVM com controlo do binário em malha fechada . . . . .	28
4.7	Vetores adjacentes a um setor genérico $k$ . . . . .	30
4.8	Esquema no PSIM para determinar o setor do vetor de tensão . . . . .	30
4.9	Esquema do PSIM onde são calculados os <i>duty cycles</i> . . . . .	31
4.10	Sequência de SVM para: a) setor ímpar, b) setor par . . . . .	32
4.11	Esquema do PSIM para gerar sequência de comutação . . . . .	32
4.12	Inversor trifásico . . . . .	33
4.13	Esquema PSIM do controlo DTC-SVM implementado . . . . .	34
4.14	Diagrama de blocos do controlador PI . . . . .	35
4.15	Referência de binário e binário de carga. . . . .	35
4.16	Resposta ao arranque do veículo. . . . .	36
4.17	Pormenor do <i>ripple</i> do binário . . . . .	36
4.18	Resultado de simulação para carga constante e referência de binário negativa . . . . .	36
4.19	Simulação para operação como motor e como gerador . . . . .	37



# Lista de Tabelas

2.1	Tabela comparativa entre os diferentes tipos de motor . . . . .	8
3.1	Parâmetros do PMSM usado na simulação . . . . .	21
3.2	Valores nominais do PMSM usado na simulação . . . . .	21
4.1	Tabela para seleção do vetor de tensão . . . . .	26
4.2	Tabela para o transístor T1 . . . . .	33
4.3	Tabela para o transístor T3 . . . . .	33
4.4	Tabela para o transístor T5 . . . . .	33





## Abreviaturas e Símbolos

AC	Alternate Current
BLDC	Motor Brushless DC
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DC	Direct Current
DSC	Direct Self Control
DTC	Direct Torque Control
EV	Electric Vehicle
FOC	Field Oriented Control
GPL	Gás de Petróleo Liquefeito
IP	Ímanes Permanentes
IPM	Interior Permanent Magnet
LPG	Liquefied Petroleum Gas
MPTA	Maximum Torque-per-Ampere
Nd-Fe-B	Neodímio-Ferro-Boro
PD	Controlador Proporcional Derivativo
PI	Controlador Proporcional Integral
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PMW	Pulse-Width-Modulation
SIPM	Surface Inset Permanent Magnet
Sm-Co	Samário-Cobalto
SPM	Surface Permanent Magnet
SRM	Switched Reluctance Motor
SVM	Space Vector Modulation
VE	Veículo Elétrico
VHE	Veículo Híbrido Elétrico
VZE	Veículo Zero Emissões
ZEV	Zero-Emission Vehicle

### Lista de símbolos

$\delta$	Ângulo elétrico entre o fluxo do estator e o fluxo do rotor
$\theta$	Posição angular elétrica do rotor
$\theta_k$	Posição angular do vetor $\vec{V}_k$
$\theta_s$	Posição angular do fluxo do estator
$\theta_v$	Ângulo de fase da tensão do estator

$\lambda$	Fluxo magnético do rotor
$\lambda_d$	Componente do fluxo no entreferro do eixo direto
$\lambda_q$	Componente do fluxo no entreferro do eixo em quadratura
$\lambda_s$	Fluxo total no entreferro
$\xi$	Relação de saliência
$\tau$	Variável digital de saída do regulador de histerese do binário
$\omega_e$	Velocidade angular elétrica
$\omega_m$	Velocidade angular mecânica
$\omega_s$	Velocidade de sincronismo
$\Delta\delta$	Incremento do ângulo de binário
$\Delta\Psi$	Erro do fluxo do estator
$\Psi$	Variável digital de saída do regulador de histerese do fluxo
$\Psi_s$	Fluxo do estator
$B$	Coefficiente de fricção
$f$	Frequência de alimentação da máquina
$f_{tri}$	Frequência do sinal portador
$f_1$	Frequência fundamental do sinal de referência
$i_d$	Componente da corrente no eixo direto
$i_q$	Componente da corrente no eixo em quadratura
$i_{fr}$	Corrente equivalente de excitação dos ímanes permanentes
$I_s$	Corrente no estator
$J$	Momento de inércia
$K_i$	Ganho integral
$K_p$	Ganho proporcional
$L_d$	Indutância do eixo direto
$L_q$	Indutância do eixo em quadratura
$L_m$	Indutância mútua entre o enrolamento do estator e os ímanes do rotor
$m_a$	Índice de modulação em amplitude
$m_f$	Índice de modulação em frequência
$p$	Número de pares de polos
$P$	Potência ativa
$R_s$	Resistência de fase do estator
$T_e$	Binário eletromagnético
$t_0$	Tempo em que o vetor nulo está ativo
$t_k$	Tempo em que o vetor $\vec{V}_k$ está ativo
$t_{k+1}$	Tempo em que o vetor $\vec{V}_{k+1}$ está ativo
$T_L$	Binário de carga
$T_m$	Tempo de modulação
$T_s$	Tempo de amostragem
$V_d$	Componente da tensão no eixo direto
$V_{DC}$	Tensão no barramento DC
$V_n$	Tensão no inversor correspondente à velocidade nominal do motor
$V_q$	Componente da tensão no eixo em quadratura
$V_{ref}$	Amplitude do sinal de referência
$V_s$	Tensão do estator
$V_{tri}$	Amplitude do sinal portador
$V_{\alpha s}$	Componente da tensão do estator no eixo alfa
$V_{\beta s}$	Componente da tensão do estator no eixo beta



# Capítulo 1

## Introdução

Nesta dissertação são estudadas várias metodologias de controlo usadas na mobilidade elétrica. O objetivo é efetuar o controlo de um motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM) para ser usado na tração de um veículo elétrico, analisado em simulação.

### 1.1 Motivação

Embora os veículos elétricos possam parecer futurísticos, estes existem há mais de 150 anos. Os primeiros veículos elétricos apareceram pouco tempo após a introdução do motor CC nos anos 30 do século XIX. No entanto, no final do século XIX, a invenção e o desenvolvimento do motor de combustão interna, aliado também às limitações associadas às baterias, iriam em poucos anos levar estes veículos a praticamente desaparecer de cena, tornando-os num nicho de mercado dirigido apenas a certas aplicações.

Com o século XXI ainda no seu começo e num mundo com uma crescente preocupação sobre a proteção ambiental, a conservação dos recursos energéticos e aumento da população a nível mundial, o reaparecimento e desenvolvimento da tecnologia associada aos veículos elétricos tem assumido um ritmo acelerado de modo a procurar satisfazer estas necessidades. Este desenvolvimento tem sido possível em grande parte graças aos avanços notáveis feitos ao nível das baterias e eletrónica de potência.

Os veículos elétricos são conhecidos como veículos zero emissões e são muito menos poluentes do que aqueles que são movidos a gasolina, diesel ou GPL. Mesmo tendo em consideração as emissões provenientes das centrais elétricas necessárias na produção de energia elétrica para alimentar os veículos, o seu uso pode ainda assim reduzir significativamente a poluição atmosférica. A somar a isto tudo está o facto de os veículos elétricos terem poucas peças em movimento e por conseguinte a manutenção é mínima.

## 1.2 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está dividida em 5 capítulos. O primeiro e presente capítulo descreve e contextualiza a dissertação.

No capítulo 2 é feita uma análise ao estado da arte da cadeia cinemática dos veículos elétricos.

No capítulo 3 é efetuada a modelização do motor e são feitas algumas considerações sobre os tipos de motores síncronos de ímanes permanentes existentes.

O capítulo 4 apresenta e descreve o método de controlo desenvolvido, com discussão de resultados.

Por fim, no capítulo 7 são tecidas conclusões sobre o trabalho realizado e apresentadas sugestões para futuros desenvolvimentos

## Capítulo 2

# Estado da Arte

### 2.1 Revisão Geral

Os veículos elétricos são um projeto multidisciplinar em que estão envolvidas inúmeras tecnologias que passam pelas mais diversas áreas, entre as quais a engenharia eletrotécnica, a engenharia mecânica e automóvel e a engenharia química. Tal como foi dito anteriormente, o âmbito desta dissertação é o sistema de propulsão. A figura 2.1 [1] esquematiza de modo simplificado o diagrama de blocos da cadeia cinemática de um VE e expõe várias soluções disponíveis até à data que podem ser implementadas para cada bloco.

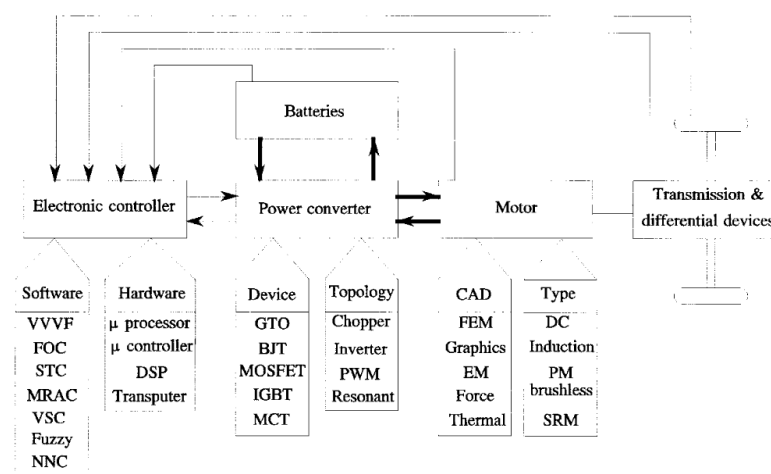


Figura 2.1: Esquema genérico dos componentes de um veículo elétrico e possíveis soluções para cada

Os principais requisitos para o acionamento do motor de um veículo elétrico são [1]:

- Grande densidade de potência
- Binário elevado a baixas rotações para o arranque e subidas, assim como potência elevada a alta velocidade

- Ampla gama de velocidade, incluindo regiões de binário constante e potência constante
- Resposta rápida do binário
- Alta eficiência numa vasta gama de velocidade e binário
- Fiabilidade e robustez para as diversas condições de operação
- custo razoável

A tração elétrica desempenha um papel crucial nos veículos elétricos. É com frequência referida como sendo o coração dos VE.

## 2.2 Arquitetura dos veículos híbridos elétricos

Um veículo híbrido elétrico (VHE) é um veículo que usa duas ou mais fontes diferentes para a sua propulsão, sendo uma delas energia elétrica. Devido à sua maior autonomia comparativamente aos veículos puramente elétricos, os VHE estão a ver a sua popularidade crescer a um ritmo acelerado.

No que respeita à arquitetura de um VHE, pode-se diferenciar duas principais configurações dependendo de como o acoplamento energético é feito: híbrido série e híbrido paralelo. No caso dos híbridos série o motor de combustão interna está ligado a um gerador, pelo que a sua saída mecânica é convertida em energia elétrica.

Por outro lado, no caso dos híbridos paralelo a potência para tracionar as rodas pode ser fornecida apenas pelo motor de combustão interna, pelo motor elétrico ou por ambos, uma vez que os dois estão ligados ao eixo de transmissão. Para melhor compreender as diferenças entre as duas arquiteturas, estas encontram-se ilustradas na figura 2.2 [4].

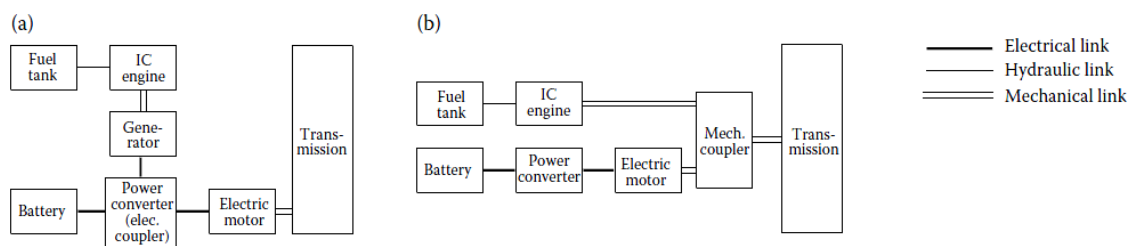


Figura 2.2: Classificação dos VHE: a) híbrido série, b) híbrido paralelo

## 2.3 Máquina Elétrica

Para satisfazer os requisitos relativos à propulsão elétrica, listados na secção 2.1, é da máxima importância selecionar convenientemente o motor.

