

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



# **Controlo de movimento tolerante 2D para veículos elétricos multi-motor**

**António Manuel Figueiredo Lopes**

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Rui Esteves Araújo

29 de Outubro de 2014



A Dissertação intitulada

“Controlo de Movimento Tolerante 2D para Veículos Elétricos Multi-motor”

foi aprovada em provas realizadas em 10-10-2014

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

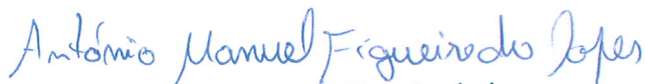


Professor Doutor Júlio Manuel de Sousa Barreiros Martins  
Professor Associado do Departamento de Eletrónica Industrial da Escola de  
Engenharia da Universidade do Minho



Doutor Rui Manuel Esteves 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 - António Manuel Figueiredo Lopes



# Resumo

O crescente interesse por veículos elétricos permitiu emergir algumas topologias diferentes que revolucionaram o veículo terrestre. Após a exploração de topologias híbridas e puramente elétricas é agora estudado os benefícios da introdução de múltiplos motores elétricos e a sua influência na estabilidade do veículo. Além das vantagens inerentes dos veículos elétricos em relação aos veículos com motores de combustão já conhecidos, como a capacidade de controlar de forma direta o binário do motor elétrico, as topologias multi-motor apresentam outras características interessantes ao nível do controlo, permitindo substituir o diferencial mecânico existente nos veículos com um único motor. A capacidade de atuar diretamente na roda do veículo possibilita a melhoria das técnicas de controlo existentes exibindo, no entanto, uma maior complexidade, devido ao aumento de atuadores do sistema.

Muitas vezes, o aumento de complexidade traduz-se num aumento de falhas no sistema uma vez que existe uma maior probabilidade de algum elemento do sistema sair da zona de funcionamento nominal, pondo em causa o bom funcionamento do sistema. A procura por soluções confiáveis e seguras pode, por isso, dificultar a introdução deste tipo de sistema. Existe por isso uma necessidade de identificar situações de falha e atuar no sentido de mitigar o efeito das mesmas no sistema. Este sistema deve ser capaz de acomodar múltiplas falhas e até avarias totais.

No presente trabalho é proposto um controlador tolerante a falhas baseando-se em técnicas de controlo não linear com alocação de controlo em tempo real. O controlador é desenvolvido para veículos com um motor acoplado em cada roda, permitindo um controlo mais preciso do binário aplicado em cada roda e explorando a estabilidade do sistema.

Numa primeira fase é realizado um estudo do modelo planar do veículo terrestre de quatro rodas explorando as variáveis de estado do sistema. No final dessa análise é obtido um modelo linear do veículo que emula de forma satisfatórias as variáveis do sistema, sendo realizada uma validação do mesmo através da comparação com o modelo complexo do Carsim.

Ainda neste documento é realizada uma validação computacional do controlo apresentado através de uma série de ensaios realizados tanto no modelo proposto como no modelo Carsim recorrendo a uma simulação conjunta obtida através das ferramentas Simulink e Carsim.

Finalmente é realizada uma análise prática da conceção de um protótipo do sistema que permita validar o controlador proposto do ponto de vista prático explorando o conceito do sistema proposto.



# Abstract

The increasing interest in electric vehicles allowed different topologies to emerge and revolutionize the ground vehicle. After the hybrid and full electric topology is now studied the benefits of multiple motor and its influence in the vehicle stability. Besides the inherit advantages of electric vehicles as opposed to the combustions engine vehicles already known, as the capacity to control the torque directly in the electric motor, the multi motor topologies have other interesting characteristics in the control level, allowing the replacement of mechanical differentials usual in vehicles with one motor. The possibility to actuate directly in each wheel of the vehicle allows the use of more complex control techniques thanks to the increase of number of system actuators.

Many times, the increase of actuators means also an increase of system faults because there is a higher probability of one or more elements leave the region of nominal performance, threatening the good performance of the system. The desire for more confiable and safe solutions, may sometimes, difficult the introduction of overactuated systems, because of that there is a necessity to detect and identify faulty situations and act in such a way that its effects are eliminated. This system must be capable to accommodate multiple faults.

In this project it is proposed a fault tolerant control based in non-linear control techniques with online control allocation. The developed controller is design for four wheel ground vehicles with one motor in each wheel, which allows a more precise control of the torque applied in each wheel exploring the stability of the vehicle. In a first phase it is established a planar model of the ground vehicle with four wheels revealing the state variables of the system. It is also suggested a linear model of the vehicle that mimic effortlessly the dynamic of the system variables, this model is validated using a complex model defined in Carsim.

A computational evaluation of the controller is defined thru a series of tests in the proposed model as well as in the Carsim model using a combined simulation, created for that purpose.

Finally a practical analysis is also include in this document, defining a complete concept for a prototype vehicle in a smaller scale that would allow a practical validation of the proposed controller.



# Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao prof. Rui Esteves Araújo, por ter me orientado durante todo o projeto de forma ativa e empenhada e também pela motivação e confiança que transmitiu.

Gostava também de agradecer aos colegas e amigos que me ajudaram durante todo o meu percurso académico e que tornaram estes cinco anos inesquecíveis. Um especial obrigado para o outro elemento da #teamREA, Pedro Peixoto, pela boa disposição e entusiasmo característico. Agradeço também ao meu amigo Hugo Ferreira, que esteve sempre comigo e foi sempre um apoio nos piores dias.

Agradecer ainda ao Sérgio Almeida pelo interesse e conselhos no decorrer do projeto, ao Bruno Laranjo pela ajuda na fase inicial da dissertação e também ao Carlos Gonçalves pela ajuda nas adaptações mecânicas necessárias na plataforma física.

Gostava de agradecer à Daniela Ribeiro pelo apoio e a ajuda prestada durante todo o projeto.

Finalmente deixo um agradecimento à minha família pelo apoio, não só nesta fase, como em toda a minha vida. Deixo ainda um agradecimento especial ao meu irmão e à minha mãe que sempre acreditaram em mim, mesmo quando eu próprio não acreditei. Dedico também este trabalho à memória do meu pai que sempre instigou em mim o gosto pela engenharia.

António Lopes



*“If you want to succeed you should strike out on new paths,  
rather than travel the worn paths of accepted success”*

John D. Rockefeller



# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Enquadramento . . . . .	1
1.2	Motivação . . . . .	3
1.3	Objetivos da Dissertação . . . . .	4
1.4	Estrutura do Documento . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>7</b>
2.1	Introdução . . . . .	7
2.2	Noções Gerais . . . . .	9
2.2.1	Redundância . . . . .	9
2.2.2	Caracterização do comportamento do sistema . . . . .	9
2.2.3	Falha, Avaria e Perturbação . . . . .	13
2.2.4	Classificação de Falhas . . . . .	14
2.2.5	Falhas em Veículos . . . . .	16
2.3	Controlo tolerante a falhas . . . . .	19
2.4	Classificação de sistemas de controlo tolerante a falhas . . . . .	20
2.4.1	Sistemas de Controlo tolerante a falhas Passivo . . . . .	20
2.4.2	Sistemas de Controlo tolerante a falhas Ativo . . . . .	22
2.5	Deteção e Isolamento de Falhas . . . . .	26
2.5.1	Métodos Baseado em Modelos Matemáticos . . . . .	27
2.5.2	Métodos Não Baseada em Modelos Matemáticos . . . . .	29
2.6	Soluções de Controlo Tolerante a Falhas . . . . .	29
2.6.1	CTF em Veículos Elétricos . . . . .	30
<b>3</b>	<b>Fundamentos do Modelo do Veículo</b>	<b>33</b>
3.1	Introdução . . . . .	33
3.1.1	Movimento de Translação . . . . .	36
3.1.2	Movimento de Rotação . . . . .	38
3.2	Modelo do Movimento Planar . . . . .	39
3.2.1	Modelo não linear <i>Two-Track</i> . . . . .	40
3.2.2	Modelo linear <i>single-Track</i> . . . . .	43
3.3	Modelação do Pneu . . . . .	46
3.3.1	Conceitos Fundamentais . . . . .	47
3.3.2	Modelação de Forças . . . . .	49
3.4	Modelo Desenvolvido . . . . .	53
3.4.1	Equações Fundamentais . . . . .	54
3.4.2	Equações de Espaço de Estado . . . . .	55
3.4.3	Vadidação do modelo . . . . .	57

3.5	Conclusão . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Controlador Tolerante a Falhas</b>	<b>63</b>
4.1	Introdução . . . . .	63
4.2	<i>Sliding Mode</i> . . . . .	64
4.2.1	Superfície de <i>Sliding</i> . . . . .	64
4.2.2	Lei de Controlo . . . . .	66
4.2.3	Quasi- <i>Sliding Mode</i> : Eliminação do <i>Chattering</i> . . . . .	66
4.3	Controlador Proposto . . . . .	67
4.3.1	Objetivo de controlo . . . . .	68
4.3.2	Arquitectura do controlador . . . . .	68
4.3.3	Controlo Tolerante a Falhas . . . . .	69
4.4	Conclusão . . . . .	78
<b>5</b>	<b>Implementação e Resultados de Simulação</b>	<b>81</b>
5.1	Simulação . . . . .	81
5.1.1	Geração de Referência . . . . .	81
5.1.2	Falhas no Sistema . . . . .	82
5.1.3	Restrições do motor . . . . .	83
5.2	Validação Computacional . . . . .	86
5.2.1	Parametrização do Controlador . . . . .	86
5.2.2	Resultados do modelo desenvolvido . . . . .	86
5.2.3	Resultados no modelo Carsim . . . . .	92
5.3	Conclusão . . . . .	101
<b>6</b>	<b>Construção do Protótipo</b>	<b>103</b>
6.1	Conceito . . . . .	103
6.1.1	Plataforma física . . . . .	103
6.1.2	Motor Brushless . . . . .	104
6.1.3	Controlador de tração . . . . .	105
6.1.4	Alterações mecânicas . . . . .	106
6.1.5	Sistema de direção . . . . .	106
6.1.6	Acelerometro/Giroscópio . . . . .	107
6.1.7	modulo GPS . . . . .	107
6.1.8	Data logger . . . . .	107
6.1.9	Transmissão e recepção wireless . . . . .	108
6.1.10	Unidade de processamento . . . . .	108
6.2	Implementação na Unidade de Processamento . . . . .	109
6.2.1	Comunicação com módulos . . . . .	110
6.2.2	Sistema de Tempo Real . . . . .	119
6.3	Parameterização do sistema . . . . .	124
6.3.1	Centro de Massa . . . . .	124
6.3.2	Momento de Inercia . . . . .	126
6.4	Conclusão . . . . .	126
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>129</b>
7.1	Conclusão da Dissertação . . . . .	129
7.2	Desenvolvimentos Futuros . . . . .	131

*CONTEÚDO*

xiii

**Referências**

**133**



# Lista de Figuras

1.1	Efeito de falhas no sistema . . . . .	2
1.2	Dependência da energia fóssil EU-27 (2000-2010) Eurostat [6] . . . . .	3
2.1	Controlo tolerante a Falhas . . . . .	8
2.2	Comportamento do sistema (adaptado de [12]) . . . . .	10
2.3	Comportamento do sistema do sistema em funcionamento normal ( $\beta_0$ ) e degradado ( $\beta_f$ )(adaptado de [12]) . . . . .	11
2.4	Zonas de funcionamento do sistema (adaptado de [12]) . . . . .	12
2.5	Figura comparativa entre perturbação, falha e avaria . . . . .	13
2.6	Falhas nos sensores (adaptado de [7]) a) Bias b) Freezing c)Drift d) Perda de precisão e)Calibração . . . . .	14
2.7	Falhas nos atuadores (adaptado de [7]) a) <i>lock in place</i> b) <i>Float</i> c) <i>Hardover</i> d)Perda de eficácia . . . . .	14
2.8	Falhas no Sistema (adaptado de [7]) . . . . .	15
2.9	Classificação da natureza temporal de falhas (adaptado de [15]) . . . . .	15
2.10	Classificação da modelação de falhas (adaptado de [15]) . . . . .	15
2.11	Elementos associados aos Veículos Elétricos(adaptado de [16]) . . . . .	16
2.12	Falhas nos veículos [17] . . . . .	17
2.13	Deterioração dos Rolamentos [18] a)outer race b)inner race c)cage d)esferas . . . . .	17
2.14	Áreas do controlo tolerante a Falhas(adaptado de [7]) . . . . .	20
2.15	Classificação de Controlo tolerante a falhas(adaptado de [7]) . . . . .	21
2.16	Controlo Robusto (adaptado de [13]) . . . . .	22
2.17	CTF ativo modo de controlo(adaptado de [22]) . . . . .	23
2.18	Controlo Ativo (adaptado de [13]) . . . . .	24
2.19	Classificação de métodos DIF (adaptado de [7]) . . . . .	27
3.1	Esquema representativo do sistema de eixos no centro de massa e os graus de liberdade associados (adaptado de [38]) . . . . .	34
3.2	Referenciais explorados (adaptado de [40]) . . . . .	35
3.3	Movimento do ponto $P$ com velocidade $V_p$ atuado por uma força $d_f$ (adaptado de [38]) . . . . .	36
3.4	Derivada dos vetores unitários (adaptado de [39]) . . . . .	37
3.5	Forças que atuam nos pneus (adaptado de [38]) . . . . .	41
3.6	Modelos do veículo(adaptado de [39]) . . . . .	44
3.7	Fenómenos e forças associadas ao Pneu (adaptado de [39]) . . . . .	47
3.8	Deformação do pneu (a)visão frontal (b)visão de topo(adaptado de [39]) . . . . .	48
3.9	Circunferência de Fricção (adaptado de [39]) . . . . .	49
3.10	modelo da barra(adaptado de [39]) . . . . .	50

3.11	Formula mágica(adaptado de [42]) . . . . .	53
3.12	Manobras realizadas para a validação do modelo . . . . .	58
3.13	Estudo comparativo das variáveis de estado do sistema(Jturn) (a) velocidade longitudinal (b) <i>yaw rate</i> (c) <i>side slip</i> . . . . .	59
3.14	Erro normalizado da variável de Yaw Rate - Manobra Jturn . . . . .	59
3.15	Estudo comparativo das variáveis de estado do sistema(Double line change) (a) velocidade longitudinal (b) <i>yaw rate</i> (c) <i>side slip</i> . . . . .	61
3.16	Erro normalizado da variável de <i>Yaw Rate</i> . . . . .	61
4.1	Comparação entre controlador linear e não linear (adaptado de [44]) . . . . .	64
4.2	Fenômeno de Chattering (adaptado de [43]) . . . . .	67
4.3	Arquitetura do controlador proposto (adaptado de [10]) . . . . .	69
5.1	Bloco de Falhas do sistema(Simulink) . . . . .	83
5.2	Curva característica do motor [51] . . . . .	84
5.3	Manobra J-turn: Velocidade do modelo desenvolvido . . . . .	88
5.4	Manobra J-turn: <i>yaw rate</i> do modelo desenvolvido . . . . .	89
5.5	Manobra J-turn: Binário aplicado ao modelo desenvolvido . . . . .	89
5.6	Manobra SLC: <i>yaw rate</i> do modelo desenvolvido . . . . .	90
5.7	Manobra SLC: Posição global do modelo desenvolvido . . . . .	90
5.8	Manobra SLC: Binário aplicado ao modelo desenvolvido . . . . .	91
5.9	Manobra DLC: <i>yaw rate</i> do modelo desenvolvido . . . . .	91
5.10	Manobra DLC: Posição global do modelo desenvolvido . . . . .	92
5.11	Manobra DLC: binário aplicado ao modelo desenvolvido . . . . .	92
5.12	Manobra J-turn: Comportamento do <i>yaw rate</i> do veículo . . . . .	94
5.13	Manobra J-turn:Comportamento da velocidade longitudinal do veículo . . . . .	95
5.14	Manobra J-turn: Binários aplicados a cada roda do veículo . . . . .	95
5.15	Manobra SLC: Comportamento do <i>yaw rate</i> do veículo . . . . .	96
5.16	Manobra SLC: Posição global do veículo . . . . .	96
5.17	Manobra SLC: Binários aplicados a cada roda do veículo . . . . .	97
5.18	Manobra SLC: Comportamento da variável virtual de controlo ( $M_z$ ) a imperfeições da falha . . . . .	97
5.19	Manobra SLC: Comportamento da velocidade longitudinal do veículo . . . . .	98
5.20	Manobra DLC: Comportamento da velocidade longitudinal do veículo . . . . .	99
5.21	Manobra DLC: Comportamento do <i>yaw rate</i> do veículo . . . . .	99
5.22	Manobra DLC: Binário aplicado a cada roda do veículo . . . . .	100
5.23	Manobra DLC: Comportamento do ângulo de <i>side slip</i> do veículo . . . . .	100
5.24	Manobra DLC: Posição global do veículo . . . . .	101
6.1	Plataforma física desenvolvida . . . . .	104
6.2	Motor Brushless turnigy Multistar 4822-390Kv 22Pole Multi-Rotor Outrunner . . . . .	104
6.3	Controlador de tração Hobbyking . . . . .	105
6.4	Adaptação mecânica do protótipo . . . . .	106
6.5	Modulo Acelerometro/giroscópio <i>MPU6050</i> . . . . .	107
6.6	Conceito geral do protótipo idealizado . . . . .	109
6.7	Blocos associados ao modulo <i>MPU6050</i> (adaptado [54]) . . . . .	111
6.8	Sequência de Escrita (a) e de Leitura (b)(adaptado [54]) . . . . .	112
6.9	Transferência de informação por I2C(adaptado [54]) . . . . .	112
6.10	Pinos do cartão SD(adaptado [55]) . . . . .	113

6.11 Exemplo de sequência de inicialização do cartão de memória(adaptado [55]) . . .	114
6.12 Resposta aos comandos(adaptado [56]) . . . . .	117
6.13 Escrita de Bloco em cartão SD(adaptado [55]) . . . . .	117
6.14 Tempos associados a uma tarefa (adaptado [58]) . . . . .	120
6.15 Exemplo de definição temporal de uma tarefa(2000ms, $p_i, e_i, d_i$ )(adaptado [58]) .	121
6.16 Agendamento implementado para o sistema de Controlo . . . . .	123
6.17 Definição do centro de massa do veículo(adaptado de [59]) . . . . .	124
6.18 Momento de Inércia do veículo . . . . .	126



# Lista de Tabelas

2.1	Falhas em componentes automóveis (adaptado de [19]) . . . . .	19
2.2	Algoritmos de Controlo Tolerante a falhas(adaptado de [26]) . . . . .	27
3.1	Parâmetros do veículo classe A . . . . .	57
5.1	Característica do motor (adaptado de [26]) . . . . .	83
5.2	Parâmetros do Controlador <i>sliding mode</i> . . . . .	86
5.3	Lista de ensaios para a plataforma de validação baseada no modelo desenvolvido	87
5.4	Lista de ensaios para a plataforma de validação baseada no modelo Carsim . . . .	93
6.1	Parâmetros do motor <i>brushless turnigy</i> . . . . .	105
6.2	Pinos do cartão SD (adaptado de [55]) . . . . .	113
6.3	Velocidades de transmissão do cartão SD . . . . .	113
6.4	Comandos de comunicação SPI para cartão SD(adaptado de [55]) . . . . .	116
6.5	Tarefas do sistema . . . . .	122



# Abreviaturas e Símbolos

FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
ABS	Anti-lock Braking System
EAI	Energy Information Administration
CTF	Controlo Tolerante a Falhas
IFAC	International Federation of Automatic Control
CTFA	Controlo Tolerante a Falhas Ativo
CTFP	Controlo Tolerante a Falhas Passivo
DIF	Deteção e Identificação de Falhas
MRAC	Model-reference adaptive control
STC	Self Tuning Control
AWBT	Anti-Windup/Bumpless Transfer
MPC	Model Predictive Control
PIM	pseudo-inverse method
CA	Control Allocation
LMI	Linear matrix inequality
QFT	Quantitative feedback theory
DC	Direct Current
AC	Alternating Current
CoG	Center of Gravity
SMC	Sliding Mode Control
4WD	Four Wheel Drive
MEMS	Microelectromechanical systems
GPS	Global Positioning System
PWM	Pulse Width modulation
DSP	Digital Signal Processor
ECAP	Enhanced Capture



# Capítulo 1

## Introdução

O capítulo inicial aqui apresentado tem como objetivo enquadrar o trabalho desenvolvido, procurando demonstrar a atualidade do tema, bem como as problemáticas associadas ao mesmo, dando a conhecer a temática do controlo tolerante a falhas (CTF).

Inicialmente é realizado um enquadramento do tema da presente dissertação na secção 1.1, seguido de uma exposição da motivação associada ao projeto em 1.2. São definidos os objetivos do trabalho na secção 1.3 e finalmente é demonstrada a estrutura do documento na secção 1.4 final.

### 1.1 Enquadramento

O grande desenvolvimento tecnológico alcançado nas últimas décadas demonstrou ser de extrema relevância para o ramo de controlo. Num curto espaço de cinco décadas as metodologias de controlo passaram de sistemas mecânicos relativamente simples, para controladores eletrónicos com capacidade de processamento bastante significativas e algoritmos de controlo complexos conseguidos à custa de unidade de processamentos mais desenvolvidas e com maior capacidade computacional. O controlo de sistemas tornou-se por isso uma área em constante desenvolvimento, motivado principalmente pela complexidade dos sistemas existentes e generalização das plataformas de controlo [1].

Uma área que seguiu esta evolução foi a dos transportes, em particular a indústria automóvel. A maior capacidade de controlo teve uma relação direta com a melhoria dos antiquados sistemas utilizados, possibilitando alterações que melhoraram o desempenho de alguns subsistemas como é o caso da injeção e ignição dos motores de combustão interna, aumentando a eficiência e rendimento total do mesmo. Também nos veículos existiu uma revolução a nível de controlo de estabilidade, tendo sido introduzidos sistemas capazes de aumentar a segurança do veículo como é o caso do ABS, sistemas de suspensão ativa ou mesmo sistemas de controlo de estabilidade eletrónica [2]. Em todos estes casos a área de controlo foi e continua a ser fundamental sendo por isso mesmo uma área de extrema importância.

No início do século XIX houve uma série de desenvolvimentos tecnológicos relevantes que culminaram no aparecimento do primeiro veículo tracionado por motor de combustão interna, desenvolvido no ano de 1886, o Benz Patent-Motorwagen. Os veículos movidos por motores elétricos foram apresentados também nesta época quando em 1888 o professor Ayrton desenvolveu o primeiro carro elétrico experimental, sendo mais tarde implementado com sucesso em 1894, mas o seu grande custo em relação aos veículos com motor de combustão interna, bem como a falta de infraestruturas levaram a que o motor de combustão interna assumisse um papel de liderança nos veículos automóveis. Apesar do breve sucesso obtido pelos veículos elétricos no início do século 20 a expansão das vias rodoviárias tornaram explícito o problema de autonomia destes veículos [2].

A introdução de motores elétricos teve um impacto relevante nos veículos, estimulando as tecnologias híbridas e elétricas levando à reinvenção do veículo tendo havido uma grande evolução nas topologias utilizadas e tecnologias implementadas. O motor elétrico associado ao motor de combustão interna explora as vantagens associadas aos dois sistemas de propulsão podendo estes ser relacionados de diferentes maneiras, mais uma vez a exploração desta solução implicou o estudo e desenvolvimento de novos controladores.

Também nas topologias totalmente elétricas existem soluções variadas que exploram as características do motor elétrico. Um ponto importante centra-se na topologia associada ao veículo elétrico, bem como o controlo de estabilidade do veículo recorrendo aos atuadores existentes, ou seja, motores existentes. O uso de mais que um motor torna o controlo mais completo devido aos graus de liberdade associados. Neste trabalho, é explorado a topologia de um motor associado a cada roda, frequentemente designado por motor *in wheel*.

A característica eletromecânica do motor elétrico é bastante mais vantajosa em relação aos motores de combustão interna graças à capacidade dos motores elétricos de fornecerem binário a qualquer velocidade, ao contrário dos motores de combustão que dependem de uma caixa de velocidades para obter uma característica de binário/velocidade mais interessante.

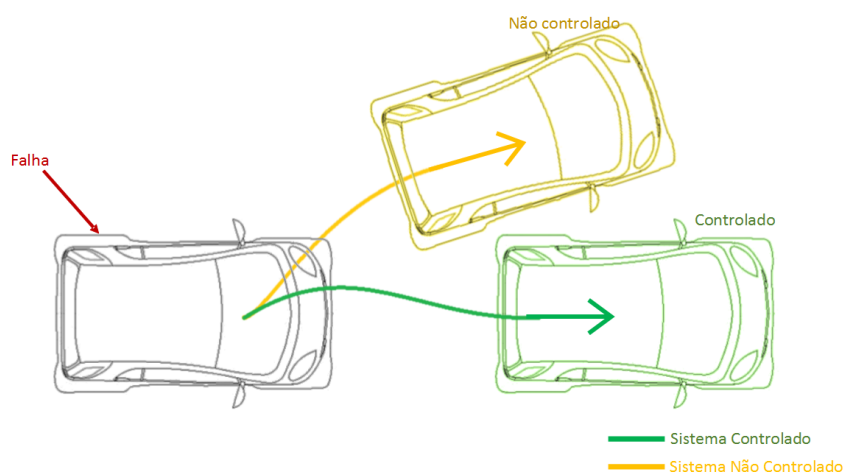


Figura 1.1: Efeito de falhas no sistema

No presente documento é realizado um estudo centrado na topologia completamente elétrica com *four-wheel Drive*, procurando explorar as vantagens do sistema tolerante a falhas, combatendo possíveis falhas nos motores e reestruturando os atuadores por forma a obter um desempenho satisfatório, voltando a introduzir o sistema numa zona de funcionamento nominal no caso de uma falha que degrade o sistema, tal situação é apresentada na figura 1.1. Assim é explorado o conceito de controlo tolerante a falhas em veículos automóveis, abordando algoritmos de Detecção e Identificação de Falhas e Controlo tolerante a Falhas ativo e passivo por forma a definir por completo este tipo de sistemas.

## 1.2 Motivação

No virar do século 20 a problemática dos combustíveis fósseis tornou-se um tema controverso e de grande importância [3]. O aumento drástico do preço do petróleo juntamente com o limite inerente às reservas de petróleo reavivou o interesse por energias “limpas”. Em 2008 as previsões apontavam para uma reserva de 1.342 triliões de barris de petróleo, sendo que nesse mesmo ano existia um consumo estimado de 85 milhões de barris por dia [4]. A atual previsão aponta para um ponto mais vantajoso (1.525 triliões de barris em 2012 pela EAI-Energy Information Administration <sup>1</sup>) [5], no entanto, o consumo diário sofreu também um aumento.

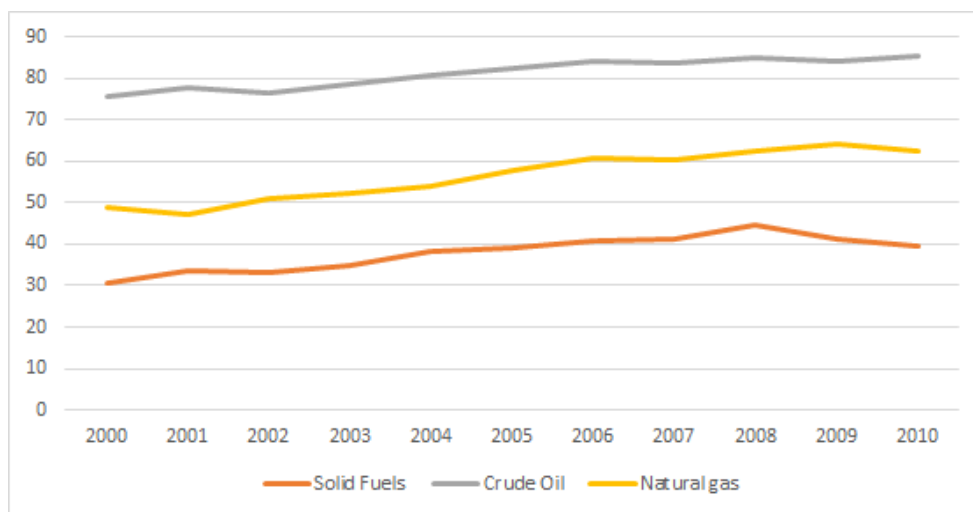


Figura 1.2: Dependência da energia fóssil EU-27 (2000-2010) Eurostat [6]

A figura 1.2 demonstra a dependência de energia fóssil da Europa desde 2000 até 2010. A análise dessa mesma figura explicita o aumento gradual de consumo de combustíveis fósseis como gás natural e petróleo. A inversão deste crescimento passa por a alteração do paradigma de geração de energia e consumo energético. Esta discussão reanimou o conceito de veículo elétrico e veículos híbridos.

