

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Formula Student- Sistema de Tração

Jorge Miguel dos Santos Pinto

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Armando Luís Sousa Araújo (Prof. Doutor)

20 de Fevereiro de 2014

A Dissertação intitulada

“Formula Student- Sistema de Tracção”

foi aprovada em provas realizadas em 17-02-2014

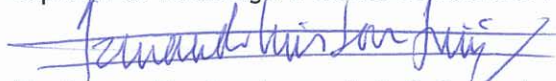
o júri



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

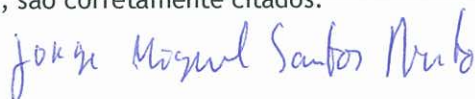


Professor Doutor Paulo Jorge Campos Costa
Professor Adjunto do Departamento de Ciências Básicas e da Computação da Escola
Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Viana do Castelo



Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

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 - Jorge Miguel Santos Pinto

Resumo

A competição *Formula Student* tem, entre outros, o objetivo de motivar os estudantes para um percurso profissional na indústria automóvel. Como tal, e dada a atual tendência de crescimento dos veículos de motorização elétrica no seio desta indústria, é natural que tenha surgido nesta competição uma classe dedicada aos veículos elétricos. Estes, ao mostrarem os seus elevados desempenhos, competem atualmente diretamente contra veículos de combustão interna.

A utilização de motorização elétrica em veículos, acarreta inúmeras vantagens face aos veículos providos de motores de combustão interna, nomeadamente, a possibilidade inerente aos motores elétricos de produzirem o binário máximo a partir do repouso, os seus tempos de resposta reduzidos, a possibilidade de regenerar a energia produzida durante a travagem, o controlo independente de cada roda e consumo (indireto) de energia disponível em fontes renováveis.

Estas vantagens resultam, no entanto, num aumento da complexidade dos sistemas de controlo, havendo a necessidade de introdução de controladores de diversas camadas tais como: o controlo de binário do motor, o controlo de estabilidade, sistemas anti-escorregamento e anti-bloqueio da roda, etc.

Assim, o objeto da presente dissertação é o de apresentar soluções para os controladores mencionados anteriormente perspetivando uma maximização do desempenho do veículo na competição. Os controladores serão apresentados da camada mais baixa (controlo de binário do motor) para a camada mais alta (controlo de tração anti-deslizamento, anti-bloqueio), onde serão justificados e validados os modelos usados para o desenho dos mesmos, assim como uma avaliação do índice de desempenho de cada um, recorrendo aos *softwares*: *Matlab/Simulink*[®], *CarSim*[®] e *PSIM*[®].

Abstract

The Formula Student competition has as its main goal to encourage young students to take up careers in the automotive industry, with that said, and because recently, there is a growing tendency to adopt the electric vehicles as the core of the mentioned industry, it's natural that has been created a class deidcated to electric vehicles. Those has shown excelent performance levels competing directly against internal combustion engine vehicles in the present.

The electric propulsion carries numerous advantages compared to internal combustion propulsion, in particular, the inherent possibility of producing the maximum torque at startup, fast response, ability to regenerate the energy produced during brake, independent wheel control and energy consumption (indirectly) available from renewable resources.

All those advantages demand an increase on the control system complexity, resulting in the necessity of introduce different level controllers such as motor drive controller, vehicle stability controller, anti- skid and anti-lock brake systems, etc.

The author's intent on this thesis is to study and propose solutions to the aforementioned drivers, targeting to maximize the vehicle performance in competition. The controllers will be presented from the lowest layer (motor torque control) to the highest layer (anti-slip, anti-lock braking), where in each a justification, validation and the models used for the developed design, will be presented. As a final stage an evaluation of the performance index of each is carried out thru the software: *Simulink*[®], *CarSim*[®] and *PSIM*[®].

Agradecimentos

Ao meu orientador e professor Armando Araújo pela oportunidade de desenvolver um tema que me fascina e me motivou para dar o meu máximo. Pela sua ajuda, orientação e por sempre me transmitir mensagens de calma e motivação nos momentos certos.

Ao meu pai, à minha mãe e aos meus irmãos pela oportunidade, paciência, crença e amor que sempre depositaram em mim.

À "Flhipa" por aturar o meu melhor e o meu pior sem nunca por isso, deixar-me de motivar e alentar para chegar mais longe.

Ao Ful que mais que um amigo é um irmão, por me ter mostrado ao longo da vida o significado do que é uma amizade e irmandade ímpares e pela partilha de inúmeros momentos marcantes que fazem de mim o que sou hoje.

À equipa de colegas, agora, amigos, da I002: Gusto, Daniel, Lolj, Picos, Carlos e Corrêa, por todo o apoio, companheirismo, motivação e ajuda que me proporcionaram.

Ao Sérgio pela co-orientação parcial, conselhos, disponibilidade e interesse prestado, fortalecendo os resultados do meu trabalho.

Aos professores Armando Araújo, Adriano Carvalho e Rui Esteves Araújo pelos conhecimentos transmitidos quando meus professores, que se revelaram com enorme importância na realização deste trabalho e por ajudarem-me a posicionar-me, enquanto estudante, num bom caminho.

Jorge Miguel Santos Pinto

*“(Every man should) plant a tree, have a child, and write a book.
These all live on after us, insuring a measure of immortality”*

Talmud and Jose Martí

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estrutura da Dissertação	3
2	Estado da Arte	5
2.1	Formula Student	5
2.1.1	Formula Student (UK)	6
2.1.1.1	Descrição das Provas	6
2.2	Arquitetura do EV	9
2.3	Modelo Dinâmico do Veículo	13
2.3.1	Forças Longitudinais de Translação	13
2.3.1.1	Resistência de Rolamento	13
2.3.1.2	Atrito Aerodinâmico	14
2.3.1.3	Força Devida ao Gradiente	14
2.3.2	Forças Longitudinais na Roda	14
2.4	Motores Elétricos	15
2.4.1	Motores DC	15
2.4.2	Motores de Indução	16
2.4.3	Motores de Relutância	16
2.4.4	Motores AC de Ímanes Permanentes	17
2.4.5	Comparação Qualitativa dos Tipos de Motores	17
2.5	Motor Síncrono de Ímanes Permanentes	18
2.6	Inversores	21
2.6.1	VSI de Dois Níveis	22
2.6.2	Modulação do VSI Trifásico	24
2.6.2.1	Modulação em Onda Quadrada	24
2.6.2.2	Modulação em PWM Sinusoidal	25
2.6.2.3	Modulação Vetorial	27
2.7	Métodos de Controlo para EM	30
2.7.1	FOC	31
2.7.2	DTC-SVM	32
2.8	Controladores de Tração	32
2.8.1	ABS e TCS	33
2.8.2	ESP	37
2.8.2.1	Controlo do <i>Yaw Rate</i>	38
2.8.2.2	Controlo do <i>Side Slip Angle</i> β	38
2.8.2.3	Controlo Misto do <i>Yaw Rate</i> e <i>Side Slip Angle</i>	39

3	Dinâmica do Veículo	41
3.1	Modelo Longitudinal do Veículo	41
3.1.1	Dimensionamento do Motor	42
3.1.2	Cálculo de Necessidades Energéticas	42
3.2	Modelo Longitudinal da Roda e Interação com a Estrada	44
3.3	Modelo Longitudinal do Veículo com a Roda	46
3.4	Modelo Planar do Veículo	49
4	Controlador do Motor	53
4.1	Modelo do Motor	53
4.1.1	Validação do Modelo do Motor	56
4.2	Controlo Vetorial	57
4.2.1	Ângulo de Binário a 90°	59
4.2.2	Binário Máximo por Corrente- MTPA	59
4.3	Arquitetura de Controlo	62
4.4	Modelação Vetorial- SVM	63
4.5	Resultados e Conclusões	64
5	Controladores ABS/TCS	67
5.1	Controlador ABS	67
5.1.1	<i>Flow Chart</i> ARBS	68
5.1.1.1	Resultados com o Modelo Longitudinal	71
5.1.2	<i>Sliding Mode</i> ARBS	73
5.1.2.1	Fundamentos de <i>Sliding Mode Control</i>	74
5.1.2.2	Projeto do SMC-ARBS	76
5.1.2.3	Resultados com o Modelo Longitudinal	79
5.1.3	Conclusões Parciais	81
5.2	Controlador TCS	82
5.2.1	Resultados com o Modelo Longitudinal	82
5.2.2	Conclusões Parciais	84
6	Dinâmica Lateral e Controlador ESP	87
6.1	Arquitetura da Camada de Tração e Estratégia de Alocação de Binários	87
6.1.1	Conclusões Parciais	89
6.2	Controlador ESP	89
6.3	Estratégia de Alocação de Binários e Arquitetura da Camada de Estabilidade	93
6.4	Conclusões Parciais	94
7	Conclusões e Trabalho Futuro	97
7.1	Satisfação dos Objectivos	97
7.2	Trabalho Futuro	98
A	Configuração do Veículo no CarSim	99
A.1	Parâmetros do modelo	99
B	Motor EMRAX 228	101
B.1	Cálculo de Parâmetros do motor	101
B.2	Folha de Características	101

C Travão Mecânico	105
C.1 Descrição do Travão Mecânico	105
Referências	109

Lista de Figuras

2.1	<i>Skid Pad Layout</i>	8
2.2	Arquitetura básica da cadeia de propulsão de um veículo elétrico (EV)	10
2.3	Configurações possíveis para o sistema de propulsão elétrica de um EV	11
2.4	Componentes constituintes da cadeia de tração	12
2.5	Representação das forças de translação longitudinais do veículo	13
2.6	Modelo da roda de um veículo	15
2.7	PMSM- classificação básica	19
2.8	Rotor e respetiva secção transversal (<i>v-shaped</i>), 4 pólos com gaiola	20
2.9	PMSM- classificação quanto à orientação dos ímanes e do campo magnético no rotor	20
2.10	PMSM- ímanes enterrados, <i>inset</i> e à superfície do rotor	20
2.11	Topologias do inversor	21
2.12	VSI- trifásico de dois níveis	22
2.13	VSI- estados de comutação para ponte <i>H</i>	23
2.14	VSI- tipos de modelação para o VSI em ponte <i>H</i>	24
2.15	VSI- exemplo de modulação em onda quadrada	25
2.16	VSI- exemplo de modulação SPWM	26
2.17	VSI- diagrama para modulação em SPWM bipolar	26
2.18	VSI- representação vetorial dos estados de comutação	27
2.19	VSI- pulsos do SVM com padrão de peso centrado	28
2.20	VSI- pulsos do SVM com padrão descontínuo	29
2.21	VSI- aproveitamento da tensão de barramento pelo SVM e SPWM	30
2.22	Principais métodos para o controlo do PMSM	30
2.23	Diagrama de blocos para o controlo rotor FOC	31
2.24	Diagrama de blocos para o controlo DTC-SVM	32
2.25	Tipos de controlo para o ABS/TCS	35
2.26	Tipos de controlo para o ESP	37
2.27	Arquitetura típica para o controlo do <i>yaw rate</i>	38
2.28	Arquitetura típica para o controlo misto do <i>yaw rate</i> e <i>side slip angle</i>	39
3.1	Arquitetura do modelo do veículo usado para dimensionamento do motor	41
3.2	Arquitetura do modelo usado para cálculo da necessidade energética	43
3.3	Modelo do condutor	43
3.4	Validação do modelo do condutor	44
3.5	Curvas representativas do coeficiente de fricção em função do <i>Slip rate</i>	45
3.6	Modelo da roda	46
3.7	Modelo longitudinal do veículo com roda	47
3.8	Validação do modelo longitudinal do veículo	48

3.9	Modelo completo com 6 DOF	49
3.10	Modelo planar do veículo	50
3.11	Modelo planar modelado em <i>Matlab/Simulink</i> [®]	51
4.1	Referenciais aplicados na modelação do motor elétrico (EM)	54
4.2	Circuito equivalente no referencial do rotor	55
4.3	Diagrama vetorial do motor com ímanes enterrados (IPM) num dado ponto de funcionamento em regime permanente	56
4.4	Circuito equivalente no referencial do rotor	57
4.5	Diagrama vetorial de um IPM e respetivos ângulos de binário no plano dq	58
4.6	Diagrama vetorial de um IPM e respetivos ângulos de binário no plano dq e $\alpha\beta$	59
4.7	Controlo pelo método de ângulo de binário a 90°	60
4.8	Trajectoria de máximo binário por ampere (MTPA) no plano dq	61
4.9	Controlo pelo método MTPA	61
4.10	Arquitetura de controlo por orientação de campo (FOC)	62
4.11	Circuito de potência	62
4.12	modulação vetorial (SVM)- Modelação do padrão descontínuo	64
4.13	Resultados obtidos para o teste do controlo do motor por ângulo de binário a 90° e MTPA	65
5.1	Fluxograma do algoritmo de controlo sistema de travagem regenerativa anti-bloqueio (ARBS)	69
5.2	Modelo para simulação do FC-ARBS	71
5.3	Resultados do teste T3 do controlador FC-ARBS	72
5.4	Resultados do teste T3 do controlador FC-ARBS com malha adaptativa	73
5.5	Caso exemplo de uma massa sujeita a forças desconhecidas	74
5.6	Convergência da variável objetivo para a superfície de deslizamento	75
5.7	Efeito do <i>chattering</i> sobre a superfície de deslizamento e na variável de controlo	79
5.8	Resultados do teste T3 do controlador SMC-ARBS	80
5.9	Resultados do teste T3 do controlador ISMC-ARBS	81
5.10	Resultados do teste T1 do controlador SMC/ISMC-TCS	83
5.11	Resultados do teste T3 do controlador SMC/ISMC-ARBS	84
5.12	Resultados dos testes T1 e T3 do controlador HSMC-ARBS	85
6.1	Arquitetura do sistema ABS/TCS e interligação com camada inferior	88
6.2	Estratégia de alocação de binários para o movimento longitudinal	88
6.3	Resultado do teste <i>Split-μ</i> a 65 Km/h	89
6.4	Arquitetura Global do sistema	93
6.5	Fluxograma de alocação de binários para o ESP	94
6.6	Resultado do teste DLC a 100 Km/h	94
A.1	Parâmetros aplicados ao modelo do veículo do <i>CarSim</i> [®]	99
B.1	Folha de características do motor EMRAX 228	102
B.2	Curvas de potência-velocidade-binário	103
B.3	Regiões de eficiência	103
C.1	Coefficientes de fricção para diferentes tipos de travão	105
C.2	Coefficientes de fricção para diferentes tipos de travão	106

Lista de Tabelas

2.1	Descrição de Eventos Estáticos	7
2.2	Pontuação dos Eventos Dinâmicos	7
2.3	Restrições para as Provas	9
2.4	Análise qualitativa dos tipos de motor	17
3.1	Resultados obtidos para o dimensionamento do motor com $GR = 1/4$	42
3.2	Parâmetros típicos para o cálculo do coeficiente de fricção	45
4.1	Resumo do teste binário-velocidade	56
5.1	Ganhos aplicáveis ao algoritmo FC ARBS	70
5.2	Testes realizados para testar o FC-ARBS	72
5.3	Resultados para os testes do FC-ARBS	73
5.4	Resultados para os testes do FC-ARBS	80
A.1	Parâmetros relativos ao modelo da roda e forças de atrito do veículo	100

Abreviaturas e Símbolos

Abreviaturas:

ABS	<i>Anti-lock Brake System</i>
AC	<i>Alternate Current</i>
ARBS	<i>Anti-lock Regenerative Brake System</i>
ASC	<i>Anti-Skid Control</i>
bEMF	<i>back Electromotive Force</i>
BLDC	<i>Brushless DC motor</i>
CG	<i>Center of Gravity</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DOF	<i>Degrees of Freedom</i>
DTC	<i>Direct Toque Control</i>
DTC-SVM	<i>Direct Toque Control- Space Vector Modulation</i>
EM	<i>Electric Motor</i>
ESP	<i>Electronic Stability Program</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
FS	<i>Formula Student (UK)</i>
FC	<i>Flow Chart</i>
FC-ARBS	<i>Flow Chart- Anti Lock Regenerative System</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
ICE	<i>Internal Combustion Engine</i>
ICEV	<i>Internal Combustion Engine Vehicle</i>
IGBT	<i>Insolated- Gate Bipolar Transistor</i>
IM	<i>Induction Motor</i>
IPM	<i>Interior Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
ISMC-ARBS	<i>Integral Sliding Mode Control- Anti Lock Regenerative System</i>
ISMC-TCS	<i>Integral Sliding Mode Control- Traction Control System</i>
IVDC	<i>Integrated Vehicle Dynamics Control</i>
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
LUT	<i>Lookup Table</i>
MTPA	<i>Maximum Torque per Ampere</i>

MTPV	<i>Maximum Torque per Voltage</i>
PMDC	<i>Permanent Magnet DC motor</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
SMC	<i>Sliding Mode Controller</i>
SMC-ARBS	<i>Sliding Mode Control- Anti Lock Regenerative System</i>
SMC-TCS	<i>Sliding Mode Control- Traction Control System</i>
SPM	<i>Surface Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SRM	<i>Switched Reluctance Motor</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
TCS	<i>Traction Control System</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
YRC	<i>Yaw-rate Control</i>
2WD	<i>Two-Wheels Driven</i>
4WD	<i>Four-Wheels Driven</i>
4WS	<i>4-Wheel Steering</i>

Símbolos:

(x, y, z)	Versores no CG do veículo para as grandezas longitudinal, lateral ou vertical, respetivamente
(l, s)	Versores no CG da roda para as grandezas longitudinal ou lateral, respetivamente
(f, r)	Índices para identificação longitudinal do eixo frontal ou traseiro, respetivamente
(l, r)	Índices para identificação da roda, num determinado eixo, esquerda ou direita, respetivamente
F_{aero}	Força de atrito aerodinâmico
F_{grad}	Força provocada pelo gradiente
F_{rr}	Força de atrito de rolamento
F_{ijk}	Forças com orientação i , no eixo j , do lado k
F_t	Força gerada pelo binário
g	Aceleração gravítica
h	Altura do CG do veículo
I_i	Momento de inércia em i ou amplitude da corrente i
l_f	Distância do eixo frontal ao CG do veículo
l_r	Distância do eixo traseiro ao CG do veículo
l_s	Comprimento do eixo
M	Massa total do veículo
R	Raio
T_e	Binário produzido pelo EM
T_l	Binário de carga ou resistente
V_i	Velocidade com orientação i ou amplitude da tensão i
β	<i>Side slip angle</i>
λ	<i>Slip rate</i>
μ	Coefficiente de fricção da superfície/pavimento
μ_{rr}	Coefficiente de atrito de rolamento
ω	Velocidade angular
ψ	<i>Yaw</i>
$\dot{\psi}$	<i>Yaw rate</i>

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo são apresentados a motivação e os objetivos pretendidos com a realização do presente tema de dissertação. O capítulo inicia com as principais motivações da tese, continua com a descrição dos principais objetivos a atingir e termina com a descrição da estrutura do documento.

1.1 Motivação

Atualmente o motor de combustão interna, usado em veículos para transporte de cargas e pessoas, é uma das principais fontes de poluição urbana. De acordo com os valores publicados pela agência de proteção ambiental dos estados unidos (EPA) [1], o veículo de combustão interna (ICEV) convencional é atualmente responsável por 40-50 % da destruição da camada do ozono e da emissão de 80-90 % de monóxido carbono e de 50-60 % das toxinas no ar encontradas em várias áreas urbanas.

Para além da poluição do ar, outras desvantagens, dos veículos movidos por motores térmicos, são o baixo rendimento associado ao uso de combustíveis fósseis nestas máquinas, bem como a própria necessidade de recorrer a estes combustíveis, que são fontes limitadas de energia e de regeneração muito reduzida.

Estes factos têm motivado o estudo de outras soluções de motorização, menos poluentes e mais eficientes, nomeadamente as baseadas em sistemas de propulsão híbridos e/ou puramente elétricos.

Note-se que, de acordo com [1-3] o EV foi inventado em 1834, sendo a sua produção explorada, até ao final do século XIX, em países como a Grã-Bretanha, França e EUA. Devido principalmente às limitações associadas à capacidade das baterias, que limitavam a autonomia destes veículos, ao incremento de vias de comunicação, e ao excelente desempenho dos motores térmicos neste aspeto, os EV acabaram por desaparecer por volta de 1930 [4].

Os EV reaparecem no início dos anos 70, devido à crise energética sendo a principal questão, à época, "*Can EV do the job in our modern society?*" [5].

O desenvolvimento dos EV ao longo dos últimos anos respondeu afirmativamente a esta questão. De facto têm sido desenvolvidos veículos elétricos, desde os anos 90, capazes de funcionar

sem qualquer tipo de falhas elétricas de componentes críticos, provando desta forma que o EV consegue desempenhar a sua função, tendo como única limitação as distâncias que consegue percorrer e que são, neste momento, impostas pela capacidade das baterias.

Num mundo em que as preocupações com a proteção do ambiente e a conservação de energia têm vindo a crescer, a investigação e desenvolvimento de tecnologia associada aos EV tem tomado um passo acelerado para que tal tecnologia supere os problemas ainda existentes, nomeadamente, o aumento da densidade energética associada ao seu sistema de alimentação.

A nível ambiental os EV são livres de emissões podendo recorrer a energias renováveis, assim como usa-las de forma mais eficiente uma vez que a eficiência global dos EV comparada com a dos ICEV é consideravelmente superior. Desta forma podemos concluir que os EV têm todo o potencial para terem um impacto positivo no consumo de energia, na melhoria do meio ambiente, na segurança, na promoção da tecnologia, no desenvolvimento económico, bem como na criação de novas indústrias.

1.2 Objetivos

Do exposto, os objetivos da presente dissertação prendem-se com o projeto do sistema de propulsão de um EV, para participação na competição *Formula Student*. Assim os aspetos a explorar e otimizar, de forma a conseguir o melhor desempenho na referida competição, são os seguintes:

- 1 Analisar e modelar a dinâmica do veículo, em ambiente *Matlab/Simulink*[®], com base nas regras e restrições da prova, de forma a determinar os requisitos de desempenho do sistema de propulsão que nos permita otimizar a escolha de uma das várias topologias de motorização possíveis (motor único, múltiplos motores, utilização ou não de caixa de velocidades, etc.).
- 2 Escolher e testar a metodologia de controlo que permita, para a topologia escolhida, a otimização do desempenho em termos de eficiência e fiabilidade.
- 3 Projetar os controladores de tração de modo a maximizar o desempenho do veículo durante o movimento longitudinal.
- 4 Projetar o controlador de estabilidade que garanta a estabilidade do veículo durante o movimento de curvatura.
- 5 Simular, em ambiente *Matlab/Simulink*[®], os controladores projetados.
- 6 Validar as simulações obtidas recorrendo ao *software CarSim*[®].
- 7 Analisar e comentar os resultados.

Na prossecução destes objetivos foram considerados como fatores e índices de maior relevância: a eficiência, a simplicidade e o custo. Como tal, as decisões terão como base um *trade-off* destes três atributos.

1.3 Estrutura da Dissertação

Assim, a presente dissertação aborda os diversos aspetos do problema associado ao tema em questão: o estudo da competição, a topologia do sistema de propulsão e de controlo de tração, os motores, conversores, métodos de controlo, bem como a respetiva modelação. Apresenta-se para cada subsistema a solução, ou soluções, encontradas acompanhadas de resultados que comprovam o bom desempenho das mesmas em ambiente de simulação.

Deste modo a dissertação foi estruturada nos seguintes capítulos:

- Capítulo 1- Contextualização do tema, motivação, objetivos e organização do documento. Este capítulo introduz o âmbito da presente dissertação, a motivação no tema e na realização da mesma, concluindo com a presente estruturação do documento.
- Capítulo 2- Revisão bibliográfica relativamente à cadeia de propulsão, aos controlos de tração longitudinal e controlos de estabilidade lateral. Nesta parte apresenta-se o estudo bibliográfico realizado, de forma a possibilitar o conhecimento geral do funcionamento do sistema e subsistemas constituintes do problema abordado, permitindo desenvolver uma resposta devidamente enquadrada com sistemas similares.
- Capítulo 3- Desenvolvimento dos modelos relativos à dinâmica do veículo. Modelos de dimensionamento do motor e cálculo de necessidades energéticas. Este capítulo mostra os vários modelos desenvolvidos para a dinâmica do veículo, de forma a auxiliar o projeto dos vários controladores, suportados pelas respetivas validações. Como tal os modelos variam ao longo do capítulo, estando organizados por ordem crescente de complexidade. São também apresentados os modelos e as condições aplicadas, para o dimensionamento do binário e potência do motor, assim como é apresentado um modelo para o cálculo das necessidades energéticas do sistema de propulsão.
- Capítulo 4- Modelo do motor e desenho da *drive* do mesmo. Esta parte ilustra o modelo matemático assumido para o motor em análise e a respetiva validação. Continua com a descrição das abordagens escolhidas para o controlo do motor, concluindo com a seleção do método considerado mais eficiente com base nos resultados obtidos.
- Capítulo 5- Controladores ABS/TCS. O capítulo inicia com a descrição e comparação de duas abordagens distintas para o controlo ABS:
 - Controlo ABS baseado em *Flow chart*
 - Controlo ABS baseado em *Sliding mode control*

Ambas usam o modelo longitudinal, desenvolvido no capítulo 3, e o seu desempenho é comparado, por simulação, em ambiente *Matlab/Simulink*[®]. Esta comparação é usada para selecionar a melhor abordagem para o desenvolvimento do TCS, já que este rege-se pelo mesmo princípio de funcionamento. Assim, o capítulo prossegue com a validação do controlador TCS seguindo os princípios já apresentados. Prossegue-se com a integração dos

controladores desenvolvidos, em ambas as rodas tratoras, no modelo planar do veículo. Para tal, é adicionado um algoritmo de alocação de binários, que permite a coordenação de ambos os controladores. Finalmente, é apresentada a arquitetura funcional do sistema e os resultados obtidos por simulação através do *CarSim*[®].

- Capítulo 6- Controlador ESP. Aqui é apresentado o desenvolvimento do controlador ESP, de forma a permitir estabilidade dinâmica durante o movimento em curvatura do veículo. O capítulo finaliza com a atualização da arquitetura global do sistema (por integração deste subsistema) e com a apresentação dos resultados obtidos para um teste *standard* no simulador *CarSim*[®].
- Capítulo 7- Conclusões e trabalho futuro. Finalmente terminamos com uma discussão sobre os resultados globais obtidos, enunciando de forma resumida, as conclusões mais relevantes do trabalho desenvolvido na presente dissertação. Por último, de forma a complementar o trabalho realizado, o autor sugere o trabalho futuro que permita o aperfeiçoamento do sistema proposto.

Capítulo 2

Estado da Arte

Neste capítulo é realizada a revisão bibliográfica da presente dissertação, bem como uma visão geral das tecnologias envolvidas nos diferentes sistemas e subsistemas que constituem o estudo.

Assim, numa primeira parte aborda-se a competição e os seus aspetos mais relevantes. O capítulo continua com a descrição das diferentes topologias da cadeia de propulsão e do conjunto associado ao controlador do motor (*drive*, inversor e o próprio motor). Finalmente apresentam-se os sistemas de tração e de estabilidade do veículo, mais atuais.

2.1 Formula Student

A *Society of Automotive Engineers* (SAE) iniciou o programa Formula SAE nos EUA [6]. Este programa pretende promover a investigação e desenvolvimento automóvel no seio dos estudantes, bem como iniciar a sua preparação como futuros engenheiros associados a esta indústria. Deste modo esta competição usa uma empresa virtual, criada pelos estudantes, que terá como objetivo a construção de um carro de competição. A competição envolve todos as vertentes inerentes à criação deste produto: gestão e finanças, promoção, investigação, desenvolvimento, *design*, produção e teste. Atualmente a competição expandiu-se incluindo um maior número de provas o que levou ao surgimento de novos programas como parte do programa oficial Formula SAE tais como:

- *Formula SAE Australasia*
- *Formula SAE Brazil*
- *Formula SAE Italy*
- *Formula Student (UK)*
- *Formula Student Germany*
- *Formula SAE Japan*

No seguimento iremos apresentar os aspetos associados à prova *Formula Student (UK)* (FS), uma vez que será aquela que iremos usar como base na presente dissertação.

2.1.1 Formula Student (UK)

O resumo histórico do FS, de acordo com [7], tem como principais referências os marcos descritos de seguida.

- Em 1981 deu-se o início do programa Formula SAE nos EUA.
- Em 1998 realizou-se o primeiro evento de treino no Wiggan (localização de das pistas de treinos no Reino Unido), aberto para todas as equipas cuja construção dos veículos estava finalizada e que pretendiam testar os mesmos em pista, antes do evento principal em Julho desse ano.
- Em 2005, de modo a que o nível da competição pudesse aumentar, foram criados novas provas, bem como classes de formação, na tentativa de melhorar o desempenho das equipas.
- Em Julho de 2007 as provas dinâmicas são realizadas pela primeira vez na famosa pista de *Silverstone*, permitindo aos participantes usufruir das *pit garages* usadas pelas equipas do *Grand Prix*.
- Em 2008 a classe 1A foi inserida na prova, de forma a promover carros com baixas, ou sem, emissões de CO_2 .
- Em 2012 as classes 1A e 1 são fundidas, passando estas competições, entre carros de baixas emissões e carros da classe normal, a serem realizadas numa só categoria.

2.1.1.1 Descrição das Provas

A estrutura da competição FS está dividida em dois eventos e respetivas provas como descrito de seguida.

Eventos Estáticos. Os eventos estáticos estão divididos nas seguintes provas:

- *Design, Cost and Sustainability, and Business*
- *Presentation Judging*
- *Technical and Safety Scrutineering*
- *Tilt Test*
- *Brake and Noise Test*

Eventos Dinâmicos. Os eventos dinâmicos são constituídos da seguinte forma:

- *Skid Pad*
- *Acceleration*
- *Fuel Economy*

- *Sprint*
- *Endurance*

Como na presente dissertação se pretende modelar os controladores de tração, iremos apenas apresentar os provas onde tal é relevante.

As provas do FS seguem a descrição do Formula SAE. A tabela 2.1 apresenta as pontuações associadas a todas as provas estáticas do evento, bem como uma breve descrição das mesmas.

A tabela 2.2, ilustra a pontuação, para todas as provas dinâmicas.

Tabela 2.1: Descrição de Eventos Estáticos

Eventos Estáticos	Pontos	Descrição
<i>Technical Inspection</i>	N/A	Tem como objetivo determinar se o veículo cumpre todas as regras do Formula SAE.
<i>Presentation</i>	75	Avalia a forma como é apresentado o projeto e o conhecimento global sobre o mesmo por parte de todos os elementos constituintes da equipa.
<i>Cost and Manufacturing</i>	100	Pretende avaliar através de um sistema de pontuação tabelado, a boa escolha dos diversos componentes de acordo com o seu custo, assim como a viabilidade de produção em massa do veículo.
<i>Design</i>	150	Nesta prova é avaliada a ideia e os conceitos associados a todas as partes desenvolvidas pela equipa de acordo com as boas práticas de engenharia.
Total	325	

Tabela 2.2: Pontuação dos Eventos Dinâmicos

Eventos Dinâmicos	Pontuação
<i>Skid Pad</i>	50
<i>Acceleration</i>	75
<i>Efficiency</i>	100
<i>Autocross</i>	150
<i>Endurance</i>	300
Total	675

Acceleration: Nesta prova pretende-se testar a aceleração do carro, em linha reta e sem qualquer inclinação do pavimento. O veículo encontra-se a 30 cm da linha de partida (ao cruzar esta linha começa a contagem do tempo) e terá que acelerar até à linha de chegada distante 75 m da linha de partida, onde se dá a paragem do cronómetro.

Skid Pad: O objetivo desta prova é avaliar o desempenho em curva do carro, num pavimento sem inclinação e com um raio de curvatura constante. Na figura 2.1 é apresentado o *layout* desta prova. Depreende-se, por análise da referida figura, que a prova consiste em duas voltas com curvatura para a direita, seguindo-se, de outras duas voltas, com curvatura para a esquerda.

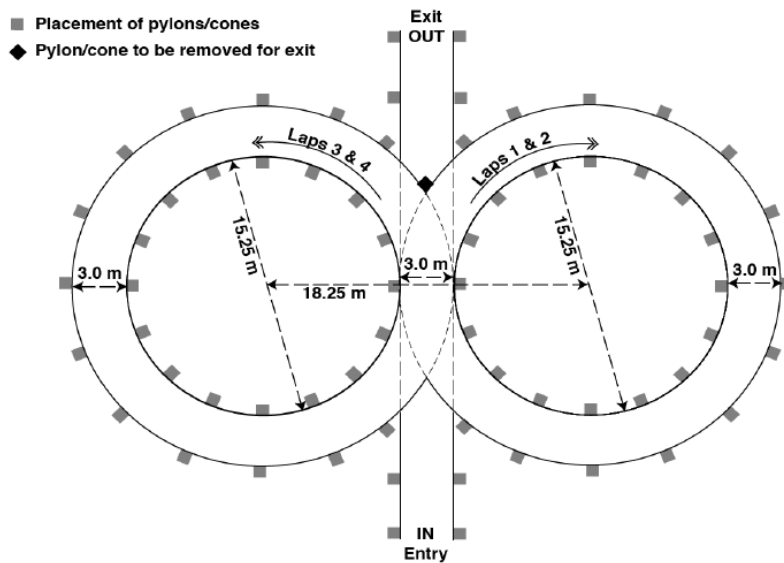


Figura 2.1: *Skid Pad Layout* [7]

Autocross: Tem como objetivo avaliar a manobrabilidade, a tração, aceleração e travagem do carro, ao efetuar um trajeto estreito e irregular (curvas, retas, inclinações) sem a pressão da competição direta de outras equipas. Os *standards* nesta pista sugerem velocidades médias máximas na ordem dos 40-48 Km/h.

Efficiency: Esta prova pretende avaliar a eficiência energética do veículo. A mesma é realizada em simultâneo com a prova de *Endurance*. A energia é medida no início e final da prova. Quanto menor for a energia despendida durante a mesma, maior a pontuação.

Endurance: É considerado o evento principal do FS. Esta prova avalia o desempenho global do veículo (à semelhança da prova de *Autocross*), assim como a sua fiabilidade e durabilidade. A mesma é efetuada por todas as equipas num circuito com comprimento total de aproximadamente 22 Km. As velocidades médias devem situar-se entre os 48 e os 57 Km/h, sob pena de desclassificação. As velocidades máximas situam-se na ordem dos 105 Km/h.

Na tabela 2.3 apresentam-se as regras e restrições relacionadas com o *powertrain* dos EV, onde "S/R" significa "sem restrição".

Tabela 2.3: Restrições para as Provas

Variáveis	Limites	Observações
Tensão Máxima	600 V	Em <i>high voltage</i> a tensão máxima permitida é de 600 V (DC). Tensões nominais, entre quaisquer dois pontos, inferiores ou iguais a 40 V (DC) ou $25 V_{rms}$ (AC) são consideradas tensões máximas em <i>low voltage</i> .
Potência máxima extraível do sistema de energia	85 kW	É considerado uma extração superior a 85 kW quando é continuamente consumida uma potência superior a este valor durante 100 ms, ou quando a potência média, em qualquer intervalo de tempo de 500 ms, ultrapassa esse mesmo valor
Número de motores	S/R	
Tipo de motores	S/R	
Regeneração	>5 km/h	A regeneração só é permitida para velocidades superiores a 5 Km/h.

2.2 Arquitetura do EV

No capítulo 1 foram já referidas algumas vantagens dos motores elétricos. Como vimos e em forma de síntese, a decisão do uso de um EM em detrimento de um motor de combustão interna (ICE) prende-se, principalmente, com as seguintes considerações (de [8]):

- Livre de emissões;

Possibilidade de regeneração de energia (travagem regenerativa);

- Resposta rápida do binário: os ICE têm um tempo de resposta ao degrau na ordem dos 100 a 500 ms, enquanto os EM na ordem de alguns milissegundos (ou inferior), permitindo um melhor controlo sobre o binário [8];
- Possibilidade de estimação do binário produzido: a estimação do binário produzido pelos EM (através das correntes que alimentam o motor) é mais simples que nos motores ICE;
- Facilita o controlo independente das rodas do veículo, já que, devido ao tamanho e peso reduzido do EM, é possível acoplar até um motor por roda, permitindo um controlo ótimo da tração e estabilidade do veículo.

Tomando como base as razões enunciadas anteriormente, prosseguimos com a descrição das várias possibilidades de integração do EM na arquitetura do veículo.

Inicialmente o veículo elétrico foi concebido a partir da arquitetura do ICEV, substituindo o motor térmico pelo motor elétrico e o tanque de combustível pelo *pack* de baterias [1,9]. Acontece que esta primeira adaptação, ao utilizar o diferencial e a caixa de velocidades existentes, não tinha em vista a potencialidade do motor elétrico, resultando num peso excessivo e fraco desempenho. Assim, novas configurações, que dependem maioritariamente do motor disponível, e dos requisitos da aplicação, foram exploradas (ver figura 2.3).

Conceptualmente a cadeia de propulsão de um EV pode ser representada como ilustrado na figura 2.2. Podemos verificar que a mesma é dividida em três subsistemas: sistema de propulsão, sistema de energia e sistema auxiliar.

O sistema de propulsão é constituído pelo controlador do veículo, o conversor/inversor de potência, o motor elétrico, a transmissão mecânica e as rodas.

O sistema de energia é formado por uma fonte de energia elétrica, por uma unidade de gestão de energia e um carregador.

Finalmente, o sistema auxiliar, utiliza uma fonte auxiliar de energia, uma unidade de controlo de climatização e uma unidade de direção assistida.

Tal como podemos ver na figura o acelerador, o travão e o volante de direção são as entradas de controlo para o sistema de propulsão elétrica.

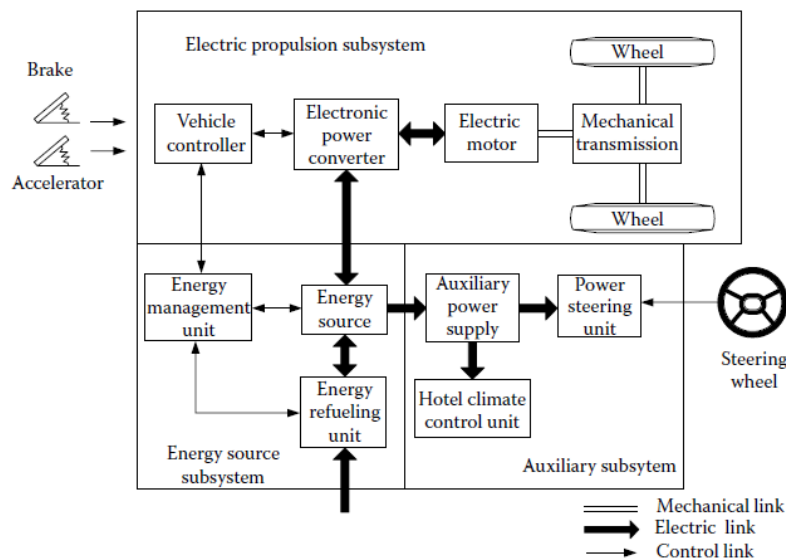


Figura 2.2: Arquitetura básica da cadeia de propulsão de um EV [1]

Da mesma podemos verificar a possibilidade de trânsito de potência bidirecional na cadeia motora. Isto acontece pelo facto da máquina elétrica poder operar em dois modos distintos: como motor e como gerador, permitindo desta forma transformar a energia mecânica, de desaceleração, em elétrica, que é utilizada para carregar a fonte energética do veículo (travagem regenerativa). Tal, obviamente, aumenta a eficiência do sistema.