Os motores elétricos apareceram por volta da década de 1830. Contudo, a sua evolução tem sido longa e vagarosa. Tradicionalmente, os motores CC sempre foram proeminentes na propulsão elétrica pois as suas características de binário-velocidade adequam-se bem aos requisitos necessários e o controlo da velocidade é simples. Porém, o emprego de comutadores e escovas nos motores CC faz aumentar os custos associados à manutenção e diminuir a fiabilidade [1]. Outra desvantagem dos motores CC é a sua baixa densidade de potência.

Assim, os motores sem comutadores têm-se tornado atrativos por proporcionarem uma operação livre de manutenção e maior fiabilidade, as quais são considerações primordiais para a propulsão dos veículos elétricos. Estas alternativas passam pelos motores de indução, pelos motores síncronos de ímãs permanentes e pelos motores de relutância comutada [1].

A eficiência dos motores elétricos depende do ponto de funcionamento que cada ciclo de condução aplica ao motor. Não existe um valor independente padrão que dite o índice de eficiência para motores de velocidade variável, mas sim relações velocidade-potência e velocidade-binário. Os motores elétricos têm uma condição de funcionamento ótima e a eficiência decai para pontos de funcionamento fora dessa região ótima. O desempenho do motor para diferentes velocidades e potências é definido pelo seu projeto, embora cada tipo de motor tenha as suas relações de velocidade-binário características [5].

### 2.3.1 Motor de Indução

O motor de indução apresenta uma maior densidade de potência e melhor eficiência quando comparado com o motor CC. É também um motor económico, fiável, sem grande necessidade de manutenção e capaz de operar em ambientes hostis.

As perdas dominantes nas máquinas de indução são perdas no cobre. Uma desvantagem é o calor no rotor em resultado das perdas, o que obriga a um arrefecimento e restringe a capacidade de sobrecarga [6].

A figura 2.3 [1] apresenta diferentes características do motor de indução.

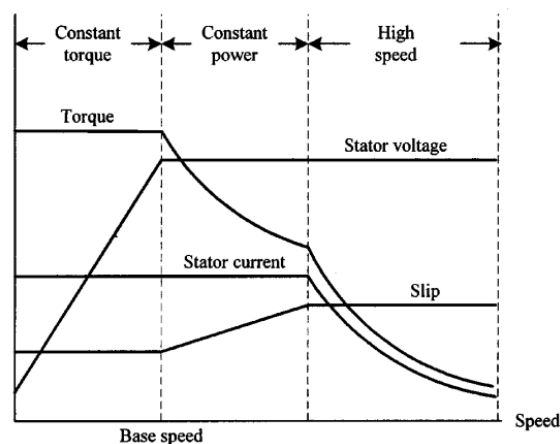


Figura 2.3: Características dos motores de indução

A tecnologia que envolve os motores de indução é a que está mais amadurecida hoje em dia, de entre os vários motores CA. De forma a obter-se um bom desempenho dinâmico do motor, o controlo vetorial é utilizado.

### 2.3.2 Motor de Ímanes Permanentes

Com o advento dos materiais de ímanes permanentes de alta densidade energética, tais como o neodímio-ferro-boro (Nd-Fe-B) e o samário-cobalto (Sm-Co), o desenvolvimento dos acionamentos elétricos para os motores de ímanes permanentes foi acelerado. Aparte das suas aplicações promissoras na indústria, os *drives* dos motores síncronos de ímanes permanentes (PMSM) dominam atualmente o cenário da motorização dos veículos elétricos.

A excitação criada pela existência de ímanes permanentes no rotor de alta densidade energética proporciona uma excelente densidade de potência. Uma vez que não é necessária qualquer corrente de magnetização, o motor exhibe excelente rendimento à velocidade nominal.

Substituindo o enrolamento do campo das máquinas síncronas convencionais por ímanes permanentes, os PMSM eliminam as escovas, anéis coletores e perdas no cobre no campo. Devido ao seu inerente elevado fator de potência e ausência de perdas no campo, possuem também alta eficiência energética. A imagem 2.4 [7] mostra a característica velocidade-binário de um PMSM.

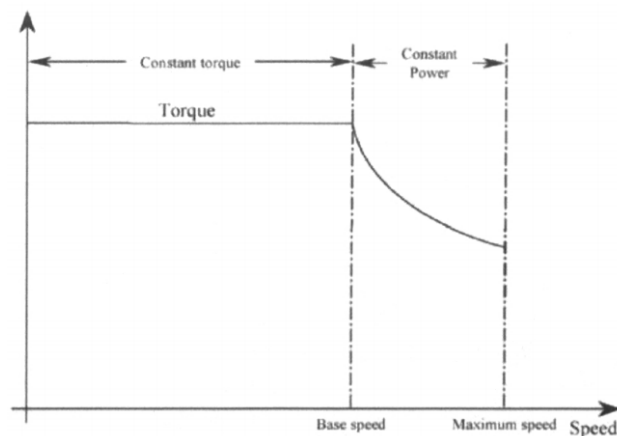


Figura 2.4: Característica velocidade-binário de um PMSM

Os motores síncronos de ímanes permanentes competem diretamente com os motores de indução para aplicações de tração. Na verdade, quase toda a indústria de veículos híbridos ligeiros está a mudar para este tipo de motores de forma a poder dar resposta aos crescentes requisitos de densidade de potência e de eficiência [8].

A principal desvantagem deste tipo de motor prende-se com o custo elevado dos ímanes de terras-raras. Outra desvantagem é a necessidade de uma componente adicional da corrente para o enfraquecimento de campo, o que gera mais perdas no estator. Por último, a capacidade de

sobrecarga é restringida pelas características dos ímanes. Como tal, altas temperaturas em combinação com correntes elevadas no estator devem ser evitadas de modo a prevenir a desmagnetização irreversível dos ímanes [6].

### 2.3.3 Motor de Relutância Comutada

Os motores de relutância comutada (SRM) apresentam densidade de potência e eficiência comparáveis aos motores de indução. Este tipo de motor tem uma construção simples e é económico e de baixa manutenção [6]. Recentemente, os SRM têm ganho particular atenção devido à preocupação com o aumento do preço ou escassez dos materiais magnéticos uma vez iniciada a produção em massa dos veículos elétricos.

A característica velocidade-binário convencional de um motor de relutância comutada é retratada na figura 2.5 [7].

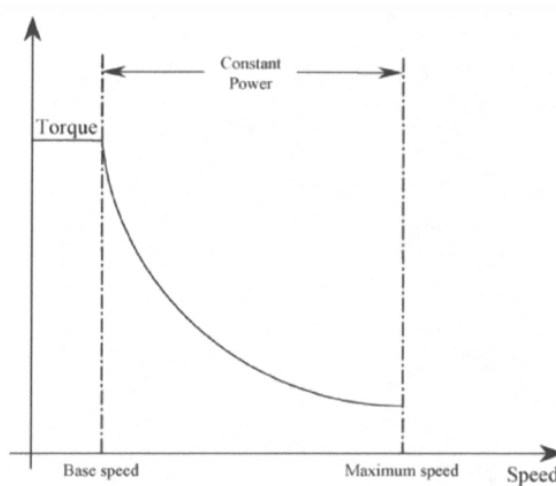


Figura 2.5: Característica velocidade-binário de um SRM

As desvantagens deste tipo de motor incluem ruído elevado, *ripple* de binário elevado e controlo complexo. Apesar disto, os SRM são usados em alguns veículos pesados. Neste tipo de veículos, as referidas características de ruído e *ripple* de binário não constituem um grande constrangimento [8].

### 2.3.4 Comparação do Tipo de Motor

Como conclusão da discussão feita previamente, as características da máquina e as suas vantagens e desvantagens são resumidas na tabela 2.1 (elaborada com base em [7]), onde é efectuada uma comparação qualitativa a fim de auxiliar na decisão da escolha do motor para o VE.

O motor de indução obtém a melhor classificação geral seguido do PMSM. O segundo, no entanto, ganha na eficiência e na densidade de potência, que são duas características primordiais no que toca aos veículos elétricos. Posto isto, o motor síncrono de ímanes permanentes será o objeto de estudo desta dissertação.

Tabela 2.1: Tabela comparativa entre os diferentes tipos de motor

	Motor CC	Motor de Indução	PMSM	SRM
Densidade de Potência	2.5	3.5	5	3.5
Eficiência	2.5	3.5	5	3.5
Controlabilidade	5	5	4	3
Fiabilidade	3	5	4	5
Maturidade Tecnológica	5	5	4	4
Custo	4	5	3	4
<b>Total</b>	<b>22</b>	<b>27</b>	<b>25</b>	<b>23</b>

## 2.4 Conversor Eletrónico de Potência

Uma parte integral de qualquer veículo elétrico moderno são circuitos eletrónicos compreendendo conversores CC-CA e CC-CC.

A corrente contínua fornecida pela bateria precisa de ser convertida para corrente alternada para alimentar o motor e essa função é cumprida pelo conversor CC-CA (inversor). De acordo com a sua topologia, o inversor pode ter vários níveis de tensão (conversor multinível). Este pode ser monofásico ou multifásico e permitir trânsito de potência bidirecional. Para esta aplicação é usado um inversor trifásico com a capacidade de fluxo de corrente bidirecional com o propósito da travagem regenerativa.

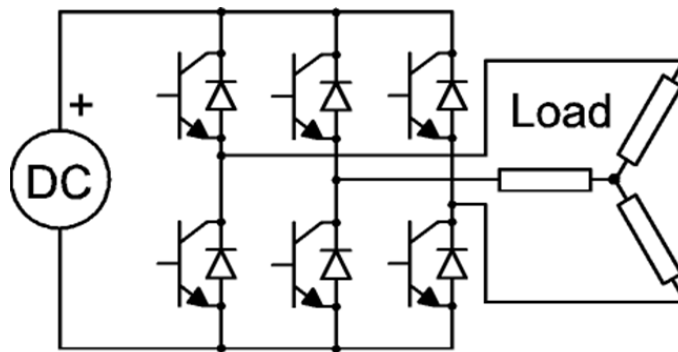


Figura 2.6: Configuração do circuito de um inversor trifásico

A seleção dos dispositivos de potência para a tração do VE é geralmente baseada nos requisitos da tensão e corrente nominais, frequência de comutação, perdas de potência e característica dinâmica. A tensão nominal depende da tensão nominal da bateria, tensão máxima durante o carregamento e tensão máxima durante a travagem regenerativa. A corrente nominal depende da potência de pico do motor e do número de dispositivos conectados em paralelo. A frequência de comutação deve ser alta o suficiente para reduzir o ruído acústico, o tamanho dos filtros e o problema da interferência eletromagnética.

Por outro lado, frequências de comutação mais elevadas aumentam as perdas de comutação.

Uma vez que um valor de 1 por cento extra na eficiência pode traduzir-se em quilômetro adicionais de autonomia do veículo, a perda de potência, incluindo ambas as perdas de condução e comutação, deve ser mínima [9].

A par dos progressos notáveis feitos na tecnologia dos dispositivos de potência ao longo dos últimos anos, com aumento da potência e desempenho, também as topologias dos conversores de potência têm naturalmente seguido uma linha evolutiva, procurando alcançar maior densidade de potência, eficiência e robustez.

Para além dos inversores *pulse-width-modulation* (PWM) convencionais, uma das mais recentes topologias de inversor para aplicações alimentadas a bateria é o chamado inversor DC-link ressonante. Estes inversores têm em paralelo ou em série um circuito ressonante, providenciando assim a condição de comutação a tensão nula ou comutação a corrente nula. Apesar do aumento do custo e da complexidade de controlo, nos inversores ressonantes estas desvantagens são superadas pela ausência de perdas de comutação, pelos baixos requisitos quanto ao dissipador, operação sem snubber, alta densidade de potência, menores problemas de interferência eletromagnética, muito baixo ruído acústico e maior confiabilidade [9].

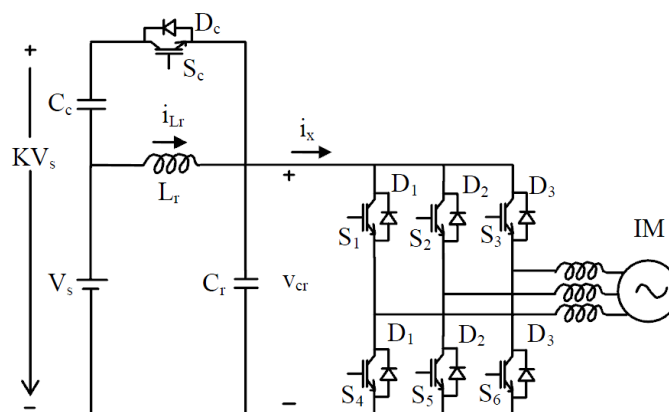


Figura 2.7: An actively clamped resonant DC link inverter [2]

Na figura 2.7 está presente um circuito active clamping, o qual limita a tensão do barramento que, caso contrário, poderia disparar, quando a corrente CC do inversor  $i_x$  decrescesse abruptamente devido à comutação dos dispositivos do inversor.