<sup>1</sup><http://www.eia.gov/>

Relacionado com estas tecnologias, foi importante explorar novos métodos de controlo capazes de aumentar a fiabilidade e robustez associada ao controlo. A necessidade de sistemas mais robustos levou ao estudo da incorporação de controlos tolerantes a falhas em veículos. Este é o desafio atual no controlo associado à estabilidade de veículos e o seu impacto em termos de segurança rodoviária.

O controlo tolerante a falhas é uma área de grande relevância que tem ganho particular importância em sistemas onde a segurança do sistema é um fator crítico no seu dimensionamento, como é o caso de aplicações aeronáuticas e de aviação [7]. Existiram várias situações durante a história da aeronáutica e aviação que explicitam a necessidade de um controlo tolerante a falhas, como é o caso do *Space Shuttle Challenger* ou a missão *X-15 Flight 3-65-97* em que a existência de falhas teve consequências fatais para os tripulantes. A aplicabilidade destes sistemas também é notória em centrais químicas e nucleares, onde qualquer fuga pode ser fatal e a robustez e segurança do sistema é imprescindível. Um exemplo da necessidade do CTF é encontrado no episódio de *Chernobil* de 1986 onde a explosão de um reator levou à libertação de material radioativo cujas consequências são sentidas ainda hoje.

Os sistemas tolerantes a falhas têm uma característica de redundância inerente, ou seja, existe uma necessidade de obter a mesma informação de várias formas ou várias vezes de forma a serem realizadas análises sobre essas medições e impedir a avaria do sistema [8]. Esta redundância torna o sistema mais dispendioso e complexo, o que tem levado à sua dificuldade de generalização em outros sistemas, mas a utilização de novos métodos de aquisição de sinal bem como observadores mais fiáveis capazes de introduzir mais níveis de redundância analítica combinado com a contínua evolução dos métodos de deteção e identificação de falhas, controlo de falhas e reconfiguração do controlador tornaram a hipótese de implementação em outros sistemas mais comum [8]. Ao fator tecnológico apontado junta-se a crescente exigência por sistemas cada vez mais fiáveis e seguros que valida a migração desta tecnologia para todo o tipo de sistemas.

A implementação de sistemas de controlo tolerante a falhas em veículos automóveis encontra-se atualmente em investigação e desenvolvimento [9, 10, 11]. A ascensão do veículo com motor elétrico renovou o interesse sobre estes sistemas e tornou imperativo o aumento da fiabilidade e segurança do mesmo por forma a ser competitivo comparativamente com os veículos de combustão.

### 1.3 Objetivos da Dissertação

Ao documento aqui apresentado encontram-se associados alguns objetivos para o trabalho a desenvolver. Estes objetivos funcionam como linhas orientadoras para o projeto a desenvolver, focando o trabalho principalmente nestes pontos, os quais são essenciais para o sucesso do trabalho a realizar.

- Estudo do modelo da Dinâmica associada a veículos;
- Desenvolvimento de um Modelo simplificado da dinâmica de veículos;

- Validação do modelo desenvolvido;
- Estudo e Desenvolvimento de um Controlo tolerante a falhas;
- Validação computacional do controlo desenvolvido;
- Construção de um protótipo físico para validação de controlo desenvolvido.

## 1.4 Estrutura do Documento

O documento presente encontra-se estruturado por forma a explicitar de forma simples e concreta o trabalho desenvolvido até este ponto para a unidade curricular de preparação de dissertação e apresenta o seguinte conteúdo:

O capítulo **1 (Introdução)** onde é abordada a motivação e enquadramento do trabalho, bem como os objetivos associados ao mesmo.

O capítulo **2 (Revisão bibliográfica)** onde é explorado o desenvolvimento realizado nesta área e são apresentados conceitos essenciais para o entendimento do controlo tolerante a falhas.

O capítulo **3 (Fundamentos do modelo do veículo)** em que é realizada uma exposição do estudo realizado do modelo do veículo terrestre de quatro rodas e da interface entre o sistema roda e pavimento. É ainda definido um modelo com base no estudo apresentado e é realizada a respetiva validação.

O capítulo **4 (Controlo Tolerante a Falhas)** em que é realizado um estudo do controlo *sliding mode* e é definida uma arquitetura de controlo interessante e dimensionado os respetivos controladores das variáveis de estado.

O capítulo **5 (Implementação e Resultados de Simulação)** onde são exibido os resultados do processo de validação computacional realizada recorrendo ao modelo concebido e ao modelo não linear Carsim.

O capítulo **6 (Construção do Protótipo)** em que é apresentado o esforço prático realizado para conceber uma plataforma física que permita a validação experimental do controlador.

Finalmente existe ainda um capítulo **7 (Conclusão)** onde são elaboradas algumas considerações finais sobre o trabalho desenvolvido bem como algumas sugestões de desenvolvimentos futuros.



## Capítulo 2

# Revisão Bibliográfica

No presente capítulo apresenta-se e sistematiza-se um conjunto de informações relevantes para o desenvolvimento da presente dissertação. Numa primeira fase são apresentados conceitos e noções gerais da área do sistema de diagnóstico de falhas e de controlo tolerante a falhas. Posteriormente é realizada uma sintetização de todo o levantamento bibliográfico relacionado com o tema em que se insere o projeto, procurando explorar o desenvolvimento realizado por diversos autores na área de controlo tolerante a falhas.

O estudo de controlo tolerante a falhas é direcionado principalmente a veículos terrestres de quatro rodas, uma vez que é este sistema que a presente dissertação pretende tratar. Nestas condições, um dos objetivos do presente capítulo é o estudo deste tipo de problemática. Assim, são apresentadas noções básicas para o entendimento do conceito, bem como métodos de abordagem a este tipo de controlo.

O conteúdo deste capítulo reflete os resultados do estudo realizado, em torno do tema controlo tolerante a falhas, sem esquecer o estudo de deteção e identificação de falhas, e reconfiguração do controlo.

### 2.1 Introdução

Nas últimas décadas, evoluímos desde sistemas simples com controlo mecânico de baixa complexidade, para sistemas com controlo eletrónico de elevado desempenho que permitem controlar sistemas altamente complexos e possivelmente instáveis [4]. Cada vez mais a este tipo de sistemas estão associados exigências de fiabilidade que são muitas vezes essenciais para o funcionamento satisfatório dos mesmos em termos de segurança e eficácia de utilização. Atualmente a robustez de um sistema é um ponto fundamental no projeto uma vez que está relacionado com uma exigência de fiabilidade cada vez maior. Quando falamos em robustez, falamos na capacidade de um determinado sistema de se adaptar e superar possíveis perturbações ou mesmo falhas. Apesar de a maioria dos controladores serem projetados de tal forma que sejam capazes de corrigir pequenas perturbações, o mesmo não acontece quando o sistema é confrontado com uma falha.

Uma falha, é algo que altera o comportamento do sistema de tal forma que esse mesmo sistema deixe de ser capaz de satisfazer o propósito para o qual foi projetado [12]. Essa falha pode ser um evento com origem interna ao sistema ou uma interferência externa de um operador humano ou mesmo uma alteração das condições ambientais, mas, seja qual for a causa, o resultado é sempre uma falha indesejável que modifica o ponto de funcionamento do sistema para uma condição que modifica por completo o atividade normal do sistema, ou mesmo a sua avaria.

Por forma a mitigar o resultado das falhas ou avarias, no início da década 80 foi introduzido o conceito de controlo tolerante a falhas de maneira a tornar o sistema complacente a possíveis falhas. Caso o controlo seja realizado corretamente o sistema pode voltar a um ponto de funcionamento aceitável mesmo depois de uma falha.

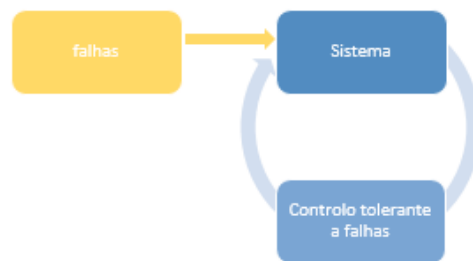


Figura 2.1: Controlo tolerante a Falhas

Na essência do problema é fácil compreender que o controlador tem como objetivo analisar o comportamento do sistema, analisar as falhas, sejam elas de origem interna ou externa, e manipular as variáveis que permitem atuar no sistema.

No sentido de obter um controlador que reaja satisfatoriamente a uma falha no sistema são, segundo Blanke [12], necessários dois passos essenciais:

**Deteção de Falha** – Este processo consiste na deteção da existência de uma falha e a sua devida identificação.

**Reconfiguração do controlo** – Em que o controlador tem que se adaptar à situação de falha por forma a garantir um comportamento aceitável do sistema geral.

De notar que este processo de controlo é extremamente complexo e é usado unicamente em sistemas com características de segurança críticas. Isto deve-se a duas razões essenciais [12] a primeira prende-se na complexidade própria da deteção de falhas que nem sempre está associada a um sinal mensurável. O segundo ponto deve-se à redundância física inerente a este tipo de sistema, que leva a um aumento de custos que dificulta a introdução de sistemas tolerantes a falhas em larga escala na indústria. Contudo, são muitos os exemplos em que existe redundância de atuadores e consequentemente a abordagem de controlo tolerante deverá ser estudada e explorada.

## 2.2 Noções Gerais

O controlo tolerante a falhas é implementado por forma a garantir que o sistema adquira determinadas características que são apresentadas a seguir. A robustez de um processo está diretamente ligado aos atributos seguintes [12]:

**Segurança** descreve a ausência de perigo. O sistema de segurança é a parte do controlo de um equipamento que protege o sistema de uma avaria permanente.

**Confiabilidade** é a capacidade de o sistema trabalhar em condições normais durante longos períodos de tempo sem a ocorrência de avarias.

**Disponibilidade** que se centra na probabilidade de o sistema se encontrar operacional quando este é requisitado, sendo complementar da característica anterior.

**Proteção** que engloba os três atributos anteriores. Um sistema protegido é um sistema de grande confiança que é seguro e se encontra sempre disponível quando requisitado.

Estes fatores são explorados de forma diferentes por diferentes autores, sendo que Isermann explora um outro conceito [1]:

**Integridade** inicialmente apontado como a capacidade de detetar falhas e informar ao operador, sendo que mais tarde tomou o sentido de capacidade do sistema de funcionar sobre condições normais num determinado período.

### 2.2.1 Redundância

Um conceito fulcral a ser explorado em sistemas em que desejamos introduzir controlo tolerante a falhas é o conceito de redundância. A redundância é uma característica fundamental e indispensável no dimensionamento do CTF.

Uma das vantagens do CTF é o facto de este utilizar de forma inteligente estas redundâncias do sistema por forma a aumentar a disponibilidade e confiabilidade do sistema.

Segundo o professor Patton [8], as redundâncias podem ser classificadas como sendo analíticas ou físicas.

As **redundâncias físicas** são as redundâncias criadas através de duplicação ou triplicação (em casos em que a confiabilidade seja um fator relevante) dos dispositivos físicos (sensores, atuadores e controladores locais) [8]. Obviamente essa mesma redundância significa aumento de custos e peso do sistema.

O uso de um ou mais métodos analítico não necessariamente iguais para determinar o valor de uma variável é a base da **redundância analítica** que usa modelos matemáticos de um processo, para estabelecer estimadores e/ou observadores capazes de estimar as grandezas do processo sem recurso a elementos físicos [8].

### 2.2.2 Caracterização do comportamento do sistema

No sentido de esclarecer o comportamento de um sistema que está sujeito a falhas e o impacto destas sobre o mesmo. Vamos considerar um sistema dinâmico com entradas  $u$  e saídas  $y$ . Num

determinado instante no tempo é possível definir um par ordenado (I,O) que define por completo o sistema num determinado instante. O conjunto dos pares ordenados definem o comportamento do sistema [10].

Seja  $u$  o conjunto que define a gama dos sinais de entrada e  $Y$  o conjunto que define a gama dos sinais de saída, então o comportamento do sistema é definido pelo produto cartesiano dos mesmos [13] e pode ser representado como na figura 2.2.

Neste figura o  $\beta$  define uma sub espaço do espaço definido por  $u \times y$  onde o comportamento do sistema é definido como normal/esperado. Os pontos A e B são pares ordenados de entradas e saídas do sistema onde A indica os pares ordenados que se encontram dentro da zona de funcionamento  $\beta$  definida como normal para o sistema e C os pares ordenados que se encontram fora dessa zona, sendo por isso considerado como sendo um ponto de funcionamento indesejável.

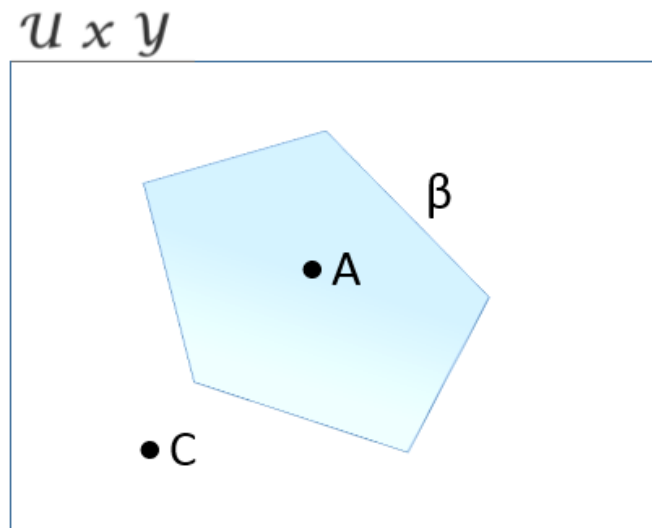


Figura 2.2: Comportamento do sistema (adaptado de [12])

A título ilustrativo considere-se um sistema estático definido pela seguinte equação:

$$y(t) = Ks.u(t) \quad (2.1)$$

Onde  $Ks$  é um ganho estático e a entrada  $u(t)$  e saída  $y(t)$  do sistema estão definidos no conjunto de números reais ( $\mathfrak{R}$ ). O conjunto de todos os pares de entrada/saída são definidos por [12]:

$$(\beta) = (u, y) : y = Ks.u \quad (2.2)$$

Que pode ser representado graficamente como uma reta no sistema de coordenadas indicado. A equação 2.2 descreve quais os valores de  $u$  que correspondem a  $y$  e vice versa. Quando os pares ordenados I/O não pertencem ao conjunto definido por  $\beta$  estamos na presença de uma falha, como é demonstrado no ponto C da figura 2.2.

Discretizando a entrada  $u$  obtém-se a sequência:

$$U = (u(0), u(1), \dots, u(kh)) \quad (2.3)$$

Onde os valores de entrada ocorrem nos instantes  $0, 1, \dots, kh$ , em que  $kh$  define o tempo máximo em que a sequência é considerada. Da mesma forma a saída é descrita pela sequência:

$$Y = (y(0), y(1), \dots, y(kh)) \quad (2.4)$$

Como consequência, o espaço do sinal  $\mathfrak{R}$  usada para o sistema estático terá que ser substituído por  $u = \mathfrak{R}^{kh}$  e  $y = \mathfrak{R}^{kh}$  para um sistema de sinal de input e output único ou por um espaço de sinal de maior dimensão se o sistema tem mais que um input e um output. Nesse caso o comportamento é um conjunto do produto cartesiano  $\Pi \times \dagger = \mathfrak{R}^{kh} \times \mathfrak{R}^{kh}$  [12].

$$(\beta) \subset \mathfrak{R}^{kh} \mathfrak{R}^{kh} \quad (2.5)$$

Uma falha modifica o comportamento do sistema. Enquanto que o conjunto da esquerda demonstra o comportamento do sistema em funcionamento normal ( $\beta_0$ ), o conjunto da direita demonstra a modificação do comportamento devido a uma falha ( $\beta_f$ ) [12].

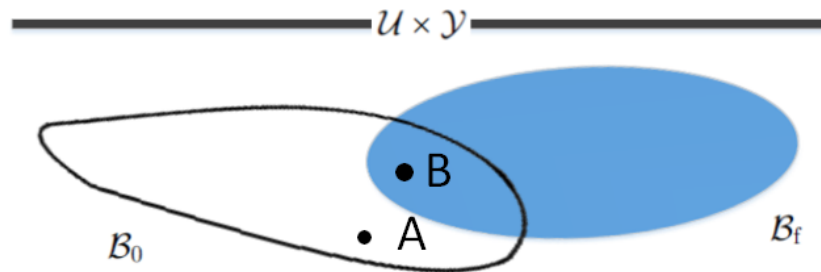


Figura 2.3: Comportamento do sistema do sistema em funcionamento normal ( $\beta_0$ ) e degradado ( $\beta_f$ ) (adaptado de [12])

Se uma entrada  $u$  for aplicado a  $\beta_0$  e  $\beta_f$  obtemos diferentes saídas  $Y_A$  e  $Y_B$  respetivamente. O ponto  $A=(U, Y_A)$  e  $B=(U, Y_B)$  diferem e estão contidos nos conjuntos branco e azul respetivamente. Esta mudança no comportamento do sistema permite detetar e isolar uma possível falha exceto caso o par I/O esteja situado na intersecção dos dois conjuntos  $\beta_0$  e  $\beta_f$  [12].

É importante conseguir distinguir o efeito da falha que é descrito pela mudança do comportamento do par I/O, assim o diagnóstico de falhas deve indicar não só a existência de uma falha mas também a relação causa-efeito da medida do par I/O, que é diferente da medida em comportamento nominal.

Assumindo que a performance do sistema pode ser descrito por apenas duas variáveis  $y_1$  e  $y_2$ . É possível esquematizar as várias zonas de funcionamento do sistema conforme indicado na figura 2.4 [12].

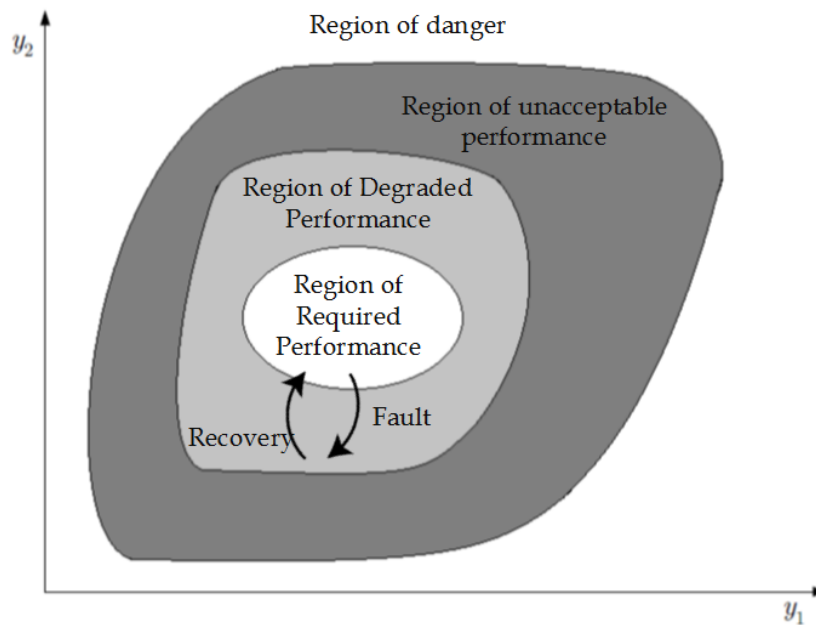


Figura 2.4: Zonas de funcionamento do sistema (adaptado de [12])

A zona de “*required performance*” o sistema satisfaz por completo as funções para o qual foi desenvolvido, esta é a zona em que o sistema deve permanecer durante a tempo de operação [12]. Os controladores usuais atuam no sistema de forma a manter o sistema nesta região, compensando as perturbações e incertezas passíveis de acontecer no sistema através de um dimensionamento eficaz do controlador. Em muitos casos o controlador pode apresentar alguma robustez a nível de pequenas falhas, apesar de não ser este o seu objetivo. O controlador pode esconder o efeito das falhas tornando o seu diagnóstico uma tarefa difícil.

A região de “*degraded performance*” é a zona onde o sistema pode permanecer apesar de esta não satisfazer os requisitos para o qual foi dimensionado. Normalmente o sistema passa da região de “*required performance*” para a região de “*degraded performance*” por ação de uma falha [12]. O Controlo tolerante a falhas se dimensionado corretamente será capaz de recuperar o sistema e permitir que o sistema volte para a região de funcionamento normal e prevenir que esta falha degrade o sistema evolua para a região de “*unacceptable performance*” ou mesmo a região de perigo.

A região de “*unacceptable performance*” deve ser evitado através do controlo tolerante a falhas. Já a região de “*danger*” nunca deve ser atingida.

Um sistema de segurança interrompe a operação do sistema para evitar a região de perigo do sistema [12]. Este sistema deve ser capaz de desligar o sistema em caso de existir uma falha

que o controlador não seja capaz de recuperar. A segurança do sistema é indispensável e deve ser complementar ao controlo tolerante a falhas. O dimensionamento do sistema de segurança pode ser incorporado no controlador tolerante a falhas ou pode ser implementado como duas unidades em separado, permitindo um dimensionamento mais simples do CTF [12].

### 2.2.3 Falha, Avaria e Perturbação

Muitas vezes os conceitos de falha, avaria e perturbação são dependentes da área de trabalho. Em particular a indústria de software e sistemas informáticos utiliza um conjunto normativo diferente. No presente trabalho optou-se pelas definições adotadas no documento do comité técnico IFAC SAFEPROCESS [14] que explora com detalhe estes conceitos.

“Uma falha é um desvio não permitido de pelo menos uma propriedade característica ou parâmetro da condição aceitável/usual do sistema.”

“Uma Avaria é uma interrupção permanente da capacidade do sistema de realizar uma determinada função nas condições normais de operação do sistema.”

A perturbação é um conceito muito explorado nos controladores convencionais. A perturbação é uma pequena variação do sistema em torno do seu ponto de funcionamento. Estes conceitos são apresentados de forma esquemática na figura 2.5 onde se demonstra a gravidade dos conceitos apresentados.



Figura 2.5: Figura comparativa entre perturbação, falha e avaria

Analisando as definições apresentadas podemos verificar que uma avaria é mais grave que uma falha e, ao contrário da falha, a avaria é irreversível. A perturbação é uma pequena variação menos grave que uma falha.

O intuito do controlo tolerante a falhas é controlar o processo na presença de uma falha de forma a evitar o estado de avaria. É assim realizado um esforço de controlo do processo passando por um momento em que o sistema se encontra a funcionar num ponto de funcionamento degradado, rapidamente voltando ao ponto de funcionamento para o qual foi dimensionado.

## 2.2.4 Classificação de Falhas

Um sistema pode ser dividido em três subsistemas: os sensores, o processo e os atuadores. Em cada um destes subsistemas é possível a existência de falhas, as quais são classificadas [7, 12] tendo em conta as naturezas dos subsistemas.

**Falhas nos Sensores** – Estas falhas não afetam o processo, no entanto as leituras realizadas pelos sensores contêm erros substanciais. São leituras falaciosas nos sensores existentes.

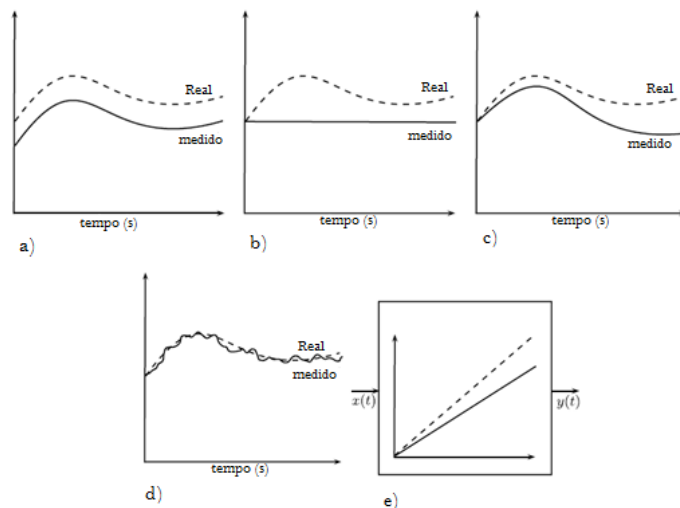


Figura 2.6: Falhas nos sensores (adaptado de [7]) a) Biais b) Freezing c) Drift d) Perda de precisão e) Calibração

Alguns exemplos de falhas nos sensores são apresentados na figura 2.6. A figura a) representa o erro de desvio em que a medida obtida do sensor tem a polarização constante em relação ao valor real, já o erro em c) deve-se possivelmente à perda de sensibilidade do sensor o que tem como consequência um aumento do erro ao longo da medida. Na figura b) verificamos uma leitura fixa a que se dá o nome de *Freezing* e finalmente as figuras d) e e) referem-se à perda de precisão e à má calibração do sensor. Estes são algumas das falhas possíveis nos sensores.

**Falhas nos Atuadores** – Mais uma vez as propriedades do processo não são afetadas, mas a influência do controlador é interrompida ou pelo menos modificada.

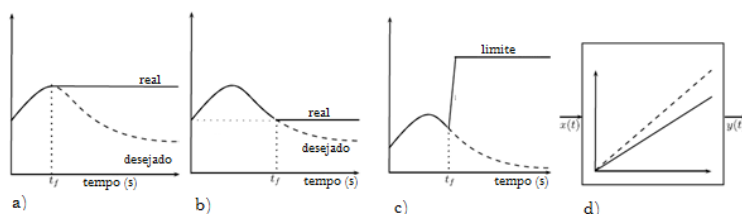


Figura 2.7: Falhas nos atuadores (adaptado de [7]) a) *lock in place* b) *Float* c) *Hardover* d) Perda de eficácia

Também nos atuadores existem falhas típicas como as apresentadas na figura 2.7. A existência de um impedimento mecânico pode causar uma falha do tipo *lock in place* apresentada em a). Uma das falhas mais perigosas é a apresentada em c) onde o atuador satura apesar do sinal de comando não corresponder a esse valor. Em d) é apresentada a perda de eficácia do atuador.

**Falhas no Processo** – Estas falhas alteram a dinâmica de entradas e saídas do processo.

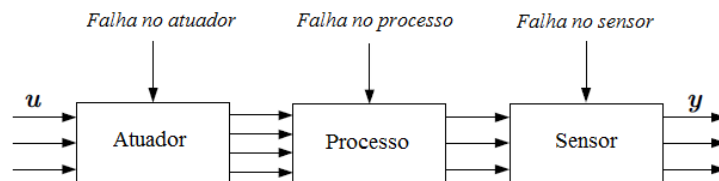


Figura 2.8: Falhas no Sistema (adaptado de [7])

Em suma as falhas são distinguidas devido à sua natureza de variação em termos de amplitude e comportamento temporal [7]. Genericamente a falha é classificada quanto à sua natureza temporal como: abrupta (um exemplo desta falha pode ser um corte abrupto da alimentação), incipiente (desgaste contínuo de um determinado componente) e intermitente (mau contacto). O comportamento de cada uma das falhas é demonstrada graficamente na figura 2.9.