O sistema de propulsão, como foi dito anteriormente, pode tomar diferentes configurações como podemos visualizar na figura 2.3. Os componentes normalmente associados são seguidamente descritos.

A embraiagem é responsável pela ligação do motor à caixa de velocidades e consequentemente pela transmissão, ou não, de potência às rodas.

A caixa de velocidades permite modificar as relações de binário-velocidade de acordo com o binário exigido pela carga.

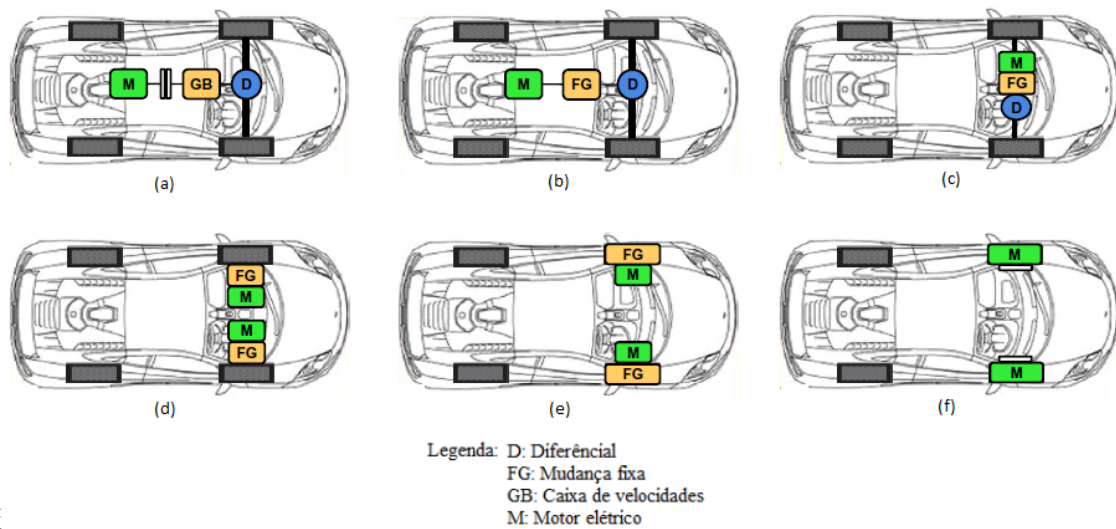


Figura 2.3: Configurações possíveis para o sistema de propulsão elétrica de um EV [10]

O diferencial é um componente que adapta a velocidade do veio de transmissão às rodas, de um mesmo eixo, permitindo velocidades de rotação diferentes nas mesmas, contribuindo assim, para a estabilidade em curva. No caso de existirem dois, ou mais, motores, o diferencial mecânico não existe, sendo substituído por um controlador eletrónico.

Em (a), na figura 2.3, apresenta-se a configuração inicialmente implementada (baseada no ICEV). Como vemos a mesma limitou-se a substituir o motor de combustão por um motor elétrico [1].

Em (b), uma vez que o motor elétrico apresenta uma vasta game de velocidades e binários, a caixa de velocidades é ajustada para uma relação fixa, dispensando a embraiagem, o que permite uma redução no peso total do veículo.

A solução apresentada em (c) é semelhante à (b), com a diferença de que a relação de velocidades é integrada no diferencial, permitindo obter um sistema mais compacto, leve e igualmente funcional.

A configuração (d) dispensa o diferencial mecânico ao usar um motor para cada roda, e usa uma caixa com relação de velocidades fixa, reduzindo as perdas mecânicas e retirando peso ao carro. No entanto, tal aumenta substancialmente a complexidade no controlo de tração.

A solução (e) difere da (d) ao dispensar os eixos de ligação às rodas, estando o componente de relação de velocidade fixa embutido em cada roda.

A topologia (f) é em tudo semelhante à (e), com a diferença de que em (f) é aplicado um motor na roda (*motor in-wheel*). Estes motores são concebidos propositadamente para operarem na roda do veículo, apresentando características de binário-velocidade tais que permitem retirar a relação fixa de velocidades.

As soluções (d) a (f) são hoje em dia as mais exploradas. De facto, as mesmas, permitem desempenhos muito superiores e mais eficientes. Tal é devido à diminuição do número de com-

ponentes mecânicos, o que aumenta a eficiência energética global do sistema. Adicionalmente permite velocidades de curvatura superiores e controladores de tração que, embora mais complexos, permitem desempenhos muito superiores [11], como é o caso do controlo integrado da dinâmica do veículo (IVDC).

O objetivo principal do estudo, até agora apresentado, é permitir uma escolha informada, de forma a tentarmos garantir que a topologia a adotar permita, de forma segura e fiável, um desempenho competitivo e eficiente do veículo. Assim, pelas razões anteriormente referidas, e por ser economicamente mais viável, comparada com a (f), resolvemos adotar a topologia (e).

Uma visão geral do subsistema de propulsão associado à topologia escolhida, bem como, os seus principais requisitos são ilustrados na figura 2.4.

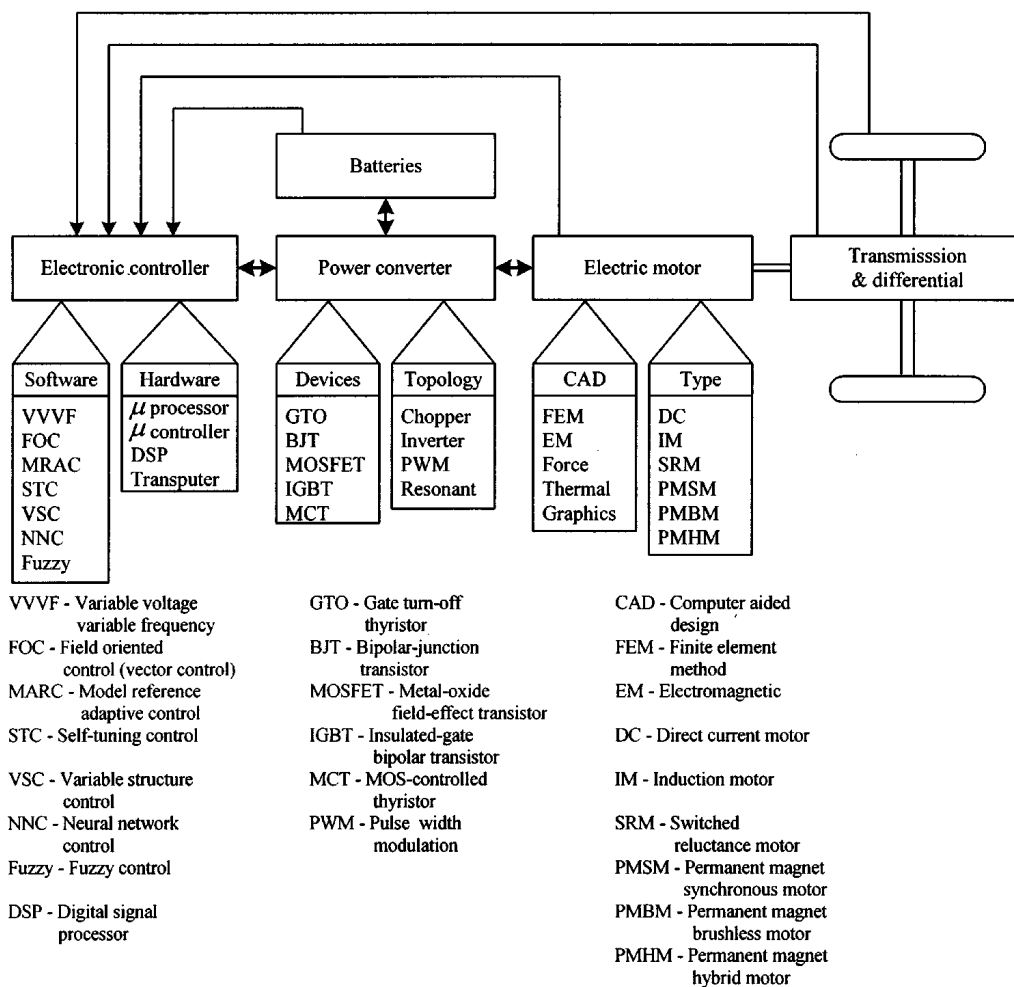


Figura 2.4: Componentes constituintes da cadeia de tração [1]

Nos próximos subcapítulos iremos apresentar uma descrição de cada subsistema da cadeia de propulsão, a par de uma discussão, relativa aos motores e seus métodos de controlo, inversores e controladores de tração.

2.3 Modelo Dinâmico do Veículo

De forma a podermos dimensionar o EM a aplicar no veículo, assim como testar os vários controladores, é necessário construir um modelo do EV que reúna as condições necessárias para os referidos testes. Para esse efeito, apresentamos, no presente subcapítulo, as principais forças associadas ao sistema dinâmico longitudinal de um veículo. Por sistema dinâmico longitudinal, entende-se o estudo da dinâmica associada apenas às forças de translação longitudinais (ver figura 2.5). Este estudo tomou como referências principais [1, 12].

2.3.1 Forças Longitudinais de Translação

O esquema representativo das forças é apresentado na figura 2.5. A equação 2.1 resume a segunda lei de Newton aplicada ao sistema.

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_r}{M} \quad (2.1)$$

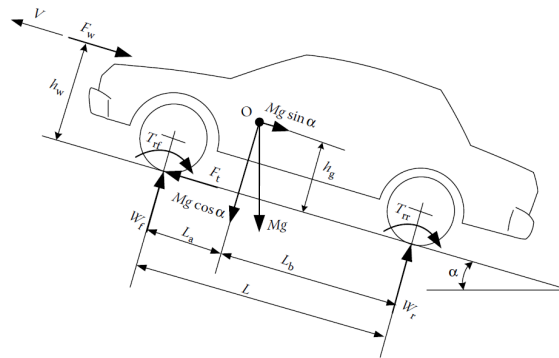


Figura 2.5: Representação das forças de translação longitudinais do veículo [1]

Na figura 2.5, V representa a velocidade do veículo, F_t as forças de tração, F_r as forças resistentes, M a massa total do veículo e W_f, W_r a reação normal do veículo nos pontos de contacto entre os pneus e a superfície. Os índices (f) e (r) indicam o eixo frontal e traseiro respetivamente.

As forças resistentes são compostas pela força do gradiente (F_{grad}) e a força de atrito aerodinâmico ou do ar (F_{aero}), embora ambas possam comportar-se como forças de tração, dependendo da situação (gradientes negativos ou ventos no sentido do movimento). Acresce a estas a resistência de rolamento. A força tratora, ou de aceleração, (F_t) é a força produzida no veículo pelo motor (ou motores) de tração.

2.3.1.1 Resistência de Rolamento

A resistência de rolamento é causada pela deformação dos pneus em contacto com o pavimento, e envolve uma série de reações associadas à transferência de fluídos entre os dois tipos de

materiais (do pneu e da superfície de contacto). O fenómeno mencionado, é representado pelo coeficiente de atrito de rolamento μ_{rr} . Este, de acordo com [1] e para velocidades até 130 km/h, pode ser considerado linear e calculado a partir da equação 2.2, sendo a expressão da força de atrito de rolamento (F_{rr}) dada pela equação 2.3 para um veículo comum de passageiros. É de realçar que, normalmente, μ_{rr} é considerado constante e para veículos leves igual a 0.01.

$$\mu_{rr} = 0.01 \left(1 + \frac{V}{160}\right) \quad (2.2)$$

$$F_{rr} = \mu_{rr} Mg \cdot \text{sgn}(V) \quad (2.3)$$

2.3.1.2 Atrito Aerodinâmico

A força de atrito aerodinâmico é uma força resistente devida à aerodinâmica própria de cada veículo. Este, ao mover-se, obriga a uma movimentação da massa de ar frontal. Esta massa, ao mover-se, em redor do veículo, provoca um aumento da pressão do ar na sua dianteira. Por outro lado, a diminuição de ar na sua traseira, cria uma área de baixa pressão. Esta transferência de ar é calculada em função da velocidade do veículo pela equação 2.4.

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A_f C_d (V - V_w)^2 \quad (2.4)$$

Nesta C_D é o coeficiente de atrito aerodinâmico, ρ a densidade do ar, A_f a área frontal do veículo e V_w a velocidade do vento.

2.3.1.3 Força Devida ao Gradiente

Esta força é gerada pela inclinação do pavimento, uma vez que o efeito da gravidade interage com o carro de forma resistente (inclinações positivas) ou tratora (inclinações negativas). A mesma é calculada pela equação 2.5, onde α representa a inclinação da superfície.

$$F_{grad} = Mg \sin \alpha \quad (2.5)$$

2.3.2 Forças Longitudinais na Roda

A força motora do veículo é proveniente do conjunto motor/roda. O modelo de uma roda, na ausência do amortecedor, é o apresentado na figura 2.6. De forma a simplificarmos o mesmo, as forças de atrito de rolamento e fricção são omitidas, representando-se apenas as forças tratoras e de contacto com a superfície.

A figura 2.6 exemplifica as forças existentes numa situação de aceleração. O binário produz uma força, F_m , no sentido da rotação. No caso de não haver deslizamento do pneu em relação ao piso, é produzida uma força de reação, F_d , com a mesma amplitude de F_m . Esta é a força transmitida para o veículo e responsável pelo seu movimento.

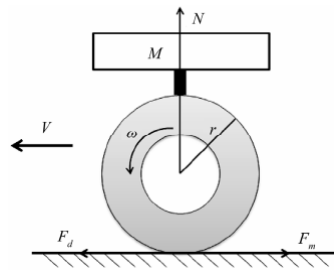


Figura 2.6: Modelo da roda de um veículo [13]

2.4 Motores Eléctricos

Existem atualmente vários tipos de motores eléctricos, tendo cada um características particulares. Por essa razão, é necessário realizar uma análise das mesmas, de forma a adequarmos a escolha do motor de acordo com a sua aplicação. Como tal, e com base em [14–17], apresentamos de seguida uma descrição sintetizada de cada motor.

2.4.1 Motores DC

A vantagem do uso do motor de corrente contínua (DC) advém da simplicidade de implementação do método de controlo. Estes, durante muitos anos, foram a preferência em aplicações de velocidade variável, o que levou ao desenvolvimento de várias técnicas para o seu controlo.

Por outro lado, para potências superiores a 20 kW, estes motores necessitam de pólos de comutação e de enrolamentos de compensação, tornando-os maiores e mais caros [14]. Como não há possibilidade de enfraquecimento do campo o aumento da velocidade acima da nominal não é possível.

Desvantagens adicionais devem-se ao facto de estes motores necessitarem de escovas e comutadores mecânicos, provocando um impacto, negativo, nos custos de manutenção e na fiabilidade do motor.

Atualmente estas máquinas são menos utilizadas na aplicação em EV, já que o aparecimento de novos semicondutores e novas técnicas de controlo, tornam mais vantajoso o uso de outro tipo de motores.

Os motores DC têm normalmente dois, quatro ou seis pólos dependendo da potência de saída e da tensão. Podemos dizer que os motores DC são maciços e de menor rendimento, face a outros tipos de motores eléctricos. Mencionamos ainda, que a fricção entre as escovas e o comutador, restringe a velocidade máxima do motor.

Em suma, podemos concluir que o motor DC tem uma densidade de potência razoável, menor rendimento e fiabilidade. Como vantagens temos um custo baixo e melhor controlabilidade, especialmente para baixas potências.

2.4.2 Motores de Indução

O motor de indução (IM) é de construção simples, fiável, robusto, exige pouca manutenção, tem baixo custo e possui a capacidade de trabalhar em ambientes hostis. A ausência das escovas permite a este motor atingir velocidades mais elevadas, aumentando o rendimento da máquina. Tal como os motores DC, são os motores tecnicamente mais "maduros", mas oferecem uma densidade de potência e rendimentos superiores a estes. As perdas dominantes, são as perdas no cobre (por efeito Joule).

Uma vez que no modo de campo enfraquecido as correntes de magnetização são reduzidas, as perdas no cobre são menores e conseqüentemente o motor permite uma boa combinação de gamas altas de velocidade com bons rendimentos.

Comparando o IM com o de ímanes permanentes, este não apresenta rendimentos tão elevados à velocidade nominal, devido às perdas no cobre geradas pelas correntes de magnetização. Outra desvantagem é o aquecimento do rotor, devido a estas perdas, que gera a necessidade de integração de sistemas de arrefecimento, limitando o regime de sobrecarga. Adicionalmente, temos que a distância do entre-ferro deve ser minimizada, para reduzir as correntes de magnetização, processo este que exige processamentos minuciosos por parte do fabricante, o que aumenta o custo de produção do motor.

Apesar das desvantagens, acima mencionadas, este motor é um dos preferidos para aplicação em EV.

2.4.3 Motores de Relutância

O motor de relutância (SRM) é conhecido como tendo um bom potencial para aplicação em EV visto que apresenta varias vantagens, nomeadamente a sua construção simples e robusta, a sua operação tolerante a falhas e características de binário-velocidade atraentes. Estes motores têm vindo, cada vez mais, a ser investigados e testados devido ao aumento tendencial do preço de ímanes raros (usados nos motores de ímanes permanentes) bem como à diminuição da quantidade existente deste material.

Este motor providencia uma densidade de potência e rendimento semelhantes ao do motor de indução. Num entanto, tem uma construção mais simples, sem enrolamentos no rotor e com enrolamentos concentrados no estator, o que leva à obtenção de melhores características térmicas. Tem ainda a vantagem de custos, de fabrico e de manutenção, reduzidos. De forma a podermos obter uma boa densidade de potência, com esta máquina, necessitamos de aumentar a distância no entre-ferro, o que conseqüentemente aumenta o ruído sonoro gerado. Medidas para a redução deste ruído diminuem a densidade de potência, fazendo com que as características do IM se sobreponham às do SRM. Outra desvantagem do SRM é o *ripple* de binário a baixas rotações e a complexidade de implementação do controlador associado, devido à não-linearidade na determinação da corrente (ângulo de condução). Estas características fazem com que o motor de relutância seja maioritariamente utilizado em protótipos, embora a sua afirmação no mercado seja cada vez mais um facto.

2.4.4 Motores AC de Ímanes Permanentes

A excitação deste motor é criada pela existência de ímanes permanentes no rotor. Uma vez que a colocação destes ímanes não necessita de muito espaço, a densidade de potência obtida é elevada. Não sendo necessária nenhuma corrente de excitação, esta máquina apresenta um rendimento global muito bom até à velocidade nominal. As perdas dominantes na mesma são as perdas no ferro [14]. Estas características elegem o motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM) como líder no que diz respeito à densidade de potência e rendimento.

As desvantagens deste tipo de motor residem no custo elevado dos ímanes raros como o $N_d F_e B$. Por outro lado, no modo de campo enfraquecido, a componente adicional de corrente necessária aumenta as perdas no estator e, conseqüentemente, o rendimento baixa para velocidades elevadas. Outra desvantagem está relacionada com o regime de sobrecarga. Durante este regime (restrito pela característica dos ímanes) para prevenirmos uma possível desmagnetização irreversível dos mesmos, temos que evitar a combinação de altas temperaturas e altas correntes (um sistema fiável de medição de temperatura, ou um controlo de prevenção é essencial). Em suma concluímos que tal como os IM e SRM, o PMSM, é uma das melhores escolhas para aplicação em EV.

2.4.5 Comparação Qualitativa dos Tipos de Motores

Tomando em consideração, as características enunciadas anteriormente, e de acordo com [14, 18, 19], foi criada uma tabela qualitativa (tabela 2.4), com o intuito de seleccionar o tipo de motor que melhor se adequa ao EV.

O resultado da avaliação qualitativa tem como base a média da avaliação de cada campo, com pesos distribuídos de 60 % para a média das primeiras três características (consideradas mais importantes) e de 40 % para a média das restantes.

Tabela 2.4: Análise qualitativa dos tipos de motor

	PMSM	IM	Motor DC	SRM
Densidade de Potência	5	4	3	4
Rendimento	5	4	2	4,5
Dimensão e Peso	4,5	4	3	4
Custo	3	5	3,5	4
Fiabilidade	4	5	2	4
Maturidade Técnica	4	5	5	3
Controlabilidade	4	4,5	5	3
Capacidade de Sobrecarga	4,5	4	3	4
Resultado	4,46	4,28	3,08	3,94

Efetuada a análise ilustrada na tabela anterior, conclui-se que o motor de ímanes permanentes é a melhor escolha para este tipo de aplicação. As razões para tal devem-se ao facto de nos permitir retirar peso ao carro, ao mesmo tempo que apresenta uma elevada densidade de potência e elevado rendimento energético. É de notar que, apesar da penalização do custo, o alto rendimento do

motor, poderá eventualmente permitir a redução de custos no sistema de energia, suavizando a penalização em questão, no balanço final.

A fiabilidade do motor é mais baixa comparando com o IM já que o impacto de uma possível desmagnetização dos ímanes, deste tipo de motor, torna-o inutilizável. Apesar de atualmente ser possível garantir que tal não aconteça a nível do controlo, tal não justifica a despenalização da controlabilidade deste tipo de motor.

A maturidade técnica deste tipo de motores, embora não possa ser igualada aos IM ou motores DC é, hoje em dia, mais que suficiente para credibilizar inúmeras técnicas de controlo e fiabilizar o seu uso.

Como valor acrescido ao uso deste tipo de motores, existe o facto de que devido às pequenas dimensões e peso reduzido é consideravelmente mais fácil acrescentar motores no sistema, de forma a obtermos tração dianteira e/ou traseira, ou até mesmo em cada roda.

2.5 Motor Síncrono de Ímanes Permanentes

Como foi visto, o motor mais indicado para a aplicação no EV foi o motor síncrono de ímanes permanentes. Assim efetua-se, de seguida, uma descrição dos aspetos construtivos e princípio de funcionamento deste tipo de motor.

Nos anos 50 deu-se a descoberta dos ímanes permanentes (ímanes raros). A sua densidade de energia considerável, levou ao desenvolvimento de motores DC, com excitação de campo através desses mesmos ímanes [15]. A introdução de ímanes permanentes em substituição dos eletroímãs, que contêm enrolamentos e necessitam de uma fonte de energia externa, permitiu a construção de motores DC consideravelmente mais compactos. Assim, nos motores de ímanes permanentes, os enrolamentos em torno do material ferromagnético são substituídos pelos ímanes, dispensando a necessidade de escovas e de anéis coletores. Por outro lado, o fluxo magnético no entre-ferro é de elevada densidade, apresentando uma grande força coerciva.

O aparecimento de conversores eletrónicos (desenvolvimento dos semicondutores), contribuiu para o progresso deste tipo de motores, como máquinas corrente alternada (AC).

Nestes motores a armadura localiza-se normalmente no estator permitindo uma refrigeração mais eficiente e consequentemente, a aplicação de tensões mais altas, uma vez que há mais espaço disponível para isolamento.

Este tipo de motores pode ser classificado em três categorias: motor DC de ímanes permanentes (PMDC), motor de ímanes permanentes sem escovas (BLDC) ou BLPM, e PMSM ou PMAC.

O PMDC foi já descrito acima.

Os BLDC são, basicamente, um PMSM comutado eletronicamente e sequencialmente entre as três fases que o alimentam, com uma forma de onda normalmente trapezoidal. Obviamente que não necessita (ao contrário dos PMDC) de escovas. Estes motores são dos mais usados na indústria em aplicações em que a velocidade é uma variável crítica, pelas vantagens descritas, face aos PMDC. Estes apresentam uma força contra eletromotriz (bEMF) trapezoidal, característica que os distingue dos PMSM que apresentam uma bEMF sinusoidal.

Os PMSM permitem melhorias consideráveis no comportamento dinâmico do motor, uma vez que apresentam características únicas como grande densidade magnética no entre-ferro, pouca inércia no rotor e controlo desacoplado da velocidade e do fluxo. Estas características premeiam estes motores no mercado de alto rendimento (como é o caso do mercado dos EV) uma vez que permitem razões de binário-corrente e potência-peso elevadas, alta eficiência, fator de potência elevado, pouco ruído e elevada robustez. Estes motores podem ser classificados de acordo com o diagrama da figura 2.7.

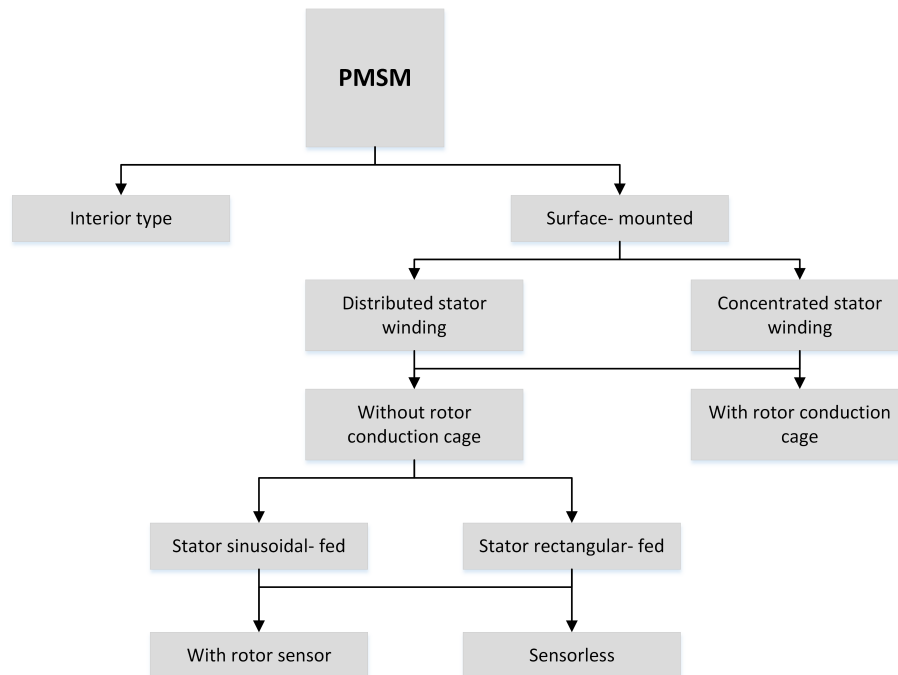


Figura 2.7: PMSM- classificação básica

Os PMSM alimentados diretamente pela rede, com gaiola no rotor, são, a nível de construção, idênticos aos alimentados através de um conversor (figura 2.8). Estes permitem uma operação tanto em malha aberta como em malha fechada com tensão e/ou frequência variáveis. Quando não existe gaiola é necessário uma realimentação, da posição do rotor, para que se possa controlar o motor (só permite operação em malha fechada). A realimentação da posição do rotor é feita com a aplicação de um *absolute encoder* ou *incremental encoder*, ou, sem sensores (*sensorless*), utilizando estimação de estado.

No caso do controlo *sensorless* a posição do rotor é estimada através das correntes, tensões e parâmetros do motor por meio de um observador ou de outras técnicas computacionais. Este tipo de controlo, tem a desvantagem de ser complexo, uma vez que existem sempre erros associados à estimação, causados pela variação dos parâmetros internos do motor e dependentes da região de operação do mesmo.

Uma outra classificação destes motores surge de forma a caracterizar a orientação dos ímanes no rotor e do respetivo campo magnético. Tal é apresentado nos diagramas da figura 2.9.

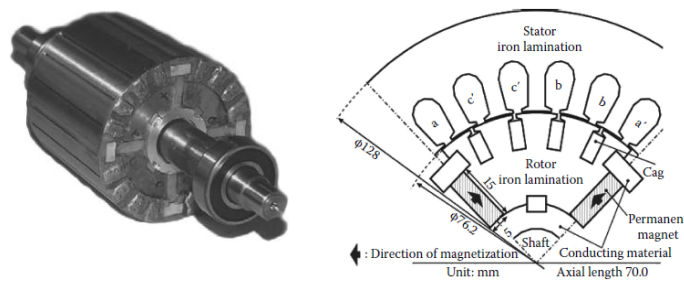


Figura 2.8: Rotor e respetiva secção transversal (*v-shaped*), 4 pólos com gaiola [15]

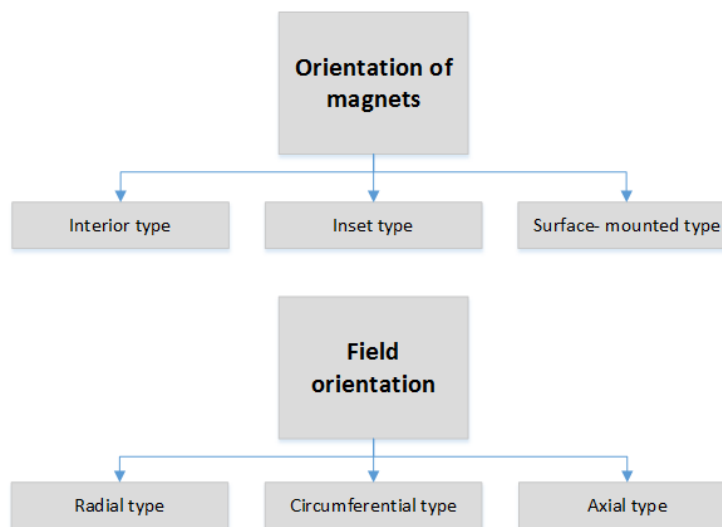


Figura 2.9: PMSM- classificação quanto à orientação dos ímãs e do campo magnético no rotor

No IPM, isto é, *interior type*, os ímãs encontram-se enterrados no núcleo do rotor, nos *inset type* são também enterrados, mas juntos à superfície ou apenas parcialmente enterrados. No motor com ímãs à superfície (SPM), *surface-mounted type*, os ímãs estão montados à superfície do rotor. Na Figura 2.10 podemos visualizar a secção transversal dos diferentes tipos de montagem dos ímãs com uma representação para dois pares de pólos e campo radial.

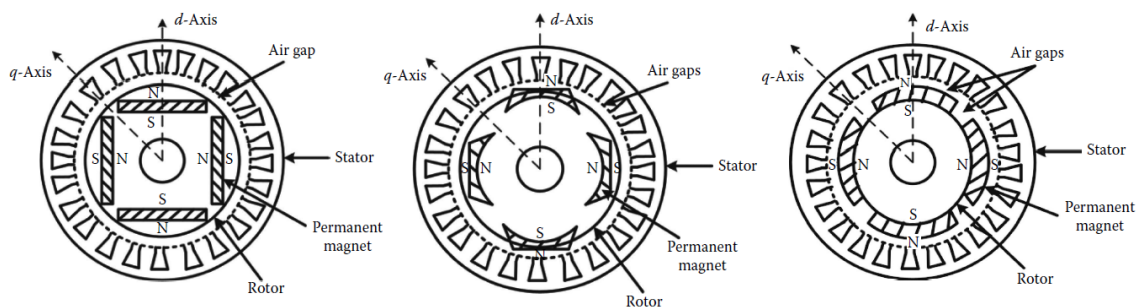


Figura 2.10: PMSM- ímãs enterrados, *inset* e à superfície do rotor

Normalmente os tipos axial e circunferencial apresentam menor eficiência energética, logo é mais comum este tipo de motores apresentarem o campo do tipo radial independentemente da orientação dos ímanes [15].

O SPM contém uma banda não magnética dimensionada para proteger os ímanes, da força centrífuga, quando o motor opera em altas velocidades. Esta topologia limita, normalmente, a gama de velocidades destes motores fazendo com que estes sejam penalizados na robustez.

A permeabilidade relativa dos ímanes permanentes do SPM, comparando com a do ar (entreferro), é idêntica, tornando o seu comportamento similar à máquina síncrona de pólos não salientes.

No caso do IPM, os ímanes encontram-se enterrados no interior do núcleo do rotor o que permite:

- i) uma proteção mecânica inerente dos mesmos
- ii) uma superfície suave do rotor e uma dimensão uniforme do entre-ferro
- iii) uma gama de velocidades superior ao do SPM

Tudo isto faz com que o IPM seja mais vantajoso para aplicações que exigem altas velocidades. O rendimento e desempenho do IPM apresentam uma elevada dependência do controlo e operação da *drive* do sistema. Isto porque este motor é uma máquina híbrida que produz binário eletromagnético e de relutância em simultâneo. O IPM é, fundamentalmente, um motor síncrono de pólos salientes pelo que permite maior potência e, conseqüentemente, mais binário, na mesma gama de velocidades.

2.6 Inversores

Neste subcapítulo são discutidas algumas topologias associadas ao inversor, de alimentação do motor, assim como metodologias de controlo associadas [15].

As topologias mais conhecidas, dependendo se o controlo é realizado em corrente ou tensão, são apresentadas na figura 2.11. De realçar que a parte DC é proveniente do sistema de energia.

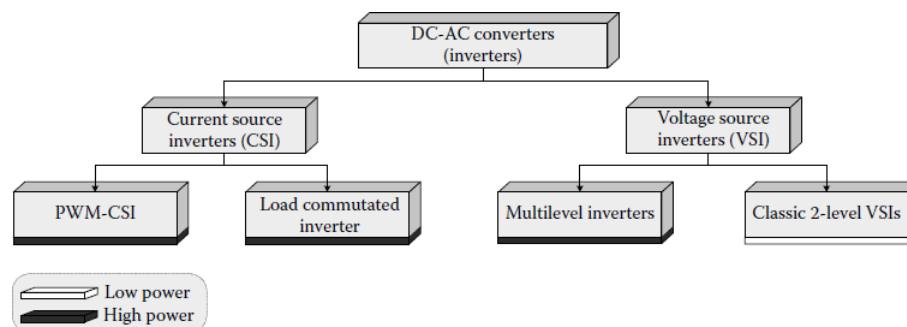


Figura 2.11: Topologias do inversor

Os conversores DC-AC são tipicamente chamados de inversores. Este tipo de conversores têm a função de transformar tensão e corrente DC em tensão e corrente AC de forma controlada, isto é, controlando a amplitude, frequência e fase das duas grandezas na forma AC e da tensão e corrente na forma DC (para um trânsito de potência bidirecional). Esta conversão é possível através de um controlo adequado, dos semicondutores presentes no conversor, que adquirem diferentes configurações e modos de condução, consoante a topologia.

A topologia mais comum, aplicada na alimentação de motores, numa gama de até 600 V, em tensão, e 85 kW, em potência (restrições do FS), é, sem dúvida, o clássico inversor de tensão (VSI) de dois níveis, também conhecido como ponte *H*. A principal razão para tal, reside no facto deste ser mais facilmente controlável em relação ao inversor de corrente (CSI) ou ao multi-nível, assim como mais económico [15].

2.6.1 VSI de Dois Níveis

A figura 2.12 ilustra o esquema da topologia VSI de dois níveis. A entrada é proveniente do barramento DC e a saída uma carga trifásica.

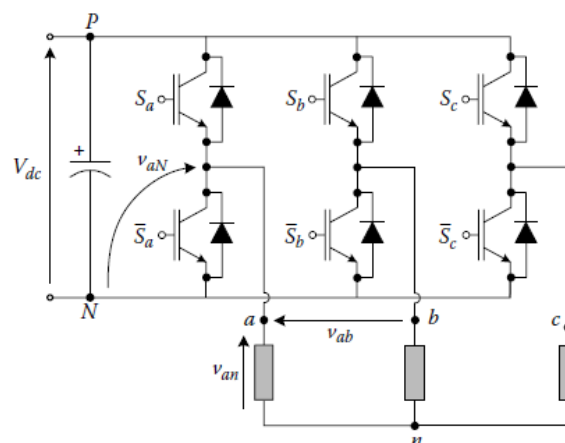


Figura 2.12: VSI- trifásico de dois níveis [15]

Este inversor é composto por três ramos (*a*, *b* e *c*). Cada ramo é composto por dois transístores e respetivos sinais de comando (S_x e respetivo complementar). Os sinais em cada ramo são binários e complementares. Considerando uma fase, podemos verificar que para $S_i = 1$ temos o transístor do andar superior a conduzir logo a tensão na fase *i*: $v_{iN} = V_{dc}$. Quando $S_i = 0$ o transístor do andar superior não conduz e conduz o seu complementar, logo a tensão na saída é $v_{iN} = 0$. Por esta razão dizemos que esta topologia tem dois andares, já que a tensão à saída poderá tomar valores entre dois níveis de tensão.

A expressão geral que permite obter a tensão à saída consoante a fase e o estado do interruptor é dada por 2.6.

$$v_{iN} = S_i V_{dc}, \quad S_i \in \{0, 1\} \quad (2.6)$$

Considerando a combinação dos estados de condução dos dois níveis em cada um dos três ramos concluímos que existem $2^3 = 8$ estados possíveis de comutação (S_a , S_b , S_c e respetivos complementares). Estes podem ser vistos na figura 2.13. O vetor espacial apresentado na última coluna é discutido no subcapítulo 2.6.2.3.

Switching State	Gating Signals			Output Voltage			Space Vector
	S_a	S_b	S_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	V_s
1	0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0$
2	1	0	0	V_{dc}	0	0	$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc}$
3	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	$V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(\pi/3)}$
4	0	1	0	0	V_{dc}	0	$V_3 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(2\pi/3)}$
5	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	$V_4 = \frac{-2}{3} V_{dc}$
6	0	0	1	0	0	V_{dc}	$V_5 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(4\pi/3)}$
7	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	$V_6 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(5\pi/3)}$
8	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	$V_7 = 0$

Figura 2.13: VSI- estados de comutação para ponte H [15]

De notar que nesta topologia a tensão de saída varia sempre entre 0 e V_{dc} levando à existência de uma componente DC na carga. Esta, no entanto, não aparece na tensão composta.

Quando os semicondutores não conduzem têm que bloquear a tensão do barramento DC. Assim, este tipo de topologia é geralmente aplicada em sistemas de baixa tensão. Caso seja necessário maior tensão ou corrente, cada ramo do inversor pode ser constituído por semicondutores em série ou em paralelo.