#### 2.4.1 Conversor DC-DC bidirecional Buck/Boost

A tensão da bateria de um veículo elétrico não é regulável e, por isso, ligar o lado CC do inversor de tensão diretamente à mesma é desfavorável pois reduz a eficiência do sistema, uma vez que as perdas principais do sistema de acionamento estão relacionadas com a tensão do barramento DC [10].

Para ultrapassar a falha citada, é adicionado ao sistema o conversor da figura 2.8 [10] (a verde). A principal função do conversor CC-CC, que está localizado entre a bateria e o inversor,

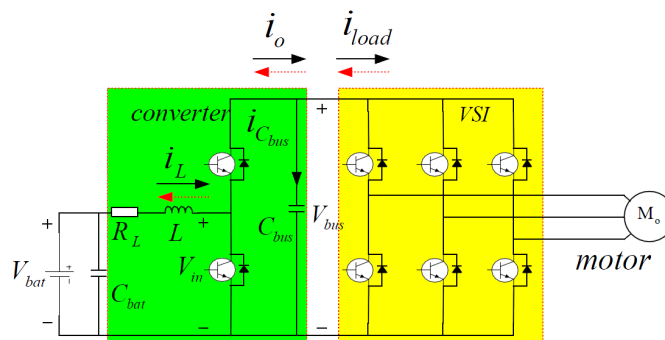


Figura 2.8: Configuração e fluxo de potência do sistema conversor-inversor

é regular a tensão do barramento DC de acordo com a curva de eficiência ótima do sistema de acionamento.

O conversor opera como um conversor *boost* ou *buck*, dependendo se o motor está a ser operado no modo de motorização ou travagem regenerativa, respetivamente.

Um dos benefícios do uso do conversor bi-direcional CC-CC é poder melhorar a saída do motor ao permitir aumentar a tensão de alimentação do inversor sem aumentar o custo e tamanho da bateria. Além disso permite desenhar o sistema independentemente da tensão da bateria, permitindo assim flexibilidade no projeto dos diferentes sistemas da cadeia de tração. As suas desvantagens são um aumento do custo e da complexidade do sistema e também perdas de potência adicionais no conversor CC-CC [11].

## 2.5 Controlo

Existem vários métodos de controlo de um motor, que se dividem em dois grandes grupos: controlo escalar e controlo vetorial.

O controlo escalar utiliza apenas a magnitude e frequência dos vetores de tensão, corrente e fluxo e não a sua posição. Este baseia-se na relação válida para regime permanente, tendo por isso uma resposta dinâmica de controlo bastante fraca. Por esse mesmo motivo o controlo escalar não será alvo de estudo desta dissertação. No entanto, em inúmeras aplicações industriais onde não são exigidas rápidas variações de velocidade e onde não existam variações bruscas do binário de carga, o controlo escalar, normalmente o *v/f* constante, é preferível face ao controlo vetorial visto ter uma implementação bastante simples e de baixo custo.

Por outro lado, quando é exigido um controlo de alta performance como é o caso dos veículos elétricos, é adotado o controlo vetorial, que pode ser implementado de várias formas. Existem duas estratégias principais: controlo por orientação de campo ou *Field Oriented Control* (FOC) e controlo direto do binário ou *Direct Torque Control* (DTC). Ambos os métodos permitem o desacoplamento e controlo independente do binário e do fluxo.

O princípio de funcionamento do FOC baseia-se na analogia com as máquinas DC de excitação separada. Nestes motores, o controlo em separado da corrente de campo e de armadura, regula

respetivamente o fluxo de campo e o binário de forma independente, o que se traduz num controlo mais simples pois, mantendo o fluxo constante, o binário é controlado de forma independente. Nos motores AC, se considerarmos o referencial rotativo  $d - q$  no qual o eixo  $d$  está alinhado com o vector fluxo do rotor e o eixo  $q$  em quadratura com este, o desacoplamento é obtido decompondo o vector de corrente no estator,  $I_s$ , em duas componentes:  $I_d$  e  $I_q$ . A corrente  $I_q$  é equivalente à corrente de armadura nas máquinas DC e é a componente que produz binário;  $I_d$  é equivalente à corrente de campo mas apenas parcialmente, sendo que a outra parte contribuidora é a fonte de corrente equivalente representando o campo magnético dos ímanes permanentes [12]. Isto é, a excitação dos ímanes permanentes pode ser modelada como uma fonte de corrente constante,  $i_{fr}$ , que toma a direcção do fluxo do rotor, ou seja, do eixo  $d$ , como mostra a equação 2.1:

$$\lambda = L_m i_{fr} \quad (2.1)$$

Onde  $L_m$  é a indutância mútua entre o enrolamento do estator e os ímanes do rotor.

Para a implementação do FOC é crucial saber a posição instantânea do fluxo ligado ao rotor. Pode-se falar de controlo indirecto ou directo, respectivamente, se a posição do vector do fluxo for obtida com recurso a sensores de velocidade ou, se por outro lado, for calculada utilizando sensores de tensão e corrente ou Hall sensors.

No FOC, as três fases da corrente do estator são transformadas nas componentes  $dq$  do referencial rotativo. Através das referências dadas de binário e fluxo são geradas as componentes  $I_q^*$  e  $I_d^*$  de referência do vector de corrente  $I_s$ . As malhas de controlo de corrente são normalmente implementadas com controladores lineares PI. A técnica para comutação dos transístores mais utilizada é a modulação por largura de impulsos, sendo que também podem ser usadas outras técnicas de comutação como a histerese ou o *Space Vector Modulation* (SVM), que é também um tipo de PWM implementado no referencial estático  $\alpha - \beta$ .

O FOC apresenta baixo *ripple* de corrente e de binário, fazendo-o ideal para aplicações onde não convém grandes oscilações de binário. No entanto, é um método sensível às variações dos parâmetros do motor, pelo que é algo complexo de implementar com exatidão.

O DTC foi proposto em meados da década de 1980 por Isao Takahashi e Toshihiko Noguchi e tem sido referenciado na literatura como um conceito revolucionário capaz de competir com o bem conhecido FOC [13]. Este método baseia-se na regulação instantânea do módulo do binário e do fluxo do estator. Para isso, um vector de tensão é directamente seleccionado de acordo com as diferenças entre os valores de referência e os actuais, o que conduz a uma determinada configuração do inversor.

O DTC clássico utiliza comparadores de histerese eliminando assim os controladores PI e o bloco PWM. Este método apresenta uma série de vantagens em relação ao FOC: tem melhor resposta dinâmica de binário, simplicidade de implementação, robustez à variação dos parâmetros do motor (com excepção da resistência do estator). Para além disto, o *Direct torque control* é implementado no referencial estático  $\alpha - \beta$  não necessitando da contínua posição do rotor excetuando a sua posição inicial.

Apesar das vantagens enumeradas o DTC sofre de grande *ripple* de binário e fluxo, apresenta uma frequência de comutação inconstante e necessita de uma frequência de amostragem alta para implementações digitais.

Para ultrapassar os problemas da frequência de comutação e do *ripple* do binário têm sido relatadas várias abordagens. A mais usual é o chamado DTC-SVM, que calcula um vector de tensão adequado aos valores de referência. Também controladores adaptativos *fuzzy* têm sido usados para reduzir o *ripple* do binário.

Em [14] é investigado um esquema DTC modificado, em que uma equação é usada como estratégia de seleção do vector de tensão, em vez da tradicional switching table. O vector de tensão é determinado segundo as saídas dos comparadores de histerese, a posição angular do fluxo do estator e o ângulo de binário. O SVM é utilizado para gerar os sinais de comutação. Os resultados comparam o DTC convencional com este método aqui investigado e mostram que este último reduz o *ripple* de binário e corrente e fixa a frequência de comutação. Para além disso, não é necessário qualquer controlador PI pelo que a simplicidade do DTC clássico é mantida.

### 2.5.1 Estratégias de Controlo

São várias as estratégias para o controlo ângulo de binário no controlo vectorial, ou seja, para gerar as referências  $I_q$  e  $I_d$ . De seguida apresentam-se algumas das principais:

- Ângulo de binário constante

Neste controlo o ângulo de binário é mantido constante a  $90^\circ$  levando a que  $I_d$  seja nula. O binário passa a ser exclusivamente controlado por  $I_q$ .

Este modo de operação é usado para velocidades abaixo da velocidade nominal.

- Fluxo no entre-ferro constante

O fluxo resultante das componentes da corrente do estator  $I_q$  e  $I_d$  e do fluxo do rotor por ação dos ímanes permanentes, chamado fluxo no entre-ferro, é mantido constante, normalmente com valor igual ao fluxo do rotor.

Controlar o fluxo no entre-ferro é uma boa opção para enfraquecer o campo e assim poder operar acima da velocidade nominal.

- Máximo binário por corrente ou *Maximum Torque-per-Ampere* (MTPA)

Para um dado binário há um ponto óptimo de funcionamento em que a corrente é mínima. O controlo é feito controlando o ângulo de binário. A figura 2.9 [3] mostra a trajectória MTPA no plano  $(i_d, i_q)$ . As curvas características são paralelas ao eixo  $d$ , pelo que o método pode ser aplicado caso seja pedido um binário negativo.

Só faz sentido ser utilizado em motores em que exista um binário de relutância, isto é, motores que apresentem saliência ( $L_d \neq L_q$ ). Nos restantes casos a corrente é mínima para um dado binário quando  $I_d=0$ .

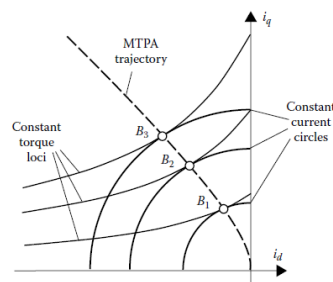


Figura 2.9: Trajetória do vetor de corrente no controlo MTPA

- Enfraquecimento de campo

A máquina atinge a velocidade nominal quando é alimentada pela máxima tensão dada pelo inversor (imposta pelo barramento DC) e em binário nominal.

$$\frac{V_n}{\omega_e} = \sqrt{(\lambda + i_d L_d)^2 + (i_q L_q)^2} \quad (2.2)$$

Nas aplicações em que é necessário uma velocidade superior à nominal, tem de se diminuir o fluxo do entre-ferro. O enfraquecimento de campo consiste em aumentar a corrente  $I_d$  negativamente, diminuindo assim a influência do fluxo dos ímanes permanentes no fluxo total do entreferro.

O controlo de alta performance do PMSM requer o conhecimento da posição do rotor a cada instante, função que pode ser desempenhada com recurso a um resolver ou encoder. Contudo, a sua utilização aumenta significativamente o custo do sistema, torna-o menos robusto mecanicamente e necessita de tratamento do sinal. Para superar estes inconvenientes foram desenvolvidos alguns algoritmos para uma operação sem sensores ou sensorless. No geral, estas técnicas incluem:

- Métodos de deteção da força contraelectromotriz
- Estimação baseada na injeção de sinais de alta frequência
- Observadores robustos e adaptativos baseados em modelos avançados

Os métodos de deteção da força contraelectromotriz são geralmente baseados na deteção da tensão e da corrente de fase; funcionam bem a velocidades elevadas e falham a baixa velocidade. Os modelos baseados em observadores robustos e sistemas adaptativos (MRAS) usam modelos de referência e modelos de espaço de estados para estimar a velocidade; são robustos à variação dos parâmetros e utilizam algoritmos complexos. Os métodos de injeção de sinais de alta frequência exploram as propriedades de Saliência do PMSM para estimar a velocidade [16]



## Capítulo 3

# Modelização do Sistema

### 3.1 Introdução

Nos últimos 30 anos ocorreram avanços significativos na tecnologia dos motores de ímanes permanente (IP). Existem grandes vantagens na utilização de IPs para criar o fluxo magnético principal da máquina. Primeiro, o espaço necessário por parte dos IPs para a magnetização é pequeno. Depois, como não há perdas na magnetização, os motores de ímanes permanentes são caracterizados por grande densidade de binário e alta eficiência. O interesse deve-se também à elevada densidade energética dos ímanes modernos bem como ao facto de o seu custo continuar a decrescer [3].