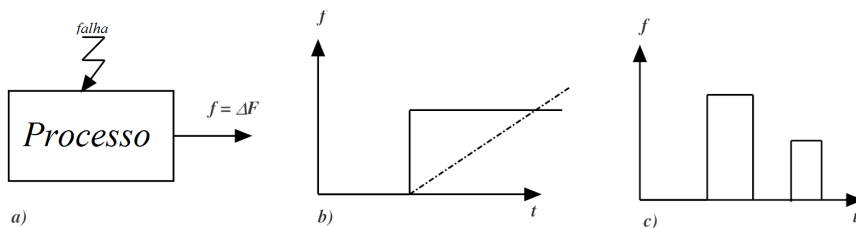


Figura 2.9: Classificação da natureza temporal de falhas (adaptado de [15])

Por outro lado é também habitual efetuar uma distinção entre falhas em função da forma como são modeladas sendo classificadas como aditivas e multiplicativas. Estes dois modelos são apresentados na figura 2.10 a seguir.

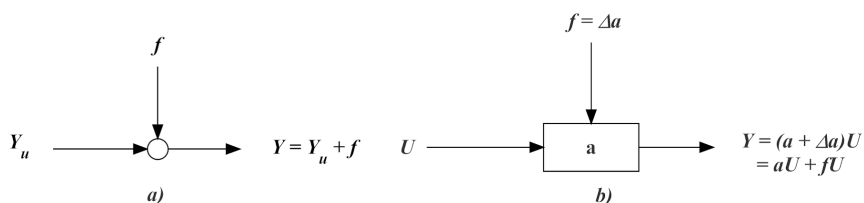


Figura 2.10: Classificação da modelação de falhas (adaptado de [15])

### 2.2.5 Falhas em Veículos

As falhas são um elemento universal em todos os sistemas, tendo, no entanto, consequências mais alarmantes em alguns sistemas, como é o caso de sistemas para aplicações aeronáuticas, como já foi referido. No desenvolvimento de um controlo tolerante falhas é importante ter em atenção as várias origens das falhas do sistema, nesse sentido é realizado um levantamento dos vários pontos de falhas frequentes em sistemas automóveis.

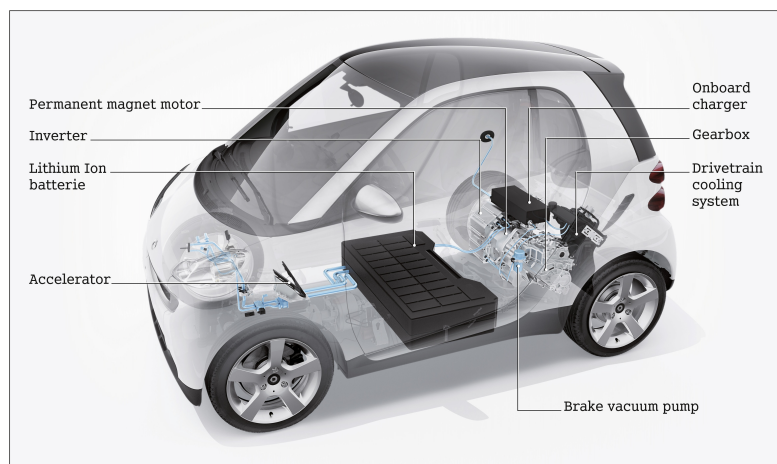


Figura 2.11: Elementos associados aos Veículos Elétricos(adaptado de [16])

Os veículos automóveis, devido à sua crescente complexidade, tornaram-se sistemas com cada vez mais origens de falhas que devem ser detetadas e exploradas por forma a tornar o veículo mais fiável e robusto.

A ADAC (Allgemeiner Deutscher Automobil-Club <sup>1</sup>) é um dos maiores clubes de automobilismo da Alemanha e da Europa e realizou em 2012 um inquérito que incidiu precisamente sobre a temática de falhas em veículos automóveis, tendo obtido uma distribuição probabilística das falhas passíveis de acontecerem.

Esta informação demonstra a clara problemática associada às baterias que representa quase um terço das falhas associadas a veículos. Os sistemas de ignição e injeção apresentam também uma percentagem significativa de falhas.

De modo a explorar estas falhas de forma organizada é proposto, no âmbito desta tese, organizar as falhas em quatro grupos que englobam todas as falhas apresentadas anteriormente sendo estas: elétricas, mecânicas, hidráulicas e programáticas. Apesar de muitos componentes possuírem elementos associados a mais que um grupo de falhas, esta classificação é a caracteriza de forma mais adequada as possíveis falhas existentes nos veículos automóveis.

<sup>1</sup><http://www.adac.de>

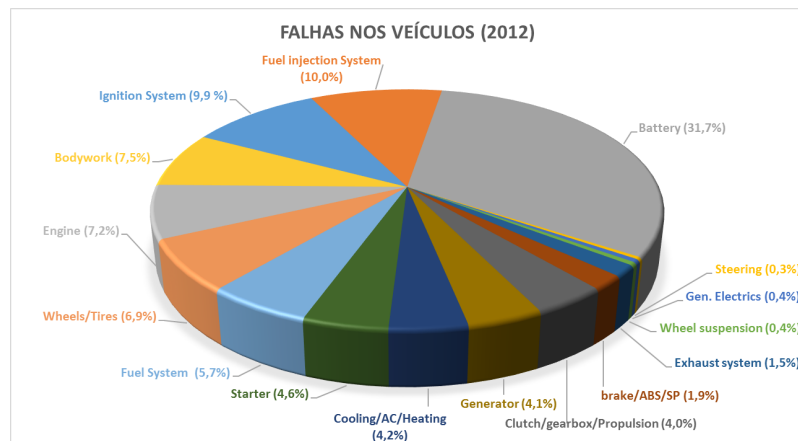


Figura 2.12: Falhas nos veículos [17]

### 2.2.5.1 Falhas Mecânicas

As falhas mecânicas são definidas como falhas que são provocadas por elementos mecânicos dos automóveis. Estas falhas podem ser bastante relevantes, uma vez que condicionam o funcionamento de elementos imprescindíveis para o movimento do veículo.

A evolução de alguns componentes automóveis provocaram a migração categórica de algumas falhas, uma vez que alguns subsistemas foram substituídos por subsistemas eletrônicos ou hidráulicos. Exemplo dessas alterações são os sistemas de injeção eletrônica, que substituíram os carburadores, ou mesmo sistemas de ignição que passaram de sistemas mecânicos, para sistemas eletrônicos e agora com uma grande componente de software associada. Também tecnologias como *steer-by-wire* substituíram os elementos mecânicos associados à direção do veículo.

Elementos como pneus, travões ou carroçaria são comuns em todos os veículos e como tal têm um peso significativo. As componentes mecânicas continuam a apresentar a maior taxa de falhas, e por isso continuam a ser relevantes nos veículos elétricos.

Existem ainda falhas mecânicas associadas a componentes elétricos como é o caso dos rolamentos associados a máquinas elétricas, que são um dos motivos principais de falhas nas máquinas elétricas e que se detetadas antecipadamente podem aumentar o tempo de vida da máquina.

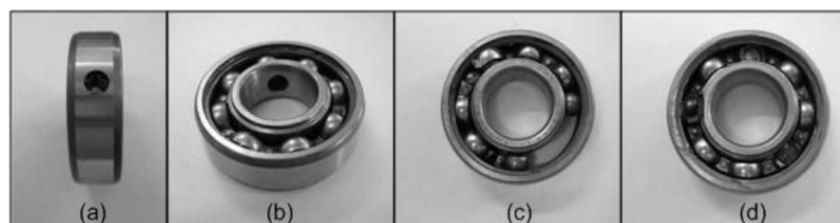


Figura 2.13: Deterioração dos Rolamentos [18] a)outer race b)inner race c)cage d)esferas

As falhas mecânicas continuam a ser um elemento alarmante nos sistemas automóveis e por isso tem sido realizado um esforço no sentido de eliminar estes elementos e substituí-los por

elementos hidráulicos, eletrônicos e programáticos de funcionamento mais fiável e eficaz.

#### **2.2.5.2 Falhas Hidráulicas**

As falhas hidráulicas estão associadas usualmente a bombas hidráulicas, uma vez que é neste domínio que tomam maior relevância em sistemas automóveis. Os sistemas hidráulicos são bastante fiáveis e com aplicações reduzidas nos sistemas automóveis o que torna estas falhas pouco prováveis. No entanto, existem alguns sistemas que têm como base de funcionamento sistemas hidráulicos como é o caso dos injetores, bombas de óleo e válvulas existentes no sistema.

#### **2.2.5.3 Falhas Elétricas**

Os elementos eletrônicos encontram-se cada vez mais generalizados em sistemas automóveis e como tal a existência de falhas elétricas é também ela muito frequente. A falha elétrica altera o funcionamento do sistema eletrónico levando ao funcionamento degradado do mesmo.

As falhas elétricas tornaram-se cada vez mais relevantes, tendo adquirido especial importância em veículos híbridos e elétricos, devido à grande dimensão de eletrónica envolvida na implementação destes veículos.

A bateria é um dos pontos de falhas mais frequentes em veículos automóveis, sejam eles elétricos, híbridos ou de combustão interna, mas no caso dos veículos com motores elétricos, a problemática das baterias ganham mais importância devido ao maior número de células associadas.

Os novos sistemas elétricos associados à direção, ABS, ignição e injeção, entre outros, possibilitaram o aumento da fiabilidade, segurança e rendimento dos veículos automóveis, mas ainda assim têm falhas associadas.

#### **2.2.5.4 Falhas de Software**

Os sistemas dotados de uma unidade de processamento foram o caminho evolutivo óbvio na indústria automóvel. A capacidade de ter unidades de processamento de baixo custo e cada vez mais capacidade de processamento tornaram possível a sua inserção em sistemas automóveis.

Mais uma vez, a evolução de sistemas já existentes possibilitaram a mitigação de falhas elétricas e mecânicas, como foi o caso principalmente em sistemas de ignição e injeção, onde unidades de processamento se tornaram mais relevantes. Estes sistemas ganharam também relevância em computadores de bordo e painéis de instruções.

Os elementos explorados na figura 2.12 tem muitos componentes que podem ser influenciados por falhas deste tipo. A degradação dos microprocessadores utilizados e a falha de compromisso temporal são problemas relevantes neste tipo de sistema e merecem a devida atenção.

Em veículos elétricos as unidades de processamento ganham ainda mais relevância uma vez que o tipo de controlo associado aos mesmos é mais complexo que nos veículos de combustão usuais.

<i>Tipo</i>	<i>Função</i>		
<i>Mecânico</i>	Unidade de potência	Motor combustão interna	Refrigeração
			Lubrificação
			Sistema de combustivel
	chassi	Bateria de motor eletrico	
		Transmissão	
		Direção	
		Travão	
Sistema de elevação			
<i>Elétrico</i>	Sistemas principais	Bateria	
		Gerador e regulador	
	Sistema de starting		
	Sistema de ignição		
	Instrumentação e electronica auxiliary		
<i>Hidráulico</i>	Gear pump		
	Cilindro hidráulico		
	Válvulas		
	Bomba de óleo		
<i>Software</i>	Comportamento temporal		
	Degradação		

Tabela 2.1: Falhas em componentes automóveis (adaptado de [19])

## 2.3 Controlo tolerante a falhas

O controlo tolerante a falhas é, como já foi referido, um controlo complexo que exige algum tipo de redundância física ou analítica e como tal são implementados atualmente em sistemas de alguma complexidade onde a confiabilidade no sistema é um fator de extrema importância. Como tal este tipo de controlo é instalado em aeronaves, sendo alvo de bastante estudo nestes sistemas [7]. O controlo tolerante a falhas surge de uma necessidade por parte destes sistemas em garantir o cumprimento dos objetivos do sistema mesmo em condições pouco favoráveis. Recentemente também áreas como a robótica incorporaram CTF nomeadamente em veículos submarinos.

O CTF é uma combinação complexa de três grandes áreas [7]: Diagnóstico e identificação de Falhas (DIF), controlo robusto e controlo reconfigurável. Genericamente num Controlo tolerante a falhas ativo (CTFA) a falha é detetada pelo módulo DIF que identifica a origem da falha, essa informação é usada pelo mecanismo de reconfiguração do controlador, que se adapta ao novo funcionamento do sistema. Tendo o DIF como a reconfiguração do controlador deve ser robusto a incertezas e perturbações.

O controlo robusto não necessita propriamente do DIF ou de mecanismos de reconfiguração pois o seu dimensionamento é realizado tendo em conta possíveis perturbações do sistema bem como pequenas falhas, isto torna este controlo algo limitado.

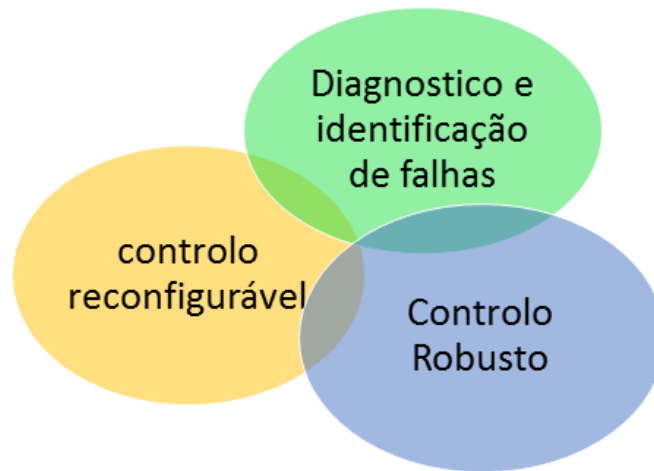


Figura 2.14: Áreas do controlo tolerante a Falhas(adaptado de [7])

## 2.4 Classificação de sistemas de controlo tolerante a falhas

Os autores Zhang e Jiang [20] bem como Patton [8], dividem genericamente os sistemas de controlo tolerante a falhas em dois grandes grupos: o controlo tolerante a falhas Ativo e Passivo. O controlo passivo é, como já referido, robusto a falhas e perturbações. Este controlo não necessita de mecanismos nem de DIF nem de reconfiguração de controlador, no entanto, deve ser dimensionado para que mantenha o sistema estável numa zona de funcionamento degradado aceitável. Já nos sistemas de controlo tolerante a falhas ativo, existe a necessidade de ter informação sobre a existência de uma falha, bem como a origem da mesma, de tal maneira a que o mecanismo de reconfiguração do controlador possa alterar o controlador eficazmente, mantendo a estabilidade do sistema, colocando-o a operar numa região de funcionamento normal. As classificações dos sistemas de controlo tolerante a falhas ativo baseia-se nos métodos de reconfiguração e nas ferramentas matemáticas usadas, na abordagem de projeto e do dimensionamento e no método de reconfiguração.

No final é possível obter uma classificação como a ilustrada. A figura 2.15 sistematiza a classificação habitualmente utilizada na literatura da especialidade.

### 2.4.1 Sistemas de Controlo tolerante a falhas Passivo

Neste tipo de controlo é dimensionado um controlador tolerante a perturbações e incertezas inerentes ao sistema, mas também é dimensionado para tolerar algumas falhas conhecidas mantendo o sistema numa zona de funcionamento aceitável, ainda que seja uma zona de funcionamento degradado. Este controlo é feito sem reconfiguração da sua atuação, sendo por isso mesmo classificado de passivo [7, 12].

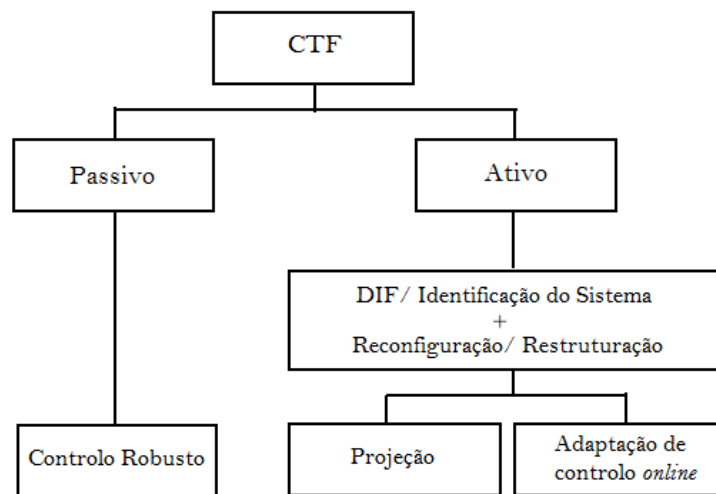


Figura 2.15: Classificação de Controlo tolerante a falhas(adaptado de [7])

O controlo robusto/passivo é apenas eficaz para uma classe restrita de mudanças no processo e deve ser dimensionado de forma a obter um *trade-off* interessante entre desempenho e robustez [12]. O controlo passivo tem a vantagem de não necessitar de um módulo de deteção e diagnóstico de falhas sendo por isso um algoritmo mais rápido, prevenindo assim o seu *delay*, no entanto, apenas está preparado para reagir a falhas previamente conhecidas [21].

A robustez do controlador às perturbações e aos erros do modelo são difíceis apesar de este ser um requisito básico para qualquer projeto [8] isto deve-se à impossibilidade de criar um modelo matemático capaz de descrever completamente as possíveis falhas dos sensores atuadores e dos desvios dos parâmetros dinâmicos do sistema. É, muitas vezes, difícil obter um controlador capaz de se ajustar tanto para as perturbações em regime nominal como a falhas do sistema, sendo por isso necessário um mecanismo de deteção e identificação de falhas bem como um mecanismo de reconfiguração dos parâmetros do controlador, ou seja, um sistema de controlo tolerante a falhas ativo.

#### 2.4.1.1 $H_\infty$ control

Uma das metodologias mais comuns no desenvolvimento do controlo do tipo passivo é a técnica de  $H_\infty$ . Esta técnica de desenho de controladores tolerantes a falhas é utilizada, desde aplicações industriais até aplicações aeronáuticas. Neste método, tal como na maior parte dos métodos passivos não existe informação de falhas através de um sistema de DIF, não tendo qualquer informação de falhas executando tanto em funcionamento nominal como em condições de degradação [7].

A robustez deste tipo de algoritmo passivo depende diretamente do paradigma de controlo desenvolvido. A capacidade deste controlador em responder a falhas depende por isso do desenho

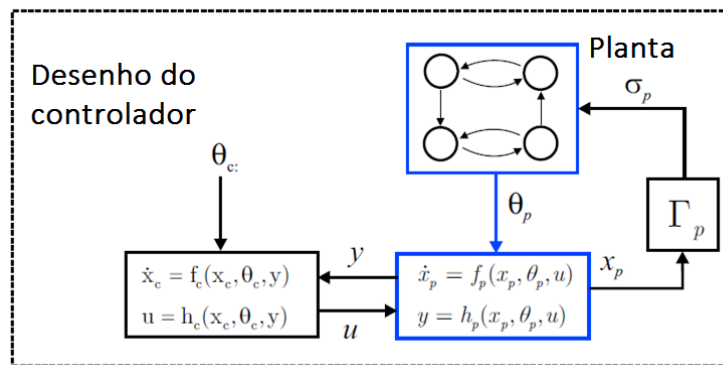


Figura 2.16: Controlo Robusto (adaptado de [13])

do controlo realizado, que se baseia na mitigação de perturbações e algumas falhas. O desafio neste tipo de controlo prende-se na deteção de pequenas falhas muito difíceis de detetar [8].

A este controlo estão associadas algumas desvantagens, um exemplo disso mesmo é a ponderação obrigatório entre desempenho em regime nominal e robustez a falhas. Um desenho demasiado abrangente a falhas, pode levar a um controlo do funcionamento nominal mais "brando". A performance em funcionamento nominal é sacrificada por forma a garantir a estabilidade em caso de falhas.

Outra desvantagem existente [7] é a ordem elevada deste controlo, sendo muitas vezes de ordem superior que o próprio sistema.

A otimização do algoritmo passa pela exploração de três pontos essenciais segundo Patton [8]:

- O sinal de saída do sistema segue a referência do comando e é insensível às falhas do atuador;
- Diagnosticar falhas do sinal de atuador (abruptos e em rampa);
- Os pontos 1 e 2 apresentam robustez contra perturbações.

## 2.4.2 Sistemas de Controlo tolerante a falhas Ativo

O CTF passivo apresentado no capítulo 2.4.1 referem-se desvantagens inerentes ao desenho do controlo impossíveis de mitigar. Como tal, em sistemas onde o grau de robustez exigida e é o alto desempenho do sistema em regime nominal não pode ser afetada é usual a utilização de um CTF ativo [7].

O CTF ativo reage de forma ativa às falhas dos componentes do sistema através da reconfiguração da ação de controlo de maneira a restabelecer o desempenho do sistema em caso de falha. A deteção de anomalias no sistema é realizado através de sistemas de deteção e identificação de falhas [20].

Tipicamente os sistemas de CTF ativo é dividido em quatro subsistemas: controlador reconfigurável, esquema de DIF, mecanismo de reconfiguração do controlador e um regulador de referência/comando [20].

O controlo ativo de falhas exige um método de deteção e isolamento de falhas, capaz de reconhecer a existência de uma falha e identificar a origem da mesma. Uma vez concluído acerca da existência e origem da falha é possível distinguir dois métodos ativos que permitem combater essa mesma falha [7]: *projection type* e reconfiguração em tempo real.

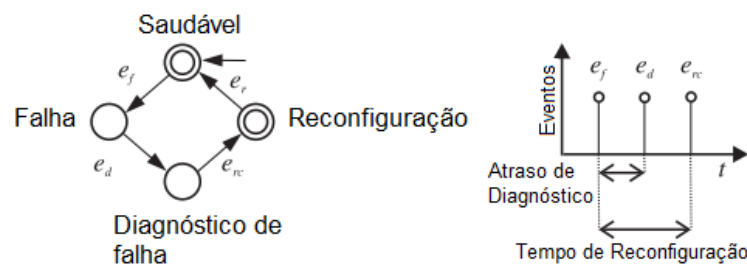


Figura 2.17: CTF ativo modo de controlo(adaptado de [22])

Da figura 2.17 é possível identificar as diferentes fases associadas ao controlo tolerante a falhas ativo. A existência de uma falha implica o funcionamento do sistema num modo degradado e indesejável [22]. Depois do diagnóstico da falha, a reconfiguração do controlador permite que o sistema volte ao ponto de funcionamento nominal, o diagrama temporal demonstra a relação temporal da falha.

Dentro dos métodos de projeção (*projection type*) é possível ainda fazer distinção entre três subtipos [7]: *model switching or blending*, *scheduling* e *prediction*. Quando falamos em CTF ativos baseados em métodos de reconfiguração em tempo real é possível ainda referir dois subtipos distintos, o primeiro, é o controlo adaptativo (*adaptive control*) e o outro alocação de controlo (*control allocation*) [7].

Na figura 2.18 apresenta-se a arquitetura geral do controlo tolerante a falhas ativo. A determinação de ocorrência de uma falha e identificação da origem da mesma é realizada pelo DIF, esta informação é usado pelo mecanismo de reconfiguração do sistema que atualiza os parâmetros do controlador para que este promova a estabilidade do sistema [13].

#### 2.4.2.1 Controlo Adaptativo

O controlo Adaptativo é, como já referido, um método de CTF ativo, que permite ajustar os parâmetros do controlador de forma automática, obtendo o desempenho desejado. Existem duas abordagens consagradas na literatura: **direta** e **indireta** [7]. Na abordagem **indireta**, é realizada uma estimação de parâmetros do modelo do sistema, uma vez que são estes alterados na presença de uma falha, posteriormente são utilizados esses mesmos parâmetros para a reconfiguração do

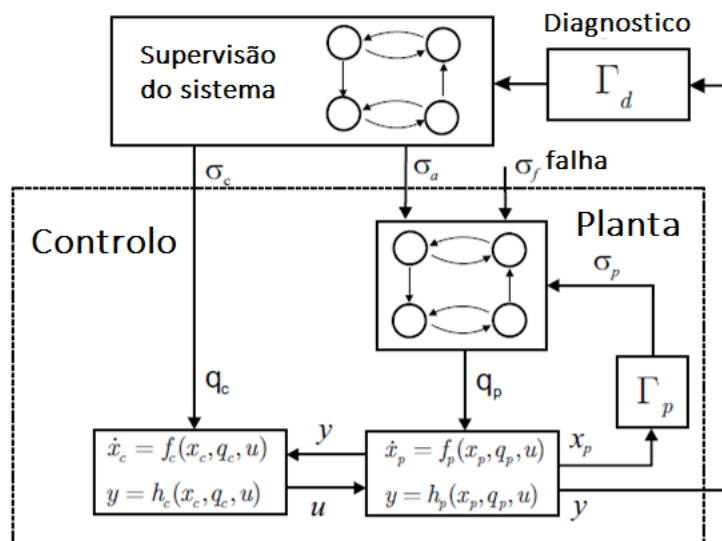


Figura 2.18: Controle Ativo (adaptado de [13])

controlador. A abordagem direta, como o nome indica, realiza diretamente a reconfiguração do controlador sem estimar os novos parâmetros do sistema.

Os algoritmos mais populares são *Model-reference adaptive control* (MRAC) e *self tuning control* (STC) [7]. O STC é um algoritmo adaptativo indireto, em que a atualização dos parâmetros do sistema em tempo real é estritamente necessário para a reconfiguração do controlo. Já o MRAC é um algoritmo direto em que os parâmetros do sistema não são estimados, mas a saída do sistema é ajustada para seguir um determinado comportamento, por outras palavras é desejado que o erro convirja para zero.

### 2.4.2.2 Switching Blending

Este tipo de controlo reconfigurável surgiu no início dos anos 90 de forma a combater a problemática motivada pelas mudanças paramétricas geradas pela existência de falhas e a necessidade de reagir às mesmas.

As mudanças do ponto de operação são importantes ao implementar um controlador linear num sistema real uma vez que estes são usualmente dimensionados para uma região linearizada em torno do ponto de funcionamento.

O CTF atua consoante a falha existente e a sua origem, o estado do controlador é obtido como consequência da origem da falha e da sua gravidade. A reconfiguração do controlador depende por isso da correta identificação e classificação da falha [7]. Deve por isso existir a informação dos vários estados do sistema, derivados das falhas possíveis. A identificação é feita, comparando a saída do estado atual do sistema real, com as saídas dos vários estados dos sistemas, sendo escolhido o modelo cujo erro é menor. O modelo com menor erro é o mais próximo da realidade e como tal é definido um controlador associado a esse mesmo modelo [7].

A mudança de variáveis de controlo associados a uma falha podem por vezes causar regimes transitórios indesejados, esse comportamento pode ser colmatado através de sistemas ANTI-WINDUP/BUMPLESS TRANSFER (AWBT) [23]. Outra desvantagem relevante é a dependência deste algoritmo na robustez do módulo de DIF e correta identificação do modelo de controlo a utilizar. A impossibilidade de atuar sobre mais que uma falha é também uma desvantagem a ter em conta.

### 2.4.2.3 Predictive control

O método de controlo *predictive* é uma forma de controlo em que o estado atual do sistema é obtido resolvendo um algoritmo em tempo real em cada momento de amostragem um problema de controlo ótimo finito usando o estado anterior do sistema como variável inicial. Este é um dos principais pontos de diferenciação com os controladores convencionais que usam uma lei de controlo pré computada [24].

A sua capacidade de computação online da lei de controlo possibilita o uso em aplicações em que a computação da lei de controlo *offline* é difícil ou mesmo impossível.

Este método tem vindo a ganhar grande influência em aplicações industriais, principalmente em aplicações com baixa dinâmica onde as variações são suficientemente lentas para implementar este tipo de controlo online [7].

O algoritmo *Model Predictive Control* (MPC) depende do DIF para obter informação sobre as falhas existentes, como é hábito nos métodos de CTF ativos.

### 2.4.2.4 Control Signal Redistribution

No método de redistribuição do sinal é realizado um algoritmo de controlo que pretende reorganizar o sinal de comando fornecido aos atuadores por forma a manter a estabilidade do sistema em caso de falha de um ou mais atuadores, deste modo quando um atuador tem um funcionamento degradado, é possível redistribuir o esforço pelos restantes atuadores [7].