Um das desvantagens associadas a esta topologia prende-se com o ruído electromagnético associado às comutações dos semicondutores (elevado dV/dt). Outra desvantagem está associada à frequência mínima de comutação utilizada que pode conduzir a perdas de comutação significativas.

Uma vantagem desta topologia inversora é o facto de permitir uma operação relativamente simples e economicamente viável, sendo por estas razões a mais adotada em aplicações de controlo de motores.

2.6.2 Modulação do VSI Trifásico

Como foi descrito anteriormente o VSI de dois níveis gera dois valores constantes de tensão à saída (por fase).

Para gerarmos uma onda arbitrária o tempo durante o qual a saída está em cada um dos níveis tem de ser controlado de modo a obtermos a onda desejada. Tal, chama-se, normalmente, modulação. Os métodos de modulação estão divididos em três tipos, como mostra a figura 2.14.

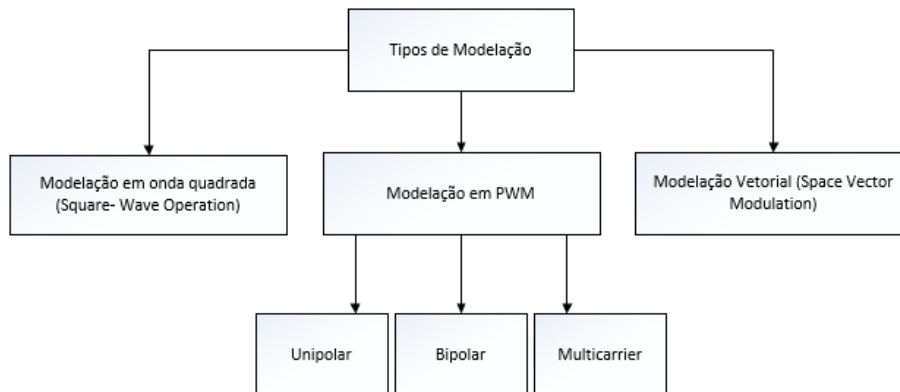


Figura 2.14: VSI- tipos de modelação para o VSI em ponte H

2.6.2.1 Modulação em Onda Quadrada

Este é o método de modulação mais simples de implementar. Tal como o nome sugere, a ideia é gerar uma onda quadrada à saída com a frequência pretendida. A figura 2.15, apresenta o funcionamento deste tipo de modulação. Em (a) podemos observar as formas de onda obtidas, bem como a componente harmónica fundamental associada. Em (b) o método de geração dos sinais de comando. Finalmente, em (c) o conteúdo harmónico total, associado à tensão composta.

De 2.15(b), podemos verificar que o método de modulação é simples, já que este é realizado através do sinal da onda moduladora sinusoidal. Os sinais de comando são ativos quando esta é positiva e vice-versa. As sinusoides moduladoras de cada fase estão desfasadas entre si por 120° . Deste modo obtemos três ondas quadradas com amplitudes V_{dc} e o desfasamento pretendido, como podemos observar na figura 2.15(a). Na mesma podemos constatar que a tensão composta tem valor médio nulo.

Este tipo de modulação é atualmente obsoleto devido à elevada taxa de distorção harmónica (THD) que introduz no sistema, ao baixo fator de potência e à pouca robustez a nível de controlo, já que não permite variar diretamente a tensão de saída. Como vantagem temos o seu menor custo e as poucas perdas de comutação.

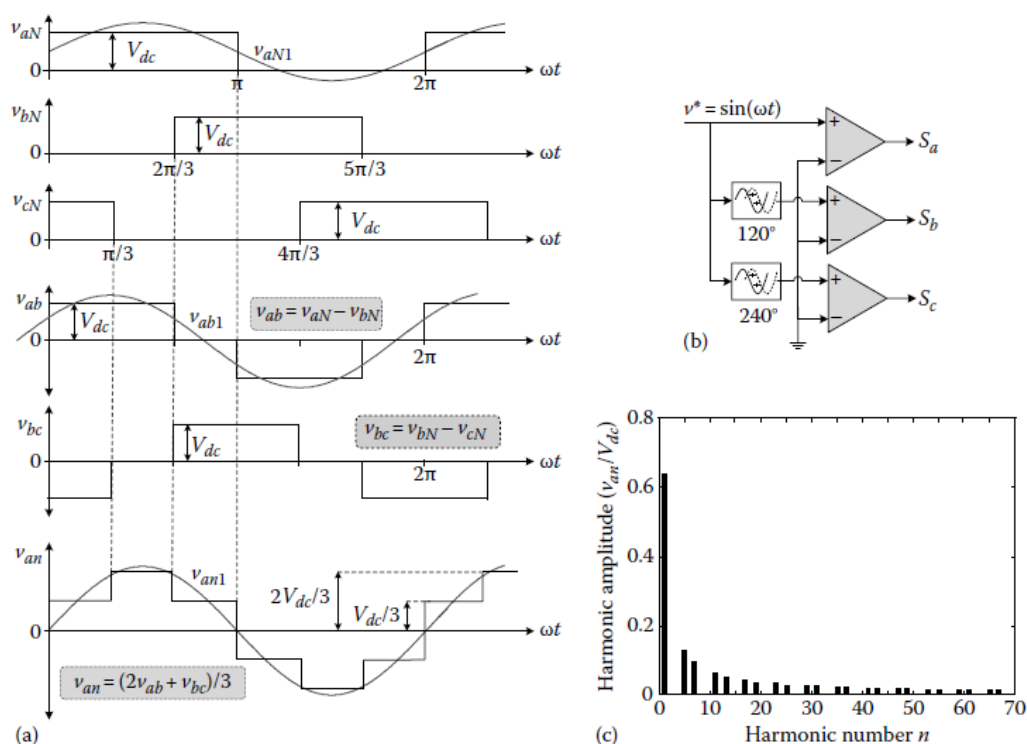


Figura 2.15: VSI- exemplo de modulação em onda quadrada [15]

2.6.2.2 Modulação em PWM Sinusoidal

Este tipo de modulação é o mais comum na generalidade dos conversores de potência uma vez que apresenta bom fator de potência, fácil implementação e possibilidade de operação em malha fechada. No entanto tem o problema de necessitar de frequências de comutação elevadas, levando a um aumento de perdas nos semicondutores. A utilização de frequências mais baixas irá exigir filtros com componentes indutivas de valor elevado, logo mais volumosos e caros. Assim, esta modulação apresenta um *trade-off* entre as perdas nos semicondutores e os elementos passivos.

A modulação por largura de pulso- sinusoidal (SPWM) é dividida em dois tipos: unipolar, em que a tensão varia entre dois valores, à semelhança da modulação em onda quadrada; e bipolar, com a tensão a variar entre três níveis, V_{dc} , 0 e $-V_{dc}$.

Para o VSI de dois níveis trifásico a modulação bipolar é maioritariamente utilizada [15].

Nas figuras 2.16 e 2.17 apresentamos um exemplo da modulação em SPWM bipolar para um inversor VSI trifásico de dois níveis.

Em 2.16(a) vemos as ondas moduladoras e a portadora triangular, bem como uma tensão simples e uma tensão composta. A razão entre os valores de pico, da moduladora e da portadora, permite calcular o índice de modulação em amplitude (m_a). De igual modo, a razão entre as frequências da onda moduladora e da portadora resulta no índice de modulação em frequência (m_f).

Em 2.16(b) podemos observar o conteúdo harmónico associado, para um índice de modulação

em amplitude na zona linear ($m_a \leq 1$) e para um índice de modulação em frequência ($m_f = 9$). O índice de modulação em frequência toma, normalmente, valores na ordem das dezenas ($m_f \geq 21$), embora, no exemplo ilustrado, seja mantido com um valor inferior para que seja possível observar as comutações. Adicionalmente, e de acordo com [20], o índice de modulação em frequência deve ser ímpar e múltiplo de três. Desta forma, é possível eliminar as componentes harmônicas pares. Se analisarmos o conteúdo harmónico para a tensão composta, existe uma diminuição do mesmo, uma vez que as componentes múltiplas do índice de modulação em frequência anulam-se, aparecendo apenas os harmónicos ímpares nas frequências vizinhas dos múltiplos de m_f .

A figura 2.17 ilustra uma técnica possível para obtenção dos sinais de comando, a partir das ondas moduladoras e da portadora.

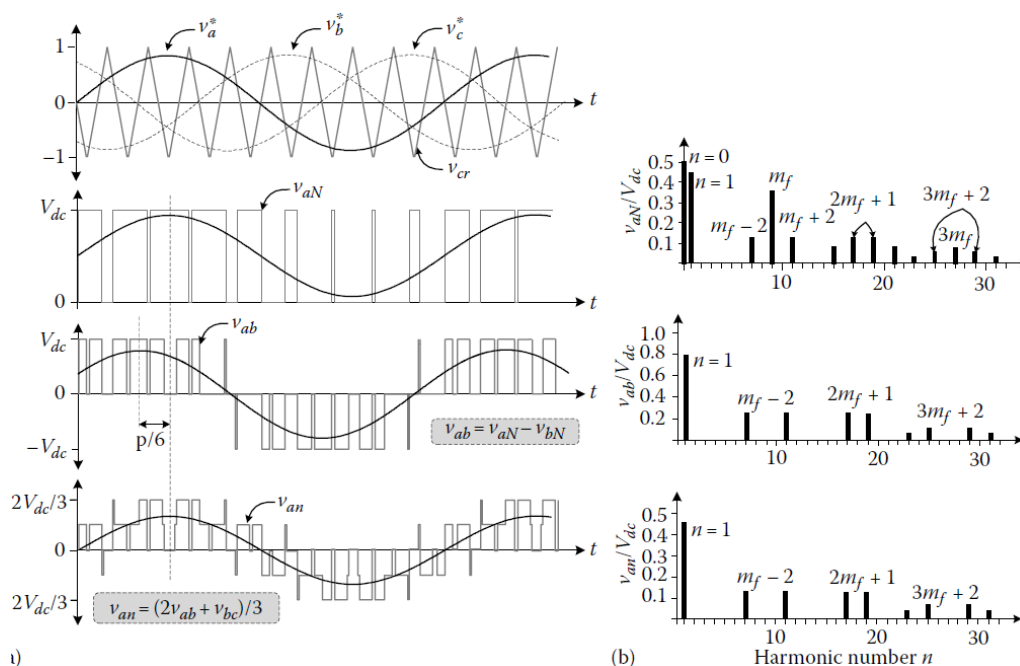


Figura 2.16: VSI- exemplo de modulação SPWM [15]

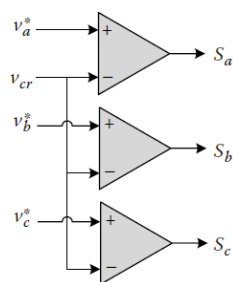


Figura 2.17: VSI- diagrama para modulação em SPWM bipolar [15]

2.6.2.3 Modulação Vetorial

A SVM é um método de modulação que usa a seguinte transformação do sistema trifásico num sistema de duas fases ($\alpha\beta$):

$$v_s = \frac{2}{3}(v_{aN} + av_{bN} + a^2v_{cN}), \quad a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.7)$$

Note-se que como V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} só podem tomar os valores zero ou V_{dc} , existem $2^3 = 8$ vetores possíveis, sendo dois de valor nulo (0,0,0;1,1,1). A figura 2.18 ilustra o exposto.

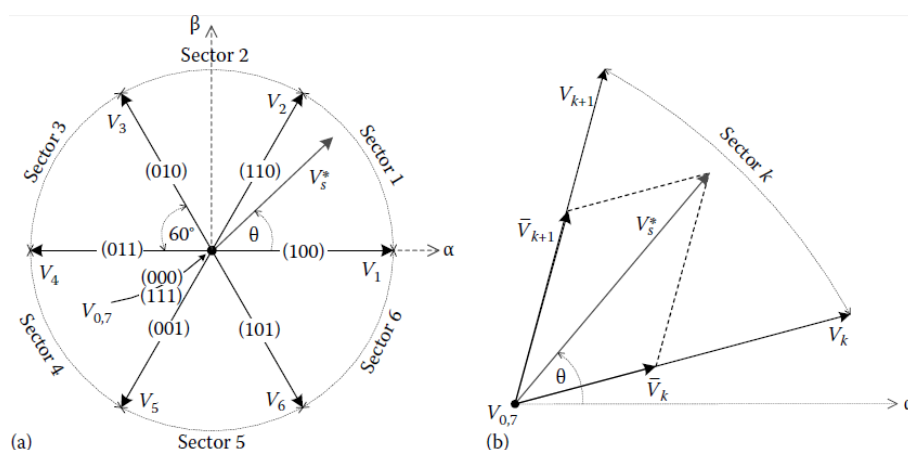


Figura 2.18: VSI- representação vetorial dos estados de comutação [15]

De notar que todos os vetores ativos (V_1 - V_6) podem ser representados em amplitude e fase pelas equações seguintes:

$$|V_k| = \frac{2}{3}V_{dc}, \quad \angle\{V_k\} = (k-1)\frac{\pi}{3}, \quad \text{com } k = 1, \dots, 6 \quad (2.8)$$

Os restantes vetores (V_0 e V_7) são os já referidos vetores nulos e têm uma representação óbvia.

O espaço $\alpha\beta$ é assim dividido em seis setores, sendo cada setor definido por um par adjacente de vetores ativos.

O controlo da fase e amplitude do vetor resultante, V_s^* , é descrito pela equação 2.9. Como vemos este resulta da combinação dos vetores adjacentes, do setor em que se encontra, e um vetor nulo, tendo em conta os tempos de atuação, t_k , t_{k+1} e t_0 (*duty-cycle*) associados a cada um destes vetores. T_m é o período associado à frequência de comutação e é dado pela equação 2.10.

$$V_s^* = \frac{1}{T_m}(t_k V_k + t_{k+1} V_{k+1} + t_0 V_0) \quad (2.9)$$

$$T_m = t_k + t_{k+1} + t_0 \quad (2.10)$$

A obtenção do valor dos tempos t_k , t_{k+1} e t_0 é efetuada tomando em conta a figura 2.18(b). Aplicando transformações trigonométricas elementares obtemos:

$$t_k = \frac{3T_m|V_s^*|}{2V_{dc}} \left\{ \cos(\theta - \theta_k) - \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \right\} \quad (2.11)$$

$$t_{k+1} = \frac{3T_m|V_s^*|}{V_{dc}} \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \quad (2.12)$$

$$t_o = T_m - t_k - t_{k+1} \quad (2.13)$$

V_s e θ são amplitude e a fase a gerar. θ_k o ângulo associado ao setor onde o vetor se encontra (dado pela equação 2.8).

As expressões anteriores podem ser aplicadas a vetores de referência localizados em qualquer um dos 6 setores.

O último passo na computação do SVM é o algoritmo que define o padrão da aplicação dos vetores do espaço vetorial. O padrão pode ser de peso centrado, isto é, de pulsos centrados ao longo de T_m de forma a conseguir-se uma operação síncrona do inversor, ou descontínuo, onde o número de comutações ou a frequência de comutação é mais reduzida.

Um exemplo típico do primeiro tipo de operação é apresentado na figura 2.19. A figura 2.20 ilustra um exemplo da operação descontínua.

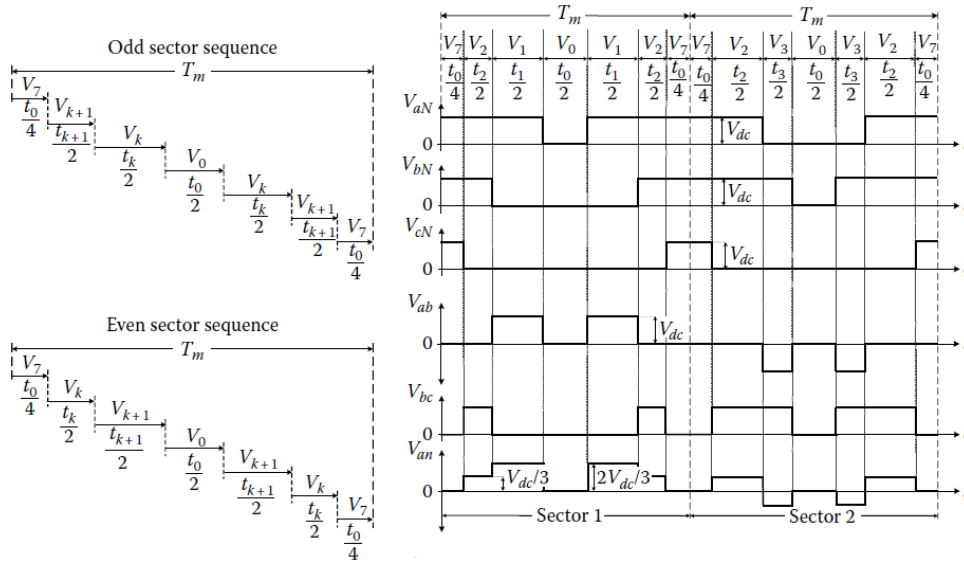


Figura 2.19: VSI- pulsos do SVM com padrão de peso centrado [15]

A sequência, ou padrão, descontínuo é vantajosa, na medida em que uma das fases permanece sobre um estado fixo de comutação durante 2 setores ou $2\pi/3$, isto é, sem comutar durante um terço do ciclo fundamental. Logo um dos semicondutores de cada fase vai permanecer com valor

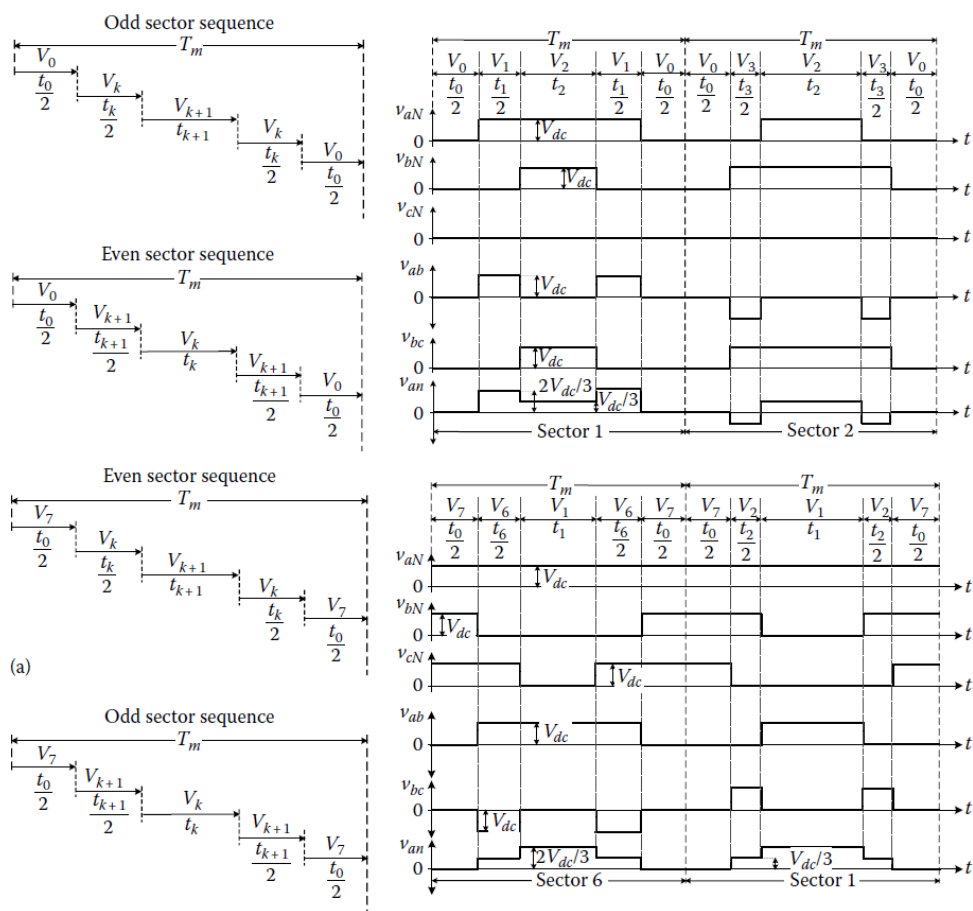


Figura 2.20: VSI- pulsos do SVM com padrão descontínuo [15]

nulo durante dois setores, caso o vetor nulo aplicado seja V_0 . Para o caso do vetor nulo usado ser V_7 , o processo é semelhante mas os semicondutores fixos assumem o valor de 1 em vez de 0. Este método reduz significativamente o número de comutações (reduz o padrão) e melhora a eficiência do inversor, comparando com o método de peso centrado [15, 16].

Comparando o aproveitamento do barramento DC do SVM e do SPWM concluímos que o SVM usa cerca de 90% da capacidade do inversor enquanto o SPWM (mesmo em sobre modulação $m \approx 1.15$) só aproveita cerca de 78% como afirmado em [21]. A representação desta diferença pode ser observada através dos círculos representados pela figura 2.21.

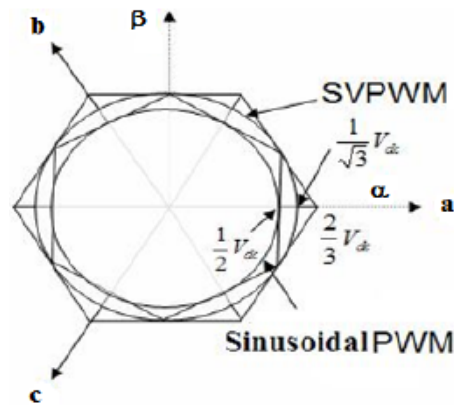


Figura 2.21: VSI- aproveitamento da tensão de barramento pelo SVM e SPWM [21]

2.7 Métodos de Controlo para EM

A classificação dos métodos de controlo é classicamente dividida em dois grupos: controlo escalar e controlo vetorial. O controlo escalar é baseado em condições de regime permanente, opera normalmente em malha aberta, e apenas permite controlar as componentes de tensão, corrente e fluxo em amplitude e frequência (não permite o controlo da posição dos vetores). Assim pertence a uma classe de controladores de baixo desempenho. Deste modo, este subcapítulo foca-se no controlo vetorial, apresentando duas das técnicas mais utilizadas: FOC e controlo direto de binário (DTC) [15, 22].

O controlo vetorial é baseado em condições dinâmicas. Para além de permitir o controlo da tensão, corrente e fluxo em amplitude e frequência, também permite controlar a posição instantânea de cada um desses vetores. Logo, através do mesmo, é possível operar eficientemente tanto em regime dinâmico, como em regime permanente. Este método tem as vantagens de desacoplamento dinâmico entre os vetores, bem como rapidez no controlo do fluxo e binário. As características descritas anteriormente categorizam este método como um controlador de alto desempenho.

A figura 2.22 apresenta uma classificação dos principais métodos de controlo existentes.

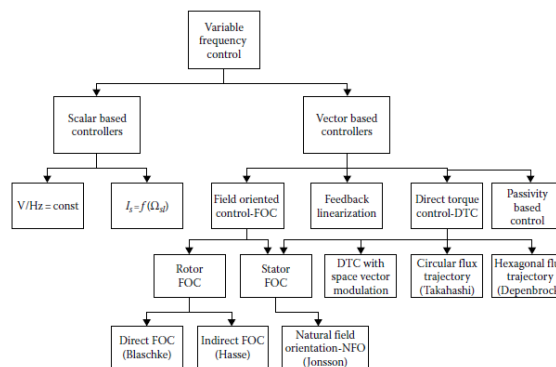


Figura 2.22: Principais métodos para o controlo do PMSM

Dos vários tipos de controlo apresentados, o mais atrativo, por orientação de campo, é o rotor FOC. Este permite controlar diretamente o fluxo no rotor e conseqüentemente a rotação do motor. Pelo contrário o FOC no estator apenas permite o controlo indireto do fluxo do rotor.

Por parte dos DTC, o controlo direto de binário através de SVM (DTC-SVM) ultrapassa os problemas associados ao DTC clássico como:

- elevado *ripple* no binário gerado;
- frequência de comutação variável;
- problemas no arranque e a baixas rotações;
- necessidade de frequências de comutação e amostragem elevadas.

Logo o estudo realizado irá incidir nos referidos métodos (rotor FOC e DTC-SVM).

2.7.1 FOC

De acordo com [22], o rotor FOC também conhecido como controlo vetorial de corrente é baseado nas trajetórias de MTPA e máximo binário por tensão (MTPV). Uma vez que tanto o binário como o fluxo são estimados a partir das correntes no referencial $d-q$, estes dependem da variação de parâmetros da máquina nomeadamente das indutâncias (L_d, L_q) e da posição do rotor. Apesar da dependência referida, existem técnicas de compensação para essas variações bem como métodos para estimação da posição do rotor [15].

O controlo baseia-se na medição das correntes no estator e respetiva transformação de coordenadas para o referencial rotativo ($d-q$). Estas correntes são comparadas com as referências (normalmente obtidas pelo método de MTPA) e através de um controlador PI são enviadas as tensões de referência para o SVM. Neste, são gerados os sinais para as *gates* dos IGBTs. A figura 2.23 ilustra o apresentado.

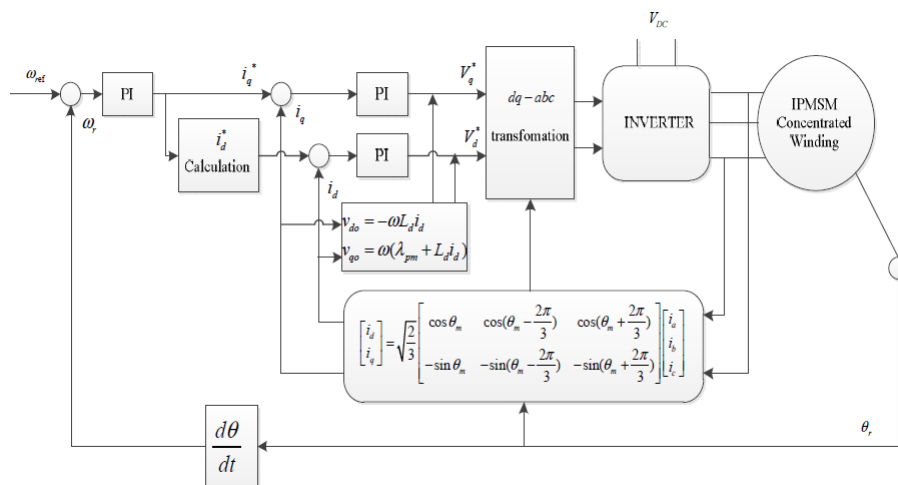


Figura 2.23: Diagrama de blocos para o controlo rotor FOC [22]

2.7.2 DTC-SVM

O controlo por DTC-SVM tem a vantagem de não ser tão sensível às variações de parâmetros do motor. Isto porque tanto o binário como o fluxo são controlados de forma direta, isto é, não são controlados através das correntes $d-q$ como no caso do rotor FOC. No DTC-SVM as componentes de binário e do fluxo são calculadas através das correntes medidas no estator, no referencial estacionário $\alpha - \beta$. A frequência angular pode ser calculada através do ângulo formado pela componente α e β do fluxo calculado (*sensorless*). As componentes calculadas são comparadas com as respetivas referências e por meio de um PI são gerados os vetores de tensão enviados para o DTC-SVM. A metodologia é ilustrada pela figura 2.24. No DTC-SVM também poderá ser aplicado o MTPA/MTPV, embora as trajetórias tenham que ser redesenhadas no plano $T - \lambda_s$.

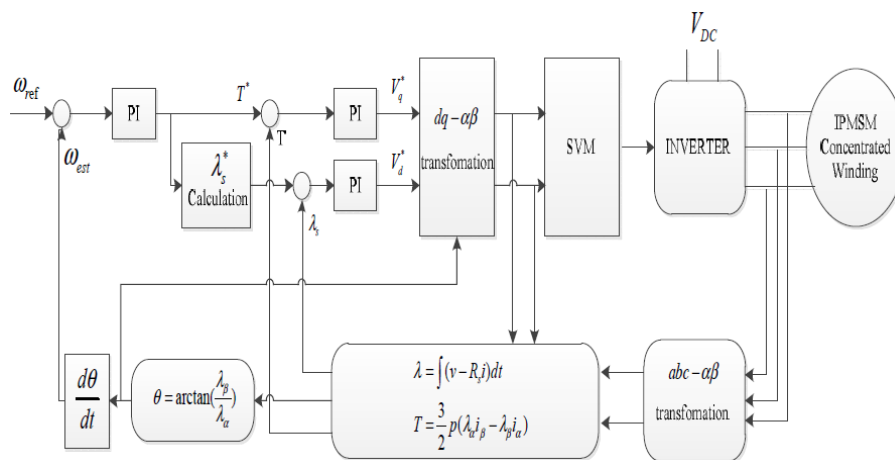


Figura 2.24: Diagrama de blocos para o controlo DTC-SVM [22]

2.8 Controladores de Tração

Atualmente existe uma necessidade de implementação de sistemas que têm como missão auxiliar o condutor no controlo do veículo. Estes surgiram inicialmente para evitar acidentes, evoluindo de forma a promover, igualmente, a eficiência e conforto da condução.

A tecnologia sistema de travagem anti-bloqueio (ABS) surge na indústria aeroespacial nos anos 30, sendo posteriormente aplicada na indústria aeronáutica (anos 40 e 50). Posteriormente é aplicada nos primeiros automóveis, nos anos 60, tornando-se uma tecnologia comum nesta indústria nos anos 80 [23].

Com o aumento de foco, na indústria automóvel, a nível de segurança e baseado no ABS, apareceram novas tecnologias. Destas novas tecnologias destacam-se:

- o sistema de controlo de tração (TCS), também conhecido como controlo de anti-derrapagem (ASC), com o objetivo de melhorar o desempenho durante a aceleração do veículo;

- o programa de estabilidade eletrónica (ESP), para manter a estabilidade do veículo em curvatura através da travagem individual de cada roda;
- a direção nas quatro rodas (4WS) que permite controlar individualmente a direção de cada roda;
- suspensões ativas que permitem variar a constante de amortecimento da suspensão.

Estes sistemas permitem, atualmente, atuações nos binários dos motores ou ângulo do pedal do acelerador, na pressão dos travões, no ângulo de direção das rodas ou até mesmo na suspensão do automóvel [24]. As atuações são dependentes dos sistemas de controlo implementados e das óbvias limitações impostas pelos componentes constituintes do veículo. O objetivos destes controladores é primordialmente a segurança de pessoas e bens, como dito, mas atualmente também incidem sobre o conforto e eficiência (principalmente nos EV).

Outro ponto importante neste tipo de sistemas é a integração dos vários tipos de controlo. Com a integração dos vários tipos de controlo apresentados, surgiu a necessidade de estudar a integração destes mesmos controladores (fim dos anos 80 e durante os anos 90) a nível da arquitetura/hierarquia ou estrutura de comando, também conhecida como IVDC [24]. Tal foi realizado de forma a coordenar os diferentes controladores, evitando o envio de sinais de comando contraditórios, permitindo sincronismo nas diversas camadas de controlo.

2.8.1 ABS e TCS

Quer o sistema de anti- bloqueio (ABS), quer o sistema anti- deslizamento (TCS), funcionam partindo dos mesmos princípios base. Assim, na sequência de um comando de travagem, efetuado no respetivo pedal, o circuito hidráulico reage apertando a pinça respetiva contra o disco do travão. Deste modo a roda associada desacelera o que provoca uma redução na velocidade da mesma. No entanto a diminuição da velocidade do veículo está dependente de haver ou não deslizamento, deslizamento esse que, por sua vez, irá depender do coeficiente de fricção entre o pneu e a superfície.

Como tal é de notar que a qualidade da travagem depende à *priori* do tipo de superfície e do tipo de pneu. Logo, existe uma relação entre a velocidade longitudinal do veículo (V) e a velocidade longitudinal de cada roda (ωR). A relação entre estas é denominada por λ (*slip rate* ou taxa de deslizamento) e tipicamente dada pela seguinte equação 2.14.

$$\lambda = \frac{V - \omega R}{V} \quad (2.14)$$

Da equação 2.14 podemos concluir que numa situação normal de travagem, $\lambda = 0$, já que as velocidades longitudinais do veículo e de cada roda são iguais. No caso de uma travagem brusca (emergência) devido aos limites físicos da interação do pneu com a estrada, pode acontecer que $V > \omega R$ e logo $\lambda > 0$. Neste caso considera-se que existe deslizamento. A situação extrema de

deslizamento na travagem é representada por $V > 0$ e $\omega R = 0$ e denominada por bloqueio da roda ($\lambda = 1$).

É com base no fenómeno físico descrito anteriormente que o ABS atua. Na sua estrutura mais básica funciona como um controlador por histerese: quando o *slip rate* ultrapassa um valor limite de referência (λ^*), o controlador liberta a pressão no circuito hidráulico do travão e vice-versa quando a taxa de escorregamento for inferior a este valor. Este processo garante que, durante uma situação de travagem, em que o veículo se encontre em movimento, não haja bloqueio da roda.

Atualmente os sistemas ABS diferem da estrutura clássica, uma vez que existe uma maior capacidade computacional, assim como algoritmos mais modernos que permitem um controlo otimizado deste tipo de sistemas. Associado está também o facto de, como dito, os motores elétricos permitirem operar como geradores, ou seja, sem recorrer ao travão mecânico efetuarmos travagem. Como tal, o foco da pesquisa efetuada neste tipo de sistema teve, como alvo, sistemas ABS aplicados ao controlo de binário do motor e controlo do *slip rate*. Estes métodos são denominados, especificamente, por ARBS.

O TCS baseia-se no princípio do ABS mas com aplicação na situação de aceleração. Tal como na travagem, existe um limite da força transmitida ao veículo pelo movimento rotacional das rodas. Este depende do coeficiente de fricção entre o pneu e a estrada. Logo existe igualmente um *slip rate* associado à situação de aceleração. De forma a manter o *slip rate* positivo tanto na situação de travagem como de aceleração, este é tipicamente calculado de acordo com a equação 2.15.

$$\lambda = \frac{\omega R - V}{\omega R} \quad (2.15)$$

Desta podemos concluir que numa situação normal de aceleração $\lambda = 0$. Numa situação em que o binário transmitido às rodas é demasiado elevado, comparando com o coeficiente de fricção $\lambda = 1$, pelo que existe uma situação de escorregamento da roda.

De notar que nos ICEV o binário produzido pelo motor no arranque é baixo, não havendo necessidade deste tipo de controlo a menos que o motor tenha uma potência elevada em relação ao peso do veículo ou o tipo de superfície tenha um baixo coeficiente de fricção (gelo, neve, etc.).

Nos EV o motor é elétrico e numa situação de arranque em que o condutor prima o pedal de aceleração ao máximo, o binário transmitido às rodas corresponde ao binário máximo do motor. A força de aceleração gerada na roda pode ser demasiado elevada e consequentemente produzir escorregamento das mesmas, o que se traduz em perdas de energia. Em suma podemos considerar o TCS não só como um sistema de alocação ótima do binário das rodas, tendo em conta as condições da estrada, mas também como uma forma de tornar os veículos mais eficientes [13,25].

Em [23] é apresentada uma síntese dos tipos de controlo utilizados para o ABS/TCS. Nesta conclui-se que os clássicos PID dificilmente correspondem aos requisitos pretendidos para este tipo de sistemas. Apesar de tal, existem algumas soluções (*Adaptive PID* ou *Optimal control PID*) que embora apresentem bons resultados, não são robustos o suficiente para implementação prática. Os autores dividem os tipos de controlo para o ABS/TCS de acordo com a figura 2.25. Ainda pelos

mesmos autores é apresentada uma revisão bibliográfica onde se destacam abordagens baseadas em:

- controlo ótimo: através das equações de estabilidade de Lyapunov;
- controlo não-linear: baseadas em controladores adaptativos baseados em máquinas de estados;
- controlo robusto: através de controlador em modo de deslizamento (SMC);
- controlo inteligente: através de *fuzzy*-SMC.

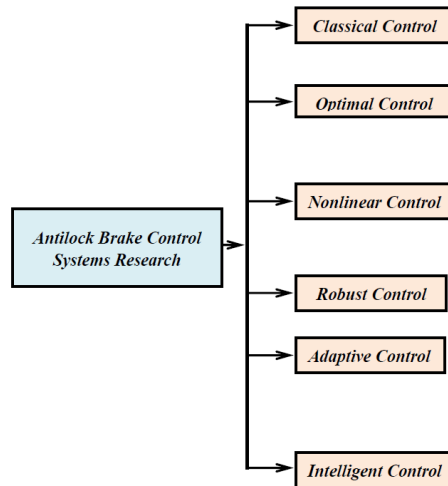


Figura 2.25: Tipos de controlo para o ABS/TCS

Existem diversos algoritmos na bibliografia para o ABS/TCS. Assim, apresentaremos, de seguida, algumas dessas abordagens:

- Em [26] mostra-se o projeto associado a um controlador TCS para a roda traseira de uma *scooter*. Neste, é aplicado um algoritmo *fuzzy*-SMC para a lei de controlo, de forma a gerar um binário de compensação que é adicionado ao binário de referência do acelerador. Adicionalmente os autores sugerem a aplicação de um observador para obtenção da força normal na roda tratora (traseira). A força longitudinal é estimada através da rotação da roda não tracionada (consideram que não existe deslizamento na roda dianteira). As grandezas referidas anteriormente são usadas para calcular o coeficiente de fricção da estrada. Por último, através do gradiente da variação do coeficiente de fricção e do *slip rate* obtidos, é gerada a referência do *slip rate*. O *slip rate* ótimo é obtido quando o gradiente é nulo. O *slip rate* de referência é incrementado para gradientes positivos e decrementado para gradientes negativos (garantindo convergência).

Este método, quando comparado com outros métodos baseados em SMC, apresenta resultados de desempenho inferiores, embora responda de forma adequada ao problema. Adicionalmente é possível notar que a variação do *slip rate* de referência é reduzida, caso as condições da estrada sejam minimamente conhecidas.