Os motores AC de ímanes permanentes podem pertencer a uma de duas grandes categorias, segundo a forma da força contraelectromotriz: Motor DC sem escovas de ímanes permanentes, em inglês *brushless DC motor* (BLDC), caso esta seja trapezoidal e motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM) se for sinusoidal. O BLDC não é objeto de estudo deste trabalho. No entanto, regista-se o seu uso extensivo em ferramentas para unidades industriais eficientes, unidades de disco rígido e aplicações de controlo.

Neste capítulo serão discutidas as várias configurações dos PMSM, a sua modelização e o seu princípio de funcionamento. Compreender estes conceitos é crucial do ponto de vista do controlo. Por último, é descrito o motor utilizado nesta dissertação.

### 3.2 Configurações da Máquina Síncrona

As máquinas síncronas são assim chamadas porque, em regime permanente, o veio do rotor roda a uma velocidade igual à velocidade do campo magnético girante produzido no estator. Essa velocidade, chamada velocidade de sincronismo, é proporcional à frequência de alimentação da máquina e é dada pela expressão 3.1, em radianos por segundo:

$$\omega_s = \frac{\omega_e}{p} = \frac{2\pi f}{p} \quad (3.1)$$

onde  $p$  é o número de par de polos e  $f$  a frequência de alimentação.  $\omega_e$  é a velocidade angular elétrica do campo magnético do estator.

A máquina síncrona de ímãs permanentes pode ser classificada com base na direção do fluxo do campo (figura 3.1): radial se a sua orientação for a mesma do raio da máquina e axial se a direção do fluxo for paralela ao veio do rotor. O tipo radial é o mais comum e também o mais eficiente do ponto de vista energético. O tipo axial tem maior densidade de potência.

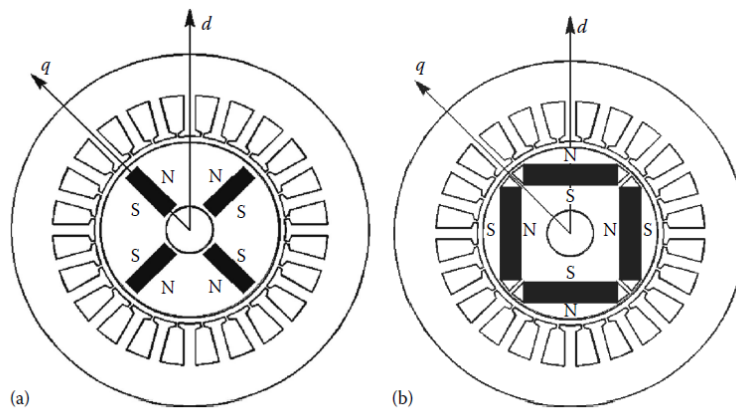


Figura 3.1: IPM com: a) Ímãs permanentes magnetizados tangencialmente, b) Ímãs permanentes magnetizados radialmente [3]

Diversas formas construtivas têm sido adotadas no projeto do rotor, variando a maneira como se encontram dispostos os ímãs permanentes (figura 3.2). Estes podem ser colocados no lado externo da periferia do rotor, do lado interno da periferia do rotor ou ainda no seu interior. Estas três categorias de motor são designadas em inglês respetivamente *surface mounted PM motors* (SPM), *surface inset mounted PM motors* (SIPM) e *interior mounted PM motors* (IPM).

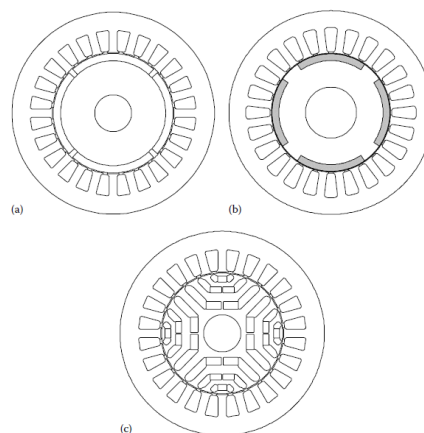


Figura 3.2: Configurações do rotor de um PMSM: a) SPM, b) SIPM, c) IPM [3]

Uma consequência importante que advém do método de montagem dos ímanes no rotor é a diferença nos valores das indutâncias entre o eixo direto e o eixo em quadratura. Como já referido anteriormente, o eixo magnético do rotor é o chamado eixo direto no referencial rotativo  $d-q$  e a trajetória do fluxo dá-se principalmente através dos ímanes. Sendo a permeabilidade dos ímanes permanentes de alta densidade de fluxo muito próxima da do ar, a espessura dos mesmos acaba por tornar-se uma extensão do entreferro. À indutância do estator, quando o eixo direto está alinhado com o enrolamento do estator, chamamos indutância do eixo direto,  $L_d$ . Quando o eixo direto  $d$  forma um ângulo de 90 graus elétricos com o enrolamento chamamos indutância em quadratura,  $L_q$ . Nos casos em que o entreferro efetivo do eixo direto é maior do que o entreferro do eixo em quadratura, a relutância no eixo direto vai ser maior. Esta desigualdade de relutâncias terá como consequência:

$$L_q > L_d \quad (3.2)$$

o que se traduz numa anisotropia do rotor.

No caso dos SPM, como se percebe pelo que aqui foi exposto, conclui-se que o rotor é isotrópico, pois  $L_q = L_d$ . Esta disposição dos ímanes permanentes proporciona a mais alta densidade de fluxo do entreferro. No entanto, apresenta fraca robustez e integridade estrutural e por isso não é adequado a velocidades elevadas.

O rotor dos SIMP é semelhante ao dos SPM, com a diferença de haver um dente de ferro entre cada par de ímanes adjacentes. Estes dentes fazem com que o rotor exiba alguma anisotropia. Quando o rotor é anisotrópico, o motor exibe duas componentes de binário: binário dos ímanes permanentes e o binário de relutância. Os SIMP combinam vantagens dos SMP e dos IMP.

O rotor dos IPM, por sua vez, tem os ímanes no interior do rotor e pode apresentar várias barreiras de fluxo, como no caso da figura 3.2 c), um motor com quatro polos e caracterizado por três barreiras de fluxo por polo. Um número elevado de polos traduz-se numa elevada anisotropia. Os motores com os ímanes no interior do rotor são mecanicamente robustos e, por isso, indicados para aplicações de alta velocidade.

Também os IPM se diferenciam entre si segundo a direção da magnetização dos ímanes permanentes dentro do rotor, que tanto pode ser tangencial ou circunferencial como pode ser radial. Ambos os casos são ilustrados na figura 3.1.

No primeiro exemplo, em que os ímanes têm magnetização tangencial, o fluxo no entreferro corresponde à soma do fluxo de dois ímanes adjacentes. Neste caso, o rotor é geralmente projetado com um número grande de polos para que a superfície dos dois ímanes seja maior do que a superfície do polo, resultando na concentração do fluxo no entreferro. Já quando a magnetização é radial, a superfície dos ímanes permanentes é menor que a do polo, o que resulta numa baixa densidade de fluxo no entreferro [3]. Esta configuração pode ser desenhada com duas ou mais barreiras de fluxo por polo. Em todos os rotores IPM a trajetória magnética apresenta diferentes permeabilidades, pelo que existe sempre um binário de relutância. A relação de anisotropia, ou de saliência, é dada por  $\xi = L_q/L_d$ .

### 3.3 Modelização do motor

De modo a obter-se um controlo eficiente sobre o acionamento elétrico nos regimes transitórios, a máquina deve ser analisada segundo o seu modelo dinâmico. O que se faz é retratar as três fases da máquina como um motor com duas fases. Assim, todas as grandezas elétricas são representadas num sistema ortogonal de dois eixos. Isto torna mais simples a análise dos circuitos trifásicos equilibrados.

O sistema de dois eixos equivalente pode ser estacionário, designado referencial  $\alpha$ - $\beta$ , ou rotativo, referencial  $d$ - $q$ . Tal como mencionado, o referencial  $\alpha$ - $\beta$  é estático e é muito utilizado para gerar o sinal de referência no space vector modulation por exemplo.

O referencial  $d$ - $q$ , por outro lado, é rotativo e é aqui aplicado ao rotor. Quer isto dizer que o eixo  $d$  está alinhado com o vetor fluxo do rotor e roda à mesma velocidade angular elétrica deste. Assim, em regime permanente (quando o motor está a rodar à velocidade de sincronismo), as grandezas elétricas são constantes, o que na prática equivale a reduzir um motor trifásico AC a um motor DC. Escolhe-se alinhar o referencial com o rotor porque o fluxo criado pelos ímanes permanentes é uma variável independente e a sua posição determina, independentemente das tensões e correntes do estator, a força contraelectromotriz induzida.

Para modelar o motor no referencial estacionário  $\alpha$ - $\beta$  aplica-se a transformada de Clarke, que é o equivalente a projetar as grandezas trifásicas nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Considera-se o sistema equilibrado, com as três fases da corrente e da tensão desfasadas  $120^\circ$  entre si, e a fase  $a$  alinhada com o eixo  $\alpha$ .

Aplicando a transformada inversa passa-se novamente para coordenadas trifásicas:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Para passar do referencial  $\alpha$ - $\beta$  ao  $d$ - $q$ , roda-se o referencial em sincronia com o vetor fluxo do rotor. A transformada que o executa é dada pela equação:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

onde  $\theta$  é o ângulo elétrico entre a posição do rotor e a referencia, o eixo  $\alpha$ .

É possível fazer a transformação matemática para o referencial  $d-q$  diretamente do referencial trifásico  $abc$  usando a transformada de *Park* dada por:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

A representação destes três referenciais é ilustrada na figura 3.3

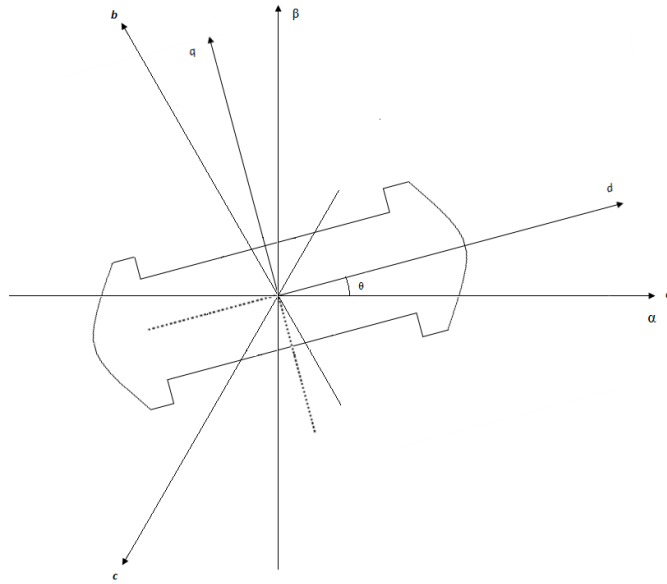


Figura 3.3: Representação dos referenciais  $d-q$ ,  $\alpha - \beta$  e  $abc$

No referencial síncrono  $d-q$ , as componentes  $d$  e  $q$  do fluxo do entreferro são dadas por:

$$\lambda_d = \lambda + i_d L_d \quad (3.7)$$

$$\lambda_q = i_q L_q \quad (3.8)$$

e as equações da tensão:

$$v_d = R i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \lambda_q \quad (3.9)$$

$$v_q = R i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \lambda_d \quad (3.10)$$

ou, substituindo por 3.7 e 3.8:

$$v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e i_q L_q \quad (3.11)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\lambda + i_d L_d) \quad (3.12)$$

onde  $R_s$  é a resistência do estator por fase,  $L_d$  e  $L_q$  as indutâncias do eixo directo e do eixo em quadratura respetivamente e  $\omega_e$  a velocidade eléctrica do rotor. A força contraelectromotriz é a última parcela da equação e é diretamente proporcional à velocidade angular eléctrica do rotor. O modelo do motor síncrono de ímanes permanentes pode ser representado pelo circuito equivalente mostrado na figura 3.4