Um método usual é o *pseudo-inverse method* (PIM), este pretende dimensionar o controlo para que os pólos do sistema na condição de falha seja o mais próximo possível dos pólos do sistema em regime nominal em malha fechada [7]. Considerando um sistema linear dado por:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.6)$$

Assumindo que o ganho  $F$  foi definido e a lei de controlo é expressa por:

$$u(t) = Fx(t) \quad (2.7)$$

Do sistema em malha fechada resulta:

$$\dot{x}(t) = (A + B.F)x(t) \quad (2.8)$$

As falhas/avarias do sistema em malha fechada podem então ser representadas por:

$$\dot{x}(t) = (A_f + B_f \cdot F_f)x_f(t) \quad (2.9)$$

O objetivo é obter a matriz de ganho  $F_f$  em que o sistema em malha fechada afetado por falhas/avarias seja o mais próximo possível do sistema em regime nominal antes dessa mesma falha/avaria. As matrizes A, B e o ganho F são conhecidas à priori. O sistema em funcionamento degradado ( $A_f, B_f$ ) pode ser obtido através de um sistema de identificação DIF e assim é possível obter o ganho  $F_f$  em tempo real. Para uma matriz não quadrada  $B_f$ , a matriz pseudo-inversa de  $B_f$  oferece um certo grau de liberdade que pode ser usado para redistribuir o comando do sistema e assim estabilizar o sistema em caso de falha [7].

Este método apesar de simples, nem sempre garante a estabilidade do sistema o que pode levar a pontos de funcionamento em zonas de perigo em alguns casos de falhas. Este método está diretamente dependente do sistema de DIF e da sua capacidade de detetar a origem da falha [7].

O *Pseudo-inverse modelling* (PIM) assume que o sistema tem acesso às variáveis de estado o que nem sempre é verdade sendo que estas podem ser difíceis de obter [8]. A alternativa é muitas vezes um estimador ou observador de estado capaz de realimentar o valor das variáveis necessárias para o controlo.

O método de *Control allocation* (CA) é também um algoritmo de controlo que visa redistribuir o comando do sistema na eventualidade de uma falha do sistema [25]. Uma das diferenças entre este método e o apresentado anteriormente é que o desenho do controlador é baseado em atuadores virtuais que o algoritmo de CA mapeia para atuadores reais. Uma grande vantagem a ter em conta é que este algoritmo de alocação do controlo é independente do desenho do próprio controlador [7].

No que diz respeito a CTF este método permite uma reconfiguração direta dos atuadores do sistema sem que para isso seja necessário a reconfiguração da estrutura de controlo. Tal como no MPC também neste método as limitações do atuador podem ser toleradas se as restrições do mesmo forem incluídas no processo de otimização de alocação.

## 2.5 Detecção e Isolamento de Falhas

No controlo tolerante a falhas ativo o sistema de deteção e isolamento de falha desempenha um papel fundamental e indispensável para uma correta reconfiguração do controlo [7]. O sistema DIF tem como objetivo detetar a falha e a sua magnitude bem como identificar a sua origem, de maneira a que a seja possível corrigir essa mesma falha mitigando os problemas associados à mesma. Existe por isso uma relação direta entre a robustez do CTF e do DIF como já foi referido anteriormente [7].

O comité técnico IFAC define da seguinte forma os passos consequentes da Deteção e Isolamento de falhas [14]:

**"Deteção de Falha:** Determinação da presença de uma falha e o tempo da deteção."

<b>Algoritmos de CTF</b>
Linear Quadratic Regulator – <b>LQR</b>
Pseudo-Inverse – <b>PI</b>
Intelligent Control – <b>IC</b>
Gain Scheduling – <b>GS</b>
Model Following – <b>MF</b>
Adaptative Control – <b>AC</b>
Multiple Model – <b>MM</b>
Integrated diagnostic and control – <b>IDC</b>
Eigenstructure Assignment – <b>EA</b>
Feedback Linearization – <b>FL</b> / Dynamic Inversion – <b>DI</b>
Robust Control <b>H<math>\infty</math></b>
Model Predictive Control – <b>MPC</b>
Quantitative Feedback Theory – <b>QTF</b>
Linear Matrix Inequality – <b>LMI</b>
Variable Structure Control – <b>VSC</b> / Sliding Mode Control – <b>SMC</b>
Generalized Internal Model Control – <b>GIMC</b>

Tabela 2.2: Algoritmos de Controlo Tolerante a falhas(adaptado de [26])

“**Isolamento de falha:** Determinação do tipo, localização e tempo da deteção de falha.”

“**identificação de falha:** Determinação da amplitude e do comportamento da falha.”

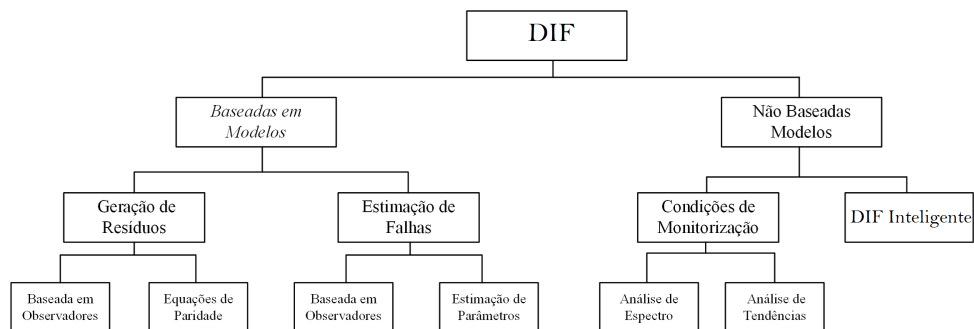


Figura 2.19: Classificação de métodos DIF (adaptado de [7])

A figura 2.19 apresenta uma classificação possível dos métodos de DIF que distingue os métodos que se baseiam em modelos dos que não se baseiam em modelos [7]. A seguir é realizado um estudo de alguns métodos de Detecção e identificação de falhas existentes, analisando algumas das suas vantagens e desvantagens.

### 2.5.1 Métodos Baseado em Modelos Matemáticos

Os sistemas de deteção e identificação de falhas pode, como referido, ser diferenciado pelo método utilizado. Os sistemas baseados em modelos matemáticos são bastante exigentes a nível computacional uma vez que utilizam modelos complexos capazes de emular o comportamento do sistema.

Os modelos matemáticos nem sempre conseguem emular na perfeição os sistemas para que são projetados, isto significa que estes modelos são afetados por erros de modelação e perturbações [8]. É por isso essencial a robustez do modelo a perturbações, uma vez que a existência de um falso alarme no sistema, pode alterar a configuração do controlador. De seguida, são analisados alguns dos métodos baseados em modelos mais usuais.

### 2.5.1.1 Resíduos

Neste método, é utilizado um modelo matemático que emula o comportamento normal do sistema e a medida proveniente de um ou mais sensores referentes às variáveis essenciais do sistema [7]. As variáveis do modelo são comparadas com as variáveis medidas sendo o resíduo o resultado da diferença entre estes dois valores. O valor obtido é passado por um limiar capaz de detetar a existência de falhas e eliminar potenciais falsos alarmes.

O método baseia-se em dois passos: geração do erro e avaliação do mesmo [15]. Normalmente, no método dos resíduos, é detetado a falha e identificada a origem da mesma, mas não existe mais nenhuma informação da mesma .

$$Hy(s)Gy(s) + Hu(s) = 0 \quad (2.10)$$

$$R = Hy(s)y + Hu(s)U \quad (2.11)$$

São dimensionados  $Hy(s)$  e  $Hu(s)$  por forma a que o resíduo do sistema seja nulo em situações de funcionamento nominal e um valor não nulo no caso de falha.

### 2.5.1.2 Fault Identification and Reconstruction

O controlo tolerante a falhas tem uma dependência com o sinal dos atuadores, o que significa que a robustez do controlo depende da fiabilidade do sinal dos atuadores. O método de *Fault identification and reconstruction* tem como objetivo reconstruir o sinal do atuador após a existência de uma falha de modo a que a sua informação possa ser utilizada pelo controlador.

O algoritmo mais utilizado é o filtro de *Kalman*, tendo sido usado de forma extensiva em aplicações de estimação. O filtro de *Kalman* é um estimador recursivo que tem como objetivo minimizar o quadrado do erro dos parâmetros estimados [7]. Este algoritmo é bastante usado devido à precisão elevada dos resultados obtidos e graças ao seu algoritmo recursivo ótimo para aplicações de tempo real digitais.

### 2.5.1.3 Estimação de Parâmetros

Uma das dificuldades existentes na obtenção dos modelos reside na variação dos parâmetros do mesmo nas mais variadas situações, que devem ser quantificadas para garantir um modelo realista e robusto. O algoritmo de estimação de parâmetros oferece informação que permite atualizar os parâmetros do sistema em tempo real e para a reconfiguração do controlador.

Alguns autores defendem que por forma a obter uma boa estimaco pode ser necessrio introduzir sinais de perturbao para garantir que o modelo do sistema é suficientemente robusto [8]. No entanto, em muitas aplicaoes prticas,   difícil e no   aconselhvel a introduo de perturbaoes, especialmente na presena de falhas/avarias.

### 2.5.2 Métodos No Baseada em Modelos Matemticos

Uma outra opo para a deteo e identificao de falhas é o uso de técnicas que no recorrem a modelos matemticos. Os modelos matemticos do sistema a monitorizar so muitas vezes difíceis de obter, o que significa que nem sempre   possível criar um modelo totalmente fiel ao sistema, o que implica uma informao pouco precisa por parte desse modelo [7]. A indisponibilidade de informao ou complexidade do sistema ditou o desenvolvimento de metodologia baseada em modelos difusos ou baseado em redes neuronais. O uso de modelos robustos precisos é uma exigência para garantir uma deteo de falhas com elevado grau de confiabilidade.

No final da década de 90 houve um maior desenvolvimento de técnicas de DIF no baseadas em modelos, com especial ateno para técnicas de controlo inteligência.

Autores como Patton [27] exploraram a utilizao de técnicas de redes neuronais e lógica difusa, que usam informao quantitativa e qualitativa do sistema abordado. A informao qualitativa é explorada de forma booleana ou através de regras de lógica difusa e a informao quantitativa é explorada de forma numérica.

Os algoritmos "inteligentes" têm a capacidade de explorar os sistemas como uma caixa negra abstraindo-se do modelo do mesmo, principalmente em redes neuronais, aprendendo através de exemplos e variveis de treino.

A este algoritmo est associado no entanto algumas desvantagens nomeadamente dificuldade na incorporao do conhecimento da experiência do sistema em conhecimento heurístico e a falta de conhecimento do comportamento interno da rede neuronal [7].

## 2.6 Soluoes de Controlo Tolerante a Falhas

O Controlo Tolerante a Falhas, é, como apontado anteriormente na seco 1.2, uma área que se encontra em grande expanso e que tem obtido contributos importantes recentemente.

A explorao do controlo tolerante a falhas é realizado de forma mais intensiva na área aeronutica e de aviao, onde a falha do sistema tem consequências imediatas e mais alarmantes para a sociedade. Deste modo foi nestas áreas que se realizaram os desenvolvimentos mais relevante.

O tema de CTF foi explorado nos seus primórdios por autores como Patton ou Blanke [8, 12] e mais recentemente Alwi e Edwards [7] que abordaram o tema de controlo tolerante a falhas no seu todo, dando uma contribuio importante nesta  rea. Os conceitos bsicos deste tema foram reproduzidos num documento do comit  técnico IFAC, j referido, apresentado em 1997 por Isermann [14].

O controlo tolerante a falhas é explorado em duas vertentes apresentadas anteriormente, a passiva( 2.4.1) e ativa( 2.4.2).

O CTF passivo continua a ser alvo de estudo por autores como Benosman. Algoritmos de controlo passivo como *Linear matrix inequality*(LMI), Quantitative feedback theory(QFT) e  $H^\infty$  continuam a ser relevantes. Benosman abordada o método de LMI como possível solução para falhas que incidem nos atuadores, nomeadamente perda de eficácia [21].

O CTF ativo é também alvo de muita atenção, sendo abordado as várias vertentes associadas a este controlo: deteção e identificação de falhas, reconfiguração de controlador e leis de controlo [8].

Na área de deteção e identificação de falhas é explorado como já referido vários métodos que permitem detetar a falha e posteriormente identificar a origem da mesma. Esta área foi abordada por diversos autores como Patton e Blanke [8, 12].

A reconfiguração do controlador é outro ponto de relevância no CTF ativo e é explorado por Kim, Lunze e Richter e ainda Almeida e Araújo que exploram diferentes algoritmos que possibilitam a alteração dinâmica do controlador [28, 22, 25].

No que diz respeito ao CTF, tanto o controlo ativo, como o passivo são alvo de estudo e apresentam características interessantes que devem ser exploradas por forma a ser compatível com a aplicação em questão. O controlo robusto apresenta uma maior simplicidade comparativamente ao controlo ativo, uma vez que, na maioria das situações, não recorre a métodos de DIF nem reconfiguração de controlador, no entanto, a sua aplicação implica um dimensionamento complexo e o conhecimento prévio das falhas esperadas. Já o controlo ativo demonstra uma aplicabilidade mais abrangente mas também mais complexa de realizar. O algoritmo mais complexo implica um maior poder computacional associado e algumas limitações temporais [29].

Autores como Johansen exploram uma técnica de controlo ativo bastante interessante conhecida como *control allocation* e os algoritmos associados Johansen:2013.

A área da aviação é a área que mais contribuições tem recebido. O uso de CTF em veículos aéreos com a abordagem de controlo tanto passivo como ativo, por autores como Alwi e Edwards [7].

### 2.6.1 CTF em Veículos Elétricos

A evolução de controlo tolerante a falhas em sistemas aeronáuticos e de aviação demonstraram a aplicabilidade destes sistemas e o aumento de segurança associados aos mesmos [30].

O progresso atingido no controlo tolerante a falhas possibilitou a aplicação destes métodos em veículos elétricos. A crescente complexidade dos sistemas automóveis tornou óbvio a necessidade de integrar um nível de controlo tolerante a falhas de forma a mitigar os efeitos nefastos das mesmas.

Na área automóvel, o desenvolvimento tem sido alcançado recentemente através de autores como Wang [31], Hori [28, 32] que realizaram um contributo considerável na área de controlo tolerante a falhas em sistemas multi-motor. Uma das contribuições iniciais para compreender a aplicabilidade deste tipo de controlo na indústria automóvel foi realizada por Manzone e Pincetti,

que em 2001 explorou a temática, apontando a necessidade de estratégias e estruturas que poderiam ser aplicadas em ambiente automóvel de forma a assegurar um certo nível de tolerância a falhas [33].

A temática de controlo tolerante a falhas em motores de indução foi abordado por autores como Diallo e Benzouid explorando o CTF em propulsores implementados com motores de indução, aplicáveis a veículos híbridos ou puramente elétricos [34, 35]. A deteção e identificação de falhas, é um tema associada ao controlo tolerante a falhas ativo e que tem sido investigado também no âmbito de motores de indução explorando diferentes algoritmos. Autores como Ferracuti têm vindo a explorar métodos como o *Kullback-Leibler Divergence* na deteção e identificação de falhas [36]. Dentro da temática de DIF é ainda possível verificar contribuições de autores como Gaeid e Ping, que exploram o problema recorrendo a outras abordagens como a *Fast Fourier transform* [37].

Ainda no CTF associado a veículos multi-motor é possível distinguir a contribuição realizada por Kim que explora o algoritmo de controlo associado e a sua aplicação prática em [28]. Finalmente, dentro desta temática existe ainda o trabalho de Wang [31] que estuda a associação de um CTF ativo a um veículo *four-wheel drive* explorando a redistribuição do binário aplicado a cada um dos atuadores aliviando o esforço requerido ao motor com falhas associadas utilizando um algoritmo adaptativo.

O trabalho desenvolvido pelo Sérgio Almeida na sua dissertação de mestrado [26], constitui um bom ponto de partida para o presente trabalho. Contudo, os resultados obtidos ainda não permitem a sua aplicação prática imediata, dado existirem pontos de funcionamento em que o controlador tolerante não assegura um comportamento desejável.

O tema de CTF em veículos tornou-se recentemente um tópico de extrema relevância e o seu estudo tem obtido resultados relevantes ainda que este esforço se encontre numa fase inicial. O trabalho desenvolvido em DIF na área de acionamento bem como o CTF associados a este foram a primeira abordagem ao problema que rapidamente transitou para um plano superior na dinâmica do veículo. Atualmente o desenvolvimento de sistemas CTF em veículos elétricos multi-motor encontra-se em contínuo desenvolvimento existindo cada vez mais contribuições relevantes.



## Capítulo 3

# Fundamentos do Modelo do Veículo

O presente capítulo tem como intuito a apresentação do modelo matemático do veículo terrestre de quatro rodas. Inicialmente serão apresentados os graus de liberdade do veículo e os movimentos de translação e rotação bem como as leis que regem estes movimentos. Com base nas equações de movimento apresentadas, são expostos os modelos não linear *Two-Track* e o linear *Single-Track* para o movimento planar do veículo. Finalmente é exposto o modelo proposto pelo autor da presente dissertação e é realizado uma validação através da ferramenta de simulação Simulink em combinação com o modelo definido pela ferramenta CarSim.

### 3.1 Introdução

A modelação de um veículo é um ponto indispensável para a análise completa do mesmo. A conceção de um controlador eficaz para o sistema pretendido depende do modelo para o qual o controlador foi dimensionado e como tal é imprescindível que o mesmo esteja tão perto da realidade quanto possível tendo, ao mesmo tempo, alguma simplicidade conceptual possibilitando uma exploração completa e realista do sistema.

Neste capítulo o estudo é direcionado para veículos de quatro rodas, onde as duas rodas dianteiras dirigem o sentido do veículo e as duas rodas traseiras não apresentam essa capacidade. Através da figura apresentada 3.1 é possível identificar os seis graus de liberdade associados ao veículo [39]:

1. **Movimento Vertical na direção de Z;**
2. **Movimento lateral na direção de Y;**
3. **Movimento longitudinal na direção de X;**
4. **Movimento em torno do eixo X, *roll*;**
5. **Movimento em torno do eixo Y, *pitch*;**
6. **Movimento em torno do eixo Z, *yaw*;**

Os pontos apresentados podem ser dividido em duas categorias. Uma primeira constituída pelos movimentos 1, 3 e 5 que não são influenciados de forma direta pelo comando de direção.

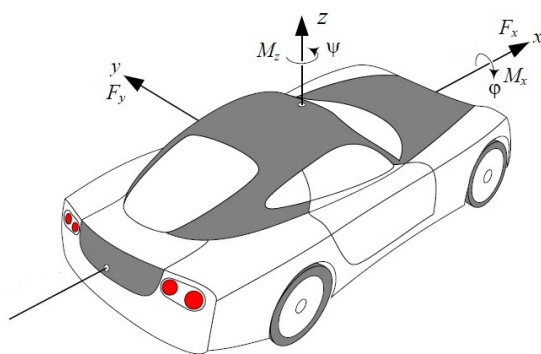


Figura 3.1: Esquema representativo do sistema de eixos no centro de massa e os graus de liberdade associados (adaptado de [38])

Já os movimentos 2(movimento lateral) e 6 (*yaw*) são uma consequência do comando de direção inserido sendo o movimento 4(*roll*) originado pelos dois movimentos referidos [39].

O estudo deste sistema passa portanto pelo estudo das forças e momentos que atuam nos eixos indicados. A definição das forças e momentos que atuam no veículo estão dependentes do referencial em que as mesmas são analisadas. Estes elementos são usualmente exploradas em três referenciais diferentes [38]:

- **Referência inercial** que se encontra fixo( $X_{IN}, Y_{IN}, Z_{IN}$ ).
- **Referência do veículo** cuja origem se encontra no centro de massa (*CoG*) do mesmo e que se move juntamente com o veículo( $X, Y, Z$ ).
- **Referencial da Roda** cuja a origem se encontra no centro de massa da roda do veículo ( $x_w, y_w, z_w$ ).

A análise da dinâmica do veículo é realizado principalmente nestes três referenciais apresentados na figura 3.2.

Os três sistemas de coordenadas apresentados são facilmente transponíveis utilizando uma matriz de rotação que permite realizar a transformação do sistema de eixos. A partir da figura 3.2 é possível identificar a matriz de rotação  $R(\psi)$  que permite transformar o sistema de eixos inercial ( $X_{IN}, Y_{IN}, Z_{IN}$ ) no sistema de coordenadas do centro de massa do veículo, definida por [38]:

$$R(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

De maneira homônima também a transformação do sistema de eixos do centro de massa do veículo para o sistema de eixos da roda é realizado através da matriz de rotação  $R(\delta)$  apresentada em 3.2, que realiza uma rotação  $\delta$  no eixo vertical z. Esta transformação apenas faz sentido nas rodas dianteiras(direcionais) uma vez que as rodas traseiras não apresentam qualquer rotação

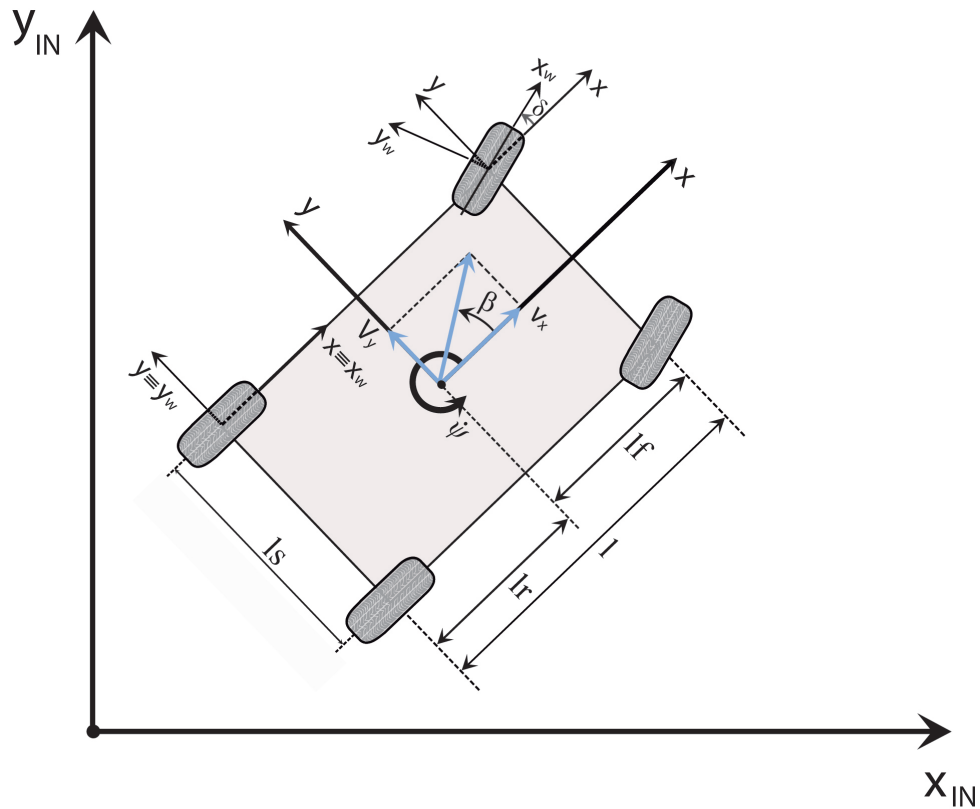


Figura 3.2: Referenciais explorados (adaptado de [40])

em relação ao eixo de centro de massa do veículo.

$$R(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) & 0 \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

O estudo realizado neste capítulo apresenta o estudo do movimento planar e como tal é possível omitir o eixo vertical em qualquer sistema de coordenadas. Desta forma a matriz rotação pode ser definida como  $T(\psi)$  que transforma o sistema de coordenadas inercial no sistema de coordenadas do centro de massa, e a matriz inversa,  $T^{-1}(\psi)$  que realiza a operação contrária.

$$T(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$T^{-1}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

As forças aplicadas em cada roda encontram-se representadas na respetiva roda como  $F_{ijw}$ .

- Índice  $i$ : Força Longitudinal (L) / Força Lateral (S)
- Índice  $j$ : Roda Dianteira (Front - F) / Roda Traseira (Rear - R)
- Índice  $k$ : Lado Direito (Right - R) / Roda Esquerda (Left - L)

O ângulo de deslizamento (*side-slip angle*) é representado por  $\beta$  e o a orientação do veículo em relação ao referencial inercial é dado pelo ângulo  $\psi$  que o eixo  $x$ , do referencial  $CoG$ , realiza com o eixo  $X_{IN}$ . As variáveis  $l_r$  e  $l_f$  definem respectivamente a distância entre os eixos traseiro e dianteiro e o centro de massa (CoG) e a variável  $l_s$  apresenta a distância entre as rodas traseiras e dianteiras (que se assume serem iguais nesta análise). De notar ainda que a velocidade linear associada ao centro de massa do veículo é representada por  $V_{CoG}$  que pode ser decomposta nas suas componentes longitudinais  $V_X$  e transversal  $V_Y$ . Para o estudo realizado neste capítulo é ainda considerado que a massa total do veículo é dada por  $m$  e o momento de inércia segundo  $Z$  por  $I_Z$ .

As rodas dianteiras possuem a capacidade direcional e o ângulo que as rodas realizam com o eixo  $X$  define essa mesma direção. Com o intuito de simplificar o problema é assumido que o ângulo realizado pela roda direita e esquerda são idênticos e como tal é assumido o mesmo ângulo  $\delta$  para ambas as rodas.

### 3.1.1 Movimento de Translação

No estudo do movimento de translação do veículo vamos considerar o *chassi* como um corpo rígido, negligenciando a influência do sistema de suspensão, podemos assumir toda a massa do veículo num ponto infinitesimal  $P$  de massa muito pequena,  $d_m$ , que se move no referencial inercial  $(X_{IN}, Y_{IN})$ , em que o vetor posição do ponto  $P$  é definido como  $R$  e encontra-se apresentado na figura 3.3 [39]. A vetor velocidade  $\dot{R}$  é resultado de duas componentes e é expresso por [39]:

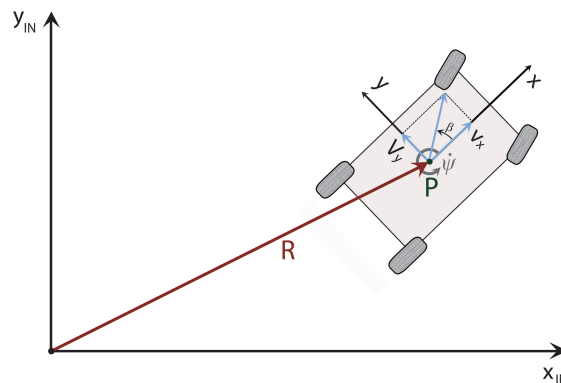


Figura 3.3: Movimento do ponto  $P$  com velocidade  $V_p$  atuado por uma força  $d_f$  (adaptado de [38])

$$\dot{R} = V_X \cdot \mathbf{i} + V_Y \cdot \mathbf{j} \quad (3.5)$$

Em que  $\mathbf{i}$  e  $\mathbf{j}$  representam respectivamente os vetores unitários da posição  $X$  e  $Y$  (referencial do veículo). A velocidade longitudinal  $V_X$  e lateral  $V_Y$  representam a velocidade do ponto de centro

de massa nas direções do referencial do veículo  $(X,Y)$ . Diferenciando a equação anterior 3.5, é possível obter o vetor aceleração deste mesmo ponto, como apresentado na expressão 3.6 [39].

$$\ddot{\mathbf{R}} = \dot{V}_X \cdot \mathbf{i} + V_X \cdot \dot{\mathbf{i}} + \dot{V}_Y \cdot \mathbf{j} + V_Y \cdot \dot{\mathbf{j}} \quad (3.6)$$

O eixo de coordenadas  $(X,Y)$ , fixo no centro de massa do veículo, apresenta uma velocidade angular  $\dot{\psi}$  em torno do eixo vertical que passa no ponto de centro de massa  $P$  (eixo  $Z$ ), esta velocidade é usualmente designada *yaw rate* [39]. A variação dos vetores  $\mathbf{i}$  e  $\mathbf{j}$  podem ser expressos

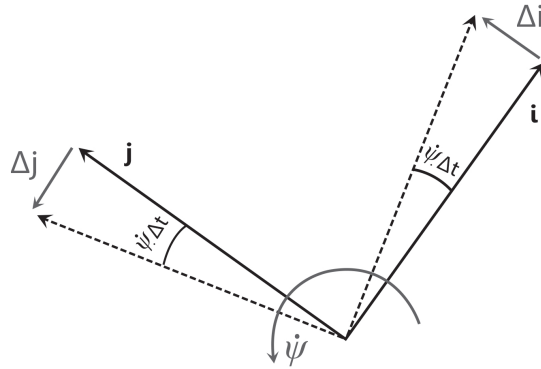


Figura 3.4: Derivada dos vetores unitários (adaptado de [39])

como 3.7 demonstrando a influência da velocidade angular do veículo apresentada na figura 3.4 [39].

$$\Delta i = \dot{\psi} \Delta t \mathbf{j}, \quad \Delta j = -\dot{\psi} \Delta t \mathbf{i} \quad (3.7)$$

logo,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}} &= \lim_{\delta t \rightarrow 0} \frac{\delta \mathbf{i}}{\delta t} = \dot{\psi} \cdot \mathbf{j} \\ \dot{\mathbf{j}} &= \lim_{\delta t \rightarrow 0} \frac{\delta \mathbf{j}}{\delta t} = -\dot{\psi} \cdot \mathbf{i} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Através desta análise obtemos o vetor de aceleração  $\ddot{\mathbf{R}}$  [39]:

$$\ddot{\mathbf{R}} = (\dot{V}_X - V_Y \cdot \dot{\psi}) \mathbf{i} + (\dot{V}_Y + V_X \cdot \dot{\psi}) \mathbf{j} \quad (3.9)$$

A exposição realizada permite obter as duas componentes de aceleração expressas no referencial inercial como apresentado em 3.10

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_X - V_Y \cdot \dot{\psi} \\ \dot{V}_Y + V_X \cdot \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Uma vez descrita a aceleração planar do veículo no referencial do centro de massa do veículo, é

possível realizar uma análise das forças que atuam no sistema recorrendo à segunda lei de Newton expressa por 3.11.

$$F = m.a \quad (3.11)$$

Recorrendo à lei anterior e à aceleração planar descrita por 3.7 é possível obter:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_X - V_Y \cdot \dot{\psi} \\ \dot{V}_Y + V_X \cdot \dot{\psi} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} F_X \\ F_Y \\ F_Z \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Ao tratar este problema como um corpo rígido, desprezamos a dinâmica vertical do veículo, negligenciando as forças verticais, assumindo uma aceleração nula no eixo Z. Por esse motivo apenas contemplamos as forças nos eixos X e Y apresentadas em 3.12 [39].