- [8] apresenta um método ABS/TCS para um EV com tração nas quatro rodas (4WD). Os autores, por meio de um observador, calculam, através da aplicação da segunda lei de Newton, a força de tração em cada roda. Adicionalmente, implementam um método de estimação do *slip rate* sem recorrer à velocidade longitudinal do veículo. No entanto, o método implementado exige que seja realizado controlo por velocidade (não diretamente de binário) e exige uma elevada capacidade de cálculo na obtenção das grandezas estimadas;
- Em [13, 27, 28] é aplicado o SMC para o controlo do *slip rate*, assumindo a sua referência constante e previamente definida. As leis de controlo propostas pelos autores de cada artigo diferem ligeiramente mas baseiam-se nas condições de estabilidade de Lyapunov. Apresentam resultados semelhantes, embora não demonstrem a robustez dos controladores nos resultados obtidos.
- A abordagem presente em [29] consiste num controlador ABS que permite simultaneamente travagem regenerativa e mecânica. Sempre que é pressionado o travão, o controlador ativa parcialmente o travão mecânico, em simultâneo com a travagem regenerativa como meio de controlo do *slip rate*. O controlo da travagem regenerativa é realizado através de um controlador quadrático linear (LQR). São apresentados resultados, por simulação, muito positivos quanto às curvas de binário geradas para o motor. Por outro lado o *slip rate* demora cerca de um segundo a convergir para o valor ótimo, o que não é muito positivo, dado que o modelo aplicado nas simulações é o mesmo aplicado no projeto do controlador;
- O método apresentado em [30] baseia-se num controlo misto de λ e α (*slip angle* ou deslizamento lateral) aplicando um SMC de forma a maximizar o primeiro e a minimizar o segundo, tal que, com um só controlador se consiga manter tanto a dinâmica lateral, como a longitudinal, na região ótima de operação;
- Os autores de [31] sugerem um algoritmo simples, baseado numa máquina de estados, que incrementa o binário de travagem até o valor do *slip rate* estimado ultrapassar um dado *slip rate* de referência. Quando é ultrapassado o limite estipulado, o binário de travagem é reduzido repetindo o ciclo anterior até o veículo atingir a velocidade mínima estipulada. Os resultados obtidos pelos autores são surpreendentemente positivos face à simplicidade do controlo apresentado.

Podemos concluir que os controladores ABS/TCS usam, na sua grande maioria, o *slip rate* como objetivo de controlo e o binário do motor como variável de controlo, por meio do SMC. Embora haja algumas estratégias, revistas anteriormente, que sugerem métodos alternativos (baseados em linearização do sistema). Na revisão bibliográfica realizada foi ainda possível concluir

que a maior parte dos artigos publicados ou apresentam uma boa descrição dos algoritmos e validação com modelos assumidos, ou uma boa apresentação de resultados práticos, mas com uma pobre descrição dos algoritmos implementados. Como tal não foi possível diferenciar, devidamente, as abordagens quanto à sua robustez e fiabilidade.

2.8.2 ESP

O ESP é responsável, como dito anteriormente, por controlar a dinâmica do veículo em curvatura. Na realidade o algoritmo do ESP pode atuar mesmo durante um percurso longitudinal, caso o veículo sofra uma mudança de trajetória indesejada tendo em conta o ângulo associado às rodas direcionais. Um exemplo de tal caso é quando o veículo sofre deslizamento lateral numa situação de excesso de velocidade sobre uma superfície com baixo coeficiente de fricção.

Este tipo de controlo pode ser realizado por atuação no ângulo de direção, na suspensão, no binário de condução, travagem de cada roda ou de forma híbrida. É de acrescentar que encontram-se diversos nomes, alternativos ao ESP, tais como controlador de estabilidade do veículo (ESC), assistente/controlo à/da dinâmica do veículo (VDA/VDC), controlo direto do *yaw* (DYC), entre outros.

Para explicar os diversos métodos de controlo seria necessário detalhar as equações que aproximam o comportamento dinâmico do veículo (subcapítulo 3.4). Como tal, o importante neste momento é assumir que as variáveis objetivo do controlador são, normalmente, o *side slip angle* (β) e/ou o *yaw rate* ($\dot{\Psi}$).

Os tipos de ESP podem ser estruturados como indicado na figura 2.26. É de acrescentar que o foco da pesquisa realizada baseia-se no controlo da velocidade ou binário em cada motor e não no ajuste do ângulo de direção (AFS/ARS- *Active Front Steering/Active Rear Steering*) ou atuação na suspensão (*Active Suspension*), de forma a simplificar o sistema e reduzir a quantidade de subsistemas introduzidos no veículo.

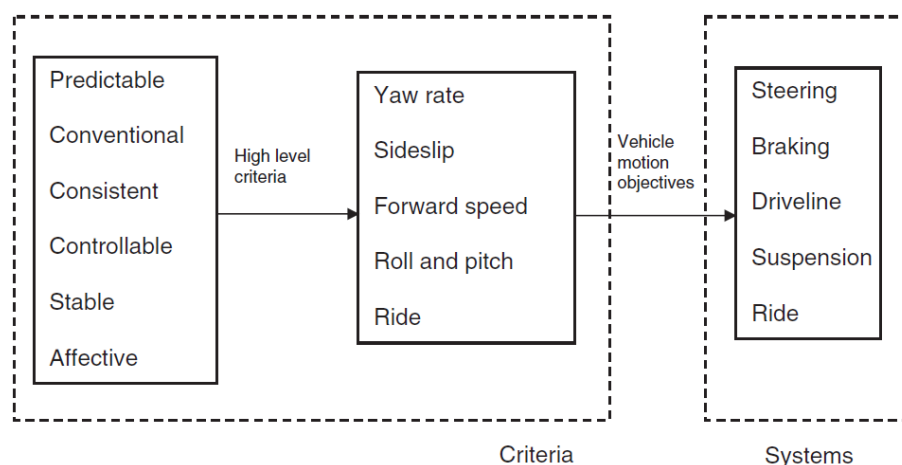


Figura 2.26: Tipos de controlo para o ESP [32]

De acordo com [32] existem duas regiões de operações distintas no funcionamento do ESP:

- Condições limite- quando a estabilidade do veículo está na eminência de se perder, já que os pneus encontram-se no seu limite de adesão;
- Condições normais- implicam acelerações laterais modestas e boas superfícies de contacto (estradas).

O autor divide os tipos de controlo como individuais (controlo do *yaw rate* ou do *side slip angle* β) ou mistos (*yaw rate* e *side slip angle* β). Em cada um dos três tipos de controlo, o autor, referencia os métodos direcionados para as condições normal e limite.

2.8.2.1 Controlo do *Yaw Rate*

O sistema típico, tendo em conta as atuações nos binários dos motores, é apresentado na figura 2.27. O controlo é formado por uma malha aberta e uma malha fechada. A malha aberta (*feed-forward*) é composta por um mapeamento das velocidades máximas tendo em conta o ângulo de direção imposto pelo condutor. A malha fechada (*feedback*) serve para compensar a variação do *yaw rate* ($\dot{\psi}$) representado em 2.27 pela letra r . O autor sublinha ainda que os métodos revistos primam a segurança do veículo/condutor. Logo são desenhados para atuar sobre a forma de travagem. Sendo este o melhor método, há no entanto outros métodos, alternativos, que sacrificam a segurança em prol do conforto.

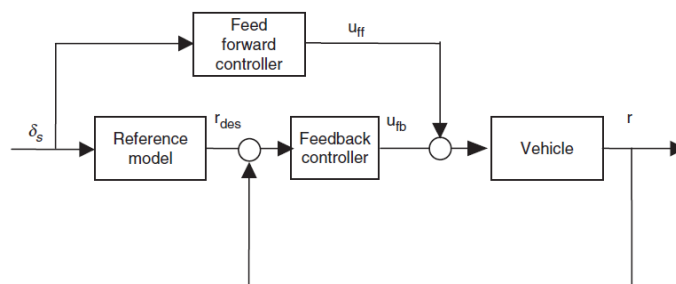


Figura 2.27: Arquitetura típica para o controlo do *yaw rate* [32]

2.8.2.2 Controlo do *Side Slip Angle* β

As arquiteturas apresentadas para o controlo do *side slip angle* são semelhantes às de controlo do *yaw rate*, embora obviamente os valores desejados e os ganhos de correção sejam diferentes. Importante realçar que a travagem diferencial demonstra bons resultados para o controlo deste ângulo que se pretende, tipicamente, nulo [32–34]. Neste tipo de controladores é importante obter informações sobre $\dot{\beta}$, sendo as abordagens mais comuns na literatura efetuadas por:

- integração da aceleração lateral medida;
- inclusão do modelo da roda no algoritmo de controlo;
- combinação dos dois métodos anteriores.

2.8.2.3 Controlo Misto do *Yaw Rate* e *Side Slip Angle*

Este tipo de controlo consiste na integração dos dois controladores descritos nos dois subcapítulos anteriores. A arquitetura encontra-se ilustrada na figura 2.28.

Existem duas abordagens mais comuns para este tipo de controladores.

A primeira consiste em formular a resposta do veículo em termos das duas variáveis objetivo, num sistema dinâmico de primeira-ordem. Quando tal, é comum considerar $\beta^* = 0$ e consequentemente $\dot{\beta} = 0$ e aplicar controladores baseados em SMC ou *fuzzy* [32, 34, 35].

A segunda abordagem consiste no controlo desacoplado de ambas as variáveis. É a mais comum na bibliografia, uma vez que não é necessário transformar a resposta do veículo para um sistema de ordem inferior, embora haja uma dificuldade acrescida na coordenação da variável de controlo.

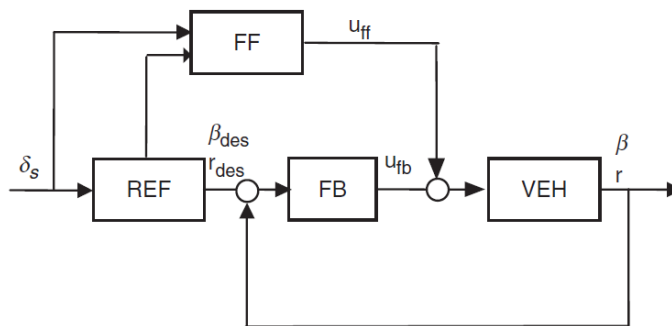


Figura 2.28: Arquitetura típica para o controlo do *yaw rate* e *side slip angle* [32]

A revisão bibliográfica para o ESP incidu sobretudo no controlo misto referido anteriormente, já que este, é o que apresenta melhores resultados de estabilidade, embora seja relativamente mais complexo. Da revisão realizada destacámos os seguintes trabalhos (baseados em SMC):

- Em [36] é projetado um controlador, baseado no modelo da roda, para o controlo do *slip rate* e *slip angle* (α). No método proposto não é contemplado o momento gerado no centro de massa (CG) do veículo (ψ). No entanto os testes realizados apenas consideram testes do tipo *split- μ* (pavimento dividido longitudinalmente com diferentes coeficientes de fricção). Como tal não é possível garantir estabilidade durante a curvatura;
- Um controlo a atuar sobre três variáveis de estado ($V_x, V_y, \dot{\Psi}$ é sugerido em [37]). Para tal é aplicado um algoritmo baseado em SMC. Neste é definida uma superfície de deslizamento para cada variável. É de notar que o controlo de V_x e V_y , permite igualmente o controlo sobre β . Os autores aplicam ainda um algoritmo de Lagrange para garantir a convergência das trajetórias do sistema, através de um algoritmo de alocação de binários. Não é clara a forma como é desenhado este último e consequentemente a forma de atuação nas variáveis de controlo e os resultados são apresentados com pouco rigor;
- O projeto realizado em [34] sugere a estratégia, explicada anteriormente neste subcapítulo, de transformar a dinâmica do veículo num sistema de primeira ordem, obtendo a superfície

de deslizamento com o erro das duas variáveis objetivo (ψ e β). A superfície de deslizamento é controlada através de um algoritmo de alocação dos binários e de dois ganhos associados a cada uma das variáveis objetivo. No controlo proposto é ainda considerada a velocidade do veículo. Esta é limitada por estimação, consoante o raio de curvatura;

- A estratégia apresentada por [38] baseia-se no modelo da roda tal como em [36]. A diferença entre ambos está na adaptação do *slip rate* de referência. Esta é realizada de acordo com o *slip angle* e o *yaw rate*. É de acrescentar que o algoritmo, que apresentam, pretende controlar o *yaw* do veículo sem alteração da velocidade do mesmo. Como tal o somatório dos binários gerados (de aceleração e travagem) é nulo. São apresentados bons resultados e a ideia de controlo é bem exposta. No entanto existe um nível de complexidade relevante;
- Em [39] apresenta-se um método que segue o mesmo raciocínio de [38], mas que apresenta uma arquitetura inversa. A referência do *slip rate* é limitada dentro de um intervalo estável, produzindo binários que sofrem uma posterior compensação de forma a manter o *yaw rate* inferior ao valor crítico calculado. Desta forma é permitido ao condutor corrigir o *yaw* através do ângulo de direção e da sua perceção. Quando o valor limite do *yaw rate* é violado, então é ativada uma estratégia de alocação de binários que estabiliza novamente o veículo.
- Por último foi analisado o controlo proposto por [40] baseado no modelo da roda e do veículo. Neste o autor sugere a estimação do *yaw rate* através do método de Ackermann. Aplicando um MPC (*Model Predictive Controller*) através da linearização da dinâmica do veículo, em torno do ponto de funcionamento em que se encontra em cada ciclo do programa. A atuação é realizada nos binários de cada roda, de forma a corrigir as variáveis objetivo β e ψ .

Foi possível concluir, através do estudo e da revisão bibliográfica realizados, que existe uma enorme variedade de métodos para este tipo de controlo. Mesmo tendo a pesquisa sido limitada para atuação nos binários individuais de cada roda. Não foi possível eleger um melhor método, uma vez que a diversidade e condições dos testes aplicados, nas diferentes metodologias, divergem de forma significativa. Deste modo foi primordial focarmos a atenção na simplicidade dos sistemas. Adicionalmente constata-se que as abordagens baseadas em SMC são as mais comuns, tal como vimos em 2.8.1. Por outro lado, as variáveis objetivo são normalmente o *yaw rate* e o *side slip angle*.

Capítulo 3

Dinâmica do Veículo

Este capítulo apresenta três modelos associados à simulação da dinâmica do veículo e aplicados durante o estudo efetuado na presente dissertação. Os modelos desenvolvidos irão permitir o dimensionamento do motor, o cálculo das necessidades energéticas do sistema de propulsão e o projeto dos controladores de tração e estabilidade.

Os modelos representados contêm diferentes níveis de complexidade, já que foram desenvolvidos com diferentes objetivos. Logo, juntamente com a descrição de cada modelo, será indicada a aplicação do mesmo. Todos os modelos, aqui apresentados, foram desenvolvidos no *software Matalab/Simulink*[®].

3.1 Modelo Longitudinal do Veículo

O primeiro objetivo prende-se com a obtenção de um modelo que nos permita dimensionar a potência e binários máximos para proceder com a escolha do motor. Logo pretende-se um modelo simplista que considere apenas as forças tratoras e resistentes mais relevantes. Como tal, e com base no estudo enunciado em 2.3.1, foi desenvolvido o modelo ilustrado na figura 3.1. Na figura, FT e FR referem-se respetivamente às forças tratoras e resistentes calculadas através das equações 3.1 e 3.2.

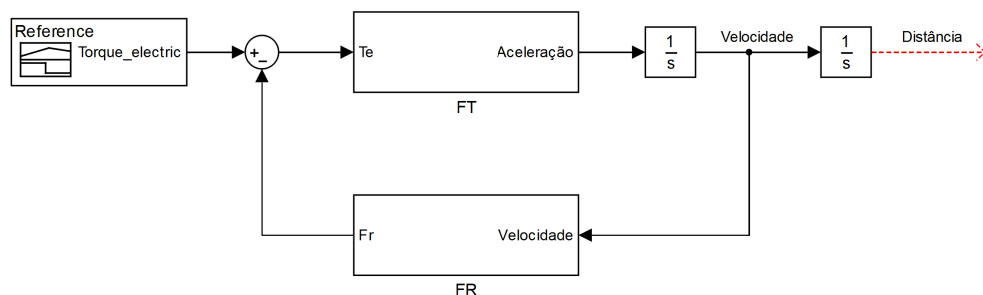


Figura 3.1: Arquitetura do modelo do veículo usado para dimensionamento do motor

$$FT = \frac{\eta_t T_e GR}{R_t} \quad (3.1)$$

$$FR = \frac{\sum F_R}{R} = \frac{F_{aero} + F_{grad} + F_{rr}}{R} \quad (3.2)$$

GR e η_t são, respetivamente, a razão da caixa de velocidade fixa e a eficiência (assumida) do conjunto de transmissão.

3.1.1 Dimensionamento do Motor

Para o dimensionamento do motor foi considerada a prova de aceleração (subcapítulo 2.1.1.1). Nesta o tempo a atingir foi fixado em 3.9 s, já que corresponde ao melhor tempo registado no FS 2013. Adicionalmente foram inseridas de forma iterativa, curvas, trapezoidais (características nos EM), de binário velocidade.

Os resultados obtidos encontram-se na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Resultados obtidos para o dimensionamento do motor com $GR = 1/4$

Número de Motores	Potência Máxima	Binário Máximo	Tempo da Prova
1	82.54 kW	240 Nm	3.911 s
2	41.27 kW	120 Nm	3.911 s

O motor EMRAX 228 LC da Enstroj possui características que respondem positivamente aos requisitos obtidos. Uma vez que se trata de um motor disponível na faculdade, este permitirá uma futura implementação prática do trabalho realizado.

Por análise da folha de características do motor [41] e apresentada no anexo B, podemos concluir que um só motor consegue corresponder ao dimensionamento efetuado, embora tenha que trabalhar no limite do seu ponto de funcionamento (e durante tempo limitado). Ao incluir dois destes motores conseguimos operar com ambos na sua região de maior eficiência, aumentamos significativamente a robustez do sistema e a controlabilidade dinâmica do veículo. Por outro lado estamos a acrescentar um motor ao sistema, o que se traduz num acréscimo no preço e peso do veículo. Neste caso, como não é objetivo a participação imediata na competição FS, assumiremos o conjunto dos dois motores anunciados (economicamente viável).

3.1.2 Cálculo de Necessidades Energéticas

Para o cálculo da eficiência energética, e com base em [42], foi utilizado novamente o modelo baseado no subcapítulo 2.3.1, produzindo o sistema ilustrado na figura 3.2.

Na figura 3.2 é de notar que o bloco *Vehicle model* refere-se ao modelo anteriormente explicado (figura 3.1). Os blocos adicionais: *Drivetrain model* e *Driver model* referem-se ao modelo do motor e do condutor respetivamente.

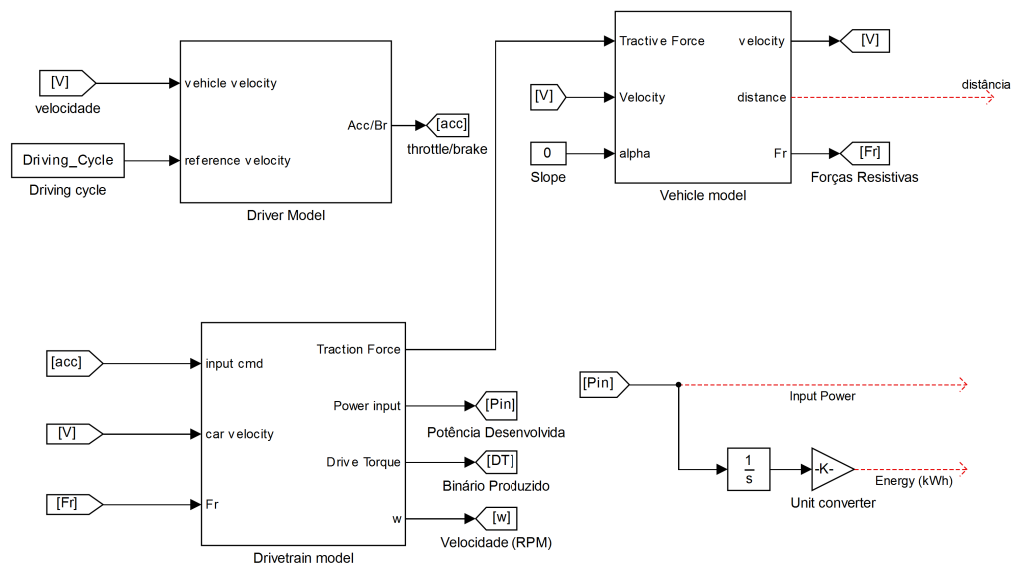


Figura 3.2: Arquitetura do modelo usado para cálculo da necessidade energética

O modelo do motor foi desenvolvido por modelação da curva característica ($T_{em}-\omega_{mec}$) disponível na *datasheet* do EMRAX (Anexo B) e modelado através de uma *lookup table* (LUT). Os sinais enviados pelo modelo do condutor variam dentro do intervalo $[-1; 1]$ e são em função do binário máximo permitido pelo motor.

O modelo do condutor é realizado por meio de um controlador PI de forma a transformar a velocidade dada pelo vetor *driving cycle* em sinais de travagem e aceleração dentro de uma gama limite $[-1 : 1]$. A figura 3.3 ilustra este subsistema. Os resultados do sistema para um dado *driving cycle* podem ser vistos na figura 3.4. A energia estimada, para o percurso dado por 3.4a, foi de 0.023 kWh sendo a distância percorrida de 1036 m.

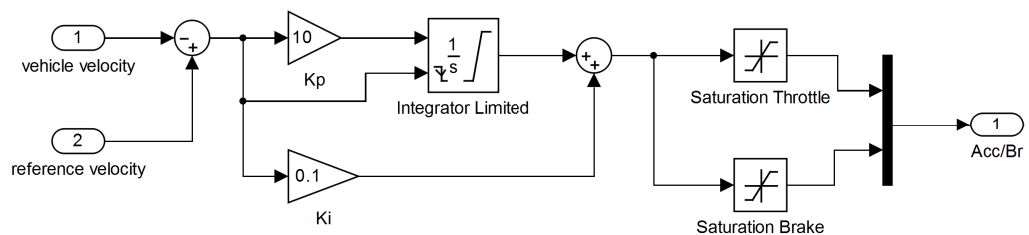


Figura 3.3: Modelo do condutor

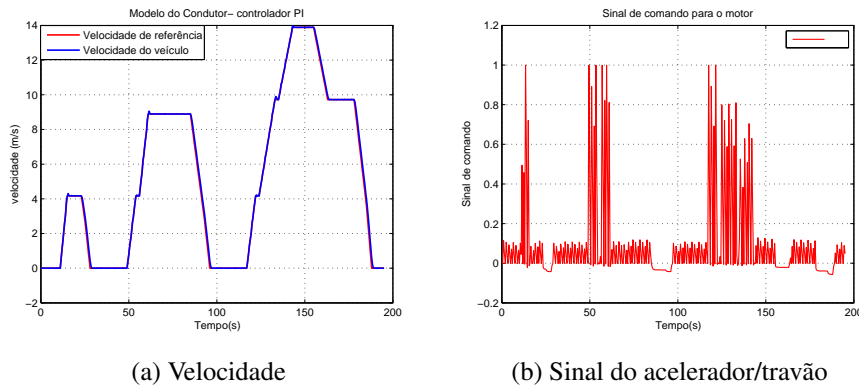


Figura 3.4: Validação do modelo do condutor

3.2 Modelo Longitudinal da Roda e Interação com a Estrada

De forma a podermos modelar as variáveis objetivo dos controladores ABS/TCS, é importante modelar o pneu bem como a sua interação com a estrada, já que será este o meio de transmissão do movimento rotacional controlado para o movimento longitudinal do veículo. Como visto em 2.3.2 existe uma força F_d (daqui em diante denominada por F_x) de amplitude igual e sentido oposto a F_t (força gerada pelo motor na superfície de contacto). Esta força depende da força normal no ponto de contacto e do coeficiente de fricção entre o pneu e a estrada e é dada pela equação 3.3. Se desprezarmos o deslizamento lateral, podemos considerar que as rodas contêm apenas componente longitudinal. λ é o *slip rate* como explicado em 2.8.1. De realçar que esta abordagem é a mais comum para o projeto dos controladores do tipo ABS/TCS.

$$F_x = F_z \mu(\lambda) \quad (3.3)$$

Analisando a equação anterior notamos que a força longitudinal do veículo depende da força normal assim como do coeficiente de fricção. Este, por sua vez, varia com o *slip rate* e depende do tipo de estrada. Em [43, 44] é explicado o modelo do pneu e a interação pneu/estrada para os modelos simplificados mais comuns na bibliografia. Estes são a *Pacejka Magic Formula*, o *Burckhardt tyre model*, o *LuGre friction model* e o *Dugoff tyre model*. Aqui apresentaremos os dois primeiros modelos enunciados, que nas suas formas mais simples consideram que existe apenas escorregamento longitudinal. As equações associadas são 3.4 e 3.5.

$$\mu = D \sin(C \arctan[B\lambda - E(B\lambda - \arctan(B\lambda))]) \quad (3.4)$$

$$\mu = c_1(1 - e^{-c_2\lambda}) - c_3\lambda \quad (3.5)$$

Os parâmetros presentes em 3.4 (D, C, B, E) são relacionados com as condições e tipo de estrada e são:

- B- *Stiffness factor*

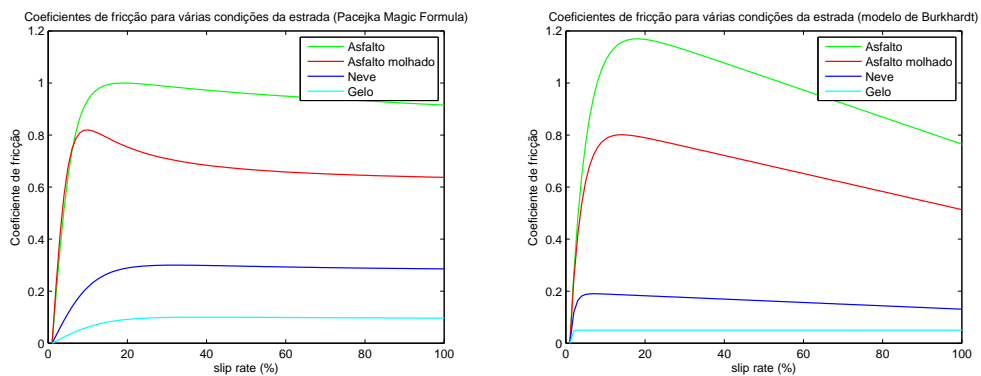
- C- Shape factor
- D- Peak value
- E- Curvature factor

As constantes em 3.5, tal como no caso anterior, dependem das condições e tipo de estrada, não tendo, no entanto, algum significado específico.

Valores típicos para as constantes de 3.4 e 3.5 podem ser visualizadas na tabela 3.2 [33,45,46] e na figura 3.5.

Tabela 3.2: Parâmetros típicos para o cálculo do coeficiente de fricção

Condições da Estrada	B	C	D	E	c1	c2	c3
Asfalto, seco	10	1.9	1	0.97	1.2801	23.99	0.52
Asfalto, molhado	12	2.3	0.82	1	0.857	33.822	0.347
Neve	5	2	0.3	1	0.1946	94.129	0.0646
Gelo	4	2	0.1	1	0.05	306.39	0



(a) Representação pela Pacejka *Magic Formula* (b) Representação pelo modelo de Burckhardt

Figura 3.5: Curvas representativas do coeficiente de fricção em função do *Slip rate*

É de realçar que, devido à não linearidade da interação pneu/estrada, a identificação do tipo de estrada é um dos principais objetos de investigação. Tal é justificado uma vez que o *slip rate* desejado depende do tipo de superfície onde o veículo se encontra. Por esse motivo existem vários trabalhos que incluem a estimação do coeficiente de fricção através de algoritmos adaptativos no ABS/TCS. Tais podem ser vistos em [47, 48].

A simulação associada à interação pneu estrada utiliza o modelo de Burckhardt, uma vez que este contém menos parâmetros e apresenta maior variação com o *slip rate*.

De forma a completar a modelação do binário proveniente da transmissão, acrescentamos ao modelo de rotação da roda a 2ª lei de Newton (equação 3.6)

$$\dot{\omega}I_w = T_m - F_R R_w \quad (3.6)$$

O modelo da roda utilizado, com base nas equações 3.3, 3.5 e 3.6, encontra-se ilustrado na figura 3.6.

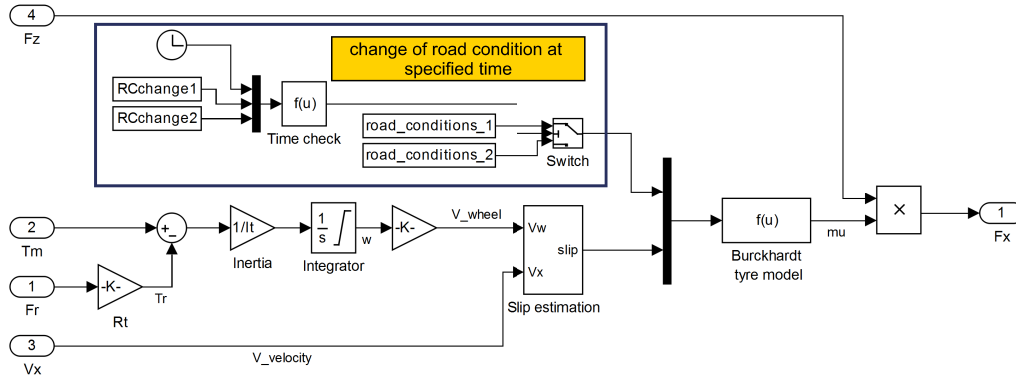


Figura 3.6: Modelo da roda

3.3 Modelo Longitudinal do Veículo com a Roda

Neste subcapítulo pretende-se alargar o modelo do subcapítulo 3.1 de forma a integrar o modelo da roda e a sua interação com a estrada do subcapítulo 3.2.

Como vimos no subcapítulo 3.2 a força F_x depende da força normal na superfície de contacto, como tal, teremos que modelar esta força. O modelo do *Matlab/Simulink*[®] foi analisado e foram efetuadas algumas alterações, de modo a que o sistema correspondesse às equações até agora enunciadas. De forma a modelar as forças normais F_z foi adicionado um fator de correção da reação normal das rodas traseira e dianteira (F_{zr}, F_{zf}). Este é dado pela equação 3.7 como sugerido por [1, 49].

$$\begin{cases} F_{zf} = \frac{-h(F_{aero} + F_x + mg\sin(\alpha)) + mgl_r\cos(\alpha)}{l_f + l_r} \\ F_{zr} = \frac{h(F_{aero} + F_x + mg\sin(\alpha)) + mgl_f\cos(\alpha)}{l_f + l_r} \end{cases} \quad (3.7)$$

h , l_f e l_r são a altura, a distância do eixo frontal e a distância do eixo traseiro ao centro de massa, respetivamente. Para inclinações da estrada nulas ($\alpha = 0$), o sistema simplifica-se transformando-se na equação 3.8.

$$\begin{cases} F_{zf} = \frac{-h(F_{aero} + F_x) + mgl_r}{l_f + l_r} \\ F_{zr} = \frac{h(F_{aero} + F_x) + mgl_f}{l_f + l_r} \end{cases} \quad (3.8)$$

O modelo longitudinal utilizado resulta da integração do modelo da roda (figura 3.6) com o modelo do veículo (figura 3.1) incluindo as equações apresentadas em 3.8. Tal encontra-se

ilustrado na figura 3.7. Os índices F_{ij} referem-se ao versor onde é aplicada a força $[x, z]$ e ao respetivo eixo das rodas traseiras/dianteiras $[r, f]$.

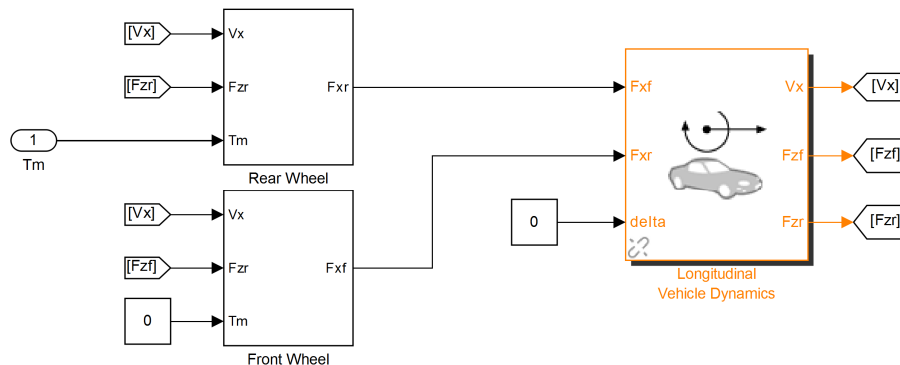
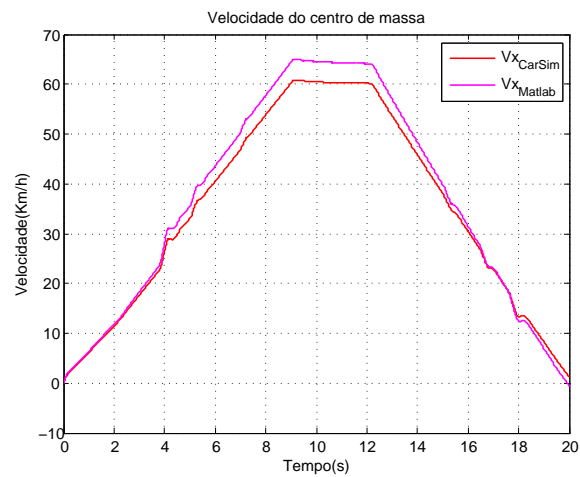


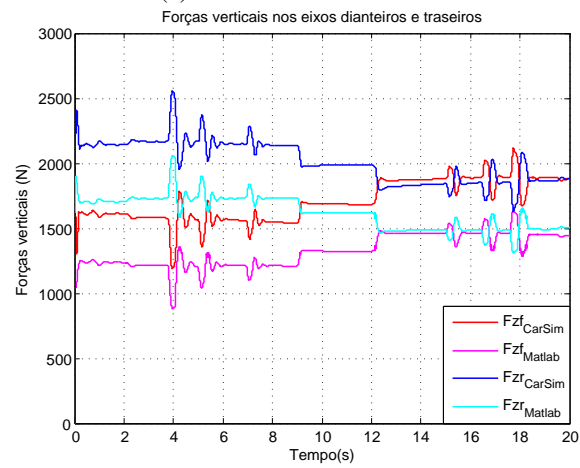
Figura 3.7: Modelo longitudinal do veículo com roda

Para validação do modelo recorremos ao *software CarSim*[®]. Os resultados obtidos, para um movimento de aceleração seguido de travagem, encontram-se ilustrados na figura 3.8. Podemos notar que existe um *offset* para as forças verticais entre os valores estimados pelo nosso modelo e aqueles calculados pelo *CarSim*[®] (figura 3.8b). Tal pode ser justificado pelo facto de o *CarSim*[®] considerar duas massas: a *sprung mass* (peso total do veículo suportado pela suspensão) e a *unsprung mass* (peso da suspensão e rodas) para a distribuição do peso do veículo e força normal no ponto de contacto com a estrada 3.8c. Por outro lado, para o cálculo das forças longitudinais apenas é considerado a *sprung mass*. É de notar que ao considerarmos a *unsprung mass* obtemos maiores vetores de forças verticais, o que se traduz num aumento da força de tração disponível.

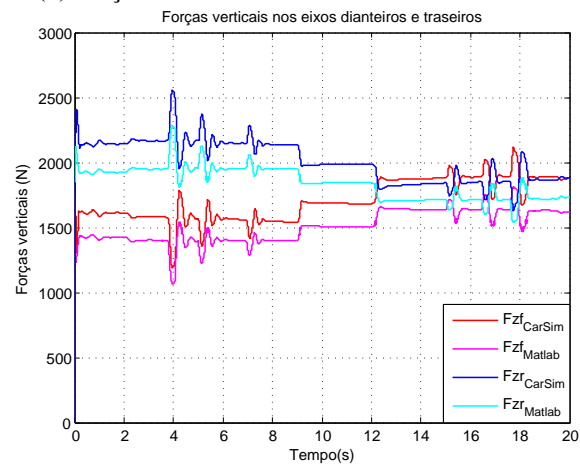
Os parâmetros usados em ambos os modelos (*CarSim*[®] e *Matlab/Simulink*[®]) encontram-se descritos no anexo A.



(a) Velocidade do veículo



(b) Forças verticais nos eixos dianteiro e traseiro



(c) Forças verticais nos eixos dianteiro e traseiro

Figura 3.8: Validação do modelo longitudinal do veículo

3.4 Modelo Planar do Veículo

No presente subcapítulo será deduzido o modelo planar a partir do modelo completo do veículo, para que seja possível projetar o controlador ESP. Tal é necessário uma vez que este necessita de informações sobre a dinâmica lateral do veículo, assim como dos momentos criados no centro de massa do mesmo. Os referenciais utilizados e os respectivos versores estão de acordo com o ISO 8855 (*Road Vehicles*) [50].

Normalmente, o modelo "completo" do veículo contém seis graus de liberdade (DOF) como apresentado na figura 3.9. Para o modelo planar são desprezados os efeitos *roll* e *pitch*, logo o modelo é simplificado, podendo-se representar tal como na figura 3.10a [33, 49, 51]. Os prefixos (*ijk*) significam: eixo da força (*x, y, z*), eixo da roda (*r, f*) e localização lateral (*l, r*) respetivamente. Em 3.10b o índice *i* de F_{ijk} toma os valores (*x, y, l, s*) onde *l* e *s* representam o eixo *longitudinal* e lateral no referencial da roda centrado no CG das mesmas. *x, y* representa o eixo longitudinal e lateral no referencial aplicado no CG do veículo. É de notar que para o eixo traseiro não existe direção ($\delta = 0$), logo $F_{lrk} = F_{xrk}$ e $F_{srk} = F_{yrk}$. Para as rodas dianteiras a relação é dada pela equação 3.9.

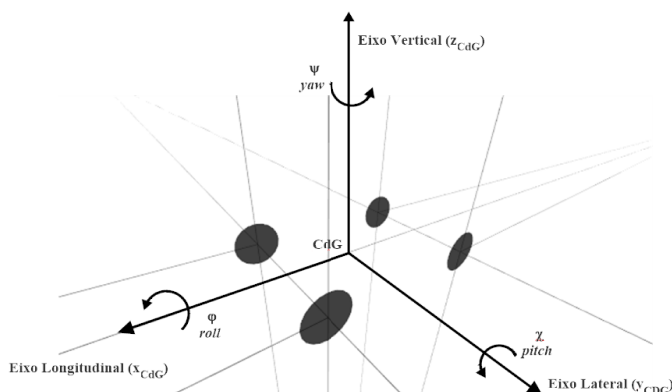


Figura 3.9: Modelo completo com 6 DOF [51]

$$\begin{cases} F_{xfk} = F_{lfk} \cos(\delta) - F_{sfk} \sin(\delta) \\ F_{yfk} = F_{lfk} \sin(\delta) + F_{sfk} \cos(\delta) \end{cases} \quad (3.9)$$

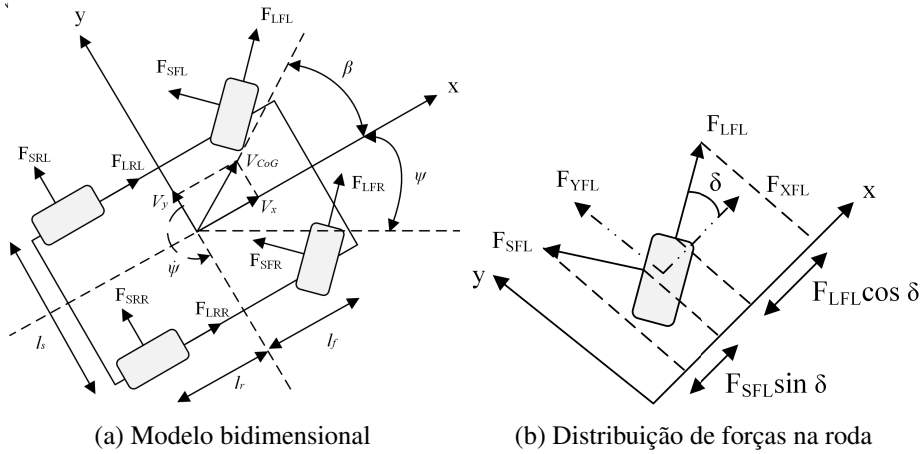


Figura 3.10: Modelo planar do veículo [51]

O *side slip angle* β é o ângulo entre o vetor velocidade e o eixo longitudinal X do veículo. O *yaw*, representado na figura 3.10a pela sua derivada (*yaw rate*), é o ângulo de rotação sobre o eixo Z centrado no CG. Por último surge a variável l_s que se refere à distância entre as rodas de um mesmo eixo. De notar que o modelo em questão contém a representação das variáveis objetivo de controlo referidas no subcapítulo 2.8.2.3.