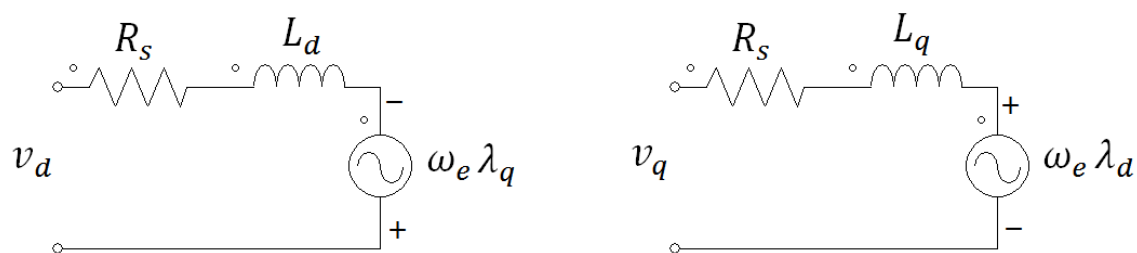


Figura 3.4: Circuito equivalente do PMSM no referencial  $d$ - $q$

O binário eletromagnético é definido como o produto vetorial entre o fluxo do entreferro  $\lambda_s$  e a corrente do estator  $i$  multiplicado por uma constante:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\vec{\lambda}_s \times \vec{i}) \quad (3.13)$$

No referencial rotativo  $d$ - $q$  o binário é dado por

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3.14)$$

que após substituição das componentes  $d$  e  $q$  do fluxo obtém-se:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\lambda i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.15)$$

Pela expressão é possível ver que existem duas componentes de binário: uma é a componente fundamental que se dá por influência dos ímanes permanentes; a outra componente é o chamado binário de relutância, que existe devido à saliência e é proporcional à corrente  $i_d$ . Posto isto, o binário de relutância é nulo nos motores SPM pois  $L_q = L_d$ . Então, o valor do binário será totalmente controlado pela corrente  $i_q$ :

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda i_q \quad (3.16)$$

A equação mecânica que governa a rotação do motor é dada por:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3.17)$$

### 3.4 Parâmetros do motor utilizado

O motor para o qual foi efetuado o controlo e testes de simulação é o *EMRAX 228 High Voltage Liquid Cooled* do fabricante *ENSTROJ*. Os parâmetros e valores nominais do motor encontram-se descritos na tabela 3.1 e na tabela 3.2.

Tabela 3.1: Parâmetros do PMSM usado na simulação

Rs (Resistência do Estator)	0.018 $\Omega$
Ld (Indutância do eixo d)	0.175 mH
Lq (Indutância do eixo q)	0.180 mH
Fluxo do rotor	50.1 mWb
Número de polos	20

Tabela 3.2: Valores nominais do PMSM usado na simulação

Ligação	Y
Tensão Nominal	50-400 V
Corrente Nominal	120 A
Potência Nominal	30-50 kW
Velocidade Nominal	4000 RPM
Binário Nominal	125 Nm

Por falta de dados relativos ao momento de inércia e à constante de tempo do veio do motor, foram considerados para o efeito os valores 0.5  $K_g m^2$  e 10 seg respetivamente.



## Capítulo 4

# Controlo do Sistema

Os acionamentos elétricos de velocidade variável são hoje largamente utilizados por todos os estratos sociais e nas mais diversas aplicações, que vão desde ferramentas manuais, passando pelos eletrodomésticos e até à tração de veículos elétricos.

Foi já referido e brevemente discutido no capítulo 2 as duas grandes abordagens possíveis no controlo de um motor AC: uma é o controlo escalar, que por carecer de um bom desempenho dinâmico não será mais analisado neste documento; a outra grande abordagem é o controlo vetorial, que se divide em controlo por orientação de campo e controlo direto do binário, cada qual contendo igualmente as suas variantes. Foram também apontadas as vantagens e desvantagens de cada um dos métodos do controlo vetorial e concluído que um pode ser mais conveniente do que o outro dependendo a aplicação, com o DTC a ter dinâmica de binário mais rápida e o FOC com melhor comportamento em regime permanente.

Neste capítulo será explicado o controlo desenvolvido para o motor e analisados os resultados da simulação efetuada.

### 4.1 Controlo Direto do Binário

A equação de tensão do motor 4.1, no referencial estático  $\alpha - \beta$  é expressa como:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = V_s \quad (4.1)$$

Assim, o vetor que representa o fluxo do estator,  $\psi_s$ , é diretamente controlado pela tensão de saída do inversor tal que:

$$\psi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (4.2)$$

O binário do motor PMSM em termos da amplitude do fluxo e do ângulo de binário é dada pela equação 4.3. Na figura 4.1 é mostrado o esquema de controlo do binário no PSIM.

$$T_e = \frac{3p\psi_s}{4L_d L_q} [2\psi L_q \sin \delta - \psi_s (L_q - L_d) \sin 2\delta] \quad (4.3)$$

A equação 4.3 mostra que se a amplitude do fluxo do estator for mantida constante, o binário do motor é determinado pelo ângulo de binário  $\delta$ . É importante observar que este é o ângulo usado nas técnicas DTC, enquanto que o ângulo entre os vetores fluxo do rotor e corrente do estator é o ângulo de binário nos algoritmos de controlo por orientação de campo [3].

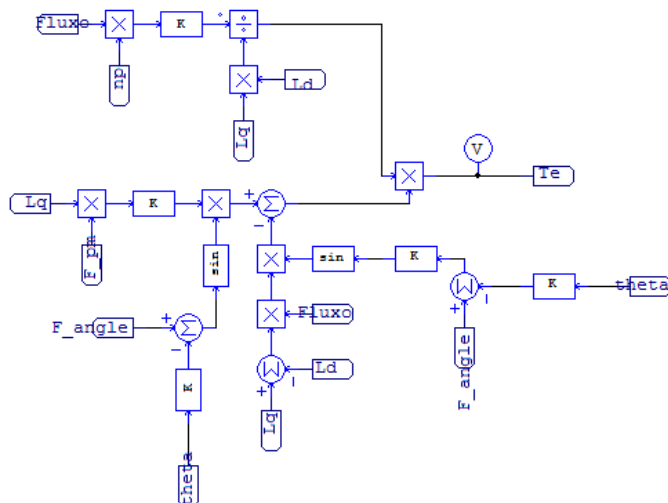


Figura 4.1: Esquema de controlo do binário no PSIM

Uma vez estimado o binário, o fluxo e a posição do mesmo, o objetivo é controlar os interruptores do inversor de modo a obter um vetor de tensão apropriado que dê ao vetor fluxo do estator uma certa direção. Alterando a posição angular deste último varia-se o ângulo de binário.

Tradicionalmente o DTC usa uma *switchingtable* que funciona como estratégia de seleção do vetor de tensão e usa comparadores de histerese para o controlo do binário e do fluxo.

O erro da magnitude do fluxo do estator é injetado num regulador de histerese, o qual gera na saída a variável  $\psi$  com valor  $\psi = 0$  se a ordem for a de diminuir a magnitude, ou  $\psi = 1$  se for aumentar, ou seja, se o erro for maior do que zero ou menor do que zero respetivamente.

Similarmente, o erro do binário é também injetado num regulador de histerese de dupla-banda e, na saída, é gerada a variável  $\tau$  com valor  $\tau = -1$  para diminuir o binário,  $\tau = 0$  para manter o binário constante o máximo possível e  $\tau = 1$  para aumentar.

Um inversor de tensão clássico de dois níveis gera apenas dois níveis de potencial em cada fase e por isso são oito os possíveis estados ou sequências de níveis de tensão de fase do inversor. Essas sequências dão origem a sete possíveis vetores (figura 4.2) que correspondem a seis vetores ativos ( $V_1 \dots V_6$ ) e dois vetores nulos  $V_0$  e  $V_7$ .

$$V_x = \begin{cases} \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(x-1)\frac{\pi}{3}} & x=1\dots6 \\ 0 & x=0,7 \end{cases} \quad (4.4)$$

O controlador do fluxo do estator impõe o tempo de duração dos vetores ativos, os quais movem o fluxo do estator segundo a trajetória comandada, enquanto que o controlador do binário

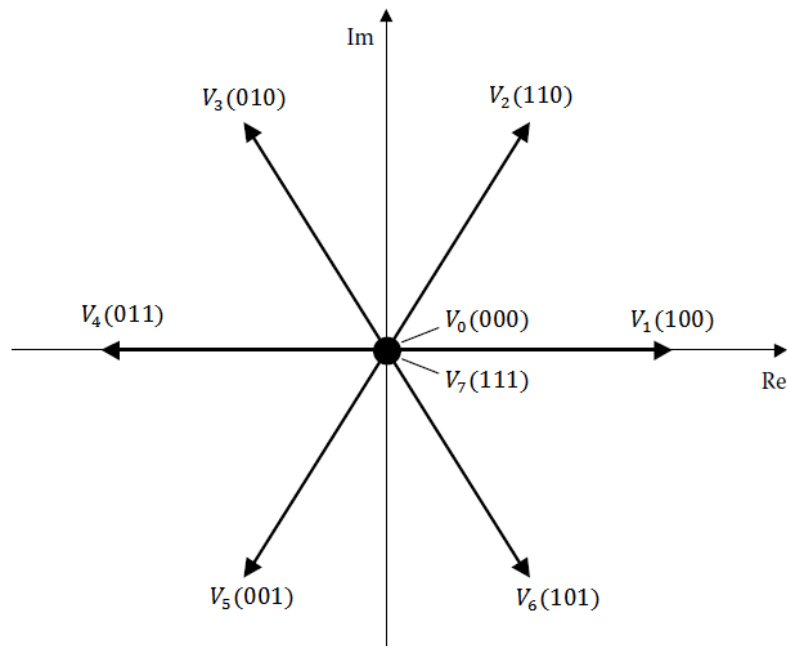


Figura 4.2: Vetores de espaço de um inversor de tensão trifásico de dois níveis

determina o tempo de aplicação dos vetores nulos, os quais mantêm o binário do motor na banda de histerese.

No DTC convencional o plano  $\alpha\beta$  divide-se em seis setores como é ilustrado no figura 4.3 a), o que resulta numa discretização da fase do vetor fluxo do estator e que é representada pela variável  $\theta$ . Assim, a variável toma o valor  $\theta = 1$  (correspondente ao setor 1) sempre que a fase do vetor fluxo do estator estiver entre  $-30^\circ$  e  $30^\circ$ .

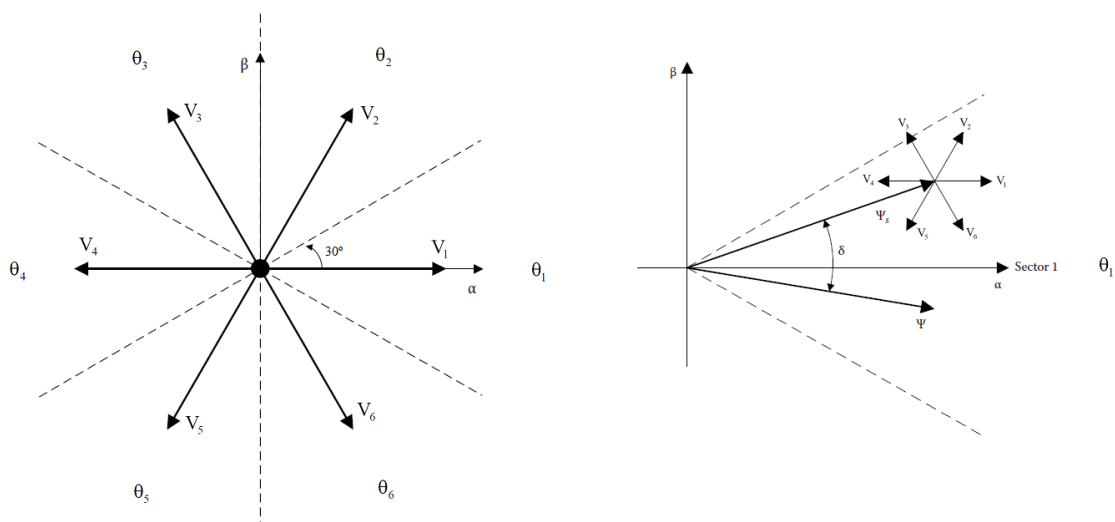


Figura 4.3: a) Divisão do plano  $\alpha\beta$  em 6 setores angulares; b) Seleção do vetor de tensão quando o vetor fluxo do estator se encontra no setor 1.