### 3.1.2 Movimento de Rotação

Na secção anterior exploramos o movimento de translação do veículo. Nesta secção é realizado o estudo do movimento de rotação, que se encontra associado à dinâmica do veículo, recorrendo para isso às equações de euler que definem o momento em cada um dos eixos. Tal como no movimento de translação também no momento de rotação é considerado um corpo rígido, cujo o movimento é descrito pela seguinte equação [38]:

$$\begin{aligned} M &= \frac{d}{dt} \cdot L \\ &= \dot{L} + \omega \cdot L \\ &= I \cdot \dot{\omega} + \omega \cdot I \cdot \omega \end{aligned} \quad (3.13)$$

Na equação 3.14  $\omega$  apresenta a velocidade angular e L define o momento angular expresso por 3.14:

$$L = I \cdot \omega \quad (3.14)$$

O momento de inércia, I, do corpo rígido vai ser considerado como [38]:

$$I = \begin{bmatrix} I_{XX} & I_{XY} & I_{XZ} \\ I_{YX} & I_{YY} & I_{YZ} \\ I_{ZX} & I_{ZY} & I_{ZZ} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Os elementos da matriz apresentada na equação 3.15 são definidos como funções da distribuição de massa do corpo, como apresentado em 3.16 [38]:

$$I_{ij} = \int_B (r_1^2 \cdot \delta_{mn} - x_{im} \cdot x_{jn}) dm, \quad i, j = 1, 2, 3 \quad (3.16)$$

Em que  $\delta_{ij}$  é denominado como *Kronecker's delta*, definido por [38]:

$$\delta_{mn} = \begin{cases} 1 & \text{if } m = n \\ 0 & \text{if } m \neq n \end{cases} \quad (3.17)$$

É possível expandir a equação de Euler apresentada em 3.14 para os três eixos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} M_X &= I_{XX}\dot{\omega}_X + I_{XY}\dot{\omega}_Y + I_{XZ}\dot{\omega}_Z - (I_{YY} - I_{ZZ})\omega_Y\omega_Z - I_{YZ}(\omega_Z^2 - \omega_Y^2) - \omega_X(\omega_Z I_{XY} - \omega_Y I_{XZ}) \\ M_Y &= I_{YX}\dot{\omega}_X + I_{YY}\dot{\omega}_Y + I_{YZ}\dot{\omega}_Z - (I_{ZZ} - I_{XX})\omega_Z\omega_X - I_{XZ}(\omega_X^2 - \omega_Z^2) - \omega_Y(\omega_X I_{YZ} - \omega_Z I_{XY}) \\ M_Z &= I_{ZX}\dot{\omega}_X + I_{ZY}\dot{\omega}_Y + I_{ZZ}\dot{\omega}_Z - (I_{XX} - I_{YY})\omega_X\omega_Y - I_{XY}(\omega_Y^2 - \omega_X^2) - \omega_Z(\omega_Y I_{XZ} - \omega_X I_{YZ}) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Ao considerar o caso particular do sistema de coordenadas cartesiano usualmente designado como referencial principal, os parâmetros  $I_{ij}$  para valores de  $i \neq j$  tomam um valor nulo e como tal as equações apresentadas em 3.18 podem ser simplificadas como apresentado em 3.19 [38].

$$\begin{aligned} M_X &= I_X\ddot{\phi} + (I_Z - I_Y)\dot{\chi}\dot{\psi} \\ M_Y &= I_Y\ddot{\chi} + (I_X - I_Z)\dot{\psi}\dot{\phi} \\ M_Z &= I_Z\ddot{\psi} + (I_Y - I_X)\dot{\phi}\dot{\chi} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Onde  $M_X$ ,  $M_Y$  e  $M_Z$  são respetivamente os momentos em volta dos eixo longitudinal, lateral e vertical. As variáveis  $I_X$ ,  $I_Y$  e  $I_Z$  apresentam o momento de inercia do veículo nos respetivos eixos. De referir ainda que as variáveis  $\phi$ ,  $\chi$  e  $\psi$  expressão a velocidade rotacional em torno de  $X$ ,  $Y$  e  $Z$  respetivamente como apresentado anteriormente na figura 3.1.

No desenvolvimento particular apresentado no presente trabalho, não é descrito o movimento de rolamento introduzido pela dinâmica do sistema de suspensão. Tal como no capítulo anterior a influência da suspensão e o efeito da deslocação de massa do veículo é negligenciada, permitindo eliminar o momento gerado nos eixos  $X$  e  $Y$ . Através destas simplificações obtemos uma dinâmica rotacional apenas no eixo vertical apresentada simplesmente por 3.20 [38].

$$M_Z = I_Z\ddot{\psi} \quad (3.20)$$

## 3.2 Modelo do Movimento Planar

Nesta secção do documento será explorada a dinâmica do veículo e as equações fundamentais definidas anteriormente de forma a definir um modelo completo em regime permanente para o qual será dimensionado o seu controlo. O modelo segue as considerações de movimento de translação e de rotação expostas e o estudo realizado será direcionado exclusivamente para o movimento planar do veículo. Estes mesmos modelos serão usados como base no desenvolvimento

do modelo apresentado em 3.4. As equações do movimento do veículo seguem o modelo reduzido apresentado por Nielsen, que apresenta duas vertentes deste modelo: o modelo **Two-track não-linear** e o modelo **Single-Track linear** [40]. O modelo apresentado realiza um estudo do sistema considerando as três variáveis de estado que definem o comportamento planar do veículo:

- $V_{CoG}$  Velocidade Linear do veículo;
- $\beta$  o Ângulo de Deslizamento;
- $\dot{\psi}$  o *Yaw Rate*;

### 3.2.1 Modelo não linear Two-Track

O primeiro modelo apresentado é o modelo não linear *Two-Track* definido por Nielsen [40]. O comportamento matemático do veículo é realizado ignorando o movimento vertical introduzido pelo sistema de suspensão e negligenciando o movimento de *roll* e *pitch* que resultam também da transferência de massas possibilitado pelo sistema de suspensão. O veículo é por isso apresentado na como um corpo rígido cujo o movimento apenas se realiza nos eixos lateral e longitudinal.

#### 3.2.1.1 Equações Fundamentais

No início deste capítulo foi realizada uma análise completa do movimento de translação e rotação do veículo, abordando os fenômenos físicos associados a estes movimentos do veículo e explicitando-os matematicamente recorrendo à segunda lei de Newton e à equação de Euler.

Recorrendo à expressão obtida anteriormente em 3.12 é possível definir a seguinte expressão onde o movimento de translação vertical é ignorado:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_X - V_Y \cdot \dot{\psi} \\ \dot{V}_Y + V_X \cdot \dot{\psi} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} F_X \\ F_Y \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Por forma a completar a análise da equação de movimento apresentada em 3.21, é necessário definir de forma completa as forças que atuam nos dois eixos  $X$  e  $Y$  do referencial do centro de massa do veículo.

A partir da figura 3.5 é possível identificar claramente as forças que atuam nas rodas dianteiras e traseiras. As forças que atuam no veículo podem ser expressas no referencial de centro de massa do veículo recorrendo à transformação apresentada em 3.2 obtendo o seguinte conjunto de forças [40, 39]:

$$\begin{aligned} F_{XFL} &= F_{LFL} \cos(\delta) - F_{SFL} \sin(\delta) - F_R \cos(\delta), \\ F_{YFL} &= F_{SFL} \cos(\delta) - F_{LFL} \sin(\delta) - F_R \sin(\delta), \\ F_{XFR} &= F_{LFR} \cos(\delta) - F_{SFR} \sin(\delta) - F_R \cos(\delta), \\ F_{YFR} &= F_{SFR} \cos(\delta) - F_{LFR} \sin(\delta) - F_R \sin(\delta), \\ F_{XRL} &= F_{LRL}, F_{YRL} = F_{SRL}, \\ F_{XRR} &= F_{LRR}, F_{YRR} = F_{SRR}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

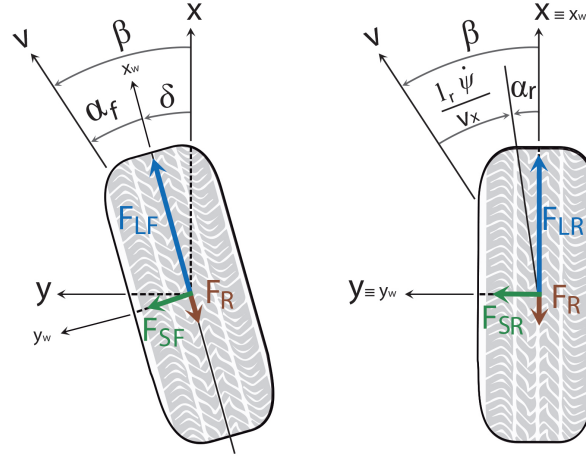


Figura 3.5: Forças que atuam nos pneus (adaptado de [38])

As forças que atuam no sistema do pneu identificadas em 3.22 são as forças longitudinal ( $F_{Lij}$ ) de aceleração/travagem do veículo, a força lateral ( $F_{Sij}$ ) que é gerada pela interação entre o pavimento e o pneu e uma força resistiva ( $F_R$ ) que é gerada pela fricção entre pneu e pavimento [39].

Além das forças que atuam em cada roda é importante definir ainda as forças resistivas existentes do sistema que não proveem da interação da roda com a estrada, nomeadamente a componente resistiva da força gravítica ( $F_{GX}, F_{GY}$ ) e a força resistiva gerada pela interação entre o vento e o *chassi* do veículo ( $F_{WindX}, F_{WindY}$ ), esse estudo encontra-se definido por *Nielsen* em [40].

Assim é agora possível definir as forças que atuam em cada eixo  $X$  e  $Y$  no sistema de eixos do veículo ( $CoG$ ) como apresentado em 3.23.

$$\begin{aligned} F_X &= F_{XFL} + F_{XFR} + F_{XRL} + F_{XRR} - F_{windX} - F_{RX} - F_{GX} \\ F_Y &= F_{YFL} + F_{YFR} + F_{YRL} + F_{YRR} - F_{GY} - F_{WindY} \end{aligned} \quad (3.23)$$

O sistema de equações obtido pode ainda ser expresso no sistema de coordenadas do centro de massa do veículo como apresentado em 3.24. Este mesmo sistema pode ser descrito no sistema de eixos inercial recorrendo à matriz de rotação  $T^{-1}(\psi)$ .

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} F_{XFL} + F_{XFR} + F_{XRL} + F_{XRR} - F_{windX} - F_{GX} - F_{RX} \\ F_{YFL} + F_{YFR} + F_{YRL} + F_{YRR} - F_{windY} - F_{GY} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Uma vez definido por completo o movimento de translação, resta definir ainda o movimento rotacional do veículo, cuja dinâmica foi explorada anteriormente sendo definida por:

$$M_{Zeff} = I_Z \cdot \ddot{\psi} \quad (3.25)$$

O momento de inercia  $I_Z$  expressa basicamente a dificuldade em alterar o estado de movimento

de rotação de um corpo, neste caso do veículo, e pode ser expresso como apresentado em 3.16, no entanto, é usual recorrer à simplificação apresentada em 3.26.

$$I_Z = \sum_{i=1}^n m_i \cdot r_i^2 \quad (3.26)$$

Deste modo o cálculo é realizado contabilizando  $n$  partículas com uma massa  $m_i$  a uma distância  $r_i$  do eixo de rotação.

O momento externo efetivo  $M_{Zeff}$  atua no centro de massa do veículo e é caracterizado por:

$$M_{Zeff} = (F_{YFL} + F_{YFR}) \cdot l_f - (F_{YRL} + F_{YRR}) \cdot l_r + (F_{XFR} - F_{XFL} + F_{XRR} - F_{XRL}) \frac{l_s}{2} \quad (3.27)$$

Da equação 3.27 é possível ainda identificar o momento externo gerado pela diferença das forças longitudinais, expresso na equação 3.28 [39].

$$M_Z = (F_{XFR} - F_{XFL} + F_{XRR} - F_{XRL}) \frac{l_s}{2} \quad (3.28)$$

Por fim obtemos a expressão completa que define o movimento de rotação segundo o eixo vertical realizado pelo veículo definido por 3.29 [40].

$$\ddot{\psi} = \frac{1}{I_Z} \cdot (F_{YFL} + F_{YFR}) l_f - (F_{YRL} + F_{YRR}) l_r + M_Z \quad (3.29)$$

### 3.2.1.2 Equações de Espaço de Estado

As componentes de velocidade  $\dot{X}$  e  $\dot{Y}$  (do referencial do veículo) podem ser expressão em função da velocidade de centro de massa do veículo como apresentado em 3.30.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= V_{CoG} \cdot \cos(\beta), & \dot{Y} &= V_{CoG} \cdot \sin(\beta) \\ \ddot{X} &= -V_{CoG} \cdot \sin(\beta) \cdot \dot{\beta} + \dot{V}_{CoG} \cdot \cos(\beta), & \ddot{Y} &= -V_{CoG} \cdot \cos(\beta) \cdot \dot{\beta} + \dot{V}_{CoG} \cdot \sin(\beta) \end{aligned} \quad (3.30)$$

A aceleração do centro de massa do veículo é obtido através da expressão 3.10 tendo em conta as considerações apresentadas em 3.30. Da conjugação das equações é possível obter a aceleração no referencial do centro de massa, na forma matricial, do veículo como:

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \end{bmatrix} = V_{CoG} (\dot{\beta} + \ddot{\psi}) \begin{bmatrix} -\sin(\beta) \\ \cos(\beta) \end{bmatrix} + \dot{V}_{CoG} \begin{bmatrix} \cos(\beta) \\ \sin(\beta) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Este resultado pode ser facilmente transponível através da matriz rotação  $T^{-1}(\psi)$  para o referencial inercial obtendo o resultado apresentado em 3.32.

$$\begin{bmatrix} \ddot{X}_{IN} \\ \ddot{Y}_{IN} \end{bmatrix} = V_{CoG} (\dot{\beta} + \ddot{\psi}) \begin{bmatrix} -\sin(\beta + \psi) \\ \cos(\beta + \psi) \end{bmatrix} + \dot{V}_{CoG} \begin{bmatrix} \cos(\beta + \psi) \\ \sin(\beta + \psi) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Conjugando o resultado obtido na equação 3.31 com a relação apresentada anteriormente em 3.21 é possível inferir a seguinte expressão:

$$V_{CoG}(\dot{\beta} + \dot{\psi}) \begin{bmatrix} -\sin(\beta) \\ \cos(\beta) \end{bmatrix} + \dot{V}_{CoG} \begin{bmatrix} \cos(\beta) \\ \sin(\beta) \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} F_X \\ F_Y \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Desenvolvendo o sistema de equações em ordem a  $\dot{V}_{CoG}$  e  $\dot{\beta}$ , eliminando a interdependência entre  $\dot{V}_{CoG}$  e  $\dot{\beta}$  e incluindo a equação da dinâmica de rotação do veículo 3.29 resulta [40]:

$$\begin{cases} \dot{V}_{CoG} = \frac{1}{m}(F_X \cos(\beta) + F_Y \sin(\beta)) \\ \dot{\beta} = \frac{1}{m \cdot V_{CoG}}(F_Y \cdot \cos(\beta) - F_X \sin(\beta)) - \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{I_Z} \cdot (F_{YFL} + F_{YFR})l_f - (F_{YRL} + F_{YRR})l_r + M_Z \end{cases} \quad (3.34)$$

O sistema de equações 3.34 apresentado representa o modelo reduzido *Two-track*.

### 3.2.2 Modelo linear single-Track

Até este ponto foi abordado o modelo reduzido *two-track* onde foram deduzidas as equações de movimento de um veículo terrestre de quatro rodas usual. Neste modelo são impostas algumas restrições que permitem simplificar ainda mais o problema sem nunca perder a perspectiva da realidade do sistema.

No modelo reduzido "*Two Track*" a velocidade do centro de massa do veículo foi decomposta nas suas componentes X e Y como apresentado na equação 3.30. No entanto, se considerarmos que o fenómeno de *side slip* é pouco incisivo e por consequência o seu ângulo é baixo é possível realizar a seguinte simplificação [40]:

$$\begin{aligned} \cos(\beta) &\approx 1, \\ \sin(\beta) &\approx \beta \approx 0 \end{aligned} \quad (3.35)$$

Esta simplificação permite descrever as componentes da velocidade do centro de massa de forma mais simples, neste modelo admitimos também uma velocidade constante eliminando assim a componente derivativa de  $V_{CoG}$  da aceleração uma vez que a dinâmica da velocidade é nula, obtendo o resultado apresentado em 3.31 [39].

$$\begin{aligned} \dot{X} &= V_{CoG}, & \dot{Y} &= V_{CoG} \cdot \beta \\ \ddot{X} &= -V_{CoG} \cdot \dot{\beta}, & \ddot{Y} &= -V_{CoG} \cdot \dot{\beta} \end{aligned} \quad (3.36)$$

#### 3.2.2.1 Equações Fundamentais

Para a análise deste modelo vamos recorrer ao mesmo conjunto de equações definido no início deste capítulo. Mais uma vez recorreremos à segunda lei de Newton à semelhança do que foi anali-

sado em 3.21. Para tal é necessário analisar as forças que são contabilizadas para este modelo em particular.

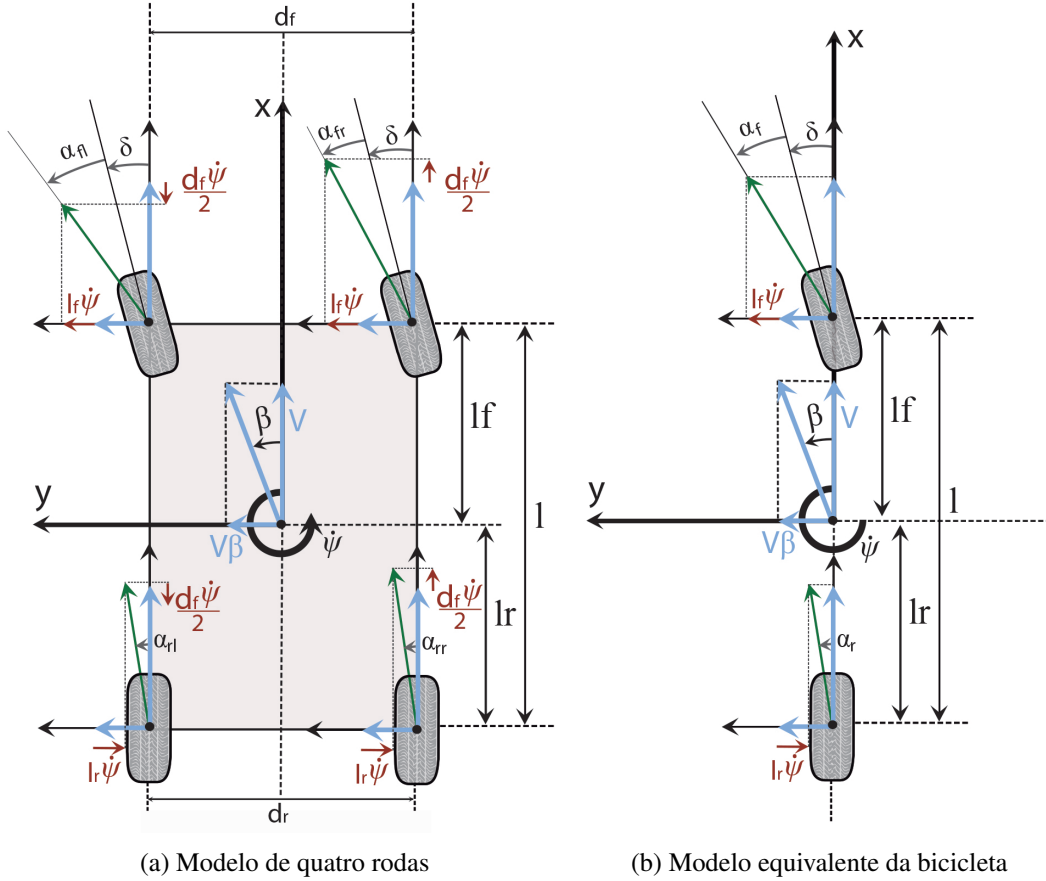


Figura 3.6: Modelos do veículo(adaptado de [39])

Da figura 3.6a é possível verificar que cada uma das rodas está sujeita a um ângulo de deslizamento (*side-slip*) que pode ser definido por 3.37 [39]:

$$\begin{aligned}
 \alpha_{FR} &\approx \frac{V\beta + l_f\dot{\psi}}{V - d_f\dot{\psi}/2} - \delta \approx \beta + \frac{l_f\dot{\psi}}{V} - \delta \\
 \alpha_{FL} &\approx \frac{V\beta + l_f\dot{\psi}}{V - d_f\dot{\psi}/2} - \delta \approx \beta + \frac{l_f\dot{\psi}}{V} - \delta \\
 \alpha_{RR} &\approx \frac{V\beta + l_r\dot{\psi}}{V - d_r\dot{\psi}/2} - \delta \approx \beta + \frac{l_r\dot{\psi}}{V} - \delta \\
 \alpha_{RL} &\approx \frac{V\beta + l_r\dot{\psi}}{V - d_r\dot{\psi}/2} - \delta \approx \beta + \frac{l_r\dot{\psi}}{V} - \delta
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

As variações das rodas dianteiras e traseiras são respetivamente  $d_f$  e  $d_r$  e podem ser negligenciadas uma vez que  $|d_r \dot{\psi}/2V| \ll 1$ . Nesta situação podemos considerar que ambos os pneus

dianteiros e traseiros apresentam o mesmo ângulo de deslizamento [39]:

$$\begin{aligned}\alpha_F &= \alpha_{FR} = \alpha_{FL} = \beta + l_f \dot{\psi}/V - \delta \\ \alpha_R &= \alpha_{RR} = \alpha_{RL} = \beta - l_f \dot{\psi}/V\end{aligned}\quad (3.38)$$

Ao incluir a simplificação exposta em 3.38 os pneus traseiros e dianteiros tornam-se explicitamente iguais e como tal podem ser modelados como se de um único pneu se tratasse, transformando a análise, de um veículo de quatro rodas, para um veículo de duas rodas, como apresentado na figura 3.6b, o modelo equivalente da bicicleta.

Geralmente não existe diferença nas características dos dois pneus (esquerdo e direito) e como tal as forças laterais da roda dianteira ( $F_{SF}$ ) e traseira ( $F_{SR}$ ) podem ser simplificadas como 3.39 [39]:

$$\begin{aligned}2F_{SF} &= F_{SFR} + F_{SFL}, \\ 2F_{SR} &= F_{SRR} + F_{SRL}\end{aligned}\quad (3.39)$$

O facto de este modelo estar limitado a ângulos de  $\delta$  (*steering*) relativamente baixos permite simplificar ainda mais o problema, possibilitando a definição das forças atuantes no sistema como apresentado em 3.40, que advêm da aplicação das restrições referidas no estudo das forças que atuam no pneu realizado anteriormente em 3.22.

$$\begin{aligned}F_{XFL} &= F_{LFL}, & F_{YFL} &= F_{SFL}, \\ F_{XFR} &= F_{LFR}, & F_{YFR} &= F_{SFR}, \\ F_{XRL} &= F_{LRL}, & F_{YRL} &= F_{SRL}, \\ F_{XRR} &= F_{LRR}, & F_{YRR} &= F_{SRR}.\end{aligned}\quad (3.40)$$

Além das simplificações apontadas pelas equações 3.40, é negligenciada a influência das forças resistivas neste modelo obtendo a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} F_{XFL} + F_{XFR} + F_{XRL} + F_{XRR} \\ 2F_{SF} + 2F_{SR} \end{bmatrix}\quad (3.41)$$

Uma vez mais resta expor a análise da dinâmica rotacional do veículo. Este estudo é realizado recorrendo à equação base obtida em 3.20. Neste modelo mais simplista não é considerado o momento gerado pelas forças externas, obtendo deste modo a seguinte dinâmica rotacional:

$$\ddot{\psi} = \frac{1}{I_Z} \cdot (F_{YFL} + F_{YFR})l_f - (F_{YRL} + F_{YRR})l_r\quad (3.42)$$

### 3.2.2.2 Equações de espaço de estado

A partir da equação 3.36 podemos definir a aceleração inercial do veículo nas suas duas componentes como:

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \end{bmatrix} = V_{CoG} \begin{bmatrix} (-\dot{\beta} + \dot{\psi}) \cdot \beta \\ \dot{\beta} + \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

A matriz exposta 3.43 demonstra que para valores de  $\beta$  pequenos a aceleração do centro de massa do veículo é dada apenas pela sua componente segundo  $Y$ .

$$\dot{V}_{CoG} = V_{CoG}(\dot{\beta} + \dot{\psi}) \quad (3.44)$$

É também possível concluir que a velocidade do centro de massa é definida apenas pela componente longitudinal uma vez que a componente lateral da velocidade é muito inferior à componente longitudinal ( $V_X \gg V_Y$ ) [39, 40]. Conjugando o resultado obtido em 3.34 como a simplificação apresentada em 3.35 e a expressão 3.44 é possível obter o sistemas de equações 3.45.

$$\begin{cases} \dot{\beta} = \frac{1}{mV_{CoG}}(F_{YFL} + F_{YFR} + F_{YRL} + F_{YRR}) - \dot{\psi} \\ \dot{\psi} = \frac{1}{I_Z}((F_{YFL} + F_{YFR})l_f - (F_{YRL} + F_{YRR})l_r) \\ \dot{V}_{CoG} = V_{CoG}(\dot{\beta} + \dot{\psi}) \end{cases} \quad (3.45)$$

Uma vez que o modelo da bicicleta linear (*single track*) apresenta as forças conjugadas numa só roda como apresentado em 3.39 o resultado anterior pode ser ainda mais simplificado assumindo a forma apresentada na equação 3.46 [40].

$$\begin{cases} \dot{\beta} = \frac{1}{mV_{CoG}}(2 \cdot F_{SF} + 2 \cdot F_{SR}) - \dot{\psi} \\ \dot{\psi} = \frac{1}{I_Z}((2 \cdot F_{SF})l_f - (2 \cdot F_{SR})l_r) \\ \dot{V}_{CoG} = V_{CoG}(\dot{\beta} + \dot{\psi}) \end{cases} \quad (3.46)$$

## 3.3 Modelação do Pneu

A interface entre o veículo e o pavimento é realizado pelas rodas do veículo que além de suportarem toda a carga do veículo estão sujeitas a as forças de tração e travagem.