Aplicando a 2ª lei de Newton para cada eixo do CG e considerando o ângulo de direção para as rodas dianteiras $\delta_{jk} = \delta$ obtemos o sistema dado em 3.10 e modelado em *Matlab/Simulink*® como apresentado pela figura 3.11.

$$\begin{cases} m\ddot{x} = F_{xfl} + F_{xfr} + F_{xrl} + F_{xrr} + m\dot{\psi}\dot{y} - F_{aero} - F_{rr} \\ m\ddot{y} = F_{yfl} + F_{yfr} + F_{yrl} + F_{yrr} - m\dot{\psi}\dot{x} \\ I_z\ddot{\psi} = \underbrace{(F_{xfr} + F_{xrr} - F_{xfl} - F_{xrl}) \frac{l_s}{2}}_{M_{l_s}} + \underbrace{(F_{yfl} + F_{yfr})l_f}_{M_{l_f}} - \underbrace{(F_{yrl} + F_{yrr})l_r}_{M_{l_r}} \\ \beta = \tan^{-1} \left(\frac{\dot{y}}{\dot{x}} \right) \end{cases} \quad (3.10)$$

A validação do modelo planar com o *CarSim*® não foi possível, uma vez que o modelo desenvolvido não considera a transferência lateral de massa, equacionada através das constantes inerentes à suspensão. Por outro lado não houve disponibilidade temporal para modelar a diferença da direção para cada roda do eixo frontal. Assim os resultados da simulação efetuada em *Matlab/Simulink* diferem significativamente dos obtidos com o *CarSim*®.

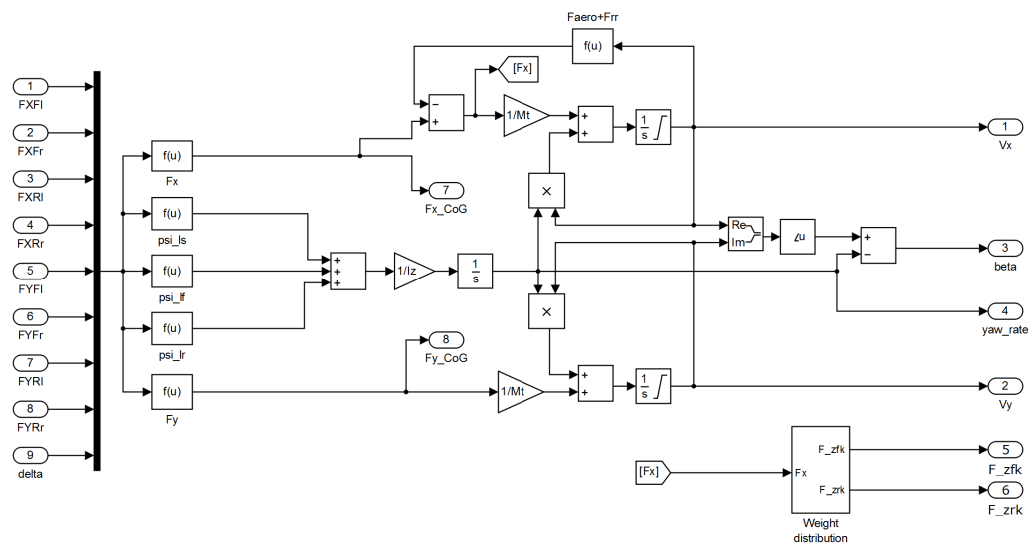


Figura 3.11: Modelo planar modelado em *Matlab/Simulink*®

Capítulo 4

Controlador do Motor

Neste capítulo é apresentado o modelo matemático do motor. Este modelo foi já validado, por comparação de resultados, com o modelo presente no *software PSIM*[®] [16]. O motor utilizado na modelação é o EMRAX 228 da Enstroj, pelas razões referidas no subcapítulo 3.1.1.

Apresentamos ainda a técnica de controlo do motor utilizada bem como a respetiva implementação no simulador.

Por último avalia-se o desempenho do controlador desenvolvido utilizando o *software PSIM*[®].

4.1 Modelo do Motor

Para que seja possível projetar devidamente o controlador do motor, é necessário o conhecimento sobre o funcionamento deste. Assim apresentamos de seguida o seu modelo matemático.

Como foi referido anteriormente (subcapítulo 2.5) o IPM é uma máquina síncrona e como tal, a velocidade de rotação do rotor é proporcional à frequência do campo girante. Deste modo é possível relacionar a frequência elétrica com a velocidade angular do rotor através da equação 4.1. Nesta ω_m refere-se à velocidade mecânica do rotor em rad/s, ω_e à velocidade elétrica e p ao número de par de pólos do motor.

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{p} \quad (4.1)$$

Adicionalmente, consideramos o facto de existirem dois referenciais normalmente utilizados na modelação deste tipo de motores: referencial estacionário no estator (através da transformada de Clarke) e o referencial rotativo no rotor (através da transformada de Park).

A transformação das grandezas trifásicas (a, b, c) para um sistema estacionário bifásico ($\alpha\beta$) é dada pela transformada de Clarke, aqui apresentada na equação 4.2 [15, 16, 52]. A mesma é obtida por projecção das respetivas grandezas a, b, c nos eixos $\alpha\beta$ tal como ilustrado na figura 4.1.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

A partir do referencial estacionário no estator, é possível realizar uma nova transformada para o referencial rotativo (dq). Esta é realizada projetando as grandezas $\alpha\beta$ nos eixos dq . Tal é obtido com a transformada de Park dada pela equação 4.3. O referencial dq está também ilustrado na figura 4.1.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

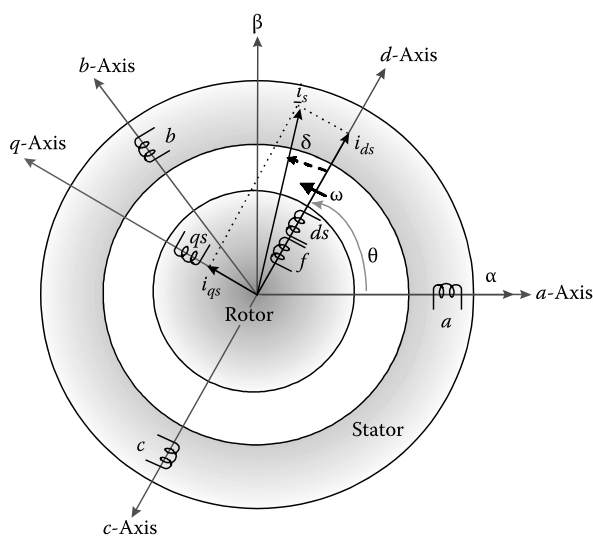


Figura 4.1: Referenciais aplicados na modelação do EM [15]

Tomando como referência o rotor prosseguimos com a modelação matemática do motor neste referencial. O motor é normalmente modelado considerando um sistema de fases equilibradas operando na região de magnetização linear. Assim não são considerados os efeitos de saturação nas indutâncias [15, 52].

No sistema de coordenadas trifásico, o IPM é modelado de acordo com o sistema de equações 4.4. Nestas, ψ_f representa os fluxos magnéticos equivalentes por fase, por sua vez dependentes da posição do rotor. v_f , i_f e R_s representam, respetivamente, as tensões, correntes e resistências equivalentes por fase. O índice f refere-se às fases a, b ou c .

$$\begin{cases} v_a = R_a i_a + \psi_a \\ v_b = R_b i_b + \psi_b \\ v_c = R_c i_c + \psi_c \end{cases} \quad (4.4)$$

A modelação do sistema nestas coordenadas (a, b, c) é complexo, devido à dependência do fluxo com a posição do rotor. Aplicando a transformada de Park, é possível obter os fluxos em dq em função das correntes neste mesmo referencial [52]. As equações resultantes são dadas por 4.5.

De notar que este referencial elimina a dependência da posição do rotor no modelo matemático e por isso é amplamente usado na modelação de motores elétricos deste tipo.

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_m + L_d i_d \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (4.5)$$

Na figura 5.2 apresentam-se os circuitos equivalentes em dq . O sistema de equações 4.6 ilustra a interdependência associada às grandezas em jogo.

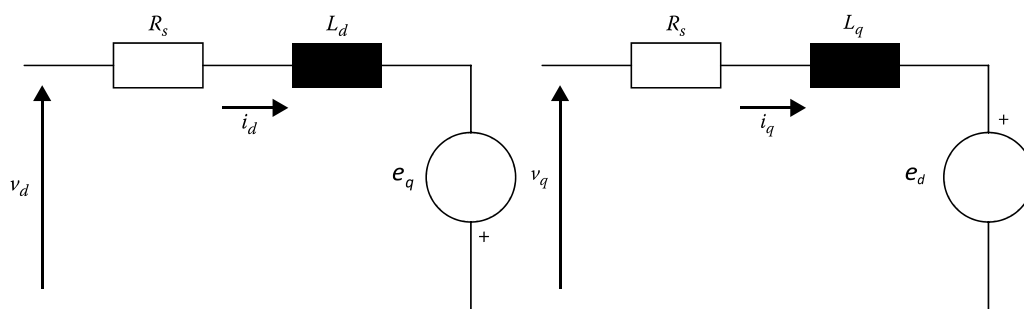
(a) Circuito equivalente em d (b) Circuito equivalente em q

Figura 4.2: Circuito equivalente no referencial do rotor

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \dot{\psi}_d - e_q \\ v_q = R_s i_q + \dot{\psi}_q + e_d \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} v_d = R_s i_d + \dot{\psi}_d - \omega_e \psi_q \\ v_q = R_s i_q + \dot{\psi}_q + \omega_e \psi_d \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} v_d = R_s i_d + \dot{\psi}_d - \omega_e L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + \dot{\psi}_q + \omega_e (\psi_m + L_d i_d) \end{cases} \quad (4.6)$$

Do exposto, é possível deduzir o comportamento da curva de binário velocidade típica deste tipo de motores. Consideremos uma tensão (v_d, v_q) limitada pela tensão do barramento (V_{dc}) e uma corrente (i_d, i_q) limitada pela potência do inversor ou pela saturação das indutâncias internas do motor. Nestas condições, é possível verificar que existe um ponto em que a potência atinge o seu máximo. Com o aumento da rotação do motor a diferença entre a tensão gerada no estator (v_s) e a tensão associada à bEMF (e_d, e_q) diminui. Tal leva a uma diminuição da corrente no estator i_s e consequentemente a uma redução no binário produzido. Se ignorarmos a queda de tensão resistiva e lembrando que rotor se encontra em movimento, podemos afirmar que, a velocidade máxima de rotação é atingida quando a tensão gerada pela bEMF iguala a tensão de alimentação.

A figura 4.3 ilustra, em regime permanente, para um dado ponto de funcionamento do IPM, os diversos vetores no referencial do rotor.

O binário do motor, em função das correntes dq , pode ser obtido por substituição do sistema de equações 4.5 na expressão do binário dada pela equação 4.7. Para completarmos a dinâmica do motor, acrescentamos a equação mecânica do mesmo 4.8. Nesta T_l , B e I_m referem-se respetivamente ao binário de carga, coeficiente de fricção no eixo de rotação e ao momento de inércia do

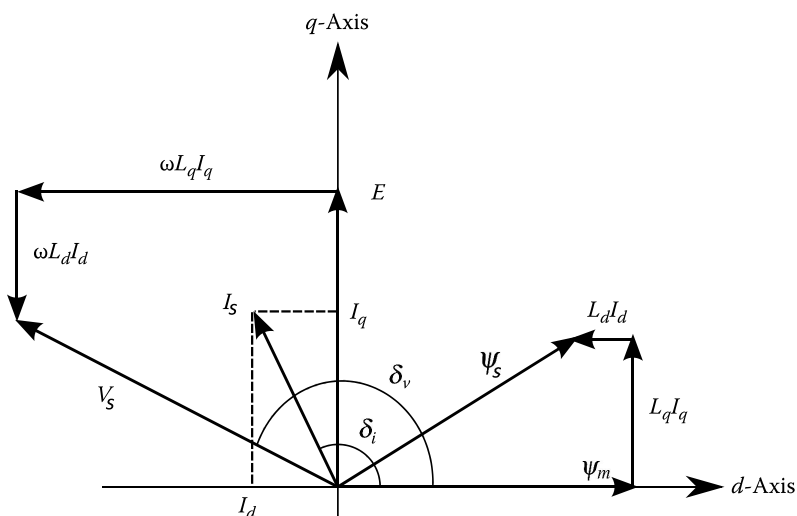


Figura 4.3: Diagrama vetorial do IPM num dado ponto de funcionamento em regime permanente

rotor.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\vec{\psi}_s \times \vec{i}_s) \Leftrightarrow T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \Leftrightarrow T_e = \frac{3}{2} p (\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (4.7)$$

$$I_m \dot{\omega}_m = T_e - T_l - B \omega_m \quad (4.8)$$

4.1.1 Validação do Modelo do Motor

O modelo matemático apresentado no presente capítulo foi já validado por comparação com o modelo matemático desta máquina (PMSM) no *PSIM*[®] [16]. Como tal, no seguimento, o projeto do controlador será realizado utilizando o modelo presente neste *software*.

Para garantirmos que o comportamento da máquina elétrica do *PSIM*, corresponde ao do motor EMRAX 228, alimentámos o modelo do *PSIM* com uma fonte trifásica sinusoidal com amplitude e frequência controladas (4.7 e 4.6) para um binário de carga de 10 N.m. Nestas condições medimos a velocidade do rotor para vários conjuntos de tensões e frequências de alimentação. Com as velocidades atingidas, em cada caso, e por comparação das mesmas, com a curva característica do EMRAX, validamos, ainda que parcialmente, o modelo. Os resultados obtidos encontram-se na figura 4.4 e estão resumidos na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Resumo do teste binário-velocidade

Binário (N.m)	80	120	230
Velocidade angular (RPM)	900	1500	2750

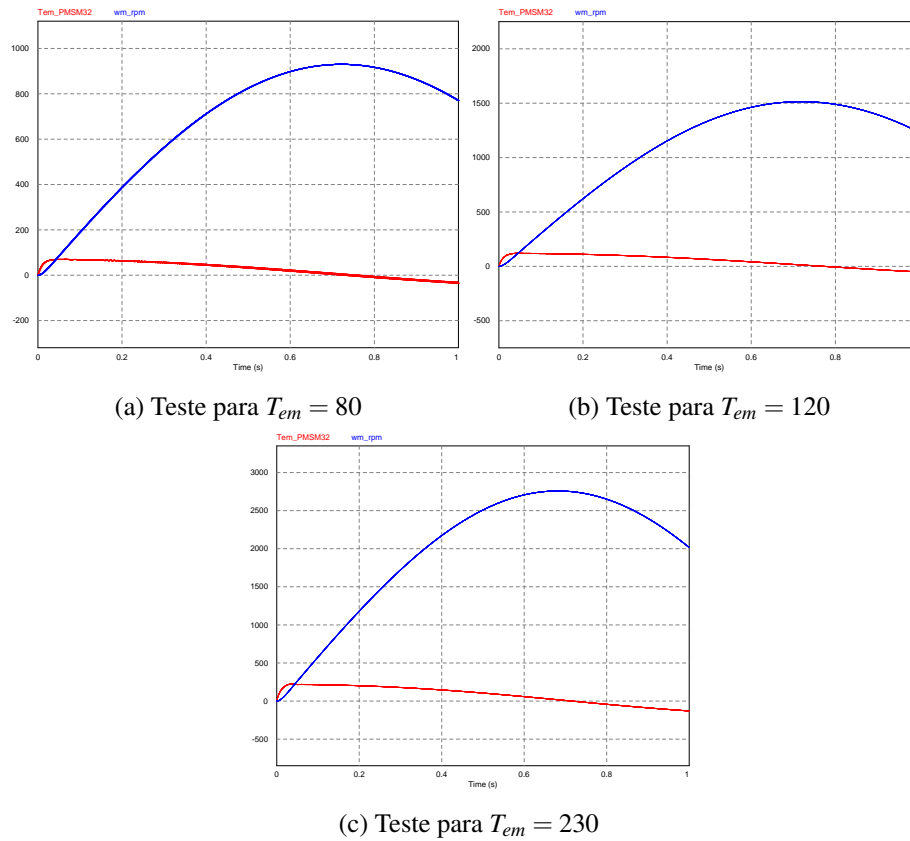


Figura 4.4: Circuito equivalente no referencial do rotor

Os testes efetuados mostram que o comportamento do motor no PSIM se aproxima do representado pela curva característica do EMRAX (anexo B). Como tal considerámos este modelo no seguimento do trabalho.

4.2 Controlo Vetorial

Para iniciarmos a discussão sobre o controlo vetorial do motor IPM é importante antes de mais, entendermos a definição do ângulo de binário (*Torque angle*).

Existem várias definições do ângulo de binário, já que é possível deduzir o binário produzido pelo motor a partir de diversos ângulos das grandezas elétricas do mesmo. Uma representação dos vários ângulos utilizados para a definição enunciada, encontra-se ilustrada na figura 4.5.

Considerando o ângulo de binário (δ_i), o ângulo formado pelo vetor da corrente (\vec{I}_s) e o fluxo produzido nos ímanes permanentes ($\vec{\psi}_m$), é possível reescrever a equação do binário (4.7) em função deste ângulo. Tal dedução é apresentada de seguida. Relembremos que:

$$\begin{cases} I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \\ \delta_i = \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_d = I_s \cos(\delta_i) \\ i_q = I_s \sin(\delta_i) \end{cases} \quad (4.9)$$

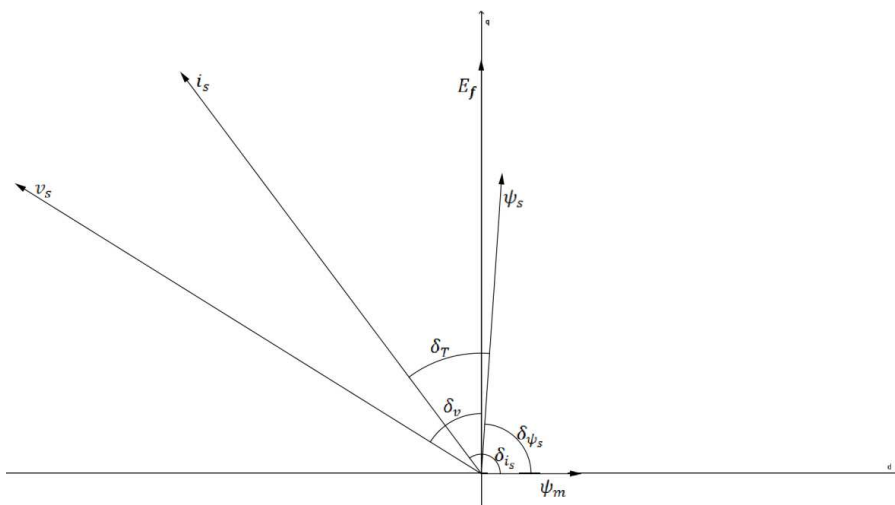


Figura 4.5: Diagrama vetorial de um IPM e respetivos ângulos de binário no plano dq [16]

E substituindo 4.9 em 4.7 obtemos a equação 4.10.

$$T_e(\delta_i) = \frac{3}{2}p\psi_m I_s \sin(\delta_i) + \frac{3}{4}p(L_d - L_q)I_s^2 \sin(2\delta_i) \quad (4.10)$$

Aplicando a mesma metodologia para os restantes ângulos é possível obter o binário dado pelas equações 4.11-4.13, deduzidas em [16].

$$T_e(\delta_{\psi_s}) = \frac{3}{2}p \frac{\psi_m \psi_s \sin(\delta_{\psi_s})}{L_q} + \frac{3}{2}p(L_d - L_q) \frac{\psi_s^2 \sin(2\delta_{\psi_s}) - 2\psi_m \psi_s \sin(\delta_{\psi_s})}{2L_d L_q} \quad (4.11)$$

$$T_e(\delta_v) = \frac{3}{p} \left(\frac{30}{\pi n} \right)^2 \left[\frac{E_f v_s}{L_d} \sin(\delta_v) + \frac{1}{2}(L_d - L_q) \frac{v_s^2}{L_d L_q} \sin(2\delta_v) \right] \quad (4.12)$$

$$T_e(\delta_T) = \frac{3}{2}p\psi_s i_s \sin(\delta_i) \quad (4.13)$$

A partir da definição de ângulo de binário (δ_i) e por análise da equação 4.10, vemos que as duas estratégias mais utilizadas no controlo deste tipo de motores são o controlo do ângulo de binário a 90° e o MTPA.

De realçar, que a abordagem mais comum na bibliografia, também considera como ângulo de binário δ_i sendo este frequentemente aplicado no método rotor FOC.

Note-se que o método DTC-SVM utiliza comumente o ângulo de binário δ_{ψ_s} , já que o controlo é realizado diretamente sobre o vetor do fluxo em $\alpha\beta$ [53, 54]. Na figura 4.6 representa-se o

ângulo de binário usado, na presente dissertação (δ_i), para o controle da corrente.

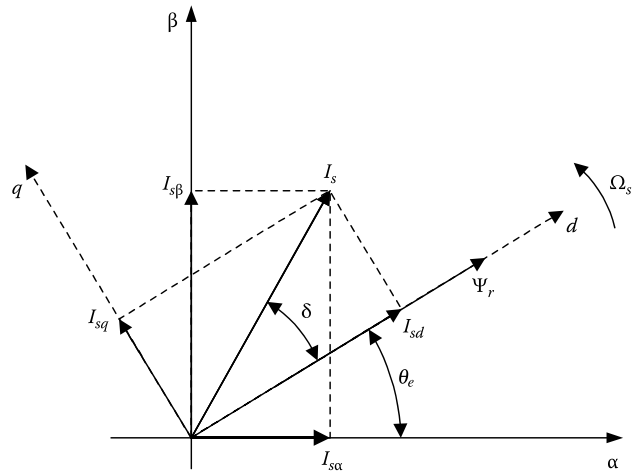


Figura 4.6: Diagrama vetorial de um IPM e respectivos ângulos de binário no plano dq e $\alpha\beta$

4.2.1 Ângulo de Binário a 90°

O controle por ângulo de binário a 90° traduz-se, como o próprio nome indica, em manter o ângulo entre o fluxo produzido pelos ímãs permanentes (no eixo d) e a corrente no estator (I_s) a 90° .

Substituindo na equação do binário (4.10) $\delta_i = \pi/2$, esta resulta na equação 4.14. Note-se que o termo associado ao binário de relutância foi anulado.

$$T_e = \frac{3}{2} p \Psi_m I_s \sin(\delta_i) \quad (4.14)$$

Note-se ainda que $\delta_i = 90^\circ$ é equivalente a considerar a componente $i_d = 0$. Substituindo $i_d = 0$ na equação 4.7, ou substituindo I_s e δ_i pelas suas componentes dq em 4.14, obtemos 4.15.

$$T_e = \frac{3}{2} p \Psi_m i_q \quad (4.15)$$

Este método de controle corresponde ao MTPA para motores PMSM sem saliência ($L_d = L_q$) já que o binário não tem a componente de relutância. Adicionalmente o controle torna-se mais simples uma vez que a variável objetivo i_d é constante, tornando o controle do binário dependente apenas da componente i_q .

A figura 4.7 ilustra o modelo de controlador desenvolvido para este método.

4.2.2 Binário Máximo por Corrente- MTPA

Este tipo de controle consiste, tal como o método anterior, em controlar o ângulo de binário (δ_i), com a diferença de que este não é mantido em 90° mas sim num valor que maximize o

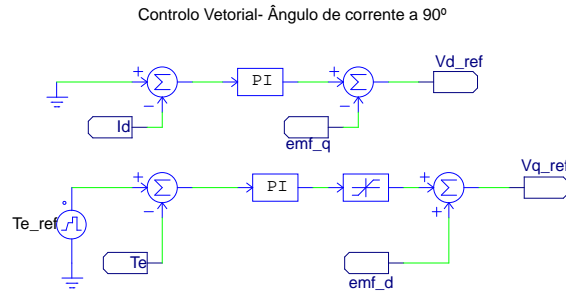


Figura 4.7: Controlo pelo método de ângulo de binário a 90°

binário para uma determinada corrente. Por consequência a componente d da corrente não será, neste caso, nula.

Este método é o mais eficiente a nível energético, já que para o mesmo binário, minimiza a corrente e consequentemente as perdas do motor.

De forma a calcular as componentes dq do MTPA consideremos novamente a expressão 4.10. Minimizando a derivada do binário em ordem à corrente obteremos uma expressão que nos permite determinar o seu valor máximo.

A equação 4.16 apresenta o resultado obtido.

Note-se que, neste caso, como o SPM não apresenta saliência ($L_d = L_q$) este método resulta no anterior (subcapítulo 4.2.1).

$$\frac{\partial T_e}{\partial I_s} = \frac{3}{2} p (\psi_m \cos(\delta_i) + (L_d - L_q) I_s \cos(2\delta_i)) = 0 \quad (4.16)$$

Substituindo 4.9 em 4.16 e derivando obtemos 4.17.

$$(L_d - L_q) i_d^2 + \psi_m i_d - (L_d - L_q) i_q^2 = 0 \quad (4.17)$$

Aplicando a fórmula resolvente a 4.17, obtemos as raízes de i_d , dadas pela equação 4.18.

$$i_d = \frac{\psi_m}{2(L_q - L_d)} \pm \sqrt{\frac{\psi_m^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (4.18)$$

É de notar que a fórmula apresenta dois resultados possíveis. Note-se ainda que se utiliza sempre a menor das raízes, de forma a que a corrente i_d gere uma componente do fluxo no entre-ferro com sentido oposto ao fluxo criado pelo ímã, diminuindo desta forma a bEMF. A representação da evolução da corrente seguindo as referências deste método é apresentada na figura 4.8. A corrente é limitada pela potência do inversor ou pela corrente máxima permitida pelo motor.

É de salientar que para implementar eficientemente este método é necessário proceder com o desacoplamento das componentes de corrente. Para esse efeito recorreremos à função 'polyfit' do Matlab[®], de modo a fazermos uma aproximação polinomial de terceira ordem à função binário vs corrente.

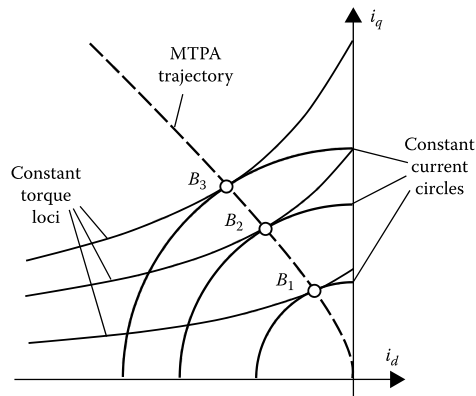


Figura 4.8: Trajetória de MTPA no plano dq [15]

Para tal foram inseridos os pontos correspondentes às componentes i_q e aos binários produzidos para esse mesmo valor, de acordo com a trajetória MTPA. O polinómio resultante apresenta-se na equação 4.19.

$$i_q = -1.45 e^{-8} T_e^3 - 1.32 e^{-8} T_e^2 + 1.21 T_e - 6.5 e^{-6} \quad (4.19)$$

A implementação deste método em PSIM[®] encontra-se ilustrada na figura 4.9.

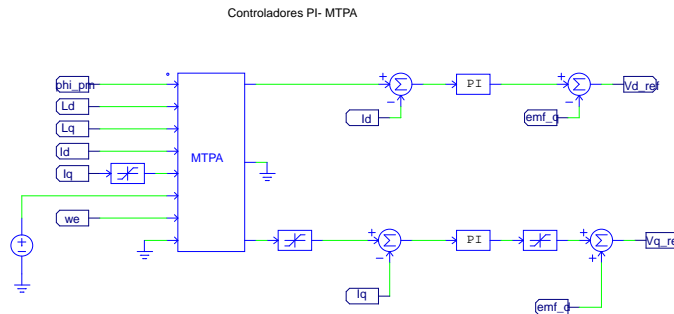


Figura 4.9: Controlo pelo método MTPA

4.3 Arquitetura de Controlo

A abordagem escolhida foi baseada em FOC, como sugerido por [16], já que o autor demonstra um controlo eficiente com baixo *ripple* de binário e uma resposta rápida. Como tal, o controlo será adaptado para o motor EMRAX por simulação em PSIM[®]. Adicionalmente, o FOC, permite que a análise de controlo vetorial, realizada anteriormente, possa ser aplicada diretamente. Na figura 4.10 é apresentada a arquitetura escolhida. A figura 4.11 ilustra o circuito de potência, bem como os sinais a serem adquiridos em PSIM[®].

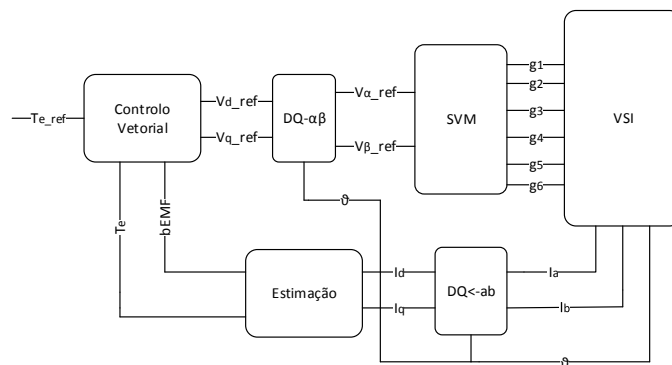


Figura 4.10: Arquitetura de controlo FOC

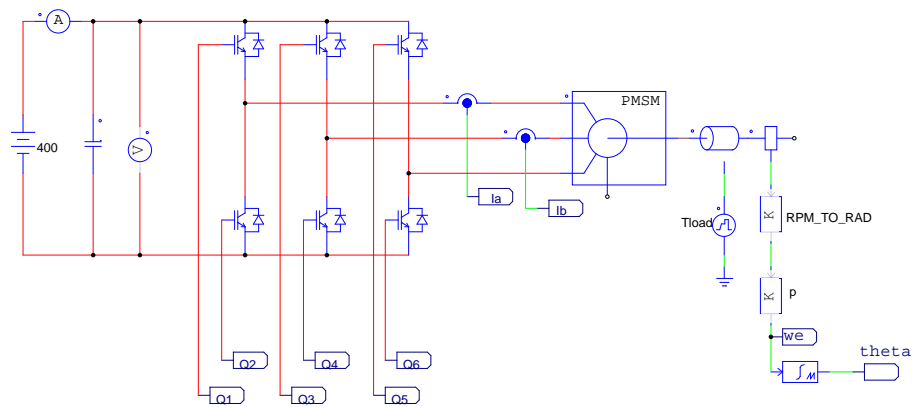


Figura 4.11: Circuito de potência

4.4 Modelação Vetorial- SVM

Em 2.6.2.3 foi já apresentado o funcionamento bem como as vantagens do SVM. Assim, no presente subcapítulo será ilustrada a modelação do mesmo.

Para aplicação no controlo do motor, o padrão de modulação escolhido foi o descontínuo, já que otimiza a eficiência do inversor. O procedimento algorítmico para a modelação do SVM é realizado em três passos, após a leitura das componentes $\alpha\beta$ da tensão de referência (V_s^*).

O primeiro passo resume-se em detetar o setor onde o vetor de tensão (de referência) se encontra. Posto isto, procede-se com o cálculo do ângulo, desse mesmo vetor, no interior do setor. Para tal é aplicada a equação 4.20. Nesta, S_n , θ_v e θ referem-se, respetivamente, ao número do setor detetado e ao ângulo do vetor tensão: atual e ajustado.

$$\theta = \theta_v - 60(S_n - 1) \quad (4.20)$$

Calculado o ângulo do vetor tensão no interior do setor em que se encontra, é possível proceder com o cálculo dos tempos em que cada vetor adjacente, ao vetor de referência, é ativo: $t_k(V_k)$, $t_{k+1}(V_{k+1})$ e $t_0(V_0)$. Considera-se a frequência de modulação ($1/T_m$), definida e ajustada de forma a ser inferior à frequência de aquisição do vetor de referência. O cálculo, dos tempos referidos, é efetuado considerando a amplitude e o ângulo (ajustado) do vetor de referência. Este vetor, é, como vimos, projetado em cada um dos vetores adjacentes do setor (figura 2.18). Utilizando 4.20 as equações 2.11, ficam reduzidas às equações 4.21 a 4.23.

$$t_k = \frac{3T_m|V_s^*|}{2V_{dc}} \left\{ \cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}} \right\} \quad (4.21)$$

$$t_{k+1} = \frac{3T_m|V_s^*|}{V_{dc}} \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}} \quad (4.22)$$

$$t_0 = T_m - t_k - t_{k+1} \quad (4.23)$$

Calculados os tempos de atuação de cada vetor do setor, procede-se com a geração do padrão descontínuo. Esta modulação é realizada através da comparação dos tempos calculados, com a onda portadora (onda triangular com um período T_m e amplitude $T_m/2$). Como existe diferença entre a alocação dos vetores do setor consoante a paridade do mesmo, os tempos são transformados em períodos de acordo com as equações 4.24 e 4.25. Sequencialmente, os períodos são comparados com a portadora e somados de forma a gerar um degrau com três níveis para a seleção de cada vetor adjacente e nulo, como ilustrado na figura 4.12. O último passo resume-se à geração dos sinais de comando. Esta é realizada através de uma LUT que recebe como entrada o setor e o

nível do degrau.

$$S_{\text{impar}} : \begin{cases} T_{\text{mid}} = \frac{T_m}{2} - \frac{t_{k+1}}{2} \\ T_{\text{base}} = \frac{T_m}{2} - \frac{t_{k+1}}{2} - \frac{t_k}{2} \end{cases} \quad (4.24)$$

$$S_{\text{par}} : \begin{cases} T_{\text{mid}} = T_m - \frac{t_k}{2} \\ T_{\text{base}} = T_m - \frac{t_k}{2} - \frac{t_{k+1}}{2} \end{cases} \quad (4.25)$$

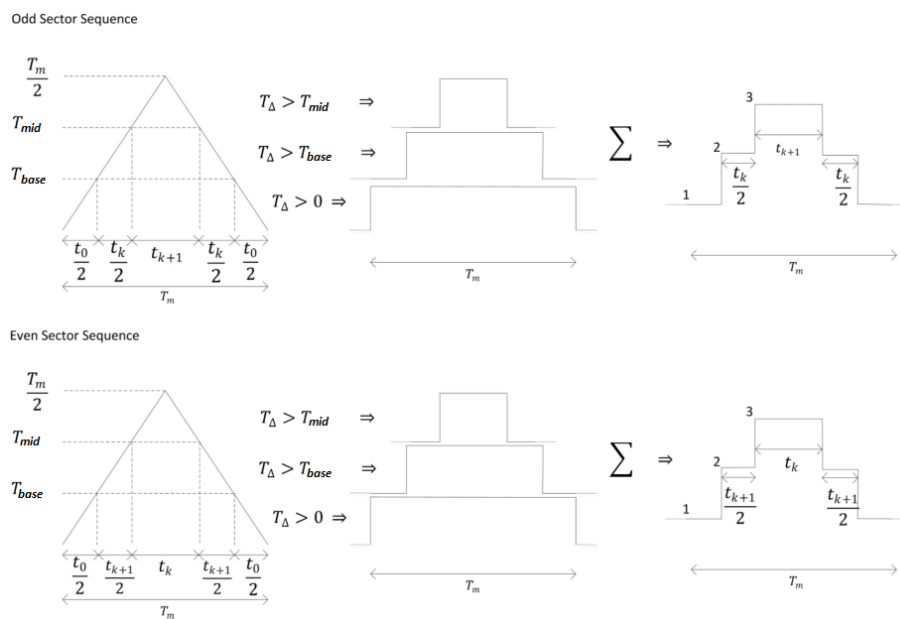


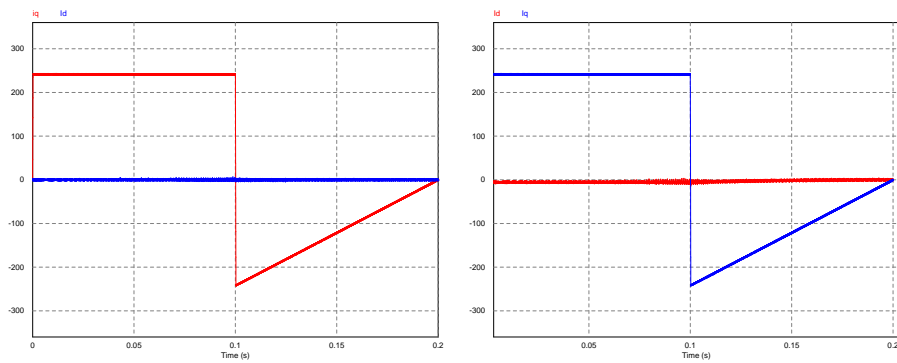
Figura 4.12: SVM- Seleção temporal para padrão descontínuo (Adaptado de [16])

4.5 Resultados e Conclusões

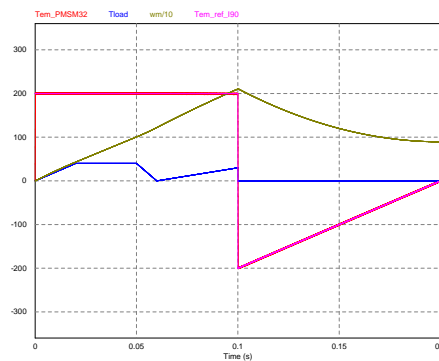
Os resultados obtidos são apresentados nas figuras 4.13. As correntes i_d e i_q referentes a cada método, estão ilustradas em 4.13a e 4.13b. A figura 4.13c mostra os resultados comuns a ambos os métodos. Esta apresenta o binário de referência, a rosa, o binário gerado, a vermelho, o binário de carga, a azul, e a rotação do motor, em RPM/10, a verde.