De modo a aumentar o binário quando o vetor fluxo se encontra no setor 1 são seleccionados os vetores  $V_2$  ou  $V_3$ . Reciprocamente, uma redução do binário ocorre quando são seleccionados  $V_5$  ou  $V_6$ . Para o mesmo setor, o fluxo do estator aumenta quando são aplicados os vetores  $V_1$ ,  $V_2$  ou  $V_6$  e diminui quando são aplicados  $V_3$ ,  $V_4$  ou  $V_5$ .

Estas regras qualitativas são generalizadas para os diversos setores e sintetizadas numa *switching table* ou *look-up-table* (figura 4.1), que para cada caso selecciona um vetor espacial e dá os respetivos sinais de comando ao inversor.

Tabela 4.1: Tabela para seleção do vetor de tensão

$\Psi$	$\tau$	$\theta=1$	$\theta=2$	$\theta=3$	$\theta=4$	$\theta=5$	$\theta=6$
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Existe um outro método de controlo semelhante ao DTC, chamado *Directselfcontrol* (DSC). A diferença está na forma da trajetória que o vetor do fluxo do estator segue no plano  $\alpha\beta$ , que para o caso do DTC é aproximadamente circular, enquanto que no DSC a mesma é hexagonal. Por esta razão a frequência de comutação do DTC é mais alta.

#### 4.1.1 DTC-SVM

Devido aos controladores de histerese do fluxo e do binário e devido ao facto de que o inversor de tensão apenas produz seis vetores discretos com amplitude e ângulo fixos, o DTC convencional apresenta grande *ripple* de binário e fluxo e uma frequência de comutação que não é constante. Têm sido propostas algumas soluções para ultrapassar estas desvantagens inerentes ao uso do DTC. Uma forma eficaz de reduzir o ripple de binário sem recorrer a uma alta frequência de amostragem é calcular um vetor de tensão adequado, que produza os valores de binário e fluxo desejados e, depois, produzi-lo usando SVM. Esta abordagem é conhecida como DTC-SVM [17].

O esquema aqui implementado é baseado no controlo do binário em vez de o controlo ser feito em velocidade como é mais usual. A referência de binário é controlada pelo utilizador consoante o desejo de aumentar ou diminuir a velocidade. Isto é, o motor acelera ou desacelera de acordo com a referência de binário dada pelas posições do pedal do acelerador e do travão.

Para a regulação do binário é usado um controlador PI, ou seja, a referência de binário é comparada com o valor estimado do mesmo e o erro é levado a zero com um PI. A saída do controlador produz um incremento no ângulo de binário (ver figura 4.4),  $\Delta\delta$ , em radianos. Como a relação entre o erro do binário e  $\Delta\delta$  é não linear, o controlador PI pode minimizar o erro instantâneo do binário. Sendo as magnitudes do fluxo do rotor e do estator aproximadamente iguais, o binário é controlado apenas variando o ângulo de binário e é dado pela expressão 4.3.

O vetor fluxo do estator de referência é calculado da seguinte maneira:

$$\Psi_s^* = \Psi_s^* e^{j(\theta_s + \Delta\delta)} \quad (4.5)$$

De seguida é calculado o vetor de tensão do estator de referência com base no erro do fluxo do estator,  $\Delta\Psi_s$ , na resistência do estator e na corrente:

$$V_s = \frac{\Delta\Psi_s}{T_s} + R_s I_s \quad (4.6)$$

onde  $T_s$  é o tempo de amostragem.

Assim, as componentes  $V_{\alpha s}$  e  $V_{\beta s}$  são obtidas em 4.7 e 4.8 respetivamente.

$$V_{\alpha s} = \frac{\Psi_s^* \cos(\theta_s + \Delta\delta) - \Psi_s \cos(\theta_s)}{T_s} + R_s I_{\alpha s} \quad (4.7)$$

$$V_{\beta s} = \frac{\Psi_s^* \sin(\theta_s + \Delta\delta) - \Psi_s \sin(\theta_s)}{T_s} + R_s I_{\beta s} \quad (4.8)$$

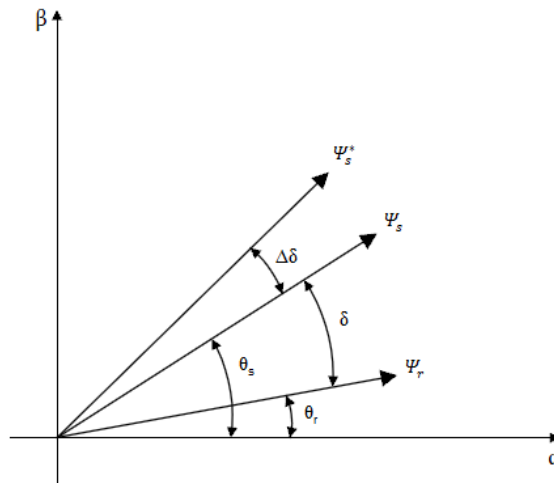


Figura 4.4: Diagrama de vetores para o controle DTC-SVM

O esquema do DTC-SVM com controlo do binário é mostrado na figura 4.6.



A ideia básica do PWM é controlar o valor médio da tensão fornecida à carga ligando e desligando os interruptores do inversor, por forma a esse valor igualar o valor de referência desejado. Uma vez que os níveis de tensão de saída são fixos, a modulação é realizada variando a largura dos pulsos, também conhecida como *duty cycle*. Quanto mais tempo a tensão estiver num nível superior em relação ao tempo em que está num nível inferior, maior será a tensão de saída do inversor. Os sinais de comando para a gate dos transístores são gerados através da comparação da tensão de referência, designada sinal modulador, com um sinal triangular de alta frequência, chamado sinal portador. A frequência da onda triangular estabelece a frequência de comutação do inversor.

Existem dois conceitos importantes a reter no que toca ao PWM: índice de modulação de amplitude e índice de modulação de frequência. O índice de modulação de amplitude,  $m_a$ , é dado pela relação entre a amplitude do sinal modulador e a amplitude do sinal portador e é definido como:

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (4.9)$$

onde  $V_{ref}$  é a amplitude do sinal de referência, que é a moduladora, e  $V_{tri}$  a amplitude da portadora.

O índice de modulação de frequência,  $m_f$ , é a relação entre a frequência da portadora,  $f_{tri}$ , e a frequência do sinal de referência,  $f_1$ , dada pela expressão:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_1} \quad (4.10)$$

O índice de modulação de frequência é útil para saber a localização do conteúdo harmónico da tensão comutada. Para um caso em que  $m_f = 15$ , o harmónico principal será o 15º. Para além disso, cada harmónico principal é acompanhado por um grupo de harmónicos laterais localizados em  $m_f \pm 2$  e  $m_f \pm 4$  [3].

### 4.2.2 Space Vector Modulation

A técnica *space vector modulation* é também um tipo de PWM, com a diferença dos tempos de comutação serem calculados com base na representação vetorial trifásica da referência e nos estados de comutação do inversor, em vez de serem baseados na representação no tempo da amplitude de cada uma das fases [3]. Ou seja, o SVM não é baseado em cálculos separados para cada um dos braços do inversor de tensão trifásico mas sim na determinação de um vetor de tensão de referência a partir dos oito vetores disponíveis (no caso de um inversor de dois níveis).

A representação vetorial é feita no plano  $\alpha\beta$ , que por sua vez está dividido em seis setores iguais. Cada par adjacente de vetores ativos (ver figura 4.2) define uma área no plano. Assim sendo, o primeiro setor corresponde à área entre o vetor  $V_1$  e o vetor  $V_6$ .

A ideia do SVM é, sobre um tempo de modulação  $T_m$ , aplicar os dois vetores ativos adjacentes que compõem o setor no qual o vetor de referência está inserido mais os vetores nulos, de forma

a que em média se obtenha o vetor de referência. Assim, o problema é encontrar os tempos *on* e *off* (*duty cycle*) de cada vetor.

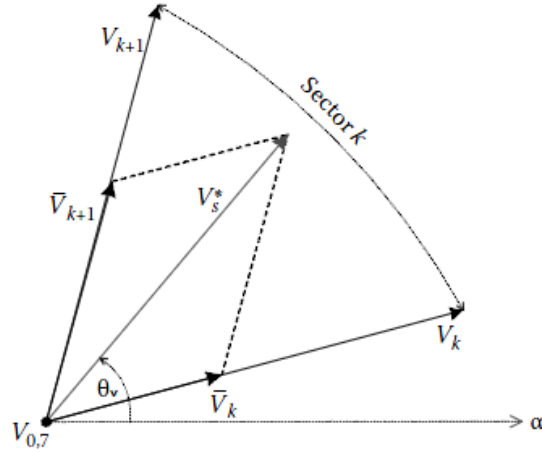


Figura 4.7: Vetores adjacentes a um setor genérico  $k$

Atente-se na figura 4.7 [3], que ilustra o caso genérico de um setor  $k$ . O vetor de referência  $\vec{V}_s^*$  pode ser decomposto da seguinte forma:

$$\vec{V}_s^* = \frac{t_k}{T_m} \vec{V}_k + \frac{t_{k+1}}{T_m} \vec{V}_{k+1} + \frac{t_0}{T_m} \vec{V}_o \quad (4.11)$$

onde  $t_k$ ,  $t_{k+1}$  e  $t_0$  são os tempos de aplicação de cada vetor tal que:

$$T_m = t_k + t_{k+1} + t_0 \quad (4.12)$$

Na figura 4.8 está representado o esquema em PSIM para determinação do setor de  $V_s^*$ .

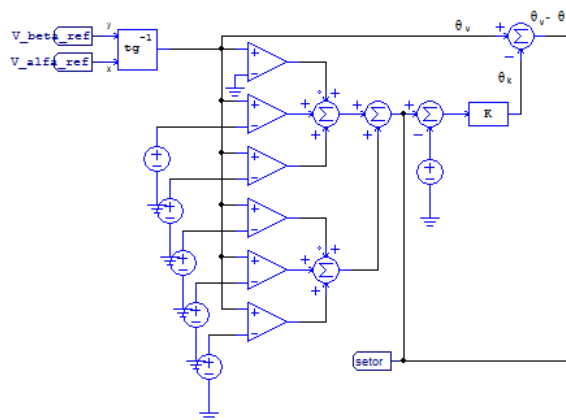


Figura 4.8: Esquema no PSIM para determinar o setor do vetor de tensão

Assim, uma vez determinado o setor, o vetor  $\vec{V}_s^*$  é projetado nos vetores adjacentes e são calculados os tempos  $t_k$ ,  $t_{k+1}$  e  $t_0$ . No PSIM, esta parte da modulação corresponde à figura 4.9.

$$t_k = \frac{3T_m|V_s|}{2V_{DC}} \left\{ \cos(\theta_v - \theta_k) - \frac{\sin(\theta_v - \theta_k)}{\sqrt{3}} \right\} \quad (4.13)$$

$$t_{k+1} = \frac{3T_m|V_s|}{V_{DC}} \frac{\sin(\theta_v - \theta_k)}{\sqrt{3}} \quad (4.14)$$

$$t_0 = T_m - t_k - t_{k+1} \quad (4.15)$$

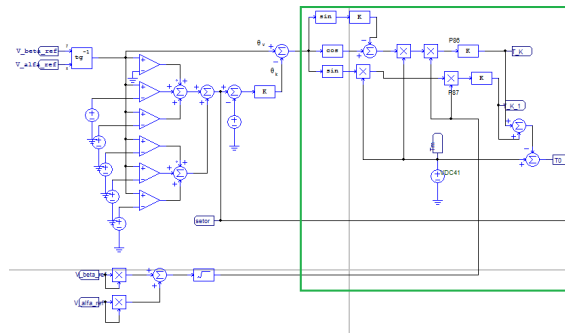


Figura 4.9: Esquema do PSIM onde são calculados os *duty cycles*

Por fim, é necessário gerar uma sequência de comutação. Existem várias sequências possíveis e a eficiência pode ser um critério de escolha, tentando reduzir-se o número de comutações e por consequência as perdas associadas às mesmas.

A sequência utilizada neste trabalho é ilustrada na figura 4.10, é composta por cinco segmentos e tem a vantagem de uma das fases do inversor permanecer constante (sem ser comutada) por dois setores. Isto reduz significativamente o número de comutações por exemplo em relação a outras sequências de sete segmentos. É usado apenas um vetor nulo,  $V_0$  ou  $V_7$ . Se for utilizado o vetor  $V_0=(0,0,0)$ :

- A componente da fase  $c$  de qualquer vetor gerado nos setores 1 e 2 é zero.
- A componente da fase  $a$  de qualquer vetor gerado nos setores 3 e 4 é zero.
- A componente da fase  $b$  de qualquer vetor gerado nos setores 5 e 6 é zero.