No estudo da dinâmica de veículos é indispensável a identificação das forças que atuam neste elemento e a sua interação com o pavimento. São por isso apresentados os elementos essenciais que atuam na roda explorando a sua relevância. A grande complexidade do modelo das forças associadas ao sistema pneu/estrada traduz-se numa não linearidade que depende, além de alguns fatores construtivos inerentes ao pneu, de algumas variáveis [41]:

- $s$  - Deslizamento longitudinal do pneu

- $\alpha$  - ângulo de deslizamento (*side slip*)
- $\gamma$  - ângulo de *chamber*
- $\mu$  - Coeficiente de fricção pneu/estrada
- $F_z$  - Força vertical

Por forma a caracterizar as forças resultantes da interação pneu/pavimento é essencial compreender o significado físico destas variáveis bem como a sua influência no modelo do pneu.

### 3.3.1 Conceitos Fundamentais

Nesta subsecção introdutória são abordados alguns fenómenos físicos e conceitos importantes para compreensão do modelo matemático do pneu apresentado posteriormente. Os conceitos incidem sobre os fenómenos de interação entre o pneu e o pavimento procurando enriquecer o modelo do veículo através desta análise.

#### 3.3.1.1 Side Slip e força Lateral

O pneu é o sistema que faz interface com a estrada, caso o mesmo estiver sujeito a uma componente de velocidade perpendicular ao seu plano rotacional, será gerada uma força perpendicular à direção do movimento do veículo. Quando nos deparamos com esta situação, é visível uma componente de velocidade transversal à velocidade longitudinal do veículo, por outras palavras surge uma componente de deslizamento lateral a que se dá o nome de **side slip** [39].

O ângulo de deslizamento ou *side slip* ( $\beta$ ) é o resultado do ângulo realizado entre o eixo da velocidade do veículo e o eixo da direção das rodas como é possível verificar na figura 3.7.

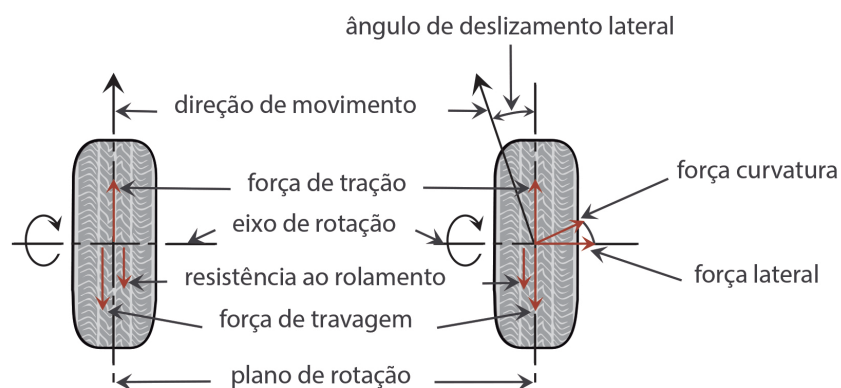


Figura 3.7: Fenómenos e forças associadas ao Pneu (adaptado de [39])

Na figura 3.7 é possível identificar a situação onde não existe qualquer ângulo de deslizamento e a situação que explicita o aparecimento de um ângulo de deslizamento e a força lateral associada ao mesmo.

A atuação da **força de tração** permite o movimento da roda no sentido desejado e a **força de travagem** é aplicada quando é desejada uma força resistiva no sentido contrário ao movimento.

Ainda associado ao pneu existe a **força resistiva de rolamento** que explicita a força que derivada do atrito existente entre a roda e o pavimento [39].

No caso da existência de um ângulo de deslizamento como apresentado em 3.7 é gerado uma força perpendicular ao movimento que é apresentada como força de curvatura (*cornering*), no entanto, é usual explorar esta força como se da força lateral se tratasse quando o ângulo de deslizamento apresentado é baixo [39]. O comportamento da força lateral é influenciado por várias características como [39]:

- ângulo de Deslizamento
- Força vertical suportada
- *Cornering stiffness*
- Estado do piso
- Pressão do pneu
- Força de tração/travagem

### 3.3.1.2 Deformação do pneu

A ação das forças aplicadas na roda são sentidas na superfície de contacto da mesma com a estrada. Esta superfície de contacto é deformada com a introdução de uma força lateral.

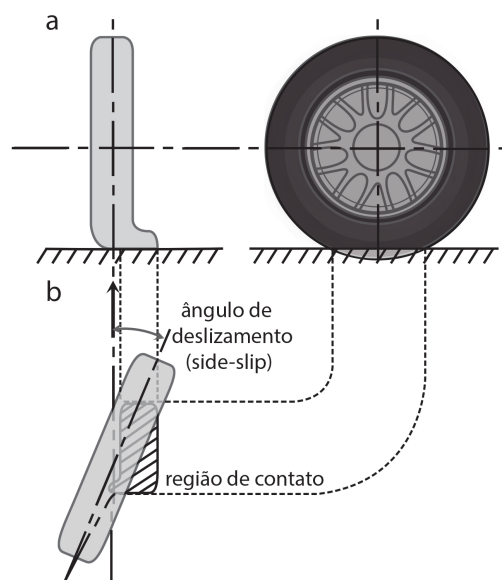


Figura 3.8: Deformação do pneu (a)visão frontal (b)visão de topo(adaptado de [39])

A figura 3.8 demonstra a deformação expectável num pneu. A figura a) apresenta uma visão frontal e lateral do pneu e a figura b) demonstra a deformação gerada. A deformação lateral dos pneus cria uma força lateral na superfície de contacto que é distribuída em função dessa mesma deformação [39].

Ao analisar a deformação chegamos à conclusão que a força lateral resultante pode não estar alinhada com o centro da superfície de contacto, deste modo esta força cria um momento à volta do centro da superfície de contacto do pneu. A este momento é designado como *self aligning torque* e atua de no sentido de reduzir o ângulo de deslizamento ( $\beta$ ) [39].

### 3.3.1.3 Circunferência de Fricção

O pneu suporta uma força vertical resultante do peso do veículo e uma força longitudinal na superfície de contacto que acelera e desacelera o veículo. Estas forças afetam a força lateral resultante. A circunferência apresentada na figura 3.11 demonstra a relação desejada entre a força de tração ( $F_X$ ) que atua no pneu e a força lateral ( $F_Y$ ) gerada. Desta forma a força lateral e de tração devem satisfazer a seguinte condição [39]:

$$\sqrt{F_X^2 + F_Y^2} \leq \mu F_Z \quad (3.47)$$

A condição apresentada em 3.47 restringe a força resultante dentro da circunferência  $\mu F_Z$ , a que se designa circunferência de fricção.

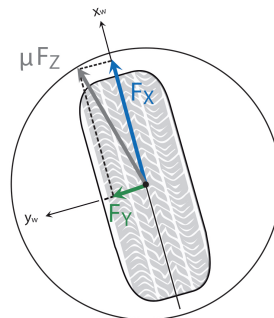


Figura 3.9: Circunferência de Fricção (adaptado de [39])

### 3.3.2 Modelação de Forças

Os conceitos definidos anteriormente possibilitaram a exposição de alguns fenómenos físicos que são originados no sistema pneu/pavimento clarificando o comportamento do mesmo. De seguida será realizado um esforço no sentido de obter o modelo matemático deste sistema de forma a possibilitar a definição da força lateral exercida no pneu, bem como o binário de alinhamento (*self aligning torque*) expectável em função das características do pneu.

O modelo associado à roda é bastante complexo e pode ser classificado em duas vertentes. A sua classificação pode ser realizada quanto à forma que o problema é abordado sendo classificado como **empírico** caso a sua abordagem seja baseada em modelos experimentais, ou **teórico** se usa

modelos baseados no estudo teórico. Existe ainda a distinção entre modelos dinâmicos e modelos em regime permanente (*steady state*).

### 3.3.2.1 Modelo de Fiala

O modelo proposto por *Fiala* é conhecido como o modelo de *Beam* e aborda o comportamento da força lateral em função do ângulo de deslizamento. Este é um modelo aceite para explicar as características de *cornering* do pneu [39]. Neste modelo são impostas as seguintes limitações:

- Não existe dependência do ângulo de *camber*;
- A superfície de contacto tem forma rectangular
- A distribuição de forças na superfície de contacto é uniforme
- O binário que deriva da inercia da carcaça do pneu é negligenciada
- Este modelo está limitado a situações de *steady state*.

No presente modelo, a deformação do pneu é modelada como uma barra (*beam*) com comprimento infinito em cima de um suporte constituído por molas. A deformação dessa barra é considerada como a força lateral,  $F_S$ , que atua no pneu [39].

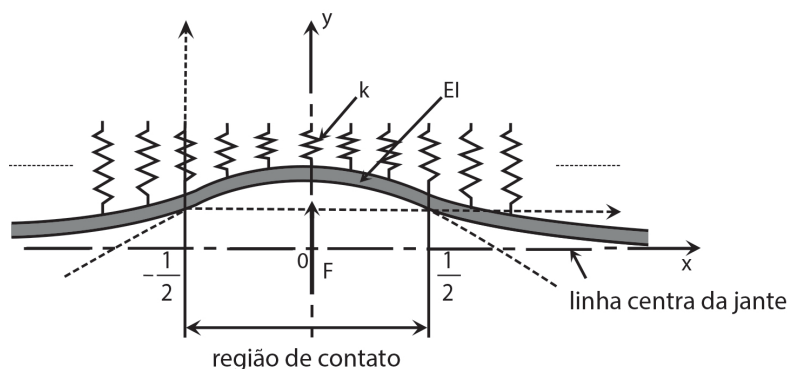


Figura 3.10: modelo da barra(adaptado de [39])

O deslocamento da região de contacto,  $y$ , pode ser representado da seguinte forma [39]:

$$y = \frac{\gamma^3 l^2 F_S}{2k} e^{-\alpha x} \left(1 - \frac{x}{l}\right) \quad (3.48)$$

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{k}{EI}\right)^{\frac{1}{4}} \quad (3.49)$$

Este modelo define ainda o deslocamento da base de borracha em relação ao centro do pneu como 3.50 [39]. Em que  $\alpha$  define o ângulo realizado pelos pneus apresentado em 3.6.

$$y_1 = \tan \alpha x \quad (3.50)$$

A força obtida por unidade de comprimento na direção lateral,  $f_1$ , atua sobre cada ponto da superfície de contacto na direção longitudinal e é dada por [39]:

$$f_1 = K_0 \left[ \tan \alpha x - \frac{\gamma^3 l^2 F}{2k} e^{-ax} \frac{x}{l} \left( 1 - \frac{x}{l} \right) \right] \quad (3.51)$$

A força que produz deformação,  $f_2$ , é a força de fricção entre a camada de borracha e o pavimento, onde  $F_Z$  apresenta a força vertical suportada pelo pneu,  $b$  é a largura da superfície de contacto e  $p$  é a função de distribuição da pressão na superfície apresentada como [39]:

$$p = a \frac{3F_Z x}{2bl} \left( 1 - \frac{x}{l} \right) \quad (3.52)$$

A força  $f_2$  é então obtida como expressa em 3.53:

$$f_2 = 4\mu p_m \frac{3W x}{2l} \left( 1 - \frac{x}{l} \right) \quad (3.53)$$

Onde  $\mu$  é o coeficiente de atrito entre a superfície de borracha e o pavimento. A força lateral atua ao longo da direção longitudinal em cada ponto da superfície de contacto. Assim é possível definir a força lateral como o total das forças que atuam na superfície de contacto [39].

$$F_S = \int_0^{l_1} f_1(x) dx. + \int_{l_1}^l f_2(x) dx. \quad (3.54)$$

Em que  $l_1$  é o valor de  $x$  onde  $f_1 = f_2$ . Ao desenvolver o resultado da expressão 3.54 a força  $F_S$  é apresentada nos dois lados da equação e como tal *Fiala* apresenta a seguinte simplificação [39]:

$$F_S = \frac{K_1 l^2}{2} \tan \alpha - \frac{1}{8} \frac{K_1^2 l^3}{m b} \tan^2 \alpha + \frac{1}{96} \frac{K_1^3 l^4}{\mu^2 p_m^2 b^2} \tan^3 \alpha \quad (3.55)$$

$$K_1 = \frac{K_0}{1 + \frac{\gamma^3 \alpha}{12k}} K_0 \quad (3.56)$$

A equação 3.55 apresenta a relação entre o ângulo de deslizamento e a força lateral. Uma vez que a força lateral que atua na superfície de contacto não é simétrica no centro da superfície é gerado um momento à volta no eixo vertical que passa pelo centro da superfície de contacto a que designamos *self aligning torque*.

$$M = \int_0^{l_1} \left( x - \frac{l}{2} \right) f_1(x) dx. + \int_{l_1}^l \left( x - \frac{l}{2} \right) f_2(x) dx. \quad (3.57)$$

Novamente foi realizada uma simplificação que resulta na seguinte expressão para o binário de alinhamento [39]:

$$M = \frac{K_1 l^3}{12} \tan \alpha - \frac{1}{16} \frac{K_1^2 l^4}{m b} \tan^2 \alpha + \frac{1}{64} \frac{K_1^3 l^5}{\mu^2 p_m^2 b^2} \tan^3 \alpha - \frac{1}{768} \frac{K_1^4 l^6}{\mu^3 p_m^3 b^3} \tan^4 \alpha \quad (3.58)$$

A equação 3.58 representa a relação entre o ângulo de deslizamento e o binário de alinhamento. Quando o ângulo  $\alpha$  é baixo, a força lateral encontra-se numa zona linear, cujo o seu declive é designado por *cornering stiffness* e é obtida por [39]:

$$C = \left( \frac{dF}{d\alpha} \right)_{\alpha=0} = \frac{K_1 l^2}{2} \quad (3.59)$$

Ao explorar a característica da força lateral e do *self aligning torque* é possível verificar uma zona linear para valores de  $\alpha$  baixos, ou seja, quando o *side slip* do veículo é pequeno. Este pressuposto permite realizar a seguinte aproximação  $\tan \alpha \approx \alpha$ , de onde resulta uma característica linear tanto para a força lateral como para o binário de alinhamento representada por:

$$\begin{aligned} F_S &\approx \frac{K_1 l^2}{2} = C\alpha \\ M &\approx \frac{K_1 l^3}{12} = \xi_n C\alpha \end{aligned} \quad (3.60)$$

Segundo *Nielsen* a equação 3.60 é válida para valores de ângulo de *side slip* inferiores a 0.4g [40]. Para valores mais elevados a força lateral e binário de alinhamento deixam de apresentar um comportamento linear.

### 3.3.2.2 Modelo de Pacejka

O modelo apresentado pelo autor *Pacejka* é baseado em métodos empíricos e pretende desenvolver um modelo matemático em função das propriedades de pneus e informação experimental [42]. As funções matemáticas desenvolvidas anteriormente não satisfaziam por completo a característica típica do pneu, como tal, de forma a melhorar o modelo foi desenvolvido uma formula "mágica" capaz de emular de forma mais precisa a característica do pneu sem a necessidade de recorrer a polinómios de ordem mais elevada. O modelo desenvolvido pela formula mágica é largamente utilizado para calcular as características de força e momento em regime permanente (*steady-state*) [42].

$$y = D \sin[C \arctan Bx - E(Bx - \arctan Bx)] \quad (3.61)$$

Onde

$$O(I) = y(x) + S_V \quad (3.62)$$

$$x = I + S_H \quad (3.63)$$

Em que [42]:

O: Variável de saída  $F_x$ ,  $F_y$  ou possivelmente  $M_z$

I: Variável de entrada  $\tan(\alpha)$

Os fatores apresentados são referentes a [42]:

B: Rigidez (*stiffness*)

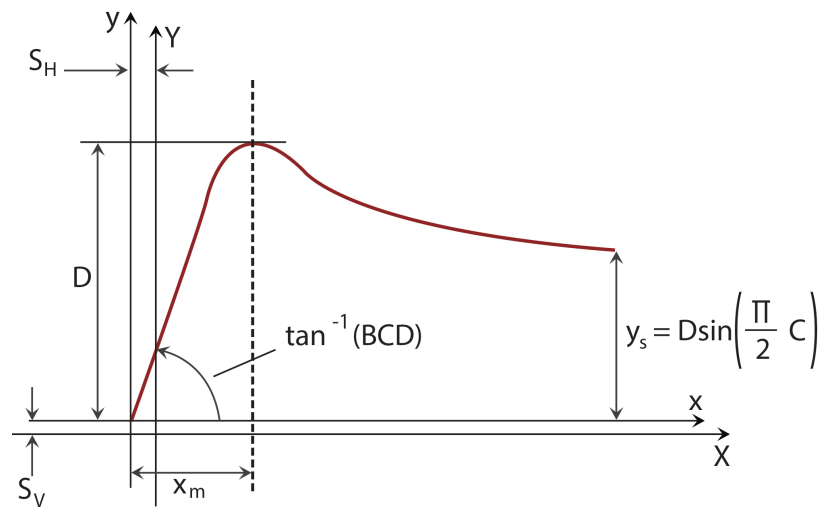


Figura 3.11: Fórmula mágica(adaptado de [42])

C: Forma (*shape*)

D: Pico (*Peak*)

E: Curvatura (*curvature*)

$S_H$ : Shift Horizontal

$S_V$ : Shift Vertical

Este modelo é válido para regime permanente, representando operações singulares de curvatura ou de aceleração/travagem [26].

### 3.4 Modelo Desenvolvido

A análise realizada até ao momento incidiu em dois modelos do movimento planar com níveis de complexidade diferentes, pretendendo demonstrar as simplificações possíveis e a sua influência no modelo. Uma vez realizado este estudo dos diferentes modelos existentes e das variáveis de controlo, foi desenvolvido um modelo que incide nas variáveis de controlo imprescindíveis para o desenvolvimento de um controlo para o movimento planar do veículo.

O modelo adotado para este projeto centra-se no movimento planar do veículo, tendo como variáveis de estado:

- Velocidade segundo o eixo longitudinal ( $V_x$ )
- Velocidade no eixo lateral ( $V_y$ )
- *Yaw rate* do veículo ( $\dot{\psi}$ )

Por forma a caracterizar o modelo do veículo de forma simples, é necessário aplicar algumas simplificações, em semelhança ao que foi realizado nos modelos explorados anteriormente. As transferências de massas no veículo não serão abordados, não existindo por isso momento em torno

do eixo lateral e longitudinal, portanto também neste caso o sistema de suspensão é negligenciado promovendo o estudo do movimento planar.

### 3.4.1 Equações Fundamentais

Uma vez mais, o estudo do veículo é realizado através das equações definidas anteriormente no início deste capítulo, onde foram explorados os movimentos de translação (secção 3.1.1) e rotação (secção 3.1.2) do veículo de onde resultaram as equações 3.12 e 3.20, que compõem o seguinte sistema de equações:

$$F_Y = m \cdot \dot{V}_Y + V_X \cdot \dot{\psi} \quad (3.64)$$

$$F_X = m \cdot \dot{V}_X - V_Y \cdot \dot{\psi} \quad (3.65)$$

$$M_Z = I_Z \ddot{\psi} \quad (3.66)$$

Na secção anterior foi realizado o estudo dos dois modelos usualmente explorados na dinâmica de veículos. Por forma a conceber um modelo igualmente válido procurou-se estudar o veículo à semelhança do realizado anteriormente, aplicando algumas simplificações e considerações importantes para a aplicação definida.

O estudo das forças é realizado à semelhança do que foi realizado no modelo reduzido "single-Track", procurando caracterizar as forças aplicadas em cada pneu individualmente:

$$\begin{aligned} F_{XFL} &= F_{LFL} - F_R, & F_{YFL} &= F_{SFL} \\ F_{XFR} &= F_{LFR} - F_R, & F_{YFR} &= F_{SFL} \\ F_{XRL} &= F_{LRL} - F_R, & F_{YRL} &= F_{SRL} \\ F_{XRR} &= F_{LRR} - F_R, & F_{YRR} &= F_{SRR} \end{aligned} \quad (3.67)$$

Também neste modelo é considerado baixos valores de  $\delta$  o que permite simplificar o sistema de forças como apresentado anteriormente em 3.67 uma vez que consideramos  $\sin(\delta) \approx 0$  e  $\cos(\delta) \approx 1$ . Neste modelo é considerada a influência da força resistiva, esta interação entre o pneu e o pavimento pode ser caracterizada pela expressão 3.68 [26].

$$F_R = m \cdot g \cdot fr \cdot \text{sign}(V) \quad (3.68)$$

À semelhança do modelo da bicicleta, também neste modelo é considerado que os ângulos realizados pelas rodas dianteiras e traseiras são iguais e que as forças aplicadas nas são também semelhante. O somatório das forças que atuam no eixo do X e Y podem portanto ser definidas pela equação 3.69.

$$\begin{aligned} F_X &= F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR} - 4 \cdot F_R - F_{WindX} \\ F_Y &= 2 \cdot F_{SF} + 2 \cdot F_{SR} \end{aligned} \quad (3.69)$$

Tendo em conta as considerações expressas em 3.69 é possível definir a 2ª Lei de Newton como:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_Y + V_X \cdot \dot{\Psi} \\ \dot{V}_X - V_Y \cdot \dot{\Psi} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 2.F_{SF} + 2.F_{SR} \\ F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR} - 4.F_R - F_{wind} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Onde  $F_{wind}$  é a força resistiva do vento que atua no *chassi* do veículo, definida por pela equação [26]:

$$F_{wind} = \frac{1}{2} \cdot C_x \cdot A \cdot \rho \cdot V^2 \quad (3.71)$$

Na secção 3.3(Modelo do Pneu) anterior exploramos com mais detalhe a dinâmica do pneu, chegando à conclusão que ao definir um ângulo de deslizamento (*side slip*) de valores baixos era possível linearizar a força lateral produzida pela interação Pneu/pavimento como apresentado em 3.60. Recorrendo ao estudo realizado na figura 3.6 e à aos ângulos expressos em 3.38 é possível obter a simplificação que permite linearizar a força lateral a partir da equação 3.72, sendo que esta é afetada pelo fator de *Coorning Stifness*.

$$\begin{aligned} F_{SF} &= C_f \left( \delta - \beta - \frac{l_f \dot{\Psi}}{V_X} \right) \\ F_{SR} &= C_r \left( \frac{l_f \dot{\Psi}}{V_X} - \beta \right) \end{aligned} \quad (3.72)$$

Para concluir a análise de movimento do veículo resta explorar o movimento de rotação do mesmo. Para o modelo em questão vamos considerar a solução apresentada anteriormente no modelo "Two-Track" expressa por 3.73:

$$\ddot{\Psi} = \frac{1}{I_Z} \cdot (F_{YFL} + F_{YFR})l_f - (F_{YRL} + F_{YRR})l_r + M_Z \quad (3.73)$$

### 3.4.2 Equações de Espaço de Estado

Uma vez obtidas as equações 3.70 e 3.73 é possível conceber um sistema de equações capaz de representar por completo o movimento do veículo. Substituindo na equação 3.70 a componente de força lateral expressa por 3.72 e incluindo a dinâmica da equação 3.73, obtemos o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} \dot{V}_Y = \frac{1}{m} \left( 2.C_f \left( \delta - \beta - \frac{l_f \dot{\Psi}}{V_X} \right) + 2.C_r \left( \frac{l_f \dot{\Psi}}{V} - \beta \right) \right) - \dot{\Psi} \cdot V_X \\ \dot{V}_X = \frac{1}{m} (F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR} - 4.F_R - F_{wind}) + \dot{\Psi} \cdot v_y \\ \ddot{\Psi} = \frac{1}{I_Z} \left( 2.l_f.C_f \left( \delta - \beta - \frac{l_f \dot{\Psi}}{V_X} \right) - 2.l_r.C_r \left( \frac{l_f \dot{\Psi}}{V} - \beta \right) \right) + \frac{M_Z}{I_Z} \end{cases} \quad (3.74)$$

O modelo apresentado em 3.74 tem como variáveis alvo do sistema  $V_x$ ,  $V_y$  e  $\dot{\Psi}$ , como tal é necessário eliminar a dependência da variável de *side slip* ( $\beta$ ). O ângulo de deslizamento (*side*

*slip*) é definido pelo ângulo realizado entre a velocidade do centro de massa e a respetiva direção do veículo definida pelo eixo X e como tal pode ser descrito como 3.75.

$$\beta = \arctan\left(\frac{V_Y}{V_X}\right) \quad (3.75)$$

No entanto, uma vez que este modelo esta definido apenas para pequenos ângulos de deslizamento é possível recorrer à seguinte simplificação apresentada em 3.76.

$$\beta = \frac{V_Y}{V_X} \quad (3.76)$$

Isso significa que o modelo definido anteriormente pelo sistema de equações 3.74 pode ser reescrito como:

$$\begin{cases} \dot{V}_Y = \frac{1}{m} \left( 2.C_f \left( \delta - \frac{V_Y}{V_X} - \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} \right) + 2.C_r \left( \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} - \frac{V_Y}{V_X} \right) \right) - \dot{\psi} \cdot V_X \\ \dot{V}_X = \frac{1}{m} (F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR} - 4.F_R - F_{wind}) + \dot{\psi} \cdot v_y \\ \dot{\psi} = \frac{1}{I_Z} \left( 2.l_f.C_f \left( \delta - \frac{V_Y}{V_X} - \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} \right) - 2.l_r.C_r \left( \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} - \beta \right) \right) + \frac{M_Z}{I_Z} \end{cases} \quad (3.77)$$

Reescrevendo o sistema de equações obtido na forma matricial chegamos ao resultado apresentado em 3.78.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_Y \\ \dot{V}_X \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a1.V_Y + a2.\dot{\psi} \\ \frac{1}{m}(-F_{windX} - 4.F_R) + \dot{\psi}.V_Y \\ a3.V_Y + a4.\dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c1 \\ 0 \\ c2 \end{bmatrix} \delta + B \cdot \begin{bmatrix} F_{XFL} \\ F_{XFR} \\ F_{XRL} \\ F_{XRR} \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

Onde,

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ -\frac{l_s}{2.I_Z} & \frac{l_s}{2.I_Z} & -\frac{l_s}{2.I_Z} & \frac{l_s}{2.I_Z} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} a1 &= \frac{-2}{m.V_X} (C_r + C_f), & a2 &= \frac{2}{m.V_X} (C_r.l_r - C_f.l_f) - V_X \\ a3 &= \frac{2}{I_Z.V_X} (C_r.l_r - C_f.l_f), & a4 &= \frac{-2}{I_Z.V_X} (C_r.l_r^2 + C_f.l_f^2) \\ c1 &= \frac{2.C_f}{m}, & c2 &= \frac{2.C_f.l_f}{I_Z} \end{aligned} \quad (3.79)$$

### 3.4.3 Validação do modelo

O modelo desenvolvido pretende definir de forma simples e completa as variáveis de estado do veículo. Nesta secção é realizado um estudo de forma a validar o resultado obtido anteriormente que será utilizado para a conceção do controlador. Por forma a utilizar este modelo simplificado é naturalmente necessário inferir sobre a validade do mesmo, esse estudo é realizado através da ferramenta de simulação CarSim que disponibiliza um modelo não linear de um veículo terrestre com maior complexidade conceptual permitindo desta forma obter um modelo muito próximo da realidade. A caracterização do veículo é definida de acordo com a tabela 3.1. Os parâmetros foram definidos para um veículo de classe A, em que os parâmetros da *sprung mass* referem-se às características do sistema de suspensão do veículo e os parâmetros referentes à *unsprung mass* aplicam-se aos elementos que não são influenciados pelo sistema de suspensão como é o caso do sistema de travagem e os pneus.