Por análise dos resultados obtidos, concluímos que:

- o motor segue devidamente a referência de binário pretendida;
- o tempo de resposta é baixo;
- as correntes obtidas com o MTPA e o método de ângulo de binário a 90° são muito semelhantes;



(a) Correntes i_d e i_q para o método de corrente a 90 graus (b) Correntes i_d e i_q para o método de MTPA



(c) Binário gerado, de referência e de carga, comum aos dois métodos de controlo

Figura 4.13: Resultados obtidos para o teste do controlo do motor por ângulo de binário a 90° e MTPA

- o binário gerado é insensível a variações do binário de carga;
- as correntes i_d e i_q seguem com baixo *ripple* as referências desejadas.

Pelos factos apresentados podemos concluir que ambos os métodos de controlo estão devidamente projetados e correspondem às necessidades pretendidas. Por uma questão de simplicidade o autor considera que o método mais adequado para o controlo deste motor é o de ângulo de binário a 90°. Tal justifica-se por ser mais simples estabilizar a corrente i_d com referência nula, do que com referência variável (ainda que minimamente). Adicionalmente o MTPA necessita de algum processamento adicional que, no entanto, resulta em melhorias pouco significativas a nível da eficiência energética.

Capítulo 5

Controladores ABS/TCS

Neste capítulo apresenta-se o algoritmo usado para o sistema de controlo ABS/TCS.

Inicialmente foram desenvolvidos, para o ABS, quatro controladores. Dois deles, utilizam a metodologia baseada em fluxograma (FC). Os dois restantes, uma metodologia associada ao SMC.

Como já foi mostrado no subcapítulo 2.8.1, o TCS usa o mesmo princípio de funcionamento do ABS. Assim, da análise anterior aproveitou-se a metodologia do controlador de melhor desempenho para o projeto do TCS. Os modelos usados para o *design* de ambos os controladores têm como base os modelos descritos nos subcapítulos 3.2 e 3.3. O momento de inércia e o coeficiente de atrito do motor, bem como da transmissão, foram ignorados. Tal deve-se ao facto dos sistemas ABS/TCS funcionarem a frequências muito acima daquelas em que estes elementos têm influência. Admite-se ainda que a transmissão tem robustez mecânica suficiente para os degraus de binário em jogo. De forma a podermos realizar as simulações em tempo útil, o modelo do motor é integrado através de uma LUT obtida por análise da curva $T - \omega$ da folha de características do EMRAX (anexo B).

No final de cada subcapítulo são apresentados os resultados obtidos, para os testes realizados em *Matalab/Simulink*[®] com o modelo longitudinal desenvolvido, bem como algumas conclusões sobre o desempenho de cada controlador.

No desfecho do capítulo apresenta-se o algoritmo usado para a alocação de binários e ainda a arquitetura do sistema de tração bem como os testes realizados em *CarSim*[®].

5.1 Controlador ABS

O controlador ABS baseia-se no controlo do *slip rate*, por atuação no circuito hidráulico do travão. Na sua forma mais básica funciona como um controlador por histerese ou de lógica binária. Quando o veículo em questão possui pelo menos um EM no sistema de propulsão, o ABS pode usar duas fontes de travagem:

- o motor a trabalhar como gerador (o que produz um binário negativo);
- o travão mecânico.

Tal permite ao controlador ABS atuar em três modos:

- Por utilização apenas do travão mecânico;
- Por utilização apenas da regeneração (motor a funcionar como gerador);
- De forma híbrida (travão e motor em simultâneo).

Na presente dissertação iremos considerar que o travão opera sempre por regeneração ARBS. Tal assume que é sempre possível regenerar a energia da travagem sem danificar o sistema de energia do veículo. No entanto, o anexo C, apresenta uma introdução e descrição das principais propriedades e características dos travões mecânicos, assim como a possibilidade de o integrar no subsistema em discussão.

O sinal proveniente do ângulo do pedal do travão é escalonado numa gama de 0 % a 100 %, sendo este valor positivo e em função do binário máximo definido (200 *N.m*). Relembramos que de forma a ser possível simular o sistema em tempo útil, houve necessidade de modelar o motor através de uma *Lookup table*. Isto porque os tempos de simulação sem LUT são muito elevados, mesmo na situação em que queremos simular apenas alguns segundos de funcionamento dos sistemas ABS/TCS.

Recordemos do subcapítulo 2.8.1 que o *slip rate* em caso de travagem é estimado pela equação 5.1.

$$\lambda = \frac{V_x - \omega_w R}{V_x} \Rightarrow \begin{cases} V_x \gg \omega_w R \rightarrow \lambda \simeq 1 \\ V_x \ll \omega_w R \rightarrow \lambda \simeq 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

A primeira abordagem para o desenvolvimento do ARBS teve como base o funcionamento clássico. Assim este é realizado de forma iterativa através de um fluxograma de controlo (*Flow Chart ARBS*).

O segundo método é baseado na dinâmica da roda. Aqui é aplicado um SMC de forma a aumentar a robustez e adaptabilidade do controlador (*Sliding Mode ARBS*), como mostrado nos subcapítulos que se seguem.

5.1.1 *Flow Chart ARBS*

A arquitetura do primeiro controlador desenvolvido está ilustrada na figura 5.1 [31]. O algoritmo recebe como *inputs*:

- o sinal de binário de travagem proveniente do pedal do travão (T_b^*);
- o *slip rate* estimado (λ);
- a velocidade longitudinal do veículo (V_x);

A sua saída é a referência de binário de travagem T_b .

O algoritmo é estruturado em duas camadas: a camada de modelação do binário de travagem (T_b control) e a camada de condicionamento do slip rate (slip control).

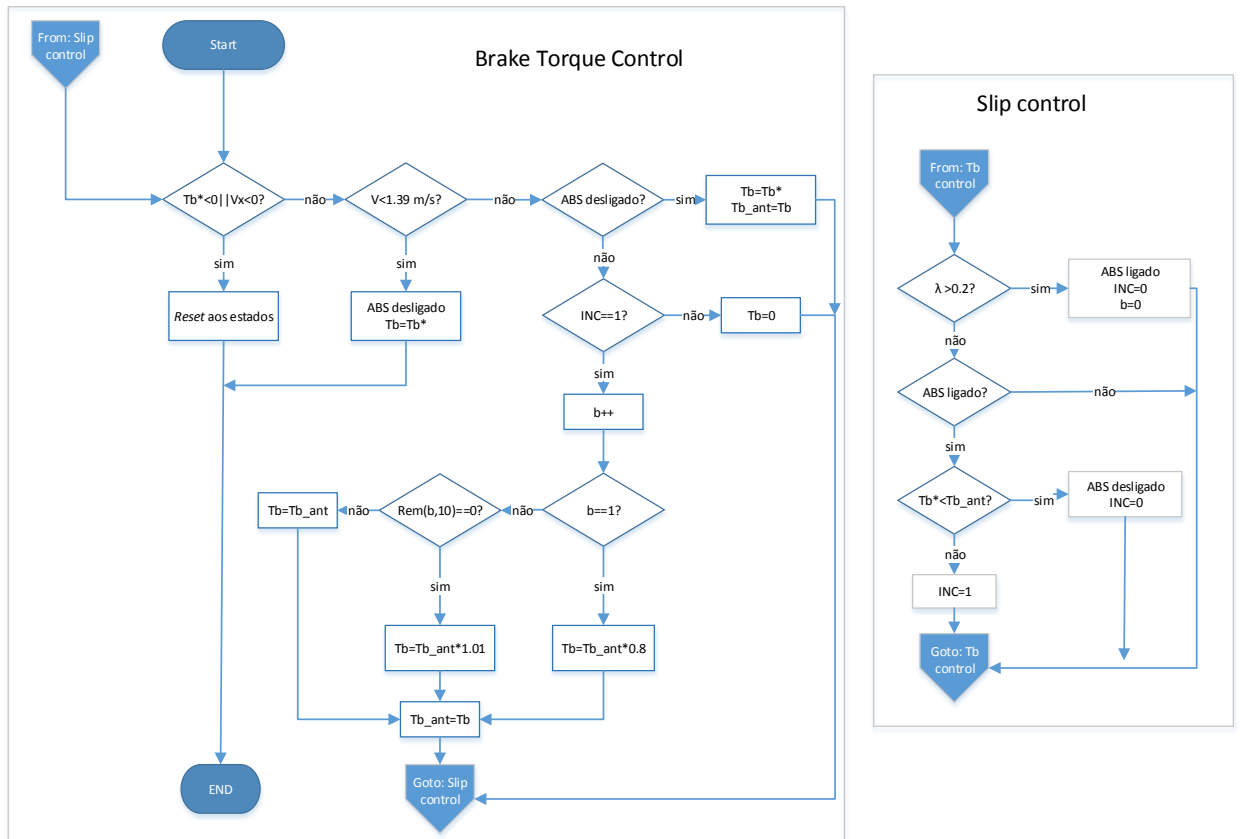


Figura 5.1: Fluxograma do algoritmo de controlo ARBS

A primeira parte do algoritmo corre na camada de modelação do binário (figura 5.1), cujas regras podem ser resumidas da seguinte forma:

- Se a velocidade do veículo ou o comando de travagem forem nulos, o algoritmo permanece em *standby* e efetua um *reset* às variáveis internas (INC , b , T_{b_ant} e ABS);
- Se a velocidade for inferior à velocidade mínima (5 km/h) o comando de travagem é enviado diretamente para o motor;
- Se o ABS estiver no estado inativo ($ABS = 0$) o comando de travagem é enviado diretamente para o motor e é atualizada a variável de estado de travagem (T_{b_ant}), cujo objetivo é guardar o valor do binário atual de travagem para o ciclo seguinte;
- Caso o ABS se encontre ativo, poderá encontrar-se em modo incremental ($INC = 1$) ou decremental ($INC = 0$);

- Quando se encontra no modo incremental (o ABS está obrigatoriamente ativo) a variável (b) é incrementada. Caso seja o primeiro ciclo deste modo, reduz-se o último valor guardado do sinal de travagem ($T_{b_{ant}}$) em 20 % e envia-se o mesmo para o motor. Caso contrário ($b > 1$) é realizada uma observação do ciclo de incremento. A cada 10 ciclos (b múltiplo de 10) o último binário guardado é incrementado em 1 %.
- No modo decremental (ABS obrigatoriamente ativo) o valor do binário de travagem é anulado ($T_b = 0$), já que este modo só é ativo quando se deteta que o *slip rate* ultrapassa o valor limite estipulado (no caso de estudo foi usado o limite de 20 %).

O fator de decisão para a segunda fase do algoritmo (figura 5.1) usa as seguintes regras:

- É observado o *slip rate* estimado (λ) e caso se encontre acima do valor máximo estipulado (20 %) é ativado o ABS ($ABS = 1$) no modo decremental ($INC = 0$) e efetuado um *reset* ao contador de ciclos do modo incremental (b);
- Se o *slip rate* se encontrar dentro do limite estipulado e o ABS estiver desligado não se procede com qualquer alteração nesse ciclo;
- Se o *slip rate* for inferior ao limite e o ABS se encontrar ativo ($ABS = 1$), dependendo da comparação entre o valor da travagem do ciclo anterior ($T_{b_{ant}}$) e do valor do ciclo atual (T_b) é decidido se é ativado o modo incremental ($INC = 1$) ou decremental ($INC = 0$).

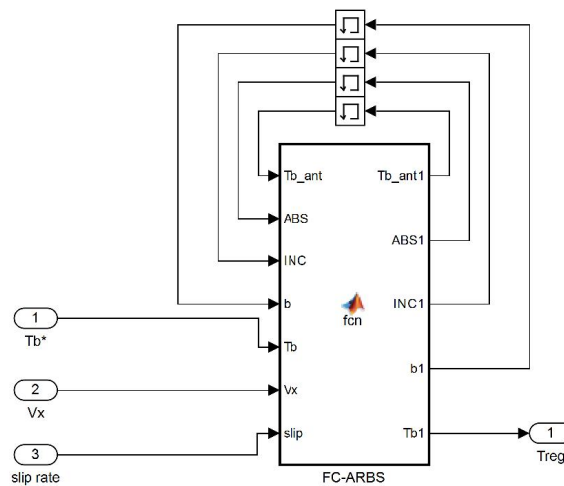
Analisando o algoritmo descrito anteriormente é possível ver que existem dois modos adaptativos no mesmo. O primeiro adapta-o às condições da estrada (modo decremental) fora do limite de *slip rate* de referência. O segundo (modo incremental) adapta-o de forma a convergir novamente para esse mesmo valor. Adicionalmente é de notar que o sinal de controlo (T_b) gerado é positivo, logo, antes de ser enviado para a *drive* do EM, é invertido.

A variável *slip rate* de referência ($= 20\%$) e as variáveis de modulação do modo incremental (b múltiplo de 10, redução de 20 % no binário e aumento em 1 % do binário) podem ser representadas como ganhos na modelação do sistema de controlo. No entanto, neste trabalho foram utilizados os valores sugeridos por [31] para facilitar a explicação do algoritmo. Na tabela 5.1 apresentamos um resumo dos ganhos do controlador.

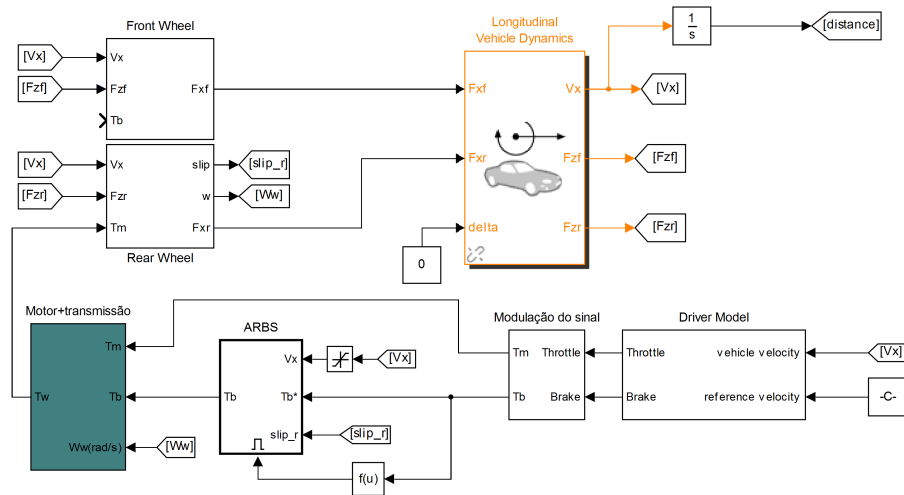
Tabela 5.1: Ganhos aplicáveis ao algoritmo FC ARBS

Ganhos Constantes	Descrição	Gama
λ^*	<i>Slip rate</i> de referência	[0; 1]
C_{mult}	Número de ciclos para incrementação do binário	N/A
K_{T-}	Ganho aplicado à redução de binário]0; 1[
K_{T+}	Ganho aplicado ao incremento de binário	> 0

O ARBS baseado em fluxograma (FC-ARBS) foi implementado através de código Matlab num *function block* do Simulink. Tal pode ser visto na figura 5.2a. A arquitetura usada na simulação é apresentada na figura 5.2b. A mesma é baseada no modelo visto no subcapítulo 3.3.



(a) Function block do FC-ARBS



(b) Arquitetura para simulação

Figura 5.2: Modelo para simulação do FC-ARBS

5.1.1.1 Resultados com o Modelo Longitudinal

Os testes realizados com o modelo desenvolvido usaram uma velocidade inicial de 100 km/h (aproximadamente a velocidade média máxima das provas *Formula Student* de acordo com [55]) e estão sintetizados na tabela 5.2.

Os ganhos foram ajustados para o melhor desempenho tendo em conta as distâncias e tempos de travagem, o binário gerado pelo controlador (minimização do *ripple*) e a adaptação às condições da estrada. Por análise de resultados, os ganhos (do controlador) anteriormente referidos não foram alterados. Note-se que os testes realizados para o ajuste do controlador, dada a sua extensão, são omitidos nesta dissertação.

A tabela 5.3 apresenta os resultados em função das distâncias percorridas e os tempos de paragem, podendo ser observado na figura 5.3 as variáveis de controlo e objetivo para o teste T3.

Por análise dos resultados obtidos podemos verificar a eficácia do controlador de binário. Este

Tabela 5.2: Testes realizados para testar o FC-ARBS

Teste	Descrição
T1	Comando de travagem máximo em asfalto ($\mu \simeq 1.0$)
T2	Comando de travagem máximo em asfalto com pouco atrito ($\mu \simeq 0.5$)
T3	Comando de travagem máximo com mudança de condições da estrada ($T1 \rightarrow T2 @ 2\text{ s}$)

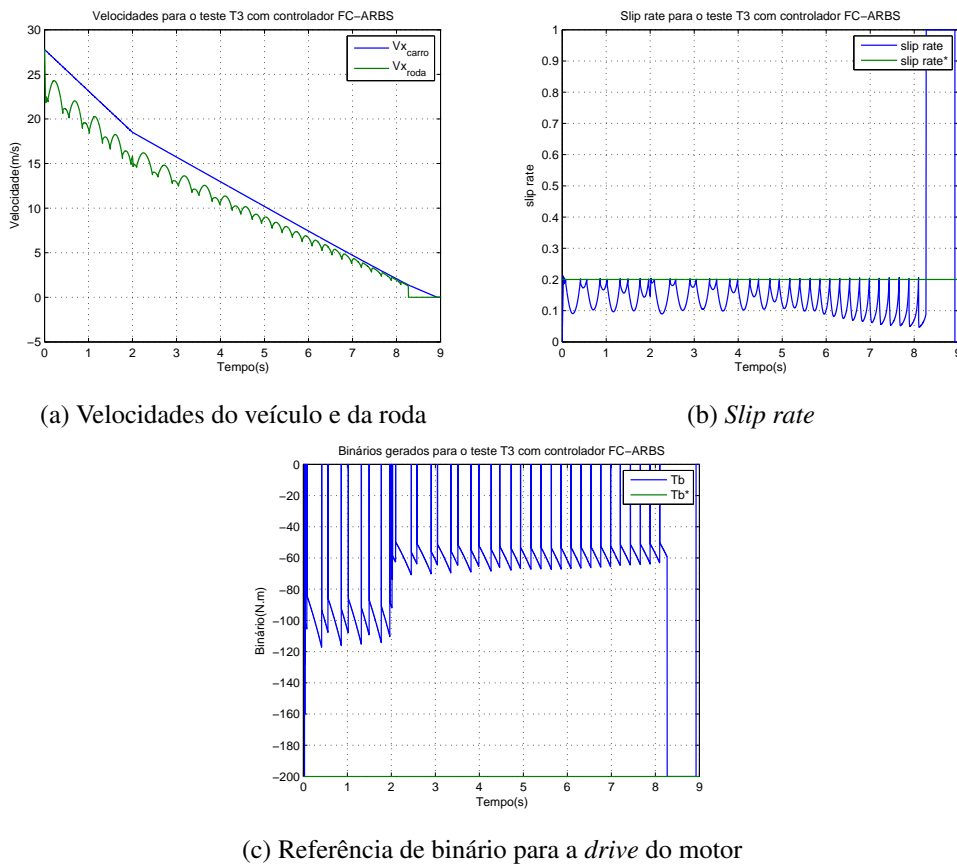


Figura 5.3: Resultados do teste T3 do controlador FC-ARBS

atua de forma a não permitir que o *slip rate* ultrapasse o valor de referência ($\lambda = 0.2$). Tal atuação é realizada com um binário com pequena oscilação. Adicionalmente podemos constatar que, apesar da variação das velocidades instantâneas das rodas, a velocidade do veículo decresce linearmente, o que promove o conforto do condutor. Por último e analisando o *slip rate* podemos notar que, apesar de permanecer dentro do limite estipulado pelo valor de referência, a sua convergência é lenta. Tal não traz qualquer inconveniente desde que o *slip rate* se mantenha acima dos 0.1. Note-se que, para valores inferiores a 0.1, existe uma diminuição considerável do coeficiente de atrito. Tal pode constatar-se através da análise da figura 3.5 do subcapítulo 3.2 na qual o *slip rate* ótimo surge à volta de 15 %.

De forma a melhorarmos a velocidade de convergência aumentamos o ganho de redução K_T (0.85 – 0.9). Tal corrigiu o problema, mas levou a um aumento da oscilação do binário gerado, so-

Tabela 5.3: Resultados para os testes do FC-ARBS

	T1		T2		T3	
	Distância	Tempo (s)	Distância (m)	Tempo (s)	Distância (m)	Tempo (s)
KT-80	78.51	5.793	141.70	10.450	104.80	8.830
KT-Iterativo	78.16	5.724	141.90	10.403	104.80	8.779

bretudo na gama de velocidades mais elevadas. Opcionalmente reduzimos o ganho de incremento C_{mult} . No entanto os resultados obtidos foram semelhantes aos da alteração anterior. A solução pensada para este problema foi a de criar um novo ciclo adaptativo que controle o ganho K_{T-} . Isto é realizado por observação do contador de ciclos do modo incremental b . Se este atingir um número de ciclos estipulado (b_{max}), então K_{T-} é incrementado segundo um ganho K_{adapt} . Caso o número de ciclos no modo incremental seja inferior a um limite igualmente estipulado (b_{min}) então K_{T-} sofre uma redução de K_{adapt} . Este último ciclo adaptativo, quando implementado, melhorou o desempenho do sistema a nível de convergência para a variável objetivo. Melhorou, embora muito ligeiramente, o tempo necessário para a travagem. Já o binário gerado sofreu mais oscilações.

Os resultados obtidos, associados ao teste T3, encontram-se na figura 5.4. As condições deste teste são as mesmas ilustradas nas figuras 5.3. Note-se que para a mesma distância de travagem conseguiu-se uma redução de tempo para 8.86 s.

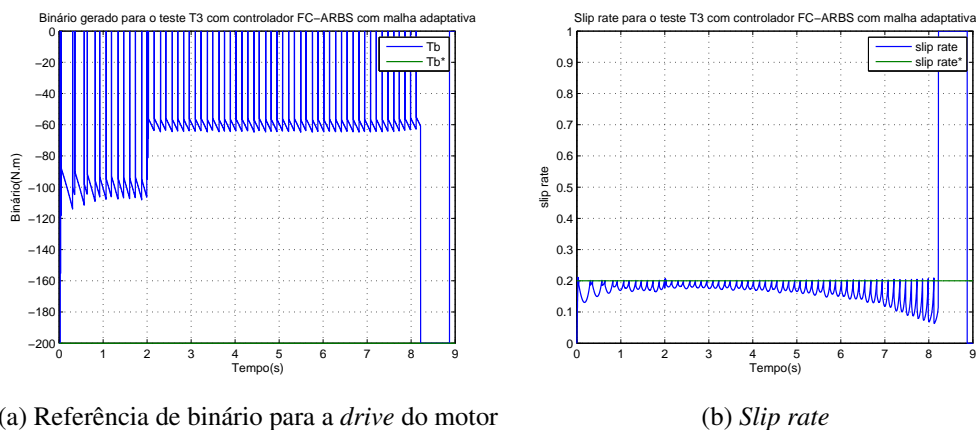


Figura 5.4: Resultados do teste T3 do controlador FC-ARBS com malha adaptativa

5.1.2 Sliding Mode ARBS

Na revisão bibliográfica realizada no subcapítulo 2.8.1, foi possível depreender que a abordagem mais moderna para o desenvolvimento de controladores do tipo ABS é através do SMC. Como tal decidiu-se desenvolver um controlador que seguisse também esta mesma abordagem.

Antes de apresentarmos o procedimento realizado no *design* do controlador vamos apresentar uma breve introdução ao *Sliding Mode Control* de forma a fundamentar o raciocínio aplicado no próximo subcapítulo.

5.1.2.1 Fundamentos de *Sliding Mode Control*

O *Sliding Mode* foi originalmente concebido como um sistema em movimento para controlo de processos dinâmicos modelados através de equações diferenciais ordinárias [56].

Com base nesta noção e de acordo com [57] representemos o movimento de uma massa pela equação diferencial 5.2. \dot{x} representa a aceleração da massa, x a velocidade, u a força que podemos aplicar na massa (variável de controlo), $f(x)$, perturbações no sistema associadas a coeficientes de atrito ou forças resistentes desconhecidas, mas dentro de um intervalo conhecido: $|f(x)| \leq F$. b é o ganho associado à variável de controlo. O sistema exemplificado pode ser visto na figura 5.5

$$\dot{x} = f(x) + bu \quad (5.2)$$

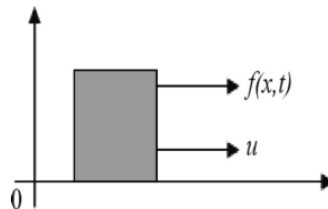


Figura 5.5: Caso exemplo de uma massa sujeita a forças desconhecidas

O problema reside em controlar o sistema anteriormente exemplificado de forma a convergir para 0, isto é, $\lim_{t \rightarrow \infty} x, \dot{x} = 0$. No exemplo dado, pretende-se que a aceleração e a velocidade da massa, convirjam para zero. Tal é realizado aplicando uma força u na massa que compense a força desconhecida $f(x)$.

Aplicando um controlo linear em malha fechada, à equação anterior, é de notar que o sistema converge para zero, flutuando na região delimitada por F , isto é, converge para um domínio limitado F . Para resolver este problema inserimos uma nova função no sistema denominada por superfície de deslizamento s . Esta função $s(x,t)$ está descrita no sistema de equações 5.3.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + bu \\ s(x,t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + 1 \right) e_x = 0 \\ e_x = x - x^* \end{cases} \quad (5.3)$$

O problema pode agora ser reformulado notando que $x = x^*$ é equivalente a $s = 0$, ou de forma equivalente, quando $s = 0$ então e_x converge para zero de forma exponencial. Tal leva a que a trajetória do sistema atinja a superfície de erro nulo. Quando $\dot{s} = 0$ a trajetória do sistema encontra-se restrita à superfície de deslizamento, o que significa, que o movimento do sistema encontra-se em modo de deslizamento.

De forma a garantir que o movimento do sistema entre em deslizamento é necessário introduzir uma lei de controlo que garanta que este se desloque como descrito anteriormente. Tal é possível

se a variável de controlo for descrita pela equação 5.4. O u_{eq} refere-se à lei de controlo contínua, cujo objetivo é manter o sistema em modo de deslizamento ($\dot{s} = 0$) quando a dinâmica é totalmente conhecida. O u_{ht} é a lei de controlo, não linear, que atua sobre a trajetória do sistema. Esta tenta puxar a mesma para a superfície de deslizamento quando as incertezas da função $f(x)$ levam a desvios dessa mesma trajetória. u_{ht} é normalmente projetada de acordo com 5.5. K_{ht} é o chamado ganho de deslizamento (*sliding gain*).

$$u = u_{eq} + u_{ht} \quad (5.4)$$

$$u_{ht} = -K_{ht} \text{sgn}(s), \quad \text{sgn}(s) = \begin{cases} 1, & \text{if } s > 0 \\ -1, & \text{if } s < 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

A última parte no projeto do *sliding mode* é garantir a estabilidade do controlador. Tal é realizado por ajuste dos ganhos do mesmo de forma a cumprir o critério de estabilidade. O critério aqui apresentado, baseia-se num dos critérios de estabilidade de Lyapunov. Este pode ser visto na equação 5.6. Este critério assume que o quadrado da distância entre a superfície de deslizamento e a trajetória do sistema converge para zero para qualquer trajetória do mesmo [57].

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial t} |s|^2 \leq -\eta s, \quad \eta > 0 \quad (5.6)$$

De forma a permitir um melhor entendimento dos conceitos descritos anteriormente os mesmos são ilustrados na figura 5.6.

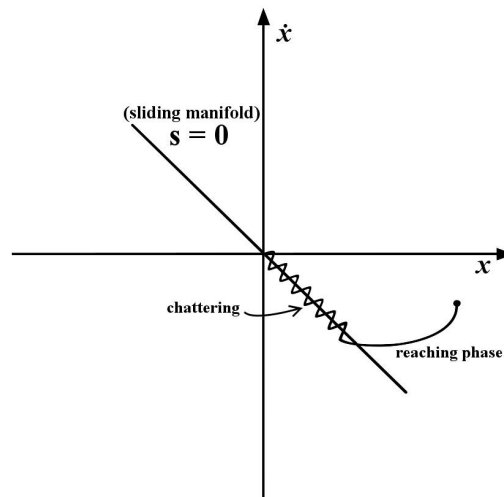


Figura 5.6: Convergência da variável objetivo para a superfície de deslizamento

Na mesma vemos que a trajetória oscila sobre a superfície de deslizamento. Este fenómeno é comum quando se aplica este tipo de controlo e é denominado por *chattering*. É perceptível que quando a trajetória entra em modo de deslizamento a condição imposta por u_{ht} muda de sinal com

muita frequência. Como tal, na tentativa de evitar estas oscilações introduz-se um novo termo na variável u_{ht} . Tal está exemplificado na equação 5.7. A variável ϕ vai limitar o ganho de atuação de u_{ht} reduzindo o efeito descrito no presente parágrafo.

$$u_{ht} = -K_{ht} \operatorname{sgn}\left(\frac{s}{\phi}\right), \quad \operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1, & \text{if } s > \phi \\ \frac{s}{\phi} & \text{if } -\phi \leq s \leq \phi \\ -1, & \text{if } s < -\phi \end{cases} \quad (5.7)$$

Em suma o *design* de um controlador em modo de deslizamento é realizado em três passos principais:

- Desenhar uma superfície de deslizamento s que se adeque à variável objetivo e invariante em relação à dinâmica de controlo;
- Selecionar a lei de controlo u_{ht} de forma a trazer a trajetória do sistema de volta para a superfície de deslizamento em tempo finito;
- Ajustar ganhos de forma a manter a estabilidade do controlador;
- Limitar o ganho de atuação de u_{ht} de forma a diminuir o *chattering*.

5.1.2.2 Projeto do SMC-ARBS

Apresentada a teoria sobre o SMC este trabalho prossegue com a modelação do sistema. Para o projeto do SMC assumimos um modelo que despreza as forças de atrito F_{rr} , F_{aero} .

De forma a simplificar o sistema o modelo assumido para o projeto deste controlador usa um quarto do veículo (uma roda) [13, 58, 59]. A dinâmica conhecida e mais relevante do sistema apresenta-se no sistema de equações 5.8. c refere-se às condições/tipo da estrada e é aproximada pela equação 5.9 [13]. Tal permite a descrição do tipo de estrada através de um só parâmetro. Adicionalmente é de notar que considera-se que o binário assume valores positivos quando se pretende travar/regenerar.

$$\begin{cases} M\dot{V}_x = -F_x \\ \dot{\omega}I_w = R_w F_x - T_b \\ F_z = Mg \\ F_x = \mu(c, \lambda)F_z \\ \lambda = \frac{V_x - \omega R_w}{V_x} \end{cases} \quad (5.8)$$

$$\mu(\lambda) = -c \times 1.1 \left(e^{-35\lambda} - e^{-0.35\lambda} \right) \quad (5.9)$$

Note-se que M representa a massa assente em cada roda. Desprezando a massa da roda e da suspensão (*unsprunged*). Para projetar o controlador recorre-se ao modelo baseado no sistema desenvolvido no subcapítulo 3.3. Tal assume apenas um motor e uma roda para propulsionar o veículo. Consideramos que a roda propulsiona toda a massa. Num entanto é necessário ter em atenção este pormenor caso a intenção seja replicar o controlador para outras rodas.

Com base nas equações dadas em 5.8, e através da manipulação do sistema, obteve-se uma única equação diferencial na forma descrita no subcapítulo anterior. Como tal, e definindo como variável objetivo o *slip rate* λ , e T_b como variável de controlo, por manipulação matemática podemos transformar o sistema de equações numa única equação diferencial (equação 5.11), deduzida a partir de 5.10.

Aplicando a derivada à expressão do *slip rate* em 5.8 obtém-se a equação 5.10.

$$\lambda = \frac{V_x - \omega R_w}{V_x} \Rightarrow \dot{\lambda} = \frac{-\dot{\omega} R_w V_x + \dot{V}_x \omega R_w}{V_x^2} \quad (5.10)$$

Substituindo \dot{V}_x , $\dot{\omega}$ e ω em 5.10 obtemos 5.11.

$$\dot{\lambda} = - \underbrace{\frac{\mu(c, \lambda) g}{V_x} \left[(1 - \lambda) + \frac{R_w^2 M}{I_w} \right]}_f + \underbrace{\frac{R_w}{V_x I_w} T_b}_b \quad (5.11)$$

Obtida a equação diferencial do sistema decidiu-se aumentar a robustez do SMC como sugerido em [13]. Aqui o autor propõe um método simples para estimação das condições da estrada e da massa do veículo. Para o caso de estudo só é considerada a estimação das condições da estrada, já que tratando-se de um veículo de competição, a única massa que pode variar no sistema é a do piloto, que ainda assim, variará dentro de uma gama de valores desprezável.

Podemos então definir as condições da estrada limitadas ao intervalo definido pela equação 5.12. \hat{c} é o valor estimado das condições da estrada e dado pela equação 5.13. Finalmente F é o valor máximo tomado pela função f e dado por 5.14. \hat{f} refere-se a f quando $c = \hat{c}$.

$$c_{min} \leq c \leq c_{max} \quad (5.12)$$

$$\hat{c} = \frac{c_{max} - c_{min}}{2} \quad (5.13)$$

$$|f - \hat{f}| \leq F \Leftrightarrow F \geq \frac{|\mu(c_{max}, \lambda) - \mu(\hat{c}, \lambda)|}{|V_x|} g \left(1 - \lambda + \frac{R_w^2 M}{I_w} \right) \quad (5.14)$$

Estipulado o limite da incerteza da função f , foi decidido definir a superfície de deslizamento, como do tipo integrativo (ISMC-ARBS). Tal é apresentado na equação 5.15, sendo $\tilde{\lambda} = \lambda - \lambda^*$.

$$s(\lambda, t) = \tilde{\lambda} + K_i \int_0^t \tilde{\lambda}(t) dt, \quad K_i > (0, 0) \quad (5.15)$$

De realçar que a principal razão que leva à inserção do elemento integrativo, na superfície de deslizamento, é a minimização do efeito de *chattering* causado por u_{ht} .

A forma mais convencional de definir a superfície de deslizamento é simplesmente através de $\tilde{\lambda}$ (SMC-ARBS). No entanto, através desta abordagem é possível abranger uma maior gama de testes. Para testar o SMC na sua forma mais comum considera-se $K_i = 0$.

A última fase da construção do controlador pretende obter a lei de controlo de forma que λ tenda para λ^* . Como foi visto anteriormente, assim que a trajetória atinja a superfície de deslizamento ($s = 0$) e para que se mantenha nesta é necessário garantir que $\dot{s} = 0$. Assim, derivando 5.15 é obtido 5.16. Substituindo 5.11 em 5.16 obtém-se a equação 5.17 (assumindo que λ^* é constante).

$$\dot{s} = \dot{\lambda} + K_i(\lambda - \lambda^*) = 0 \quad (5.16)$$

$$\dot{s} = f + bT_b + K_i(\lambda - \lambda^*) = 0 \quad (5.17)$$

Por último são definidas as variáveis de controlo T_{eq} e T_{ht} . Tal é feito resolvendo a equação 5.4 em ordem a T_b . O resultado está apresentado nas equações 5.18 e 5.19.

$$T_{eq} = \frac{1}{b}(-f - K_i\tilde{\lambda}) \Rightarrow \hat{T}_{eq} = \frac{1}{b}(-\hat{f} - K_i\tilde{\lambda}) \quad (5.18)$$

$$T_{ht} = \frac{1}{b}[-K_{ht}sgn(s)], \quad sgn(s) = \begin{cases} -1 & s < -\phi \\ \frac{s}{\phi} & -\phi \leq s \leq \phi \\ 1 & s > \phi \end{cases} \quad (5.19)$$

Desenhado o controlador, o último passo aplica o critério de estabilidade de Lyapunov definido pela equação 5.6. Tal pretende garantir a estabilidade do controlador. A mesma é realizada por ajuste dos ganhos tendo em conta este mesmo critério. As equações 5.20-5.22 apresentam o exposto.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial t} |s|^2 = |s|\dot{s} \leq -\eta s, \quad \eta > 0 \quad (5.20)$$

$$\dot{V} = s[f - \hat{f} - K_{ht}sgn(s)] \quad (5.21)$$

$$s(f - \hat{f}) - K_{ht}|s| \leq F|s| - K_{ht}|s| \leq -\eta|s| \quad (5.22)$$

Através do critério dado por 5.22 é possível definir o ganho de K_{ht} de forma a garantir sempre

a estabilidade:

$$F - K_{ht} \leq -\eta \Leftrightarrow K_{ht} \geq F + \eta \Leftrightarrow K_{ht} = F + \eta \quad (5.23)$$

A lei de controlo obtida é dada pela equação 5.25.

$$T_b = \hat{T}_{eq} + T_{ht} \Leftrightarrow \quad (5.24)$$

$$\Leftrightarrow T_b = \frac{1}{b} \left(-\hat{f} - K_i \tilde{\lambda} - K_{ht} \text{sgn}(s) \right) \quad (5.25)$$

5.1.2.3 Resultados com o Modelo Longitudinal

Os testes realizados no presente subcapítulo baseiam-se no modelo longitudinal do subcapítulo 3.3 e regem-se segundo os procedimentos da tabela 5.2.

O primeiro controlador testado utiliza a abordagem clássica ($K_i = 0$). Apresenta-se o efeito do controlo sem redução de *chattering* (figuras 5.7a e 5.7c) e com redução de *chattering* (figuras 5.7b e 5.7d).