Do mesmo modo, considerando apenas o vetor  $V_7=(1,1,1)$ :

- A componente da fase  $a$  de qualquer vetor gerado nos setores 6 e 1 é um.
- A componente da fase  $b$  de qualquer vetor gerado nos setores 2 e 3 é um.
- A componente da fase  $c$  de qualquer vetor gerado nos setores 4 e 5 é um.

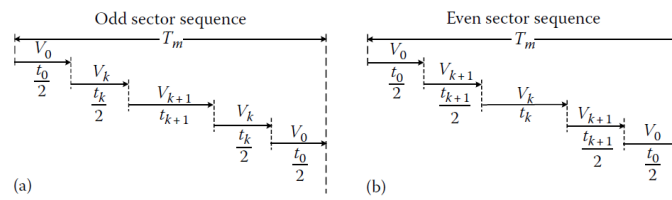


Figura 4.10: Sequência de SVM para: a) setor ímpar, b) setor par

A distinção que é feita na sequência entre setores pares e setores ímpares consiste numa troca do vetor ativo que é gerado em primeiro lugar, operação necessária para manter um padrão de pulso simétrico em relação a  $T_m$ .

A figura 4.11 mostra os blocos no PSIM que permitem determinar o segmento e gerar a sequência de comutação.

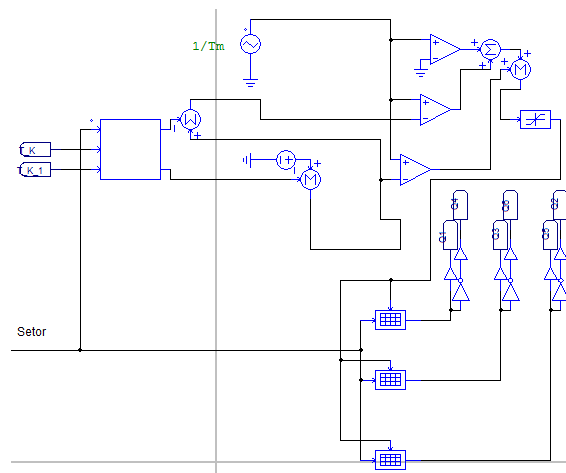


Figura 4.11: Esquema do PSIM para gerar sequência de comutação

Para o disparo dos transístores do inversor (Figura 4.12) é construída uma *look-up-table* para cada fase do inversor, sendo a sua saída o sinal digital de comando para um dos transístores de uma determinada fase e a sua saída negada é o sinal de comando para o outro transístor do mesmo braço. As entradas da tabela são o setor em que se encontra o vetor de tensão de referência e o segmento da sequência. Deste modo, encontram-se aqui representadas nas tabelas 4.2, 4.3 e 4.4 o sinal de comando para os transístores T1, T3 e T5 respetivamente.

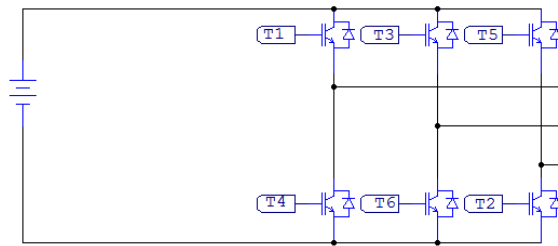


Figura 4.12: Inversor trifásico

Tabela 4.2: Tabela para o transístor T1

T1	Segmento 1	Segmento 2	Segmento 3	Segmento 4	Segmento 5
Setor 1	0	1	1	1	0
Setor 2	0	0	1	0	0
Setor 3	0	0	0	0	0
Setor 4	0	0	0	0	0
Setor 5	0	0	1	0	0
Setor 6	0	1	1	1	0

Tabela 4.3: Tabela para o transístor T3

T3	Segmento 1	Segmento 2	Segmento 3	Segmento 4	Segmento 5
Setor 1	0	0	1	0	0
Setor 2	0	1	1	1	0
Setor 3	0	1	1	1	0
Setor 4	0	0	1	0	0
Setor 5	0	0	0	0	0
Setor 6	0	0	0	0	0

Tabela 4.4: Tabela para o transístor T5

T5	Segmento 1	Segmento 2	Segmento 3	Segmento 4	Segmento 5
Setor 1	0	0	0	0	0
Setor 2	0	0	0	0	0
Setor 3	0	0	1	0	0
Setor 4	0	1	1	1	0
Setor 5	0	1	1	1	0
Setor 6	0	0	1	0	0

A figura 4.13 mostra o esquema de controlo em PSIM do SVM-DTC implementado.

O tempo de amostragem,  $T_s$ , é igual a  $1\mu s$  e o tempo total da modulação,  $T_m$  é igual a  $100\mu s$ . O barramento DC tem 400V de tensão.

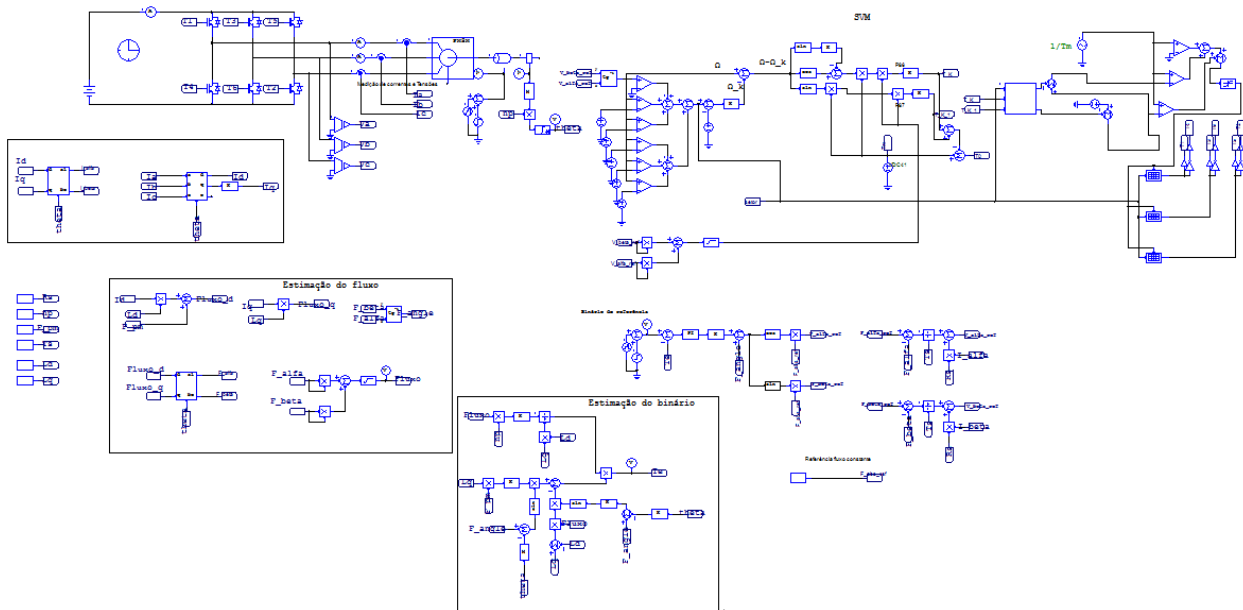


Figura 4.13: Esquema PSIM do controlo DTC-SVM implementado

### 4.3 Controlador

De entre os controladores mais utilizados destacam-se o PID (Proporcional-Integral-Derivativo) e suas variantes como o PI e o PD, a lógica difusa, as redes neuronais, entre outros.

Embora o PID seja largamente usado, normalmente não oferece um controlo ótimo. Isto deve-se ao facto de os seus parâmetros serem constantes e por isso não se adaptam às alterações que o sistema possa sofrer. Contudo, são bastantes atrativos por serem lineares e fáceis de implementar. O seu mecanismo consiste em, através de realimentação, minimizar o erro entre um valor de referência e uma saída do processo medida.

Para o controlo aqui implementado foi utilizado um PI para controlar o binário.

A função transferência de um controlador PI é dada por:

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT}\right) = K_p \frac{1 + sT}{sT} \quad (4.16)$$

onde  $K_p$  é o ganho proporcional e  $T$  a constante de tempo. O ganho integral  $K_i$  é dado por:

$$K_i = \frac{K_p}{T} \quad (4.17)$$

O esquema do PI é apresentado na figura 4.14.

O processo de afinação foi feito manualmente. Para se afinar o controlador, primeiro, aumenta-se apenas o ganho proporcional  $K_p$  até a saída oscilar, enquanto que  $K_i$  é igual a zero.  $K_p$  deverá então ser metade desse valor e só depois se afina o ganho integral.

O controlo foi feito com os valores  $K_p=0.01$  e  $T=0.1$ .

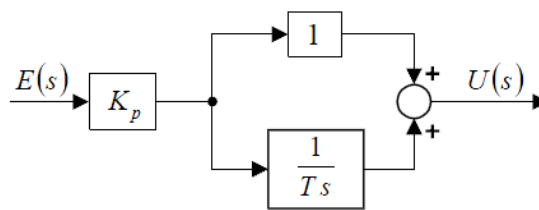


Figura 4.14: Diagrama de blocos do controlador PI

## 4.4 Análise de Resultados

Nesta secção são mostrados e discutidos os resultados obtidos nos vários testes realizados através de simulação, por forma a validar o método de controlo descrito nas secções anteriores. O *time step* usado nas simulações é  $1\mu s$  e o momento de inércia da carga é fixado em  $0.3\text{ kg.m}^2$ . De notar que a carga aplicada é sempre contrária ao sentido de rotação do motor.

A primeira simulação é explicada de seguida e na figura 4.15 são representados graficamente o binário de referência e o binário de carga. A simulação tem a duração de 0.8 segundos.

Inicialmente o veículo está no estado de repouso. É então dada uma referência de binário em rampa, a começar no valor 0 e que cresce até os 50 Nm, aos 0.3s. Dos 0.3s aos 0.5s permanece constante nos 50Nm, altura em que é aplicado um degrau de 30Nm e esta passa a 80Nm e assim continua até ao segundo 0.8, o fim da simulação. Por sua vez, o binário de carga mantém-se constante nos 15Nm desde o momento inicial 0 até aos 0.6s, altura em que é aplicado um grau de 35Nm (50Nm no total) até ao final da simulação.

Este percurso pretende simular o arranque do veículo numa superfície plana, em que o pedal do acelerador é pressionado de forma gradual e constante, seguido de uma pressão brusca no pedal, de forma a transmitir rapidamente binário às rodas. O momento em que o binário de carga aumenta em degrau pretende simular a entrada do veículo num plano inclinado. Uma representação gráfica deste percurso é vista na figura 4.15.

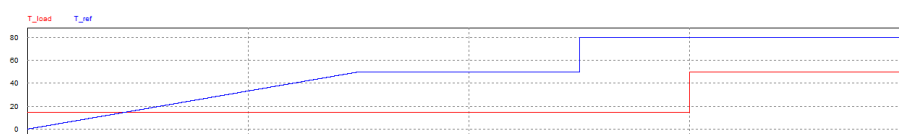


Figura 4.15: Referência de binário e binário de carga.

O resultado da simulação efetuada é mostrado na figura 4.16.

Os resultados mostram que o controlo implementado tem uma boa resposta dinâmica e o binário apresenta um baixo *ripple* (figura 4.17).

É fácil observar que quando a referência do binário aumentou, enquanto que a carga se manteve igual, a aceleração do motor aumentou. Do mesmo modo, quando a seguir a referência de binário permaneceu constante e o binário de carga aumentou, a aceleração voltou a abrandar.