Tabela 3.1: Parâmetros do veículo classe A

Tipo	Parâmetro	Valor
<i>Sprung mass</i>	$l_f$	1.103[m]
	$l_r$	1.244[m]
	$l_f + l_r$	2.347[m]
	$m_s$	747[kg]
	$I_z$	1110.9[kg.m <sup>2</sup> ]
	$h$	0.54[m]
<i>Unsprung Mass</i>	$m_u$	41.5[kg]
	$m$	830[kg]
<i>Sprung Mass+Unsprung Mass</i>	$I_z$	1140[kg.m <sup>2</sup> ]
	$l_s$	1.78[m]
	$f_r$	0.01
	$C_{ax}$	0.34
	$d$	1.206[kg/m <sup>3</sup> ]
	$A_L$	1.6[m <sup>2</sup> ]

De forma a completar a caracterização do veículo é ainda necessário definir os valores de *Cornering Stiffness* traseiro e dianteiro essenciais para exprimir as forças laterais nas rodas. Para a estimação deste parâmetro é aplicada uma metodologia de medição direta das forças laterais e é interpolado o valor de *Cornering Stiffness* tendo em conta a relação apresentada em 3.60 [41], obtendo:

$$C_f = 24.5kN/rad$$

$$C_r = 22.1kN/rad$$

O processo de validação do modelo matemático implementado é realizado através de uma simulação conjunta com o modelo CarSim com as características definidas em 3.1. Os dois modelos são expostos às mesmas manobras e às mesmas condições de pavimento, deste modo, os sinais de *Throttle* e *steering* definidos são introduzidos nos dois modelos, de forma a explorar a resposta dos mesmos. A avaliação do desempenho do modelo é realizada explorando o erro existente entre

as variáveis de estado do modelo CarSim em comparação com o modelo desenvolvido. Neste segmento é atribuída uma especial atenção à variável de velocidade angular (*yaw rate*), sendo explorado o erro normalizado entre o *yaw rate* do CarSim ( $\dot{\psi}_{CS}$ ) e o *yaw rate* do modelo apresentado ( $\dot{\psi}_{MD}$ ) definido por:

$$erro = 100 \cdot \frac{|\dot{\psi}_{CS} - \dot{\psi}_{MD}|}{\max(\dot{\psi}_{CS})} \quad (3.80)$$

A avaliação do desempenho do modelo é realizado recorrendo a duas manobras distintas com o intuito de explorar o regime transitório bem como o regime permanente do sistema. As variáveis são controladas internamente através do Carsim e apresenta a dinâmica da resposta do condutor. As manobras são realizadas a velocidade constante uma vez que esta variável de estado é também ela considerada constante no desenvolvimento do controlador de *yaw rate* proposto, no entanto, existe um controlo interno do sistema Carsim que explica o transitório apresentado na variável de velocidade do veículo. As manobras consideradas são:

- Double Line Change a 60 km/h
- J-Turn a 30km/h

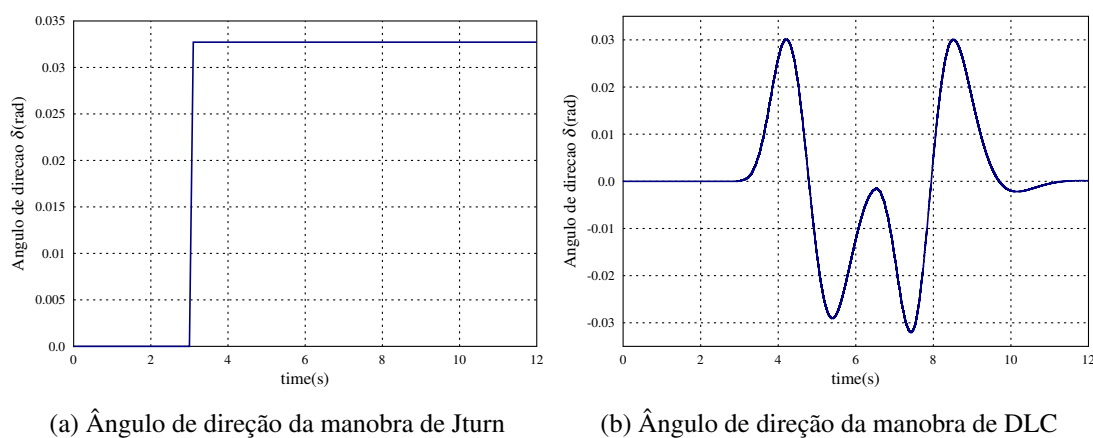
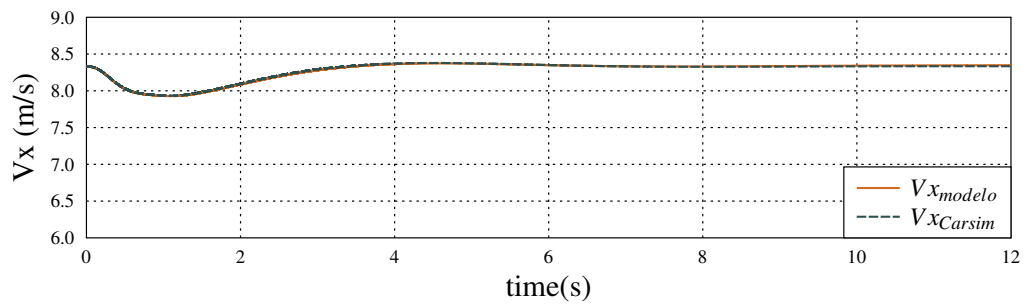


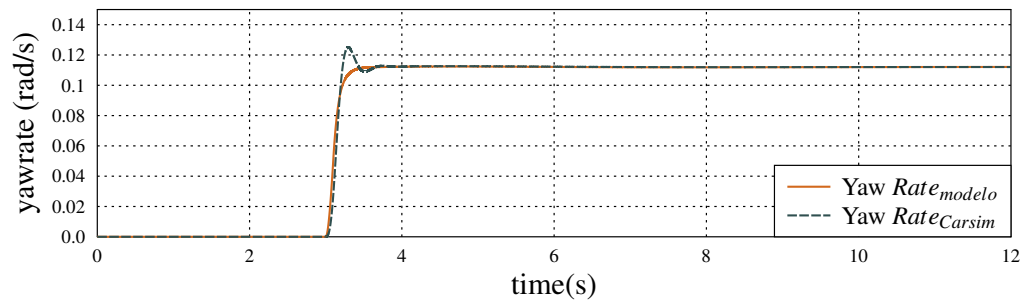
Figura 3.12: Manobras realizadas para a validação do modelo

### 3.4.3.1 J turn

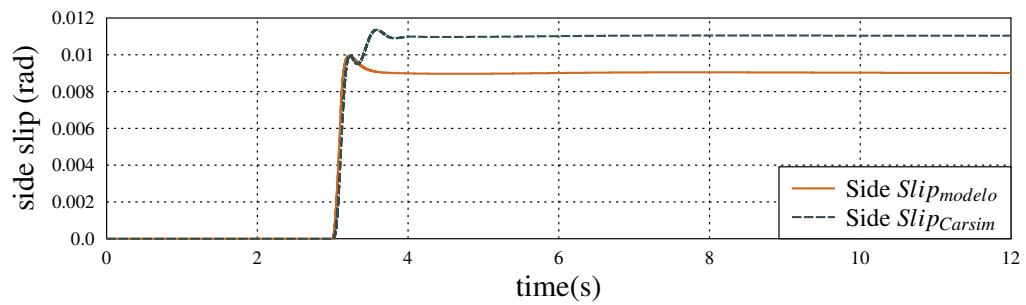
A primeira manobra apresentada é a manobra de *J-turn* explicitada na figura 3.12 que consiste num degrau no ângulo de direção das rodas dianteiras. Com esta manobra pretende-se explorar tanto o regime transitório do sistema como a resposta em regime permanente e comparar os resultados dos dois modelos identificados anteriormente. Para comparar de forma definitiva o modelo desenvolvido com o modelo real, é exposta a resposta das variáveis de estado  $v_x$  (velocidade longitudinal),  $\dot{\psi}$  (*yaw rate*) e  $\beta$  (*side slip*), estes resultados encontram-se exibidos na figura 3.13.



(a) Dinâmica da variável de Velocidade longitudinal da manobra Jturn



(b) Dinâmica da variável de yaw rate da manobra Jturn



(c) Dinâmica da variável de side slip da manobra Jturn

Figura 3.13: Estudo comparativo das variáveis de estado do sistema(Jturn) (a) velocidade longitudinal (b) yaw rate (c) side slip

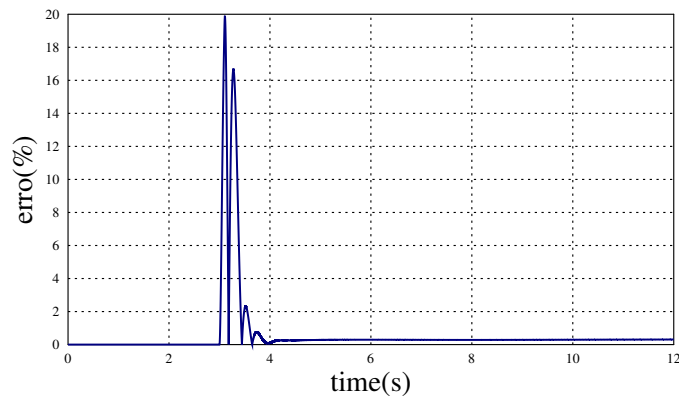


Figura 3.14: Erro normalizado da variável de Yaw Rate - Manobra Jturn

Por fim é analisado o erro entre a variável de *yaw rate* do modelo desenvolvido e o valor real produzido pelo CarSim, este mesmo resultado encontra-se exposto na figura 3.14.

Da análise da figura 3.13a é visível que a velocidade do modelo definido apresenta um comportamento semelhante ao do sistema CarSim. O transitório definido pelo modelo Carsim é seguido pelo modelo proposto o que valida o desenvolvimento para a variável de velocidade.

A variável de estado de *yaw rate* apresenta também ela um comportamento satisfatório com um erro mais evidente no regime transitório da manobra como seria expectável uma vez que o modelo proposto foi definido para o regime permanente. O controlador é definido para o ponto de funcionamento constante e este modelo garante um erro inferior a 1%, em *steady state*, como é possível verificar na figura 3.14 o que comprova a validade do modelo neste ponto de funcionamento.

Finalmente a análise da variável de *side slip* exposta em 3.13c expõe uma das fragilidade deste modelo, uma vez que o comportamento do modelo proposto apresenta um erro mais significativo em relação ao modelo de Carsim.

### 3.4.3.2 Double Line Change

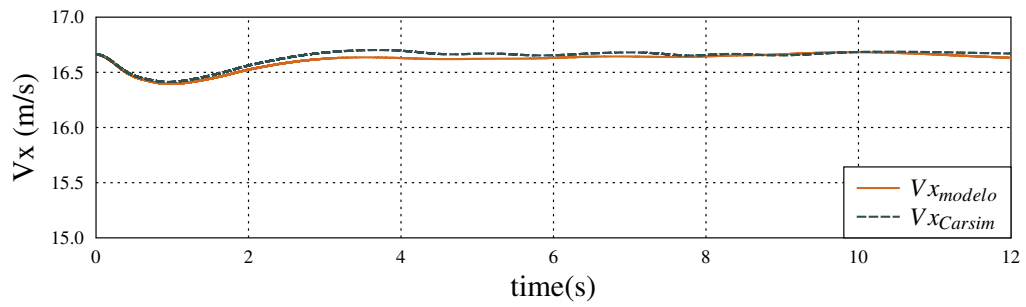
A outra manobra escolhida para a análise do modelo desenvolvido é a manobra de dupla mudança de faixa expressa na figura 3.12, que define a manobra de ultrapassagem. Obviamente esta manobra apresenta uma maior complexidade e pretende desenvolver um estudo da resposta do sistema a manobras mais elaboradas. À semelhança do trabalho realizado na manobra de *J-turn* apresentada em 3.4.3.1, também nesta simulação é exposta a resposta das variáveis de estado e comparadas com o modelo CarSim. O resultado desse estudo é visível na figura 3.15.

Da figura 3.15b é possível concluir que a diferença entre o *yaw rate* definido pelo modelo desenvolvido e pelo modelo Carsim apresentam grande semelhança. De forma a analisar erro entre os dois modelos é apresentado o erro normalizado entre os dois sinais na figura 3.16.

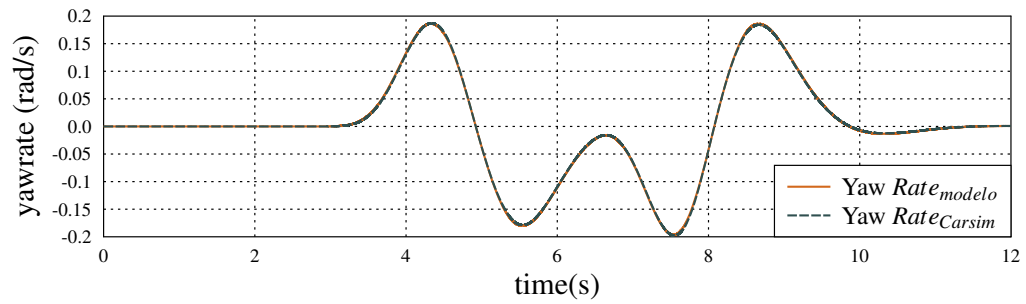
Esta manobra reafirmou a validade do veículo e as considerações expostas anteriormente para a manobra de *J-turn*. A variável de velocidade longitudinal demonstrada na figura 3.15a do sistema CarSim e do modelo desenvolvido demonstram semelhanças apesar de nesta manobra o erro ser superior que na manobra *J-turn* a velocidade inferior o que possibilita inferir que as forças resistivas do sistema têm uma magnitude diferente da modelada, no entanto, a seu comportamento continua a ter uma resposta satisfatória.

A velocidade angular do veículo apresentou neste ponto um comportamento bastante satisfatório como é visível na figura 3.15b, sendo que o erro entre o valor do modelo desenvolvido e o modelo do Carsim não ultrapassa os 2% (Fig 3.16) demonstrando uma precisão satisfatória mesmo em manobras exigentes como é o caso. A exploração da resposta transitória do sistema demonstrou ser suportada pelo modelo. O maior erro apresentado no regime transitório de *yaw rate* na manobra *J-turn* deve-se obviamente à transição mais exigente nesse ensaio.

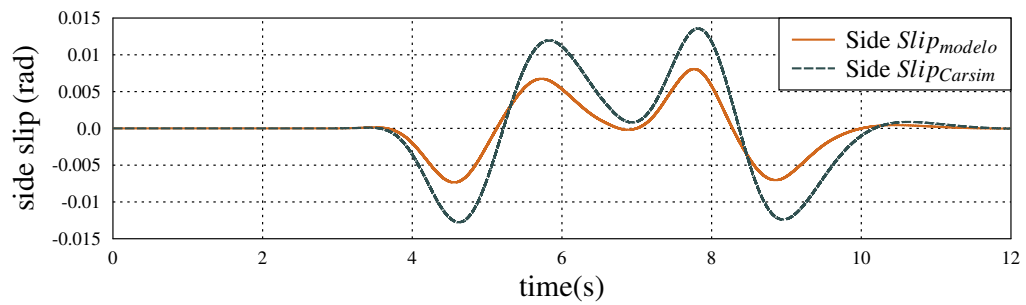
O valor de *side slip* do sistema apresenta valores com uma discrepância superior nesta manobra como é visível na figura 3.15c. A variável de deslizamento lateral demonstrou não ter



(a) Dinâmica da variável de Velocidade longitudinal da manobra DLC



(b) Dinâmica da variável de yaw rate da manobra DLC



(c) Dinâmica da variável de side slip da manobra DLC

Figura 3.15: Estudo comparativo das variáveis de estado do sistema(Double line change) (a) velocidade longitudinal (b) yaw rate (c) side slip

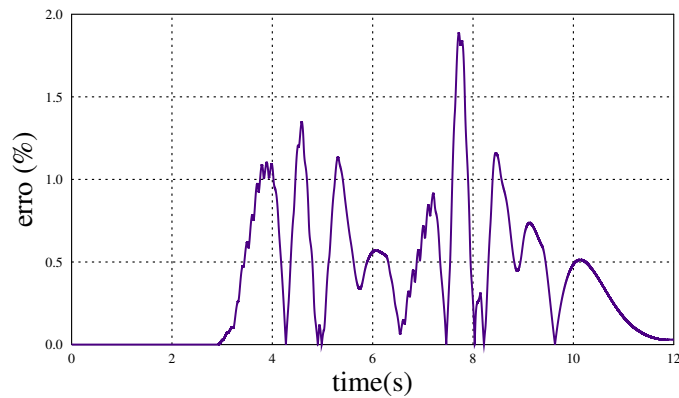


Figura 3.16: Erro normalizado da variável de Yaw Rate

uma modelação perfeita em relação ao sistema CarSim, fator que se torna mais explícito com o aumento de velocidade e com a diminuição do coeficiente de atrito.

### 3.5 Conclusão

No presente capítulo foi exposto de forma completa os fundamentos do modelo do veículo terrestre de quatro rodas, tendo sido apresentados de forma clara e concisa os diferentes modelos usualmente abordados. Também foi realizado um esforço importante na modelação da interface pneu/pavimento na secção 3.3 que permitiu abordar por completo o problema da modelação de veículos.

O modelo proposto na secção 3.4 explicita o modelo desenvolvido pelo autor da presente dissertação que pretende representar de forma completa e simples o sistema. A este sistema foi realizado um processo de validação recorrendo ao modelo não linear disponibilizado pela ferramenta CarSim que permitiu comparar as variáveis de estado dos sistemas e inferir sobre as mesmas.

As manobras apresentadas validam a resposta do modelo proposto e exibem um bom desempenho principalmente em regime permanente. A variável de *side slip* no entanto demonstra ter um comportamento mais imprevisível e cuja estimação não apresenta resultados precisos.

## Capítulo 4

# Controlador Tolerante a Falhas

A apresentação do desenho do controlador será realizado no presente capítulo. Após a apresentação de um modelo capaz de emular o funcionamento do sistema é realizada uma análise sobre esse modelo de forma a conceber um controlador capaz de estabilizar as variáveis do sistema. Na primeira parte deste capítulo efetua-se uma sintetização do controlo tolerante a falhas, bem como o método de controlo por *Sliding mode*. Em seguida é apresentado o controlo proposto para o sistema, definindo de forma completa a arquitetura do controlador.

### 4.1 Introdução

Em muitos sistemas onde a segurança é um elemento crítico existe redundância de atuadores. Este fator introduz no sistema mais graus de liberdade o que significa que o sistema não apresenta uma solução única. A conceção de um controlo tolerante a falhas tira partido do sistema sobreatuado de forma a recuperar em caso de falha ou mesmo avaria de atuadores [7].

A aplicação de atuação direta nas quatro rodas permite essa mesma flexibilidade nos sistemas automóveis. A capacidade de aplicar binários de forma individual a cada roda pode ser explorado de forma a tornar a condução mais interessante, uma vez que é possível distribuir o binário em cada roda de forma a tornar o veículo mais estável, mais confortável e mais seguro.

Na presente dissertação é realizado um estudo direcionado ao controlo planar do veículo pretendendo criar um controlador capaz de apresentar um desempenho satisfatório mesmo em condições de degradação do sistema. A pluralidade de soluções associada a sistema sobreatuados permite a alocação de forças de forma a colmatar as falhas.

Na formulação de um problema de controlo típico existe sempre uma discrepância entre o modelo desenvolvido para descrever o sistema e o seu comportamento real. O desenho de controladores capazes de suportar incertezas ou perturbações é um problema bastante desafiante. Estes fatores levaram a uma procura de métodos de controlo robustos, nomeadamente o *sliding mode* [43]. O desempenho destes controladores é bastante interessante principalmente em sistemas não lineares, tendo vantagem sobre os métodos de controlo lineares usualmente usados, como é visível na figura 4.1 [44].

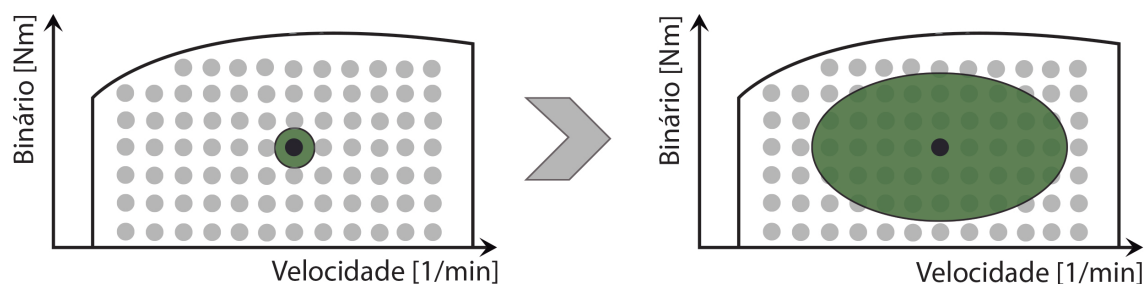


Figura 4.1: Comparação entre controlador linear e não linear (adaptado de [44])

## 4.2 Sliding Mode

O controlo *Sliding Mode* (SMC) é um método de controlo que utiliza uma lei de controlo descontínua que força as variáveis de estado a atingirem uma superfície em tempo finito e a se manterem nessa mesma superfície denominada "*sliding surface*". A dinâmica do sistema quando confinado à superfície de *sliding* é denominada como "*ideal sliding motion*" uma vez que é neste momento que a convergência das variáveis de estado é garantida obtendo um comportamento estável por parte do sistema.

Este controlo apresenta vantagens interessantes em relação ao controlo linear, nomeadamente o fato de o sistema se comportar como um sistema de ordem reduzida em comparação à planta original do mesmo e ainda a insensibilidade por parte do sistema a qualquer tipo de perturbação e incertezas do modelo [43]. As imprecisões associadas aos modelos não lineares proveem de incertezas no modelo desenvolvido resultado de incertezas dos parâmetros do sistema ou mesmo simplificações conceptuais do modelo. As imprecisões do modelo têm uma grande influência em sistemas de controlo não linear [45].

### 4.2.1 Superfície de Sliding

Considerando o exemplo genérico de um sistema não linear, cuja a entrada é definida pelo vetor de estado  $x$  e a variável de controlo é dada por  $u$  é possível definir a seguinte expressão [43]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 & x_1(0) &= x_{10} \\ \dot{x}_2 &= u + f(x_1, x_2, t) & x_2(0) &= x_{20} \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (4.1)$$

Em que as variáveis de estado  $x_1$  e  $x_2$  podem representar a posição e velocidade de um corpo e  $y$  é a saída do sistema e  $u$  é a força de controlo do sistema. O sistema apresentado em 4.1 está exposto a perturbações modeladas como  $f(x_1, x_2, t)$ , esta função representa incertezas do sistema que apesar de não serem conhecidas podem ser limitadas como apresentado em 4.2 [43]:

$$\|f(x_1, x_2, t)\| \leq L > 0 \quad (4.2)$$

O objetivo do controlo presente é desenhar uma lei de controlador  $u = u(x_1, x_2, t)$  que permita que a saída do sistema  $y(t)$  siga uma determinada referência definida por  $y_c(t)$ . Assim a lei de controlo definida por  $u(x_1, x_2, t)$  deve ser capaz de convergir o erro do sistema ( $e = y(t) - y_d(t)$ ) para zero em tempo finito [43]. A superfície de *sliding* é definida de acordo com a equação 4.3 [43, 45]:

$$\sigma = \left( \frac{d}{dt} + \kappa \right)^{n-1} . e \quad (4.3)$$

Em que o valor de  $n$  representa o grau relativo (*relative degree*) do sistema, ou seja, a ordem do sistema a controlar [43]. Voltando a considerar o sistema de segunda ordem expresso em 4.1 cujo *relative degree* é de ordem 2 é possível definir uma variável de *sliding* expressa por 4.4 [43]:

$$\sigma = \dot{e} + \kappa e, \kappa > 0 \quad (4.4)$$

A dinâmica da variável de *sliding* definida por  $\sigma(x, t)$  pode ser obtida por [43]:

$$\dot{\sigma} = \ddot{y}_c + \kappa \dot{y}_c - f(x_1, x_2, t) - \kappa \dot{y} - u \quad (4.5)$$

Onde os valores de  $\ddot{y}_c$ ,  $\dot{y}_c$  e  $y_c$  são valores conhecidos e bem definidos no tempo, como tal é possível aglomerar estas parcelas na componente de perturbações definida em 4.2, criando uma nova variável de perturbações limitada  $\lambda(x_1, x_2, t) \leq M$  [43].

$$\lambda(x_1, x_2, t) = f(x_1, x_2, t) + \dot{y}_c + \kappa \dot{y}_c - \kappa \dot{y} \quad (4.6)$$

A estabilidade do sistema é comprovada através da equação de Lyapunov descrita por 4.7 [43, 46]:

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (4.7)$$

Por forma a obter estabilidade da variável de *sliding* no ponto de equilíbrio  $\sigma = 0$  as seguintes condições devem ser satisfeitas [43]:

1.  $\dot{V} < 0$  para  $\sigma \neq 0$
2.  $\lim_{|\sigma| \rightarrow \infty} V = \infty$

A segunda condição é satisfeita de forma óbvia pela equação 4.7. Quanto à primeira condição é possível modificar a sua apresentação de forma a obter [43]:

$$\dot{V} \leq -\alpha V^{1/2}, \alpha > 0 \quad (4.8)$$

Ao integrar o resultado apresentado em 4.8 obtemos 4.9:

$$V^{1/2}(t) \leq -\frac{1}{2} \alpha . t + V^{1/2}(0) \quad (4.9)$$

Deste modo,  $V(t)$  converge para zero em tempo finito,  $t_r$ , cujo seu valor é definido por 4.10 [43]:

$$t_r \leq \frac{2V^{1/2}(0)}{\alpha} \quad (4.10)$$

### 4.2.2 Lei de Controlo

O desenho da lei de controlo é uma parte fundamental do controlador *sliding mode* e é definida em duas partes: o controlo equivalente e a componente referente às imprecisões/perturbações do sistema [43]. A equação 4.11 exhibe de forma clara as duas componentes da lei de controlo.

$$u(t) = u_{equivalente}(t) + u_{perturbacoes}(t) \quad (4.11)$$

O conceito de controlo equivalente é definido como a componente da lei de controlo encarregue de manter o sistema na superfície de *sliding* na ausência de perturbações no sistema. A componente referente às perturbações é definida de forma a mitigar o efeito de incertezas no sistema ou perturbações no mesmo. Considerando a dinâmica da variável de *sliding* expressa em 4.5 e aplicando a condição definida pela equação de Lyapunov 4.7 obtemos:

$$\sigma \dot{\sigma} = \sigma(\lambda(x_1, x_2, t) - u) \leq \sigma M - \sigma u \quad (4.12)$$

Um possível candidato para a lei de controlo  $u$  pode ser expressa como 4.13 [43]:

$$u = \rho \text{sign}(\sigma) \quad (4.13)$$

Ao substituir a lei de controlo definida em 4.13 na condição de convergência 4.12 obtemos:

$$\sigma \dot{\sigma} \leq \sigma(M - \rho) \quad (4.14)$$

Do resultado 4.13 é possível concluir que o ganho  $\rho > 0$  deve ser capaz de suprimir as perturbações do sistema  $M$  por forma a que a variável de *sliding* convirja para zero.

### 4.2.3 Quasi-Sliding Mode: Eliminação do Chattering

Quando a variável alcança a *sliding surface* entra num estado de constante comutação, a este fenómeno dá-se o nome de "*chattering*" e é criado pela componente descontínua da lei de controlo exposta anteriormente em 4.13.