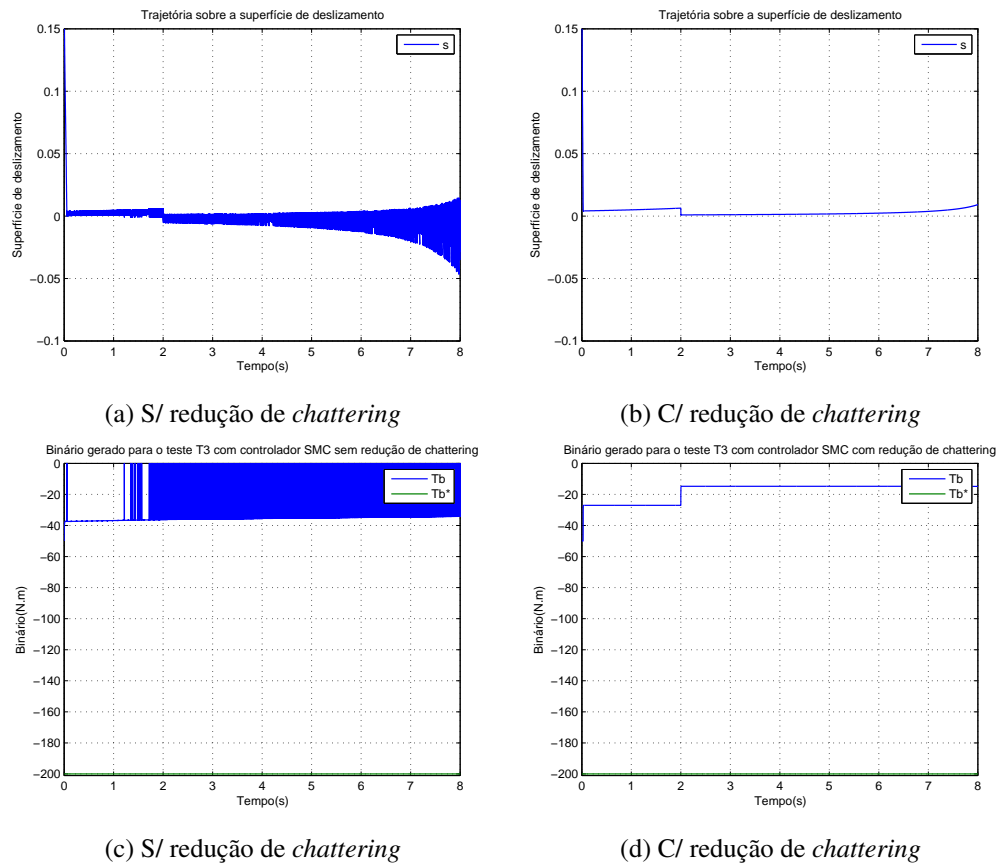


Figura 5.7: Efeito do *chattering* sobre a superfície de deslizamento e na variável de controlo

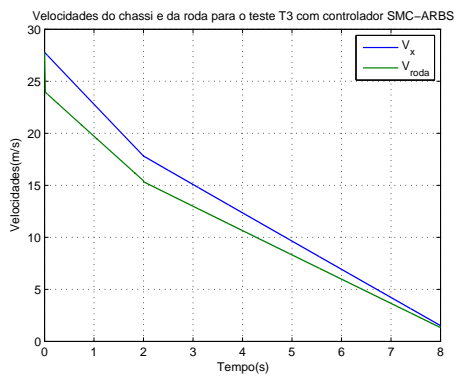
Por análise dos resultados apresentados é possível concluir que a redução do *chattering* é necessária na implementação deste tipo de controladores de forma a poder preservar os componentes

de controlo da camada de propulsão (motor). O controlador selecionado para os testes será portanto com tratamento de *chattering*.

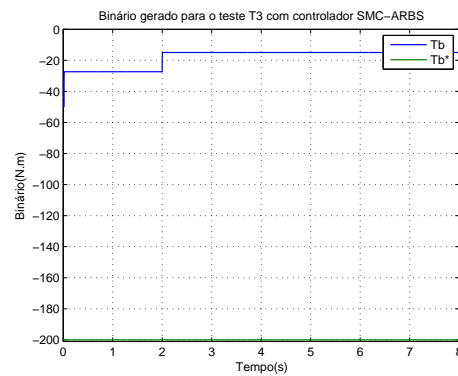
Os resultados obtidos para os testes T1, T2 e T3 encontram-se na tabela 5.4 e ilustrados nas figuras 5.8 e 5.9.

Tabela 5.4: Resultados para os testes do FC-ARBS

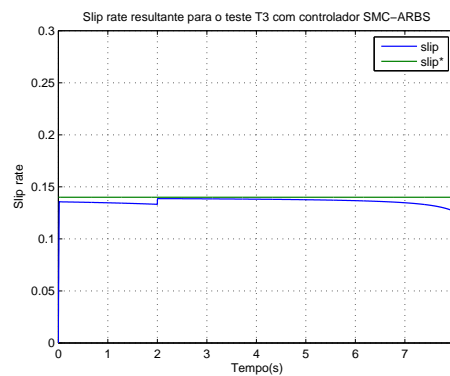
	T1		T2		T3	
	Distância	Tempo (s)	Distância (m)	Tempo (s)	Distância (m)	Tempo (s)
SMC	77.74	5.688	140.70	10.324	104.00	8.712
ISMIC	77.73	5.681	140.70	10.325	104.10	8.714



(a) Velocidade do veículo e da roda



(b) Referência de binário para a *drive* do motor



(c) *Slip rate*

Figura 5.8: Resultados do teste T3 do controlador SMC-ARBS

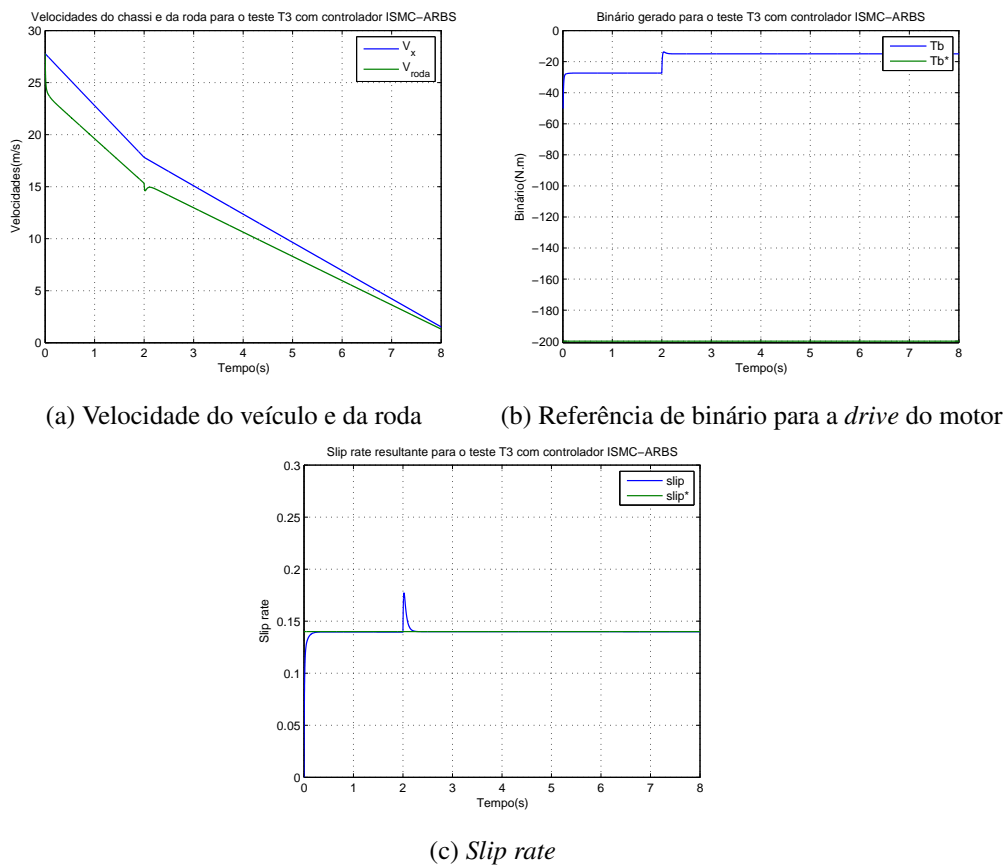


Figura 5.9: Resultados do teste T3 do controlador ISMC-ARBS

5.1.3 Conclusões Parciais

Analisados os resultados obtidos nos subcapítulos 5.1.1.1 e 5.1.2.3 é possível concluir que os algoritmos baseados no FC têm como principais vantagens a sua simples implementação e o uso de poucos recursos computacionais, embora os resultados obtidos sejam ligeiramente piores face aos baseados em SMC. No entanto, apresentam um elevado índice de desempenho. Por outro lado os SMC resultam num controlo ótimo da variável objetivo *slip rate*, o que permite maximizar a segurança, a eficiência e o rendimento do veículo, embora seja mais suscetível a falhas, já que necessita de algumas condições limites pré-estipuladas (necessidade de garantir a estabilidade em toda a gama de funcionamento).

O autor entende que dado o ambiente de competição, o SMC é o método mais indicado para o sistema ARBS, pelas razões apresentadas anteriormente. Adicionalmente a segunda prova do FS com maior rácio de pontuação, é a prova de eficiência. De notar que a possibilidade de estudar a pista, de forma a ajustar os valores de referência para o *slip rate* e para as condições limite, fortalece a ideia anterior. Por estas razões na presente dissertação apenas se continuará com o estudo sobre o ISMC/SMC-ARBS. Contudo caso a ideia seja concorrer nas provas do tipo estático, o baixo custo e simplicidade do FC poderá trazer vantagens sobre o SMC.

5.2 Controlador TCS

O controlador desenvolvido no presente subcapítulo terá como base os fundamentos de SMC explicados no subcapítulo 5.1.2.1 e no artigo [13].

O projeto do controlador SMC-TCS segue o mesmo princípio do controlador SMC-ARBS apresentado anteriormente (subcapítulos 2.8.1 e 5.1.2). Como tal, apenas será resumida a formulação matemática para cada variável do controlador. Uma vez que o cálculo do *slip rate* para a aceleração é relativamente diferente ao da travagem, a equação diferencial $\dot{\lambda}$ terá que ser calculada a partir do sistema de equações 5.26.

$$\begin{cases} M\dot{V}_x = F_x \\ \dot{\omega}I_w = T_m - R_w F_x \\ F_z = Mg \\ F_x = \mu(c, \lambda)F_z \\ \lambda = \frac{\omega R_w - V_x}{\omega R_w} \end{cases} \quad (5.26)$$

Neste controlador, tal como no ARBS, a variável de controlo T_m é considerada positiva e a equação 5.27 foi obtida, novamente, em ordem à velocidade longitudinal do veículo, V_x .

O sistema anterior transformado na equação diferencial do tipo $\dot{\lambda} = f(\lambda) + bT_m$ apresenta-se na já referida equação 5.27.

$$\dot{\lambda} = \underbrace{-\frac{\mu(c, \lambda)g}{V_x} \left[(1 - \lambda) + (1 - \lambda)^2 \frac{MR_w^2}{I_w} \right]}_f + \underbrace{\frac{(1 - \lambda)^2 R_w}{V_x I_w}}_b T_m \quad (5.27)$$

A lei de controlo aplicada está de acordo com a equação 5.25 e a estimação de $\hat{\mu}(\hat{c}, \lambda)$ usa a equação 5.13.

5.2.1 Resultados com o Modelo Longitudinal

Os testes realizados para a validação do controlo TCS, com o modelo longitudinal, são os mesmos aplicados na validação do controlador ARBS, com a diferença de que o veículo parte do repouso ($V_x = 0$). O sinal enviado para o controlador provém, neste caso, do acelerador (pressionado com ângulo máximo).

Os primeiros resultados obtidos para o teste T1, com os controladores ISMC-TCS e SMC-TCS, encontram-se nas figuras 5.10. Nestes as velocidades são omitidas por serem semelhantes e satisfatórias para qualquer um dos testes.

É notável o *chattering* gerado por ambos os controladores durante o arranque. Por mais ajustes que sejam realizados nos ganhos dos controladores, durante o arranque do carro, haverá sempre algum efeito de *chattering*. Tal é explicado pelo facto da velocidade inicial ser nula, o que implica

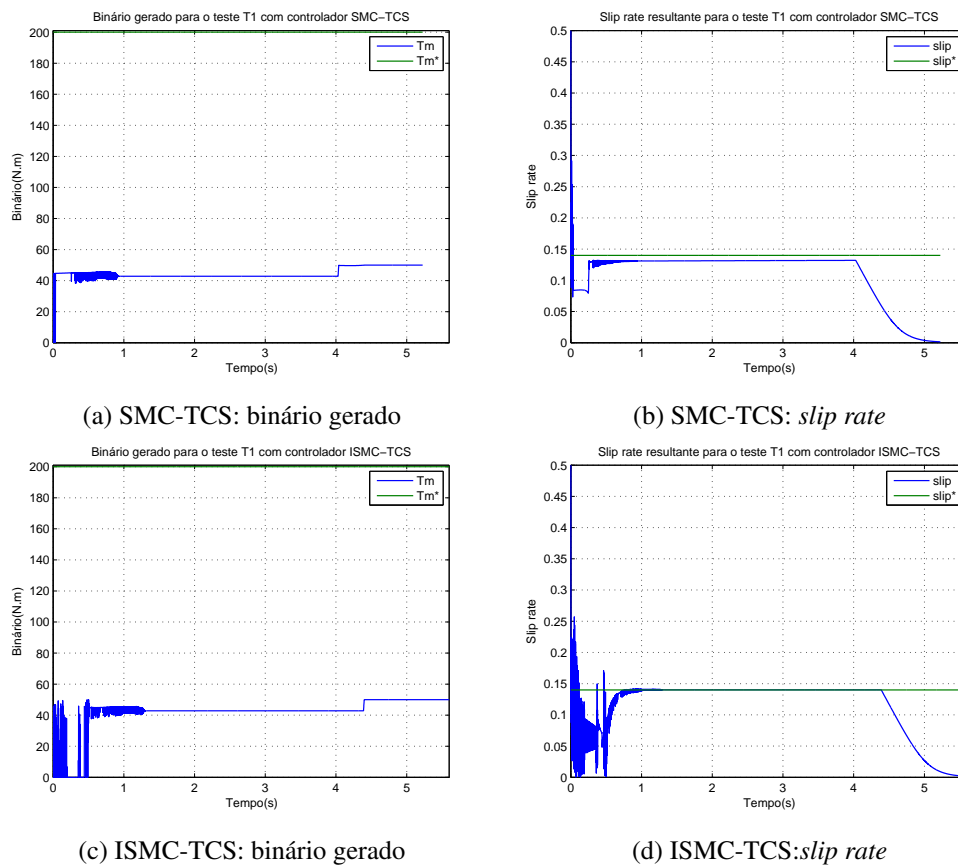


Figura 5.10: Resultados do teste T1 do controlador SMC/ISMC-TCS

um ganho elevado gerado pela lei de controlo. Simultaneamente, devido à inércia da roda, o veículo demora algum tempo até atingir uma velocidade com valores razoáveis e com um tempo de resposta útil do ponto de vista do controlador. Este facto dificulta o desenho dos controladores TCS que, ao contrário dos controladores ABS, devem operar no limiar da instabilidade ($V_x, V_w \simeq 0$) já que é nessa região que existe maior possibilidade da roda derrapar. Ao mesmo tempo, é notável que o *chattering* produzido pelo SMC-TCS é bastante mais aceitável que aquele produzido pelo ISMC-TCS, levando à conclusão de que o efeito integral prejudica a resposta do controlador nesta situação em concreto.

De forma a possibilitar retirar mais conclusões, acerca dos controladores, foi realizado o teste T3 de forma invertida, isto é, arranque sobre baixo μ e passagem para um bom μ , aos 2 s, sem alterar a configuração dos controladores (como aconteceu nos testes do ARBS). Os resultados obtidos podem ser visualizados nas figuras 5.11.

Por análise dos resultados foi possível concluir que o efeito integrativo contribui negativamente na situação de arranque. No entanto, melhora consideravelmente o comportamento do sistema em superfícies com baixo coeficiente de fricção, μ . Como tal, foi implementado um novo controlador híbrido (HSMC-SMC), isto é, a ativação da componente integral do controlador apenas contribui a partir do momento em que é atingida uma velocidade estipulada ($V_x \geq 5 \text{ km/h}$) e a superfície de deslizamento ultrapassa o valor de $\pm\phi$. Os resultados são consideravelmente melhores, para

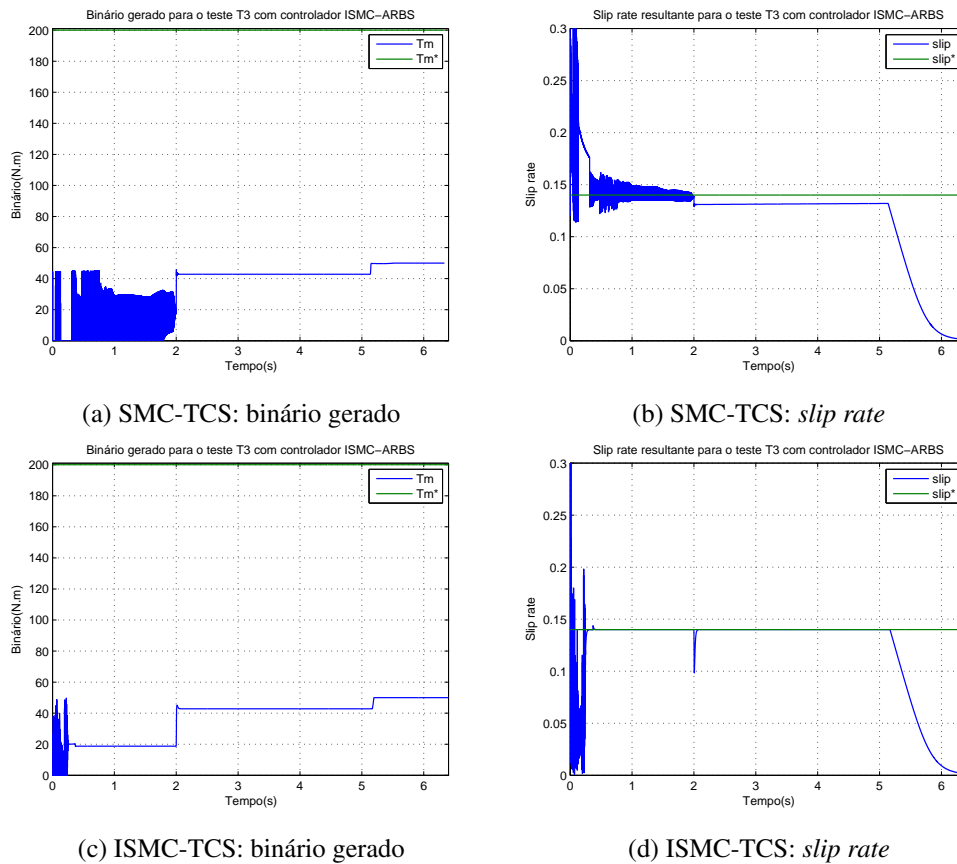


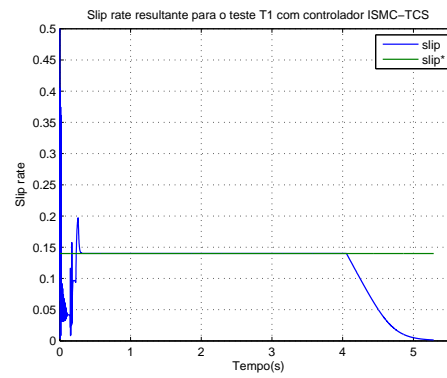
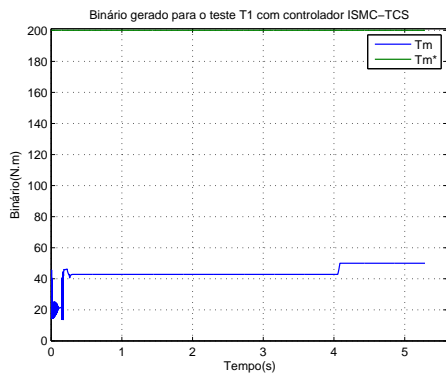
Figura 5.11: Resultados do teste T3 do controlador SMC/ISMC-ARBS

qualquer um dos testes, e podem ser visualizados nas figuras 5.12.

5.2.2 Conclusões Parciais

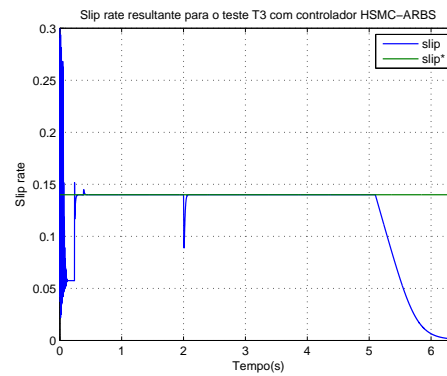
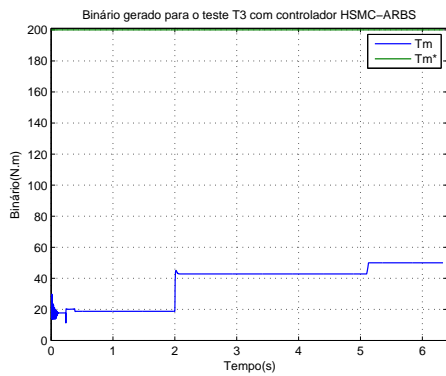
Após a verificação e análise dos resultados obtidos, no presente subcapítulo, foi possível detetar a região mais problemática dos controladores do tipo TCS. Nesta, surge a necessidade de realizar um *trade-off* entre a resposta na região do arranque (*reaching phase*) e na região de aceleração controlada (*sliding manifold*). Nesta última as vantagens do SMC-TCS sobrepuseram-se às vantagens do ISMC-TCS e vice-versa. Por outro lado o ISMC-TCS revelou um desempenho ligeiramente superior na região de aceleração controlada.

De forma a colmatar as falhas, de cada um dos controladores anteriores, foi proposto um controlador baseado nos mesmos, que aproveita o melhor de ambos. Este é realizado com o uso de um *loop* não-linear o que permite ao HSMC-TCS trabalhar com ambos os modos (sem componente integrativa e com componente integrativa) e dependente da velocidade. Os resultados obtidos com este controlador foram considerados satisfatórios e podem ser visto na figura 5.12.



(a) HSMC-TCS: binário gerado para o teste T1

(b) HSMC-TCS: *slip rate* para o teste T1



(c) HSMC-TCS: binário gerado para o teste T3

(d) HSMC-TCS: *slip rate* para o teste T3

Figura 5.12: Resultados dos testes T1 e T3 do controlador HSMC-ARBS

Capítulo 6

Dinâmica Lateral e Controlador ESP

Este capítulo apresenta a dinâmica lateral e o controlador ESP. Assim, o capítulo inicia com a integração dos sistemas desenvolvidos, no capítulo anterior, com o modelo planar do *CarSim*[®]. Para tal, é apresentada a arquitetura aplicada e o algoritmo de alocação de binários.

Na continuação mostra-se o desenvolvimento do controlador de estabilidade ESP. Será também apresentada a estratégia de integração deste mesmo sistema com os sistemas desenvolvidos e descritos nos capítulos antecedentes, bem como alguns resultados obtidos com o sistema integrado (IVDC).

6.1 Arquitetura da Camada de Tração e Estratégia de Alocação de Binários

Ao aplicar os controladores desenvolvidos no capítulo anterior para simulação com o *CarSim*[®], é necessário ter em atenção, inevitavelmente, a dinâmica lateral do veículo, uma vez que não é possível simular modelos em duas dimensões (e_x , e_z). Como tal, os controladores de *slip rate* são replicados para cada roda tratora, havendo necessidade de criar um meio de coordenação entre ambos. Este é denominado por alocação de binários.

A estratégia desenvolvida tem como base o resultado de alguns testes realizados e é aplicada apenas quando o ângulo de direção é aproximadamente nulo ($flag = 0$), isto é, quando se pretende movimento puramente longitudinal. Quando o movimento pretendido engloba a componente lateral (curvatura), a alocação de binários é dada pelo controlador ESP descrito no próximo subcapítulo.

A estratégia proposta encontra-se ilustrada através do FC apresentado na figura 6.2. Os binários caracterizados por T_{ij}^* são os binários provenientes do TCS de cada roda, e os termos T_{ij} , os binários corrigidos pelo algoritmo de alocação de binários e enviados para os respetivos motores.

A arquitetura global do sistema é composta pelos controladores do presente capítulo e pela a interligação com a camada inferior (*drive* do motor). Os sistemas, descritos anteriormente, encontram-se interligados de acordo com a arquitetura funcional apresentada na figura 6.1.

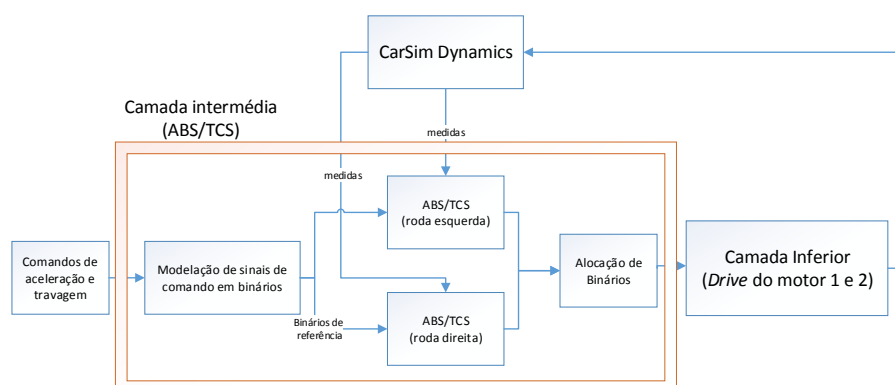


Figura 6.1: Arquitetura do sistema ABS/TCS e interligação com camada inferior

Para testar o algoritmo de alocação de binários recorreremos ao teste padrão do *CarSim*[®], *Split- μ* com velocidade inicial de 65 Km/h. Os resultados obtidos podem ser visualizados na figura 6.3. Note-se que aos 3 metros a roda esquerda entra numa superfície de gelo ($\mu = 0.2$), enquanto a roda direita se mantém no asfalto ($\mu = 1.0$).

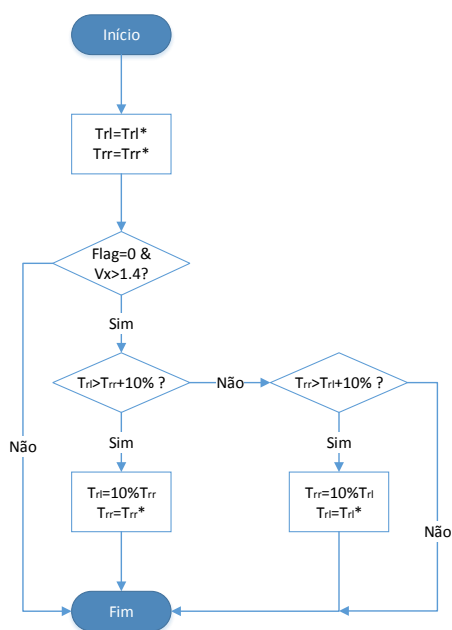
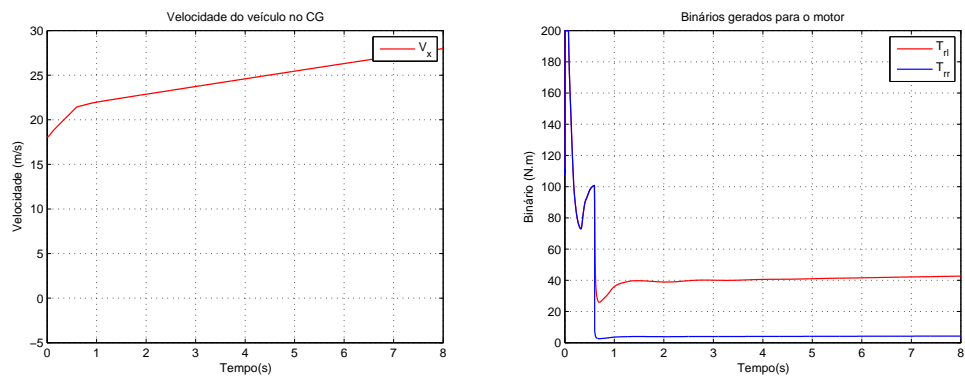
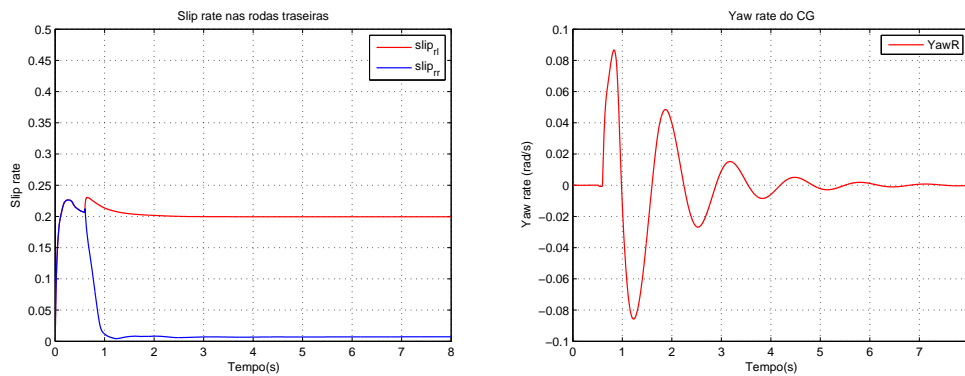


Figura 6.2: Estratégia de alocação de binários para o movimento longitudinal



(a) Velocidade longitudinal do veículo

(b) Binários gerados pelo algoritmo de alocação



(c) Slip rate nas rodas tracionadas

(d) Yaw rate no CG do veículo

Figura 6.3: Resultado do teste *Split- μ* a 65 Km/h

6.1.1 Conclusões Parciais

Por análise dos resultados obtidos no presente subcapítulo, é possível concluir que a estratégia utilizada para a alocação de binários, é eficiente e que permite a estabilidade do veículo quando percorre trajetos puramente longitudinais. Tal é verdadeiro mesmo quando existe alteração dos tipos de superfície. Em simultâneo foi possível verificar que os controladores desenvolvidos (ABS/TCS) adaptaram-se às não-linearidades do modelo do *CarSim*[®], apresentando os resultados esperados, bem como capacidade de integração com outros sistemas. É de notar que devido à robustez dos controladores, o binário gerado por ambos, ao ser modelado pelo algoritmo de alocação, não leva à perda de estabilidade dos controladores.

6.2 Controlador ESP

O projeto do controlador ESP teve como base [34, 35, 49]. Nestes documentos é sugerida uma estratégia de controlo do *yaw rate* (YRC) por travagem diferencial. A decisão de adoção desta estratégia tem como base o facto de ser a que mais se enquadra com os controladores desenvolvidos nas camadas inferiores (ABS/TCS), assim como de não necessitar de inserção de novos elementos de controlo, tais como direção elétrica (dianteira e/ou traseira) ou suspensão

eletrónica. Foi escolhido atuar apenas através da travagem uma vez que se considera que o fator segurança é o mais importante, e por existirem limites temporais apertados para o desenvolvimento deste controlador.

O projeto do controlador baseia-se em SMC. Como tal, as equações descritas no capítulo 3.4 são as utilizadas no projeto do mesmo. A superfície de deslizamento escolhida, de acordo com a revisão bibliográfica realizada (capítulo 2.8.2.3), é dada pela equação 6.1.

$$s = \psi - \psi^* + K_\beta(\beta - \beta^*), \quad K_\beta > 0 \quad (6.1)$$

Nesta β^* pretende-se nulo e constante. Assim derivando 6.1, obtém-se a velocidade da superfície de deslizamento (\dot{s}) dada pela equação 6.2.

$$\dot{s} = \dot{\psi} - \dot{\psi}^* + K_\beta \dot{\beta} \quad (6.2)$$

Ao contrário do projeto realizado nos capítulos anteriores, neste controlador é simplificado o critério de estabilidade e a respetiva lei de controlo, para a forma representada pela equação 6.3, como sugerido por [34, 35, 49]. A razão pela qual não se aplicou o mesmo critério, aplicado aos controladores ABS/TCS, deve-se à dificuldade em limitar os intervalos de variação de f ($= F$), já que se trata de um sistema mais complexo e sujeito a muitas mais incertezas, como poderá ser constatado no seguimento deste subcapítulo.

$$\dot{s} = -K_\psi s \Leftrightarrow \dot{\psi} + K_\beta \dot{\beta} = \dot{\psi}^* - K_\psi(\psi - \psi^* + K_\beta \beta), \quad K_\psi > 0 \quad (6.3)$$

Através das equações do modelo planar (sistema de equações 3.10 do subcapítulo 3.4) é possível substituir a variável de estado β , do sistema 6.2, em termos de forças em cada roda, como representado nas equações 6.4 a 6.6.

$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{\dot{y}}{\dot{x}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{V_y}{V_x} \right) \quad (6.4)$$

$$\dot{\beta} = \frac{\left(\frac{V_y}{V_x} \right)'}{1 + \left(\frac{V_y}{V_x} \right)^2} \Leftrightarrow \dot{\beta} = \frac{\dot{V}_y V_x - \dot{V}_x V_y}{V_x^2 + V_y^2} \quad (6.5)$$

$$\begin{cases} \dot{V}_x = \frac{1}{M} \sum_{i,j} F_{xij} + V_y \dot{\psi} \\ \dot{V}_y = \frac{1}{M} \sum_{i,j} F_{yij} - V_x \dot{\psi} \\ \dot{\psi} = \frac{1}{I_z} \left[\frac{l_s}{2} (F_{xfl} + F_{xrl} - F_{xfr} - F_{xrr}) + l_f (F_{yfl} + F_{yfr}) - l_r (F_{yrl} + F_{yrr}) \right] \\ V^2 = V_x^2 + V_y^2 \end{cases} \quad (6.6)$$

Nestas os índices i, j correspondem ao eixo dianteiro/traseiro (f/r) e à roda esquerda/direita no respectivo eixo (l/r), respetivamente. Substituindo 6.6 em 6.5 obtemos:

$$\dot{\beta} = \frac{\sum_{i,j} F_{yij} V_x - \sum_{i,j} F_{xij} V_y}{MV^2} - \dot{\psi} \quad (6.7)$$

Substituindo 6.8 na condição de estabilidade dada por 6.3 e considerando que o *yaw angle* é dado pela razão do somatório dos momentos das forças sobre o momento de inércia do eixo 'z' do veículo, vem:

$$\frac{\sum_{i,j} M_{zij}}{I_z} + K_\beta \frac{\sum_{i,j} F_{yij} V_x - \sum_{i,j} F_{xij} V_y}{MV^2} - K_\beta \dot{\psi} = \underbrace{\dot{\psi}^* - K_\psi (\dot{\psi} - \dot{\psi}^* + K_\beta \beta)}_{\chi_1} \quad (6.8)$$

Reordenando os termos da equação anterior, separando em termos longitudinais e laterais das forças ($'F_{lij}'$ e $'F_{sij}'$), obtém-se o sistema representado pelas equações 6.9 e 6.10.

$$\sum_{i,j} \kappa_{lij} F_{lij} + \underbrace{\sum_{i,j} \kappa_{sij} F_{sij}}_{\chi_2} - K_\beta \dot{\psi} = \chi_1 \quad (6.9)$$

Para κ_{kij} dado pelo sistema 6.10.

$$\left\{ \begin{array}{l} \kappa_{lfl} = \frac{1}{I_z} \left(-\frac{l_s}{2} \cos \delta + l_f \sin \delta \right) + \frac{K_\beta (V_x \sin \delta - V_y \cos \delta)}{MV^2} \\ \kappa_{lfr} = \frac{1}{I_z} \left(\frac{l_s}{2} \cos \delta + l_f \sin \delta \right) + \frac{K_\beta (V_x \sin \delta - V_y \cos \delta)}{MV^2} \\ \kappa_{lrl} = -\frac{1}{I_z} \frac{l_s}{2} - \frac{K_\beta V_y}{MV^2} \\ \kappa_{lrr} = \frac{1}{I_z} \frac{l_s}{2} - \frac{K_\beta V_y}{MV^2} \\ \\ \kappa_{sfl} = \frac{1}{I_z} \left(\frac{l_s}{2} \sin \delta + l_f \cos \delta \right) + \frac{K_\beta (V_x \cos \delta - V_y \sin \delta)}{MV^2} \\ \kappa_{sfr} = \frac{1}{I_z} \left(-\frac{l_s}{2} \sin \delta + l_f \cos \delta \right) + \frac{K_\beta (V_x \cos \delta - V_y \sin \delta)}{MV^2} \\ \kappa_{srl} = -\frac{1}{I_z} l_r - \frac{K_\beta V_x}{MV^2} \\ \kappa_{srr} = -\frac{1}{I_z} l_r - \frac{K_\beta V_x}{MV^2} \end{array} \right. \quad (6.10)$$

É de notar que a variável κ está dividida em dois termos. O primeiro traduz a aceleração do *yaw* e o segundo a variação do *side slip angle*, gerados por cada força. Acrescentamos ainda o facto de que analiticamente torna-se mais simples manipular as expressões dinâmicas no referencial do centro de massa (x, y). No entanto, neste caso em concreto, desejamos controlar os binários de travagem em cada roda. Logo teremos que considerar todas as forças nos respetivos referenciais das rodas, razão pela qual são introduzidos os termos angulares. De forma a simplificar o sistema, e de acordo com [49, 51], é possível anular alguns termos ($\sin \delta$) se considerar-se ângulos de direção pequenos. A variável κ , expressada pelo sistema 6.10, simplifica como apresentado no sistema de equações 6.11.

$$\left\{ \begin{array}{l} \kappa_{lfl} = -\frac{1}{I_z} \frac{l_s}{2} - \frac{K_\beta V_y}{MV^2} \\ \kappa_{lfr} = \frac{1}{I_z} \frac{l_s}{2} - \frac{K_\beta V_y}{MV^2} \\ \kappa_{lrl} = -\frac{1}{I_z} \frac{l_s}{2} - \frac{K_\beta V_y}{MV^2} \\ \kappa_{lrr} = \frac{1}{I_z} \frac{l_s}{2} - \frac{K_\beta V_y}{MV^2} \\ \\ \kappa_{sfl} = \frac{1}{I_z} l_f + \frac{K_\beta V_x}{MV^2} \\ \kappa_{sfr} = \frac{1}{I_z} l_f + \frac{K_\beta V_x}{MV^2} \\ \kappa_{srl} = -\frac{1}{I_z} l_r - \frac{K_\beta V_x}{MV^2} \\ \kappa_{srr} = -\frac{1}{I_z} l_r - \frac{K_\beta V_x}{MV^2} \end{array} \right. \quad (6.11)$$

Rescrevendo as forças F_{lij} , em termos de binários de travagem respetivos, e substituindo na lei de controlo dada pelo sistema 6.9, a lei de controlo em termos de binário em cada roda é obtida e dada por 6.14.

$$F_{lij} = \frac{1}{R_w}(T_{ij} - I_w \dot{\omega}_{ij}) \quad (6.12)$$

$$\sum_{i,j} \frac{1}{R_w} \kappa_{lij} T_{ij} = \chi_1 - \chi_2 + \underbrace{\sum_{i,j} \frac{1}{R_w} \kappa_{lij} I_w \dot{\omega}_{ij}}_{\chi_3} \Leftrightarrow \quad (6.13)$$

$$\Leftrightarrow T_{ij} = \frac{R_w(\chi_1 - \chi_2 + \chi_3)}{\kappa_{lij}} \quad (6.14)$$

É de notar que os termos dados por χ_i refletem o peso de cada variável no momento externo (*yaw*) e no ângulo da velocidade (*side slip angle*) de forma independente, possibilitando o controlo individual de cada binário em termos de correção do ângulo *yaw* e dependentes da velocidade.