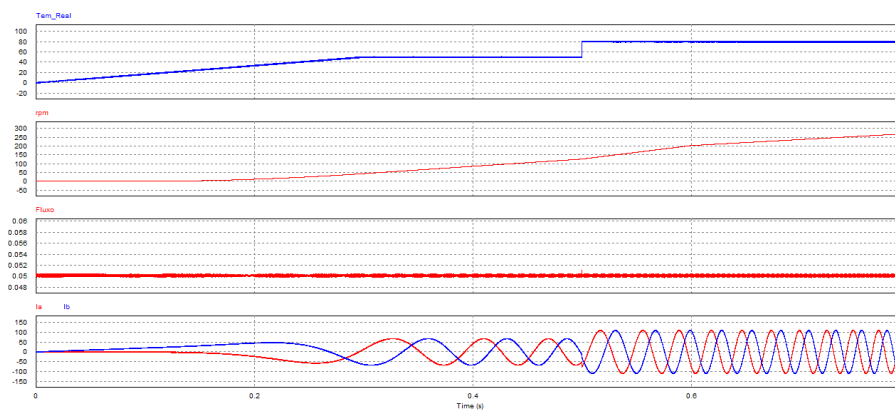


Figura 4.16: Resposta ao arranque do veículo.

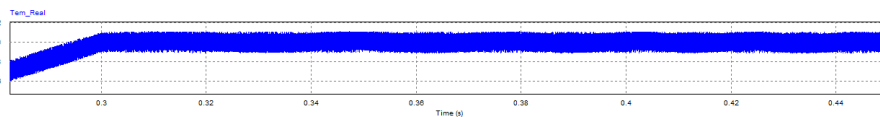


Figura 4.17: Pormenor do *ripple* do binário

É possível verificar também que apenas ao fim de um certo tempo o binário do motor é maior que o binário de carga sem, no entanto, começar imediatamente a rodar, mas somente depois de a inércia do sistema ser vencida, o que tarda uns breves instantes.

Na figura 4.18 está presente o resultado de uma simulação realizada, em que é dada uma referência negativa ao binário.

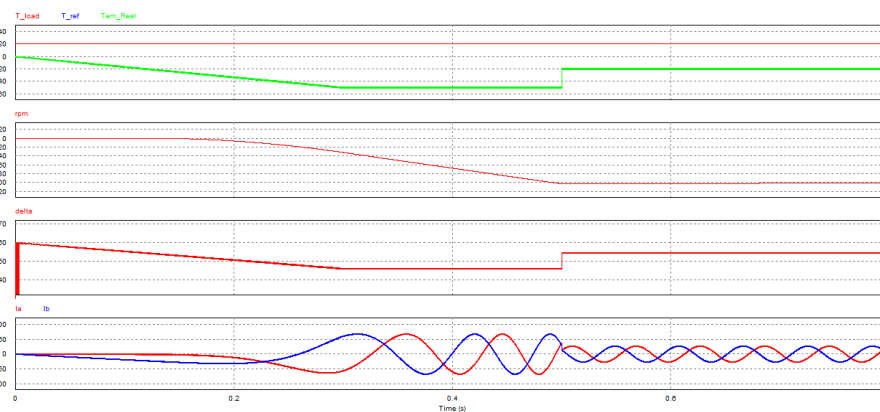


Figura 4.18: Resultado de simulação para carga constante e referência de binário negativa

Este teste simula o funcionamento do motor no sentido inverso. O binário de referência aumenta em rampa de 0 até -50Nm e ao segundo 0.5 passa em degrau para -20.

Como se pode ver no gráfico, uma vez vencida a inércia do sistema, o veículo sai do estado inicial de repouso e a velocidade do motor aumenta no sentido inverso de rotação, o que corres-

ponde à troca de duas das três fases do motor. O facto de o binário e a velocidade terem o mesmo sinal indica que o binário produzido é no sentido do movimento. Neste intervalo em que o binário aumenta com sinal negativo, também o ângulo de binário  $\delta$  (*delta*) aumenta negativamente, isto é, com o vetor fluxo do entreferro atrasado em relação ao vetor fluxo do rotor.

Aos 0.5 segundos o binário passa em degrau de -50Nm para -20Nm, o que corresponde a uma redução da pressão no acelerador, ao mesmo tempo que se vê no gráfico o ângulo de binário diminuir em módulo. Como o binário produzido passa a ter o mesmo valor do binário de carga (com sentidos opostos) a velocidade estabiliza.

Na próxima simulação (figura 4.19) testa-se a máquina a regenerar energia, ou seja, a trabalhar como gerador.

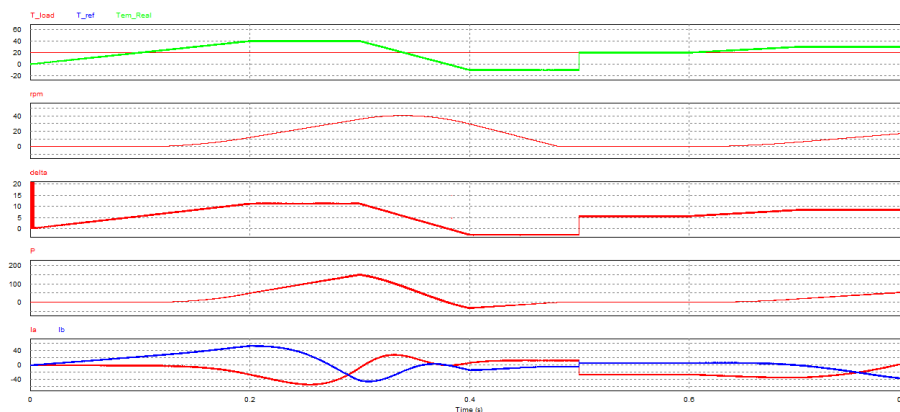


Figura 4.19: Simulação para operação como motor e como gerador

Primeiro é dado um binário de referência positivo e a velocidade aumenta. Seguidamente, uma referência de binário em rampa com sinal oposto ao movimento é dada ao controlador até o motor parar. É novamente depois dada uma referência positiva e o motor volta a acelerar no mesmo sentido. Nos intervalos em que a referência de binário aumenta,  $\delta$  também aumenta, com o vetor fluxo do entreferro avançado em relação ao vetor fluxo do rotor. Quando o binário é negativo,  $\delta$  também é negativo, com o vetor fluxo do entreferro atrasado em relação ao vetor fluxo do rotor.

A curva da potência  $P$  mostra que quando o binário produzido passa a ter sinal oposto ao sentido de rotação do motor, há uma mudança de sinal da potência indicando uma mudança na direção do fluxo de potência. Neste momento a velocidade decresce e o motor passa a trabalhar como gerador. Esta operação é designada travagem regenerativa.



# Capítulo 5

## Conclusões

### 5.1 Conclusões da Dissertação

Nesta dissertação, foi feita a implementação de um controle para um motor síncrono de ímanes permanentes, com o intuito de integrar um veículo elétrico. O trabalho teve várias fases, desde o estudo inicial realizado até às simulações, cujos resultados são aqui analisados e discutidos.

Inicialmente foi efetuado um estudo sobre os diversos componentes envolvidos na tração elétrica de um veículo. Foi discutido brevemente as arquiteturas principais que um veículo híbrido pode assumir. Um estudo comparativo entre as diversas máquinas elétricas foi feito, tendo-se concluído que o motor síncrono de ímanes permanentes seria a melhor opção para ser usada neste trabalho por apresentar uma série de características que são fundamentais num veículo elétrico tais como grande densidade de potência e rendimento elevado. Foram analisados vários tipos de conversores de potência, onde também foi discutida a importância da utilização do conversor CC-CC entre a bateria e o inversor. Ainda no capítulo 2 são descritas as duas principais estratégias de controle: o FOC e o DTC. Foi escolhido uma variante melhorada do DTC, o DTC-SVM, por apresentar excelente resposta dinâmica de binário, ao mesmo tempo que apresenta também baixo *ripple* de binário e fluxo e robustez às variações dos parâmetros do motor.

No capítulo *Modelização do Sistema*, primeiro são revistos os vários tipos de máquinas síncronas de ímanes permanentes, tendo em conta as configurações do rotor e a direção da magnetização. Em seguida, é analisado o modelo dinâmico do motor, por forma a perceber o seu princípio de funcionamento e como pode ser potencialmente controlado. São descritas as equações matemáticas que permitem analisar a máquina nos referenciais estático  $\alpha\text{-}\beta$  e rotativo  $d\text{-}q$ . No final do capítulo é referido qual o motor utilizado e são expostos os seus parâmetros e valores nominais.

O capítulo *Controlo do Sistema* começa por descrever o DTC e seguidamente o DTC-SVM, que é um melhoramento do primeiro e é a estratégia de controle aqui utilizada. O controle foi feito para uma referência de fluxo constante, variando-se o ângulo de binário  $\delta$  para controlar o binário. Posteriormente, duas técnicas de modulação para gerar um vetor de tensão foram descritas: o PWM sinusoidal e o SVM. Em seguida, foi brevemente explicado o princípio de funcionamento do controlador PI e como determinar os ganhos proporcional  $K_p$  e integral  $K_i$ . Neste projeto é

feito uso de apenas um PI, utilizado para controlar o binário. Por último, ainda neste capítulo, o sistema é validado através de simulação, onde são feitos vários testes para diferentes condições de operação. Os resultados mostram uma resposta rápida do binário e com um baixo *ripple*. A travagem regenerativa também é objeto de estudo da simulação, onde se observa uma mudança no sinal quando o motor está a travar, ou seja, uma mudança na direção do fluxo de potência quando a máquina está a funcionar como gerador.

Embora esta dissertação se fique pela simulação e não tenha sido implementado um protótipo que permita validar em laboratório os resultados obtidos, os testes efetuados em ambiente de simulação abordaram inúmeras situações potencialmente reais com bons resultados obtidos.

O trabalho realizado permitiu, sobretudo, consolidar conhecimentos na área da eletrónica de potência e do controlo de movimento.

## 5.2 Futuros Desenvolvimentos

Algumas sugestões para melhorar e completar o trabalho realizado são:

- Fazer um controlo em malha fechada do binário e do fluxo, em vez de existir só a malha do binário. Assim, o vetor tensão seria dado pelas saídas dos controladores e não por diferenciação do erro do fluxo.
- Implementar um controlo *sensorless* de modo a reduzir custos.
- Implementar o algoritmo aqui apresentado numa plataforma de controlo e montar o *hardware* necessário para se testar o protótipo em laboratório.

# Referências

- [1] C. C. Chan. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Vol. 90, No. 2*, Fevereiro 2002.
- [2] Simon Round Zhenyue Hong, Richard Duke. A resonant dc link inverter for an electric vehicle.
- [3] J. David Irwin Bogdan M. Wilamowski. *Power Electronics and Motor Drives*. Taylor and Francis Group, second edition edição, 2011.
- [4] Ali Emadi Mehrdad Ehsani, Yimin Gao. *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*. Taylor and Francis Group, second edition edição, 2010.
- [5] Boel Ekergård Sandra Eriksson Senad Ferhatovic Rafael Waters Juan de Santiago, Hans Bernhoff. Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review. *TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 61, NO. 2*, Fevereiro 2012.
- [6] Matthias Felden Thomas Finken e Kay Hameyer. Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles. *INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES*, 2008.
- [7] Nasser Hashernnia e Behzad Asaei. Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles. *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*, Setembro 2008.
- [8] Ayman M. El-Refai. Motors/generators for traction/propulsion applications. *EEE vehicular technology magazine*, Março 2013.
- [9] K. T. Chau C. C. Chan. An overview of power electronics in electric vehicles. *TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 44*, Fevereiro 1997.
- [10] Zhao Feng Guo Xinhua Zhang Xuhui, Xuhui Wen. A new control strategy for bi-directional dc-dc converter in electric vehicle. *Graduate University of Chinese Academy of Sciences*, Agosto 2011.
- [11] IEEE Jorge O. Estima, Student Member e A. J. Marques Cardoso. Performance analysis of a pmsm drive for hybrid electric vehicles. *XIX International Conference on Electrical Machines*, Setembro 2010.
- [12] R. Krishnan. *Electric Motor Drives - Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.
- [13] Adriano S. Carvalho Carlos A. Martins. Technological trends in induction motor electrical drives. *IEEE Porto Power Tech Conference*, Setembro 2001.

- [14] Yu Qiang Liu Jiangyu Li Yaohua, Ma Jian. A novel direct torque control permanent magnet synchronous motor drive used in electrical vehicle. *International Journal of Power Electronics and Drive System*, Dezembro 2011.
- [15] Ming Tham. Traction control in electric vehicles, Julho 2012.
- [16] Yanru Zhong Yanping Xu. Speed sensorless direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor drive based on space vector modulation. *International Conference on Electrical and Control Engineering*, 2010.
- [17] N. Essounbouli L. Mokrani A. Ameer, B. Mokhtari. Speed sensorless direct torque control of a pmsm drive using space vector modulation based mras and stator resistance estimator. 2012.