6.3 Estratégia de Alocação de Binários e Arquitetura da Camada de Estabilidade

A inserção deste controlador, juntamente com a camada de tração, resulta na arquitetura global do sistema. A mesma está ilustrada na figura 6.4.

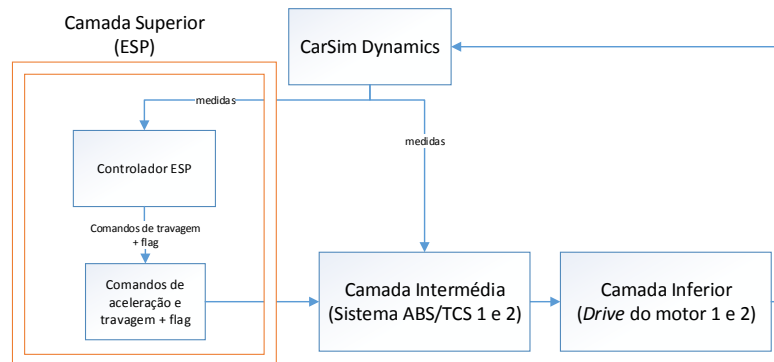


Figura 6.4: Arquitetura Global do sistema

No presente caso de estudo pretende-se apenas travagem traseira. Como tal, decidiu-se de acordo com [34], alocar os binários como apresentado no fluxograma ilustrado na figura 6.5.

Para validar o modelo considerou-se como base o teste *double lane change*- DLC (dupla mudança de via) a 100 Km/h numa superfície de asfalto molhado ($\mu = 0.75$). Os resultados obtidos apresentam-se na figura 6.6.

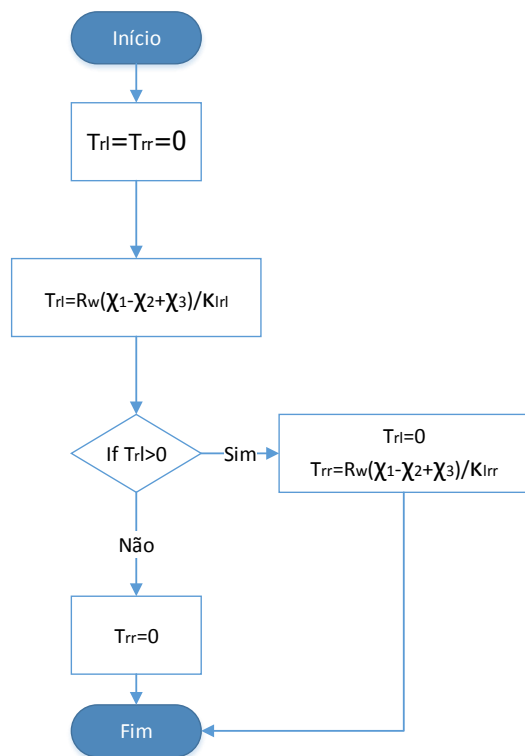
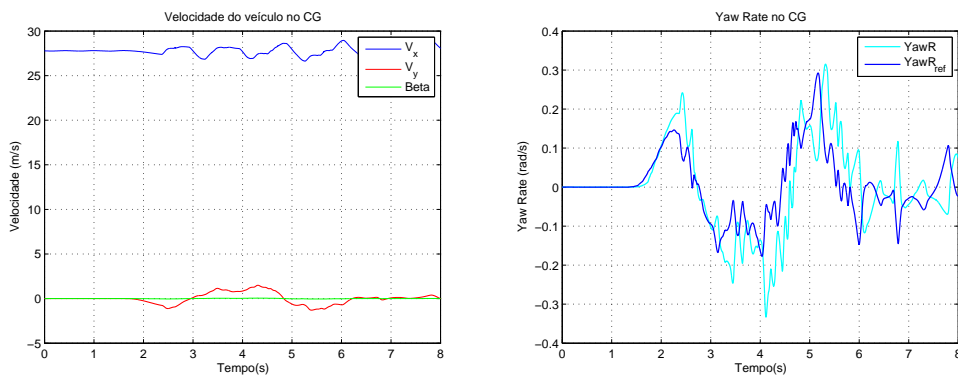


Figura 6.5: Fluxograma de alocação de binários para o ESP



(a) Velocidade longitudinal do veículo

(b) Binários gerados pelo algoritmo de alocação

Figura 6.6: Resultado do teste DLC a 100 Km/h

6.4 Conclusões Parciais

Por análise dos resultados obtidos, através do teste DLC é possível concluir a eficácia do controlador de estabilidade desenvolvido, assim como a integração positiva do mesmo, no sistema criado. Embora tenham sido omitidos, foram realizados testes de curvatura sem o sistema ESP. Estes revelaram (em asfalto) resultados desastrosos para velocidades superiores aos 65 Km/h. Foi possível colmatar esta falha com a introdução do controlador de estabilidade na camada superior.

Tal permitiu ao veículo ganhar estabilidade, para ângulos de viragem reduzidos, independentemente da velocidade.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

No presente capítulo serão referidos os objetivos alcançados, assim como o seu grau de satisfação. De forma a complementar esta ideia será anunciado o que o autor propõe realizar de forma a dar continuidade ao trabalho desenvolvido.

7.1 Satisfação dos Objectivos

Os objetivos delineados inicialmente foram, na generalidade, alcançados com sucesso. O motor escolhido mostrou possuir todas as características necessárias para maximizar o desempenho do veículo na competição. Foram desenvolvidas duas técnicas de controlo do mesmo, que se revelaram eficientes e com resultados de acordo com as expectativas.

Os controladores da camada intermédia (ABS/TCS) revelaram excelentes índices de desempenho, tanto a nível das velocidades atingidas, como de eficiência energética. Foram demonstradas, por simulação, a robustez e as vantagens dos algoritmos usados. Foram ainda sugeridos algoritmos alternativos, de complexidade inferior (ex: FC-ARBS). Estes, apesar de não retornarem resultados ótimos, demonstraram um excelente desempenho do ponto de vista funcional. Para além disso têm a vantagem de utilizar menos recursos computacionais. Tal pode justificar a sua aplicação em projetos que exijam índices de desempenho inferiores.

A inserção de uma camada superior (controlador ESP), embora não fizesse parte dos objetivos iniciais, veio acrescentar valor ao sistema, permitindo colmatar as falhas inerentes ao controlo longitudinal, perante o movimento em curvatura. Apesar dos bons resultados apresentados, este controlador necessita de mais testes para que se possa validar o seu pleno funcionamento, ainda que em ambiente de simulação.

O autor demonstrou, com o estudo realizado, que o uso de técnicas modernas de controlo eficientes e robustas permitiram atingir os resultados esperados.

7.2 Trabalho Futuro

Como trabalho futuro o autor entende que se poderia proceder por duas vertentes distintas, por um lado aprimorar os controladores desenvolvidos, por outro implementar fisicamente o trabalho realizado.

Em termos de novas simulações, o autor sugere que se realize um estudo que inclua componentes mecânicos específicos. Tal permitirá realizar um estudo mais rigoroso a nível dos tempos de resposta de cada componente. Assim será possível estudar as frequências de funcionamento de cada camada. Adicionalmente tentar integrar as camadas superior e intermédia num só IVDC. Por último nesta vertente de trabalho futuro, sugere-se o estudo quanto à estimação de grandezas como: o μ da estrada (ex: por observação da *bEMF*), estimação das forças laterais em cada roda e da velocidade longitudinal do veículo. Tal fortalecerá os resultados obtidos em simulação que, na presente dissertação, não estavam sujeitos a erro ou ruído.

Em, alternativa, ou paralelamente, o autor sugere proceder com a conceção e respetiva implementação do trabalho realizado na presente dissertação. Isto permitirá a validação dos controladores bem como testar a sua eficácia, em situações reais, através de testes controlados. Finalmente criar um protótipo para o *Formula Student*, já que esta competição tem, e cada vez mais, visibilidade na área automóvel. Tal permitirá aos intervenientes competir com outras equipas promovendo a deteção de novos desafios e motivando-os para o encontro de novas soluções.

Anexo A

Configuração do Veículo no CarSim

Neste anexo apresentamos a configuração do veículo usado nos testes com o *CarSim*[®]. As grandezas aqui apresentadas, são igualmente aplicadas (parcialmente) nos modelos desenvolvidos pelo autor.

A.1 Parâmetros do modelo

Os parâmetros aplicados ao modelo do veículo encontram-se ilustrados através da figura A.1.

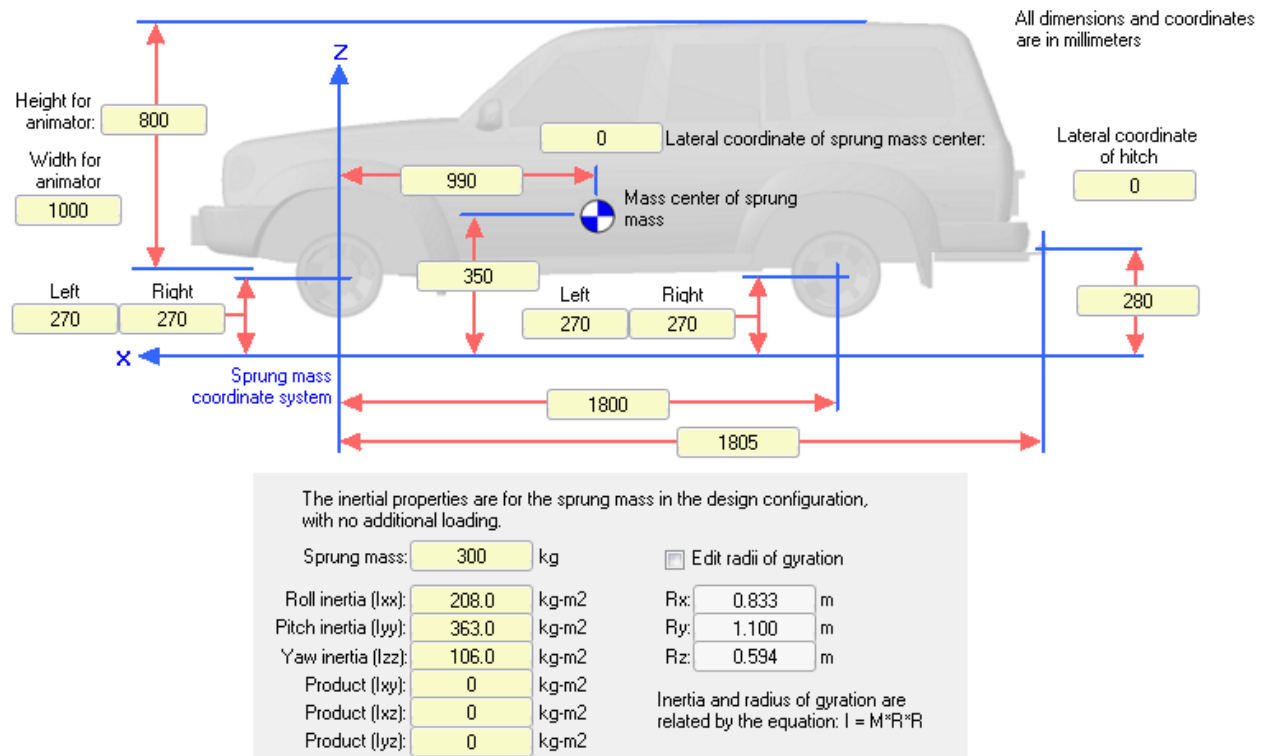


Figura A.1: Parâmetros aplicados ao modelo do veículo do *CarSim*[®]

Os parâmetros relativos a forças de atrito e do modelo do pneu apresentam-se através da tabela A.1.

Tabela A.1: Parâmetros relativos ao modelo da roda e forças de atrito do veículo

Componente	Parâmetro	Valor	Unidades	Descrição
Roda/Pneu do veículo	R	0.292	m	Raio
	R_{eff}	0.284	m	Raio efetivo
	I_w	0.568	Kg/m^2	Momento de inércia
	μ_{rr}	0.001	-	Resistência de rolamento
Atrito aerodinâmico	C_d	0.30	-	Coefficiente de arrasto
	A_f	0.5	m^2	Área frontal
	ρ	1.206	Kg/m^3	Densidade da massa de ar
Sprung mass	M	300	Kg	Massa do veículo suportada pelo conjunto roda e suspensão
Unsprung mass	M_{un}	41.5	Kg	Massa do conjunto roda e suspensão (por eixo)

Anexo B

Motor EMRAX 228

Neste anexo apresentamos as características do motor EMRAX 228 da Enstroj [41], de forma a apresentar os parâmetros usados para a modelação do motor e respetivo controlador.

B.1 Cálculo de Parâmetros do motor

Para a modelação com o motor do PSIM, é necessário introduzir a constante bEMF, representada em PSIM por $V_{pk}/krpm$, em vez do fluxo do íman permanente. Como tal, o cálculo efetuado para determinação dessa constante assumiu o valor do *specific idle speed* aplicando a equação B.1. Adicionalmente o fluxo magnético do rotor (ψ_m) foi calculado pela equação B.2 tendo em conta o modelo equivalente do motor da figura 5.2, a equação 4.1, ambas do subcapítulo 4.2, e considerando o funcionamento do motor como gerador, onde e representa a bEMF. O momento de inércia do motor foi calculado pela equação B.3.

$$V_{pk}/krpm = \frac{1}{10} \left(\frac{V}{rpm} \right) 1000 = 100 \text{ V}/krpm \quad (\text{B.1})$$

$$e = \omega_e \psi_m \Leftrightarrow \psi_m = \frac{60V_{pk}}{2\pi\omega_m p \sqrt{3}} = \frac{60 \times 100}{2\pi \times 1000 \times 10\sqrt{3}} = 0.0551 \text{ Wb} \quad (\text{B.2})$$

$$I_m = m \frac{r^2}{2} = \frac{12.2 \times 0.114^2}{2} = 0.0793 \text{ kgm}^2 \quad (\text{B.3})$$

B.2 Folha de Características

A folha de características disponível na página *web* da Enstroj apresenta-se na figura B.1. As curvas disponíveis de binário-potência-velocidade na figura B.2 e os índices de eficiência na figura B.3.

Technical data	Type	EMRAX 228 High Voltage		EMRAX 228 Medium Voltage		EMRAX 228 Low Voltage	
		LC	AC	LC	AC	LC	AC
Cooling (AC – Air Cooled; LC – Liquid Cooled)							
Cooling medium spec.		water flow speed 0,2 l/s; 20 °C	air flow speed 25 m/s; 20 °C	water flow speed 0,2 l/s; 20 °C	air flow speed 25 m/s; 20 °C	water flow speed 0,2 l/s; 20 °C	air flow speed 25 m/s; 20 °C
Weight [kg]		12,2	11,9	12,2	11,9	12,2	11,9
Diameter ϕ / width [mm]		228 / 86					
Battery voltage range [Vdc]		50 – 400 (*600)		50 – 350 (*450)		24 – 100 (*140)	
Peak motor power (few min at cold start / few seconds at hot start) [kW]		100					
Continuous motor power (depends on the motor RPM) [kW]		30 - 50	25 - 40	30 - 50	25 - 40	30 - 50	25 - 40
Maximal rotation speed [RPM]		4000 (*5000) (**6000)					
Maximal motor current (for 2 min if cooled as described in Manual for EMRAX) [Arms]		240		320		1000	
Continuous motor current [Arms]		120		160		450	
Maximal motor torque (for a few seconds) [Nm]		240					
Continuous motor torque [Nm]		125					
Torque / motor current [Nm/1Aph rms]		1,1		0,75		0,27	
Maximal temperature of the copper windings in the stator and also max. temp. of the magnets [°C]		110					
Nominal motor efficiency [%]		93 - 96					
Internal phase resistance at 25 °C [m Ω]		18		7,6		1,15	
Input phase wire cross-section [mm ²]		10,2		15,2		38	
Induction in d/q axis [μ H]		Ld=175 Lq=180		Ld=75 Lq=80		Ld=10,6 Lq=11,2	
Controller / motor signal		sine wave					
Specific idle speed (no load RPM) [RPM/1Vdc]		10		14		40	
Specific load speed (depends on the controller settings) [RPM/1Vdc]		8 - 10		12 - 14		34 - 40	
Magnetic field weakening (for higher RPM at low torque) [%]		up to 20					
Magnetic flux		axial (0,53 Vs)					
Temperature sensor in the motor		kty 81/210					
Number of pole pairs		10					
Ingress protection		IP21 / IP54***	IP21	IP21 / IP54***	IP21	IP21 / IP54***	IP21

*Tested in Enstroj for a few minutes.

**Tested in Enstroj for a few seconds.

*** We can also make IP54, but load time is shorter and continuous power is approximately 20 to 30% lower compared to IP21. Peak power is the same.

Figura B.1: Folha de características do motor EMRAX 228 [41]

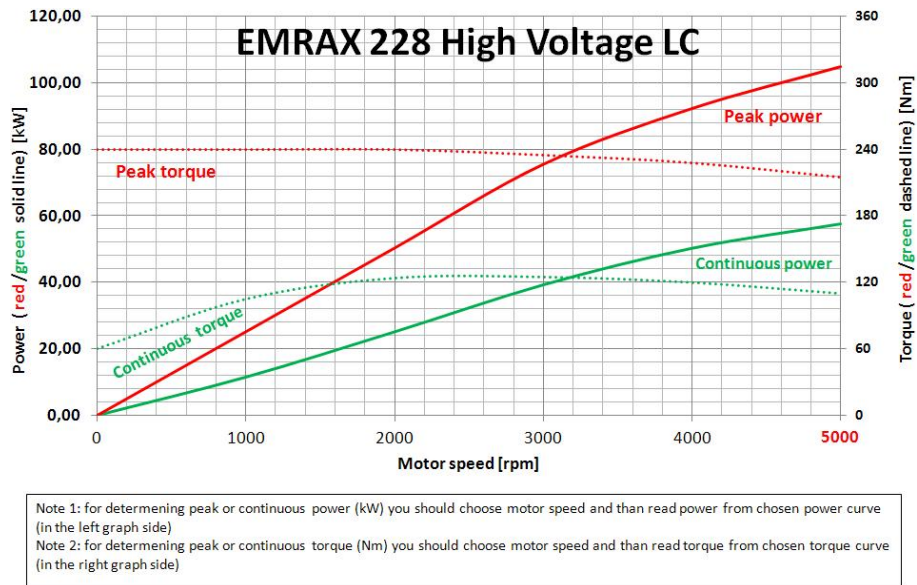


Figura B.2: Curvas de potência-velocidade-binário [41]

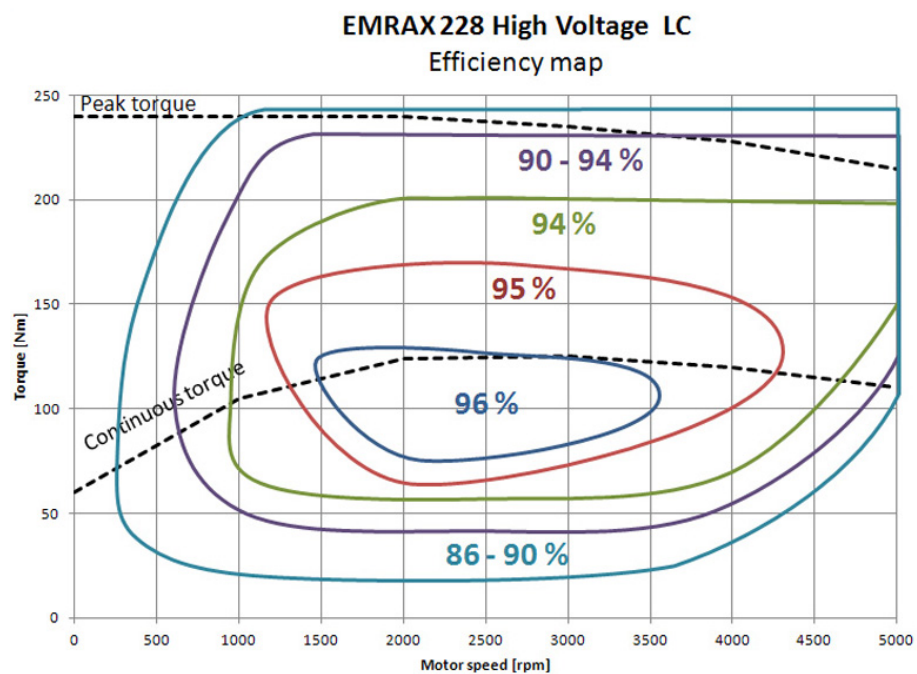


Figura B.3: Regiões de eficiência [41]

Anexo C

Travão Mecânico

No presente anexo pretende-se relatar o estudo realizado sobre os principais sistemas de travagem mecânica, de forma a possibilitar de que forma podem ser integrados no sistema de propulsão.

C.1 Descrição do Travão Mecânico

O travão é um componente mecânico montado na extremidade de cada eixo, com o objetivo de atrasar, ou travar, o movimento do veículo. Tal é possível ao converter a energia cinética do veículo, em movimento, em binário de fricção rotacional através das pastilhas ou calços do travão. Esta conversão de energia gera calor o que leva a uma subida de temperatura no disco ou tambor do travão. Por esta razão os travões devem conter boas características dissipativas de calor, assim como serem suficientemente rígidos para que possam absorver elevados binários de travagem [9, 60].

Os travões aplicados em veículos podem ser de dois tipos principais: travões de disco ou travões de tambor (figura C.1).

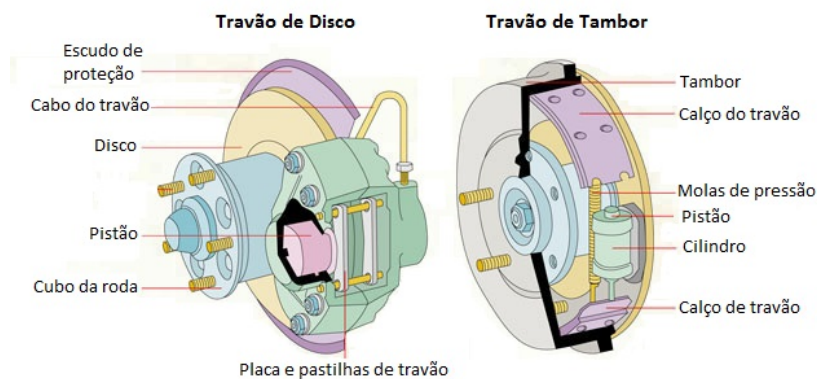


Figura C.1: Coeficientes de fricção para diferentes tipos de travão [61]

Como foi dito anteriormente a travagem converte energia cinética em binário de travagem através da libertação de calor levando o disco/tambor a atingir altas temperaturas consoante a sua atuação. Por esta mesma razão uma das características mais importantes do travão é a capacidade que este tem de dissipar a energia térmica que se acumula no disco/tambor durante as travagens.

O travão de tambor é muito sensível às altas temperaturas (477- 527 °C) afetando os coeficientes de fricção. Adicionalmente, nas condições referidas, este apresenta uma dilatação do tambor em cerca de 1 a 1.5 mm o que leva a uma maior viagem do pistão do cilindro e que se reflete num aumento do movimento do pedal de travão em cerca de 30 % a 40 % do seu valor normal [61]. Tal, provoca uma superfície de contacto irregular entre a lona do calço e o tambor, o que cria picos no binário de travagem e aumentos de temperatura locais. Por outro lado o travão de tambor possibilita binários de travagem superiores aos do travão de disco embora a proporção entre esses mesmos binários e o coeficiente de travagem não seja proporcional. Por essa razão este tipo de travão é amplamente usado como travão de estacionamento (travão de mão).

O travão de disco permite temperaturas superiores ao travão de tambor (entre 800- 900 °C) e o seu aquecimento não altera a relação entre a viagem do pedal do travão e a atuação do travão de disco. Adicionalmente o travão de disco beneficia de uma relação linearmente proporcional entre o binário de travagem e o coeficiente de fricção pastilha/disco, ou seja, um aumento do coeficiente de fricção em 10 % leva a um aumento, do binário de travagem, de também 10 %, o que comparando com um travão de tambor duo- servo, para o mesmo aumento do coeficiente de fricção, levaria a um aumento de 30- 35 % do binário de travagem.

Uma comparação da variação dos binários de travagem em função dos coeficientes de fricção: lona do calço para três tipos de travões de tambor, e pastilha/disco para o travão de disco, são apresentados no gráfico da figura C.2.

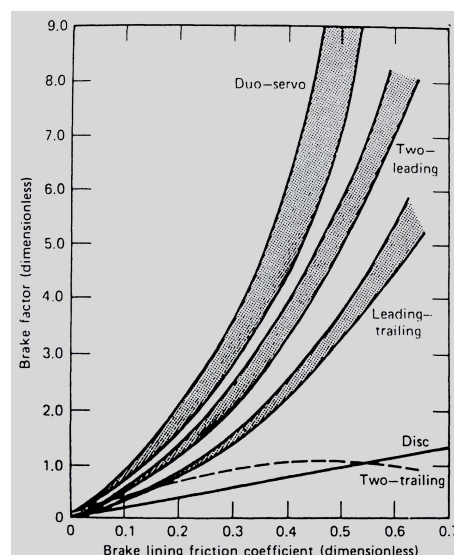


Figura C.2: Coeficientes de fricção para diferentes tipos de travão [61]

Tendo em conta as características enunciadas para cada tipo de travão, conclui-se que o travão

mais indicado na aplicação do veículo dimensionado na presente dissertação, é o travão de disco. As razões que levam a tal, devem-se ao facto: de este suportar temperaturas mais elevadas (maior número de atuações), a proporcionalidade entre o binário de travagem e o coeficiente de fricção possibilitar uma adaptação direta dos controladores ARBS para atuarem no travão (como ABS) e, por último, porque não existe necessidades elevadas de binários de travagem, já que trata-se de um veículo leve, cuja velocidade máxima, é relativamente reduzida.

Referências

- [1] M. Ehsani, Y. Gao, e A. Emadi. *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*. Taylor & Francis Group, 2010.
- [2] C. C. Chan. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 90(2):247–275, 2002. doi:10.1109/5.989873.
- [3] M. Ehsani, K. M. Rahman, e H. A. Toliyat. Propulsion system design of electric and hybrid vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 44(1):19–27, 1997. doi:10.1109/41.557495.
- [4] C.C. Chan. The past, present and future of electric vehicle development. Em *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, volume 1, páginas 11–13 vol.1, 1999. doi:10.1109/PEDS.1999.794525.
- [5] C. C. Chan e Y. S. Wong. The state of the art of electric vehicles technology. Em *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, volume 1, páginas 46–57 Vol.1, 2004.
- [6] SAE International. Formula sae- the official webpage, October 2013. URL: <http://students.sae.org/competitions/formulaseries/>.
- [7] Institution of Mechanical Engineers. Formula student (uk)- the official webpage, November 2013. URL: <http://www.formulastudent.com/formula-student>.
- [8] H. Fujimoto, J. Amada, e K. Maeda. Review of traction and braking control for electric vehicle. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), IEEE*, páginas 1292–1299, 2012. doi:10.1109/VPPC.2012.6422491.
- [9] W.B. Ribbens e N.P. Mansour. *Understanding Automotive Electronics*. Newnes, 2003.
- [10] Gwangmin Park, Seonghun Lee, Sungho Jin, e Sangshin Kwak. Integrated modeling and analysis of dynamics for electric vehicle powertrains. *Expert Systems with Applications*, 2013. doi:http://dx.doi.org/10.1016/j.eswa.2013.10.007.
- [11] P. He, Z. Dong, S. Liang, Z. Qi, e H. Qiu. A novel design of all-wheel independent steering using regenerative in-wheel motors for a four in-wheel-motor drive electric vehicle. Em *Mechatronics and Machine Vision in Practice (M2VIP), 19th International Conference*, páginas 51–55, 2012.
- [12] A. Nair e K. R. Rajagopal. Generic model of an electric vehicle for dynamic simulation and performance prediction. Em *Electrical Machines and Systems (ICEMS), International Conference on*, páginas 753–757, 2010.

- [13] Tohru Kawabe Shaobo Li. Slip suppression of electric vehicles using sliding mode control method. *Intelligent Control and Automation*, 4(3):327–334, 2013. doi:10.4236/ica.2013.43038.
- [14] T. Finken, M. Felden, e K. Hameyer. Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles. Em *Electrical Machines. ICEM 2008. 18th International Conference on*, páginas 1–5, 2008. doi:10.1109/ICELMACH.2008.4800044.
- [15] B.M. Wilamowski e J.D. Irwin. *Power Electronics and Motor Drives*. Taylor & Francis Group, 2011.
- [16] Jose Ricardo Sousa Soares e Adriano da Silva Carvalho. Traction control for hybrid electric vehicles. Tese de mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2012.
- [17] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, e N. C. Cheung. Selection of electric motor drives for electric vehicles. Em *Power Engineering Conference. AUPEC '08. Australasian Universities*, páginas 1–6, 2008.
- [18] J. de Santiago, H. Bernhoff, Ekerger, B. rd, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, e M. Leijon. Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 61(2):475–484, 2012. doi:10.1109/TVT.2011.2177873.
- [19] Lalit Kumar e Shailendra Jain. Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 29:924–940, 2013. doi:http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2013.09.014.
- [20] N. Mohan, T.M. Undeland, e W.P. Robbins. *Power electronics: converters, applications, and design*. Wiley, 1995.
- [21] J. Singh, B. Singh, S. P. Singh, R. Chaurasia, e S. Sachan. Performance investigation of permanent magnet synchronous motor drive using vector controlled technique. Em *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2nd International Conference on*, páginas 1–11, 2012. doi:10.1109/ICPCES.2012.6508040.
- [22] N. Q. Dai, R. Dutta, e M. F. Rahman. Comparative performance analysis of field-oriented control and direct torque control for a fractional-slot concentrated winding interior permanent magnet synchronous machine. Em *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, páginas 879–885, 2012. doi:10.1109/ICEIMach.2012.6349980.
- [23] A. Hamed A. Aly, E. Zeidan e F. Salem. An antilock-braking systems (abs) control: A technical review. *Intelligent Control and Automation*, 2(3):186–195, 2011. doi:10.4236/ica.2011.23023.
- [24] Fan Yu, Dao-Fei Li, e D.A. Crolla. Integrated vehicle dynamics control: state-of-the art review. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, páginas 1–6, 2008. doi:10.1109/VPPC.2008.4677809.
- [25] T. Kawabe. Model predictive pid traction control systems for electric vehicles. Em *Control Applications (CCA), 2012 IEEE International Conference on*, páginas 112–117, 2012. doi:10.1109/CCA.2012.6402343.

- [26] Bo-Chiuan Chen, Chia-Hsing Chu, e Shiuh-Jer Huang. Fuzzy sliding mode control of traction control system for electric scooter. Em *Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD), 2010 Seventh International Conference on*, volume 2, páginas 691–695, 2010. doi:10.1109/FSKD.2010.5569400.
- [27] Chun-Liang Lin e Weng-Ching Lin. Abs control design for two-wheel drive electric vehicles. Em *Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), 2011 Second International Conference on*, páginas 1011–1014, 2011. doi:10.1109/MACE.2011.5987104.
- [28] S. Anwar e Zheng Bing. An antilock-braking algorithm for an eddy-current-based brake-by-wire system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(3):1100–7, 2007. doi:10.1109/TVT.2007.895604.
- [29] M. Ringdorfer e M. Horn. Development of a wheel slip actuator controller for electric vehicles using energy recuperation and hydraulic brake control. Em *Control Applications (CCA), 2011 IEEE International Conference on*, páginas 313–318, 2011. doi:10.1109/CCA.2011.6044472.
- [30] Charles Poussot-Vassal. Combining slip and deceleration control for brake-by-wire control systems: A sliding-mode approach. *European Journal of Control*, 13(6):612 – 615, 2007. doi:http://dx.doi.org/10.1016/S0947-3580(07)70868-3.
- [31] M Masih-Tehrani, MR Hairi-Yazdi, B Haghpanah-Jahromi, V Esfahanian, M Amiri, e AR Jafari. Design of an anti-lock regenerative braking system for a series hybrid electric vehicle. *International Journal of Automotive Engineering (IJAE)*, 1(2):14–27, 2011.
- [32] W.J. Manning e D.A. Crolla. A review of yaw rate and sideslip controllers for passenger vehicles. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 29(2):117–135, 2007. cited By (since 1996)23.
- [33] U. Kiencke e L. Nielsen. *Automotive Control Systems: For Engine, Driveline, and Vehicle*. Springer, 2005.
- [34] R. Tchamna e I. Youn. Yaw rate and side-slip control considering vehicle longitudinal dynamics. *International Journal of Automotive Technology*, 14(1):53–60, 2013. doi:10.1007/s12239-013-0007-1.
- [35] MM Al Emran Hasan, Mehran Ektesabi, e Ajay Kapoor. A suitable electronic stability control system using sliding mode controller for an in-wheel electric vehicle. Em *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, volume 1, 2013.
- [36] Junmin Wang e R.G. Longoria. Combined tire slip and slip angle tracking control for advanced vehicle dynamics control systems. Em *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*, páginas 1733–1738, 2006. doi:10.1109/CDC.2006.377610.
- [37] Junmin Wang e R.G. Longoria. Coordinated vehicle dynamics control with control distribution. Em *American Control Conference, 2006*, páginas 6 pp.–, 2006. doi:10.1109/ACC.2006.1657573.
- [38] Wei Liang, Hai Yu, R. McGee, Ming Kuang, e J. Medanic. Vehicle pure yaw moment control using differential tire slip. Em *American Control Conference, 2009. ACC '09.*, páginas 3331–3336, 2009.

- [39] R. Pusca, Y. Ait-Amirat, A. Berthon, e J.M. Kauffmann. Modeling and simulation of a traction control algorithm for an electric vehicle with four separate wheel drives. Em *Vehicle Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, volume 3, páginas 1671–1675 vol.3, 2002. doi:10.1109/VETECF.2002.1040500.
- [40] Osvaldo Barbarisi, Giovanni Palmieri, Stefano Scala, e Luigi Glielmo. Ltv-mpc for yaw rate control and side slip control with dynamically constrained differential braking. *European Journal of Control*, 15(3–4):468 – 479, 2009. doi:http://dx.doi.org/10.3166/ejc.15.468-479.
- [41] Emrax 228 datasheet, November 2013. URL: <http://www.enstroj.si/Electric-products/emrax-228-motorsgen.html>.
- [42] A. Nair e K. R. Rajagopal. Generic model of an electric vehicle for dynamic simulation and performance prediction. Em *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, páginas 753–757, 2010.
- [43] Carlos Canudas-de Wit, Panagiotis Tsiotras, Efstathios Velenis, Michel Basset, e Gerard Gissinger. Dynamic friction models for road/tire longitudinal interaction. *Vehicle System Dynamics*, 39(3):189–226, 2003. arXiv:<http://www.tandfonline.com/doi/pdf/10.1076/vesd.39.3.189.14152>, doi:10.1076/vesd.39.3.189.14152.
- [44] Jacob Svendenius. Tire modeling and friction estimation. Tese de mestrado, Lund University, 2007.
- [45] H. Pacejka. *Tyre and Vehicle Dynamics*. Elsevier Science, 2005.
- [46] Tire-road interaction (magic formula), November 2013. URL: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sdl/ref/tireroadinteractionmagicformula.html>.
- [47] R. Rajamani, G. Phanomchoeng, D. Piyabongkarn, e J.Y. Lew. Algorithms for real-time estimation of individual wheel tire-road friction coefficients. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 17(6):1183–1195, 2012.
- [48] Rishabh Bhandari, Sangram Patil, e Ramesh K. Singh. Surface prediction and control algorithms for anti-lock brake system. *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, 21(1):181 – 195, 2012. doi:http://dx.doi.org/10.1016/j.trc.2011.09.004.
- [49] R. Rajamani. *Vehicle Dynamics And Control*. Mechanical engineering series. Springer Science, 2006.
- [50] Michael Sayers. Standard terminology for vehicle dynamics simulations. *The University of Michigan Transportation Research Institute (UMTRI), Tech. Rep*, 1996.
- [51] Sergio Daniel de Sousa Almeida e Rui Esteves Araujo. Controlador tolerante a falhas para veiculo elétrico multi-motor. Thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2013.
- [52] V. Petrovi e A.M. Stankovic. Modeling of pm synchronous motors for control and estimation tasks. Em *Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on*, volume 3, páginas 2229–2234 vol.3, 2001. doi:10.1109/.2001.980588.

- [53] Yaohua Li, Ma Jian, Yu Qiang, e Liu Jiangyu. A novel direct torque control permanent magnet synchronous motor drive used in electrical vehicle. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 1(2):129–138, 2011.
- [54] Wenxin Huang Xin Qiu e Feifei Bu. Torque-angle-based direct torque control for interior permanent-magnet synchronous motor drivers in electric vehicles. *JPE*, 13:964–974, 2013. doi:10.6113/JPE.2013.13.6.964.
- [55] S. Wordley e J. Saunders. Aerodynamics for formula sae: Initial design and performance prediction. *SAE Technical Paper*, 2006. doi:10.4271/2006-01-0806.
- [56] K.D. Young, V.I. Utkin, e U. Ozguner. A control engineer’s guide to sliding mode control. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 7(3):328–342, 1999.
- [57] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, e Arie Levant. Introduction: Intuitive theory of sliding mode control. Em *Sliding Mode Control and Observation*, Control Engineering, páginas 1–42. Springer New York, 2014. doi:10.1007/978-0-8176-4893-0.
- [58] N. Patra e K. Datta. Sliding mode controller for wheel-slip control of anti-lock braking system. Em *Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), 2012 IEEE International Conference on*, páginas 385–391, 2012. doi:10.1109/ICACCCT.2012.6320808.
- [59] R. de Castro, R.E. Araujo, e D. Freitas. Wheel slip control of evs based on sliding mode technique with conditional integrators. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(8):3256–3271, 2013. doi:10.1109/TIE.2012.2202357.
- [60] H. Heisler. *Vehicle and Engine Technology*. SAI (Engineering Society for Advancing Mobility Land Sea Air and Space International), 1999.
- [61] R. Limpert. *Brake Design and Safety*. Society of Automotive Engineers, 1999.