Este efeito, usual neste tipo de controlo, é, em muitas aplicações, insuportável e como tal é importante criar estratégias capazes de mitigar este efeito através de funções de controlo contínuas. Uma solução óbvia passa pela substituição da componente de controlo descontínuo pela aproximação definida por 4.15 [43]:

$$\text{sign}(\sigma) \approx \frac{\sigma}{|\sigma| + \varepsilon} \quad (4.15)$$

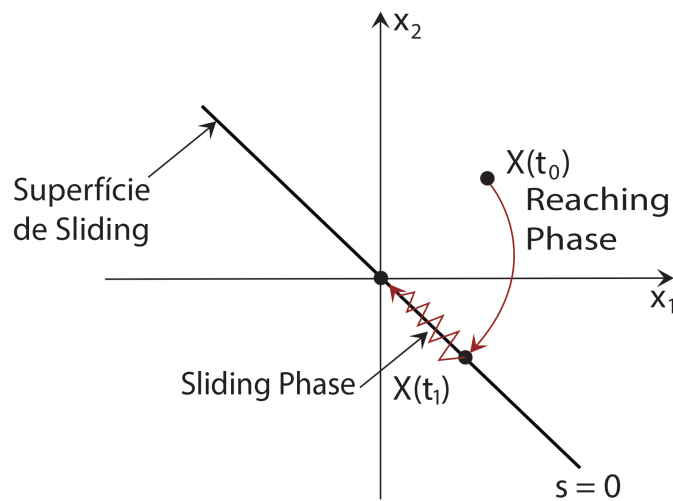


Figura 4.2: Fenómeno de Chattering (adaptado de [43])

Onde  $\varepsilon$  é um escalar positivo de valor muito pequeno. Este controlo não consegue garantir a convergência em tempo finito na presença de perturbações [43]. A robustez adquirida pela lei de controlo descontínua é perdida quando se suaviza a função descontínua, perdendo por isso precisão. O desempenho do sistema com a lei de controlo suavizada é, no entanto, bastante semelhante ao desempenho com a lei de controlo descontínua, por essa razão este tipo de controlo é muitas vezes referido como *Quasi-Sliding Mode* [43].

### 4.3 Controlador Proposto

Na presente dissertação é proposto um controlador da dinâmica lateral de um veículo terrestre sobreatuado. Neste sistema, como referido anteriormente é possível controlar diretamente as quatro rodas aplicando de forma individual e independente binário à roda. O controlo de sistemas sobreatuados permite explorar os graus de liberdade disponíveis o que significa que a falha num atuador não significa imperativamente a falha do sistema.

De seguida é apresentado um controlador tolerante a falhas proposto pelo autor da presente dissertação de forma a obter um bom desempenho do sistema em situação de falhas e perda de aderência. Primeiramente é definido de forma clara e concisa o objetivo de controlo do sistema tolerante a falhas proposto, seguido de uma exposição da arquitetura de controlo concebida. Também nesta secção é aclarado o sistema de alocação de controlo abordando e o método de distribuição de binário do sistema tendo em conta as possíveis falhas existentes no sistema. Finalmente é abordada o controlo das variáveis de estado *yaw rate* e velocidade longitudinal, comprovando de forma analítica a estabilidade do sistema e a lei de controlo definida.

### 4.3.1 Objetivo de controlo

O correto desenho do controlador deve estar assente num objetivo de controlo bem definido. No caso concreto do controlo proposto na presente dissertação, é definido como objetivo principal o controlo do movimento planar do veículo, procurando atuar nas variáveis de controlo disponíveis de forma a obter um comportamento interessante por parte das variáveis de estado.

Inicialmente no capítulo 3 são abordados diversos temas que culminam num modelo claro desenvolvido de forma a explorar as variáveis de estado velocidade longitudinal ( $V_x$ ), velocidade lateral ( $V_y$ ) e *yaw rate*  $\dot{\psi}$ . Dessa mesma análise foi possível concluir que a variável de velocidade lateral (associada ao *side slip* do veículo como expresso em 3.76) apresentava erros de estimação elevados. Tendo em conta este fator importante foi decidido ignorar a dinâmica desta variável no presente trabalho e no controlo desenvolvido.

Assim foi explorada a dinâmica planar através das variáveis de velocidade longitudinal e *yaw rate*, cuja estimação apresenta resultados satisfatórios e cuja medição prática é facilmente obtida. Recorrendo à equação apresentada em 4.16 é evidente as variáveis de controlo  $\delta$  referente ao comando de *steering* e as forças aplicadas a cada roda definidas por  $F_{LFL}$ ,  $F_{LFR}$ ,  $F_{LRL}$  e  $F_{LRR}$ . Ainda tendo em vista a dinâmica da Eq. 4.16 é visível que apenas as variáveis de forças atuam simultaneamente nas variáveis de estados  $V_x$  e  $\dot{\psi}$ .

$$\begin{cases} \dot{V}_Y = \frac{1}{m} \left( 2.C_f \left( \delta - \frac{V_Y}{V_X} - \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} \right) + 2.C_r \left( \frac{l_f \dot{\psi}}{V_x} - \frac{V_Y}{V_X} \right) \right) - \dot{\psi} \cdot V_X \\ \dot{V}_X = \frac{1}{m} (F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR} - 4.F_R - F_{wind}) + \dot{\psi} \cdot V_Y \\ \dot{\psi} = \frac{1}{I_Z} \left( 2.l_f.C_f \left( \delta - \frac{V_Y}{V_X} - \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} \right) - 2.l_r.C_r \left( \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} - \beta \right) \right) + \frac{M_Z}{I_Z} \end{cases} \quad (4.16)$$

Deste modo é possível desacoplar as variáveis de estado se considerarmos que a velocidade longitudinal é praticamente constante, ou seja, a sua dinâmica é muito baixa o que implica que o desenho deste controlo vai ser propositadamente lento de forma a não inserir perturbações relevantes no controlo da variável de *yaw rate*.

A dinâmica da velocidade angular segundo  $Z$  (*yaw rate*) vai ser por isso dominante e o controlador apresenta uma dinâmica mais rápida para esta variável. De qualquer forma o controlador deve ser robusto a perturbações e variações da velocidade longitudinal.

### 4.3.2 Arquitectura do controlador

O controlador aqui desenvolvido explora a camada de controlo superior não abordando de forma explícita o controlo de tração associado a cada motor. A arquitetura do controlador apresentada na figura 4.3 tem como base a topologia de controlo apresentado no trabalho desenvolvido por Almeida [10].

A análise da figura 4.3 explicita a existência de quatro subsistemas essenciais: o bloco de geração de referências, o controlo tolerante a falhas, o modelo do veículo e finalmente o bloco de deteção e identificação de falhas. De notar ainda que dos subsistemas apresentados apenas os

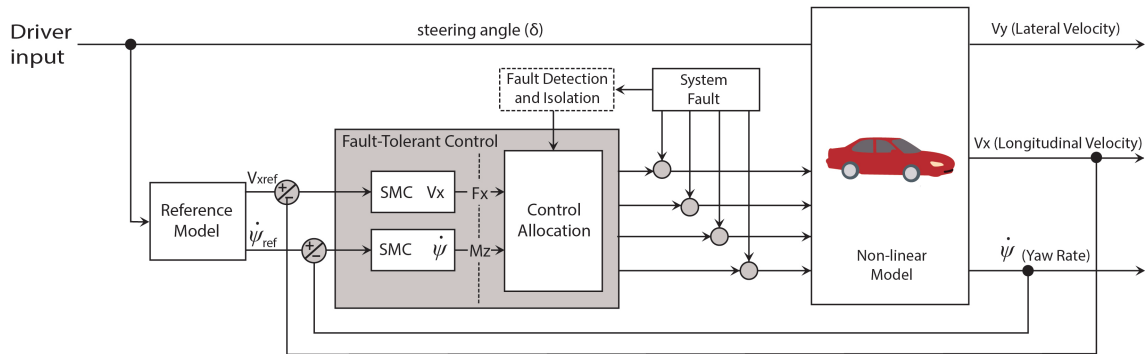


Figura 4.3: Arquitetura do controlador proposto (adaptado de [10])

blocos de geração de referências, controlo tolerante a falhas e modelo do veículo são abordados no presente trabalho.

O subsistema referente ao controlo tolerante a falhas encontra-se subdividido nos dois controladores SMC que controlam de forma independente os sinais de *yaw rate* e velocidade longitudinal e ainda o bloco de alocação de controlo. As variáveis de controlo *yaw rate* e velocidade longitudinal são abordadas de forma desacoplada. O sistema de alocação de controlo distribui de forma a otimizar a performance do sistema e será abordado com maior detalhe mais à frente neste capítulo.

### 4.3.3 Controlo Tolerante a Falhas

O controlo tolerante a falhas encontra-se dividido em três subsistemas: o SMC de velocidade longitudinal, o SMC do *yaw rate* e a alocação de controlo.

Inicialmente foi definido como objetivo de controlo a atuação nas forças aplicadas a cada roda, uma vez que, esta decisão nos permite controlar as variáveis de estado de forma satisfatória. De seguida é abordado o controlo de forma desacoplada sendo analisado isoladamente o controlador para a velocidade  $V_x$  e o *yaw rate*  $\dot{\psi}$ . Agora é abordado com mais detalhe a conceção dos dois controladores bem como o método de alocação de binários de forma a explicitar o trabalho desenvolvido.

#### 4.3.3.1 Alocação de Controlo

Para o presente desenvolvimento vamos considerar a equação 4.16 que expressa as variáveis de estado do sistema. Definindo a variável de controlo  $u(t)=[F_{LFL}, F_{LFR}, F_{LRL}, F_{LRR}]^T$  é possível retratar o sistema não linear de ordem  $n$  com  $m$  entradas como:

$$\dot{x}(t) = A(x,t) + C.\delta(t) + B.u(t) \quad (4.17)$$

Onde  $A \in \mathfrak{R}^{nx1}$ ,  $C \in \mathfrak{R}^{nx1}$  e  $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  em que  $u(t) \in \mathfrak{R}^m$ . O vetor  $x(t)$  representa as variáveis de estado,  $x(t)=[V_y, V_x, \psi]^T$  [7]. A matriz  $A(x, t)$  foi definida anteriormente em 3.78 assim como as matrizes  $C$  e  $B$  bem como os seus coeficientes em 3.79.

Através da análise da matriz  $B$  é possível verificar que esta matriz tem uma característica  $l = 2$  uma vez que apenas possui 2 linhas linearmente independentes sendo que a primeira linha é nula. Por forma a obter uma matriz em que todas as linhas são linearmente independentes é possível dividir a matriz  $B$  da seguinte forma [7]:

$$B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Em que  $B_1 \in \mathfrak{R}^{(n-l) \times m}$  e  $B_2 \in \mathfrak{R}^{l \times m}$ . Ao definir a matriz  $B$  como apresentado em 4.18 obtemos uma matriz  $B_1 = 0$  cuja influência no sistema pode ser ignorada e a matriz  $B_2$  com todas as linhas linearmente independentes.

Definindo agora uma variável de controlo virtual  $v(t) \in \mathfrak{R}^l$  tal que [7]:

$$v(t) = B_2 u(t) \quad (4.19)$$

Em que o vetor  $v(t) = [F_X, M_Z]^T$  e expressa uma variável intermédia de controlo que é utilizada como base nos controladores *sliding mode* de velocidade longitudinal e de *yaw rate* respetivamente. Para que 4.19 seja verdadeiro é condição necessária que a matriz  $B_2$  tenha característica igual a  $l$ , ou seja,  $l$  linhas linearmente independentes. Da manipulação direta da equação 4.19 é possível definir a variável de controlo  $u(t)$  como [7]:

$$u(t) = B_2^\dagger \cdot v(t) \quad (4.20)$$

Onde  $B_2^\dagger$  é a pseudo inversa à direita da matriz  $B_2$  de forma a que  $B_2 B_2^\dagger = I_l$ . De notar que a escolha da pseudo inversa  $B_2^\dagger$  não é única. A escolha de  $B_2^\dagger$  é obtida pelo seguinte problema de minimização [7, 46]:

$$\min_u u^T W^{-1} u \quad \text{sujeito} \quad B_2 u = v \quad (4.21)$$

Onde a matriz  $W \in \mathfrak{R}^{m \times m}$  e é uma matriz simétrica positiva que define a matriz diagonal dos pesos  $W = \text{diag}[w_1, \dots, w_n]$ . Isto minimiza em cada instante de tempo o custo da soma ponderada dos quadrados associado ao vetor de controlo  $u(t)$  [7]. A solução ótima de 4.21 é definida por  $u = B_2^\dagger v$  onde  $B_2^\dagger$  é expresso por [7, 47]:

$$B_2^\dagger = W \cdot B_2^T (B_2 \cdot W \cdot B_2^T)^{-1} \quad (4.22)$$

A matriz de pesos  $W$  é escolhida de forma a apresentar na sua diagonal os pesos referentes aos limites definidos para o respetivo atuador. Nesta dissertação a matriz de pesos  $W$  será explorada de forma a restringir o sinal de controlo tendo em conta:

- As falhas existentes em cada motor, cuja informação é obtida pelo bloco de detecção e identificação de falhas;
- A aderência em cada uma das rodas

O primeiro ponto é obtido através da matriz diagonal dos pesos  $K$  expressa em 4.23, cuja severidade da falha no motor  $i$  é definida por  $k_i \in [0,1]$ , sendo uma falha total definida como 1 e a ausência de falha apresentada por 0.

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_4 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

A detecção e identificação da falha é obtida através de um subsistema, que não é abordado na presente dissertação, capaz de informar a gravidade da falha e a sua origem de forma a que o controlo possa alocar de forma conveniente as forças pelas restantes variáveis de controlo. O bom desempenho do bloco de alocação, depende diretamente do bom desempenho do sistema capaz de detetar a falha, no entanto, a detecção e identificação de falha é um processo complexo cujo resultado pode não apresentar uma reconstituição perfeita da falha apresentando imperfeições na sua estimação. Posteriormente será realizado o estudo da influência destas imperfeições na reconstrução das falhas e a sua influência no controlador desenvolvido.

A segunda condição que define a matriz de pesos é a aderência de cada roda. Neste trabalho é pretendido que o método de alocação tenha informação não só das falhas existentes no sistema, mas também a aderência de cada roda. No capítulo 3 é apresentado o modelo da roda. Uma das temáticas abordadas nesse estudo é a circunferência de fricção 3.11, explicitando a problemática da aderência da roda. Relembrando o limite imposto por 3.47:

$$\sqrt{F_X^2 + F_Y^2} \leq \mu F_Z$$

É explícita a dependência entre a força máxima aplicável na roda sem perda de aderência e o peso  $F_Z$  que essa roda suporta e pelo coeficiente de atrito  $\mu$  [39]. A carga suportada por cada roda pode portanto ser definido como apresentado a seguir em 4.24- 4.27 tendo em conta o conceito de circunferência de fricção já apresentado [47].

$$n_{FL} = \frac{\sqrt{F_{XFL}^2 + F_{YFL}^2}}{\mu_{max} \cdot F_{ZFL}} \approx \frac{F_{XFL}}{\mu_{max} \cdot F_{ZFL}} \quad (4.24)$$

$$n_{FR} = \frac{\sqrt{F_{XFR}^2 + F_{YFR}^2}}{\mu_{max} \cdot F_{ZFR}} \approx \frac{F_{XFR}}{\mu_{max} \cdot F_{ZFR}} \quad (4.25)$$

$$n_{RL} = \frac{\sqrt{F_{XRL}^2 + F_{YRL}^2}}{\mu_{max} \cdot F_{ZRL}} \approx \frac{F_{XRL}}{\mu_{max} \cdot F_{ZRL}} \quad (4.26)$$

$$n_{RR} = \frac{\sqrt{F_{XRR}^2 + F_{YRR}^2}}{\mu_{max} \cdot F_{ZRR}} \approx \frac{F_{XRR}}{\mu_{max} \cdot F_{ZRR}} \quad (4.27)$$

Os coeficientes  $n_{jw}$  apresentados em 4.24- 4.27 incidem sobre a carga em cada pneu. No sentido de minimizar o somatório das cargas em cada roda é introduzido um objetivo de controlo semelhante ao apresentado anteriormente, que visa minimizar o somatório do quadrado dos coeficientes (J) definido por [47, 10]:

$$J = \frac{F_{XFL}^2}{(\mu F_{ZFL})^2} + \frac{F_{XFR}^2}{(\mu F_{ZFR})^2} + \frac{F_{XRL}^2}{(\mu F_{ZRL})^2} + \frac{F_{XRR}^2}{(\mu F_{ZRR})^2} = u^T \cdot P^{-1} \cdot u \quad (4.28)$$

Assim é possível definir uma matriz diagonal de pesos  $P$  como apresentado em 4.29.

$$P = \begin{bmatrix} (\mu F_{ZFL})^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (\mu F_{ZFR})^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (\mu F_{ZRL})^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (\mu F_{ZRR})^2 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

No final é possível obter a matriz de pesos  $W$  combinando o resultado obtido em 4.23 e 4.29 obtendo:

$$W = \text{diag}\left((1 - k_1) \cdot (\mu F_{ZFL})^2, (1 - k_2) \cdot (\mu F_{ZFR})^2, (1 - k_3) \cdot (\mu F_{ZRL})^2, (1 - k_4) \cdot (\mu F_{ZRR})^2\right) \quad (4.30)$$

Deste modo é possível definir a função de controlo ótima do sistema através da pseudo-inversa de  $B_2$  [7, 47]:

$$u_{opt}(t) = W \cdot B_2^T (B_2 \cdot W \cdot B_2^T)^{-1} \quad (4.31)$$

O sistema pode por isso ser reescrito como:

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + C\delta(t) + B_2 \cdot P(I - K)u(t) \quad (4.32)$$

#### 4.3.3.2 Efeito da reconstrução imperfeitas de Falhas

A deteção de falhas realizada pelo subsistema de DIF é considerado até este ponto como perfeita, no sentido em que a informação definida pelo mesmo é 100% fidedigna não existindo qualquer erro ou imperfeição da deteção da falha, mas esse nem sempre é o caso. Vamos considerar

a matriz  $M$  que representa a capacidade de atuação disponível pelos atuadores [7]:

$$M = (I - K) \quad (4.33)$$

Sendo  $\bar{K}$  a matriz da estimação da perda da capacidade do atuador em que  $\bar{K} \neq K$  é possível definir [7]:

$$\bar{M} = I - \bar{K} \quad (4.34)$$

Em que  $M$  pode ser expresso em função de  $\bar{M}$  da seguinte forma [7]:

$$M = (I - \Delta)\bar{M} \quad (4.35)$$

Onde  $\Delta = \text{diag}(\Delta_1, \dots, \Delta_n)$  e o elemento  $\Delta_i$  explicita o nível de imperfeição da reconstrução da falha  $i$  [7].

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + C.\delta(t) + B(I - \Delta)\bar{M}.u(t) \quad (4.36)$$

A equação 4.36 pode ser reescrita tendo em conta a variável de controlo virtual  $v(t)$  combinando o resultado apresentado em 4.20 obtendo a expressão [7]:

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + C.\delta(t) + B(I - \Delta)\bar{M}.B_2^\dagger.v(t) \quad (4.37)$$

Ao definir a variável auxiliar  $\bar{v}(t) = (B.\bar{M}.B^T)^{-1}$  e substituindo na expressão 4.37 é possível obter [7]:

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + C.\delta(t) + \begin{bmatrix} B_1\bar{M}^2B_2^T \\ B_2\bar{M}^2B_2^T \end{bmatrix} \bar{v}(t) - \begin{bmatrix} B_1\Delta\bar{M}^2B_2^T \\ B_2\Delta\bar{M}^2B_2^T \end{bmatrix} \bar{v}(t) \quad (4.38)$$

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + C.\delta(t) + \begin{bmatrix} B_1B_2^T \\ I \end{bmatrix} \bar{v}(t) - \begin{bmatrix} B_1(I - \bar{M}^2)B_2^T \\ B_2(I - \bar{M}^2)B_2^T \end{bmatrix} \bar{v}(t) - \begin{bmatrix} B_1\Delta\bar{M}^2B_2^T \\ B_2\Delta\bar{M}^2B_2^T \end{bmatrix} \bar{v}(t) \quad (4.39)$$

Da manipulação apresentada em 4.39 é possível explicitar a componente referente à deteção imperfeita por parte do sistema de DIF como expressa em 4.40 [7].

$$\begin{bmatrix} \Delta_{V_Y} \\ \Delta_{V_X} \\ \Delta_{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_1\Delta\bar{M}^2B_2^T \\ B_2\Delta\bar{M}^2B_2^T \end{bmatrix} \bar{v}(t) \quad (4.40)$$

Da análise de 4.40 é visível que não existe qualquer perturbação na variável de estado  $V_Y$ , podendo explicitar componente de imperfeição da deteção de falhas em função apenas das variáveis

de estado  $V_X$  e  $\psi$  como apresentado em 4.41.

$$\begin{bmatrix} \Delta V_X \\ \Delta \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_2 \Delta \bar{M}^2 B_2^T \end{bmatrix} \bar{v}(t) \quad (4.41)$$

### 4.3.3.3 Controlo velocidade

O controlo de velocidade será abordado utilizando a metodologia de controlo não linear *sliding mode* apresentado no início deste capítulo 4. A escolha de controlo não linear é feita tendo em conta a robustez inerente a este tipo de controlo, essenciais para sistemas cujo modelo apresenta incertezas ou perturbações relevantes como é o caso. Considerando a equação 4.42 referente à velocidade longitudinal definida no modelo desenvolvido:

$$\dot{V}_X = \frac{1}{m} (F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR} - 4 \cdot F_R - F_{wind}) + \psi \cdot V_Y \quad (4.42)$$

É possível definir a variável de controlo virtual como  $F_X = (F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR})$  que possibilita a simplificação apresentada em 4.43. Esta variável faz parte do controlo virtual do sistema definido anteriormente como  $v(t) = [F_X, M_Z]^T$ .

$$\dot{V}_X = \frac{1}{m} (F_X) - \frac{1}{m} (4 \cdot F_R - F_{wind}) + \psi \cdot V_Y \quad (4.43)$$

Deste modo é possível redefinir a equação como sendo constituído por a componente de controlo e uma componente de perturbação  $f(V_X, t)$  limitada por  $L$ . De notar que esta perturbação inclui também a perturbação referente ao efeito da reconstrução imperfeita de falhas, definida apenas por  $\Delta V_X$ , apresentada anteriormente em 4.40.

$$\begin{aligned} f(V_X, t) &= \frac{1}{m} (4 \cdot F_R - F_{wind}) + \psi \cdot V_Y + \Delta V_X, \\ \| f(V_X, t) \| &\leq L > 0 \end{aligned} \quad (4.44)$$

Assim o controlo é definido para a expressão definida em 4.45

$$\dot{V}_X = \frac{1}{m} (F_X) + f(V_X, t) \quad (4.45)$$

A variável de *sliding* apresentada é típica para problemas de *tracking* em que se pretende que a variável siga uma dada referência [43]. Deste modo foi definido a variável de *sliding* dada pelo erro entre a velocidade de referência  $V_{Xref}$  e a velocidade real  $V_X$ .

$$\sigma = V_{Xref} - V_X \quad (4.46)$$

A dinâmica da variável de *sliding* é obtida diferenciando 4.46 obtendo o resultado 4.47:

$$\dot{\sigma} = \dot{V}_{Xref} - \dot{V}_X = \dot{V}_{Xref} - \frac{1}{m} (F_X) - f(V_X, t) \quad (4.47)$$

De modo a simplificar novamente o problema vamos considerar que a perturbação total do sistema pode ser limitada por  $M$  e incorpora a componente  $\dot{V}_{Xref}$  [43]:

$$\begin{aligned}\rho(V_X, t) &= \dot{V}_{Xref} - f(V_X, t), \\ \|\rho(V_X, t)\| &\leq M > 0\end{aligned}\quad (4.48)$$

Assumindo a simplificação em 4.49 podemos expressar a dinâmica da variável de *sliding* simplesmente como:

$$\dot{\sigma} = \rho(V_X, t) - \frac{1}{m}(Fx) \quad (4.49)$$

A escolha da lei de controlo é importante para a eliminação das perturbações  $\rho(V_X, t)$ . Por forma a mitigar o efeito das perturbações no sistema é escolhida a lei de controlo expressa por 4.50 [48]:

$$Fx = (Kp \cdot \sigma + Ks \cdot \text{sign}(\sigma))m \quad (4.50)$$

Onde  $Kp$  determina o ritmo de convergência e  $Ks$  é definido de acordo com as perturbações existentes no sistema. Por forma a comprovar a estabilidade da lei de controlo definida, recorreremos à equação de Lyapunov expressa em 4.7 [43].

$$V = \frac{1}{2}\sigma^2$$

Na secção 4.2.1 foram expostas as duas condições necessárias para que o sistema convergisse em tempo finito. A primeira condição é explícita recorrendo à equação 4.7. A segunda condição é comprovada em 4.51:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \sigma \cdot \dot{\sigma} < 0 \\ \dot{V} &= \sigma \left( \rho(V_X, t) - \frac{1}{m}(Fx) \right) \\ \dot{V} &= \sigma \left( \rho(V_X, t) - \frac{1}{m}(Kp \cdot \sigma + Ks \cdot \text{sign}(\sigma))m \right) \\ \dot{V} &= \sigma (\rho(V_X, t) - Kp \cdot \sigma - Ks \cdot \text{sign}(\sigma)) \\ \dot{V} &= \sigma (M - Kp \cdot \sigma - Ks \cdot \text{sign}(\sigma)) \\ \dot{V} &= ((M - Kp)|\sigma| - Ks(\sigma)^2) < 0\end{aligned}\quad (4.51)$$

Da exposição 4.51 é evidente que ao definir  $Kp > 0$  e  $Ks > 0$  e caso as perturbações introduzidas por  $M$  sejam inferiores a  $Ks$  a condição é satisfeita e a convergência do erro é garantida.

#### 4.3.3.4 Controlo yaw rate

O desenvolvimento do controlo robusto de *yaw rate* é tratado neste segmento. A dinâmica lateral é explorada através da variável de estado definida pela aceleração angular segundo o eixo

vertical. O controlo planar desenvolvido centra-se no pressuposto que é possível desacoplar as duas vertentes: velocidade longitudinal e *yaw rate*, assim apesar da relação existente é possível considerar uma dinâmica lenta tornando a dependência existente facilmente suportada pelo controlo desenvolvido.

Para o desenho do controlador, vamos assumir mais uma vez o desenvolvimento realizado no capítulo 3 de modelação do veículo que expressa o *yaw rate* como:

$$\dot{\psi} = \frac{1}{I_Z} \left( 2.l_f.C_f \left( \delta - \frac{V_Y}{V_X} - \frac{l_f \dot{\psi}}{V_X} \right) - 2.l_r.C_r \left( \frac{l_r \dot{\psi}}{V_X} - \beta \right) \right) + \frac{M_Z}{I_Z} \quad (4.52)$$

Manipulando o resultado de 4.52 é possível obter:

$$\ddot{\psi} = -\frac{2(l_f^2.C_f + l_r^2.C_r)}{V_X.I_Z} \dot{\psi} + \frac{2.l_f.C_f}{I_Z} \delta + \frac{2(l_f.C_f - l_r.C_r)}{V_X.I_Z} V_Y + \frac{M_Z}{I_Z} \quad (4.53)$$

Da equação 4.53 é possível identificar a componente referente à velocidade lateral. A velocidade lateral é, no entanto, uma componente cuja a estimação desenvolvida apresenta resultados de baixa confiança principalmente para velocidades elevadas, onde esta componente apresenta maior relevância. Deste modo, e no sentido de desenvolver um controlador robusto, a componente referida é explorada como se de uma perturbação se tratasse. Novamente é tido em conta a perturbação que surge da reconstrução imperfeita das falhas ( $\Delta\dot{\psi}$ ). Assim as perturbações totais deste subsistema podem ser definidas pelo somatório das duas componentes apresentadas e encontram-se limitadas ao valor  $S$ .

$$p(V_Y, t) = \frac{2(l_f.C_f - l_r.C_r)}{V_X.I_Z} V_Y + \Delta\dot{\psi},$$

$$\| p(V_Y, t) \| \leq S > 0 \quad (4.54)$$

Assim podemos reescrever a equação para o desenvolvimento de controlo como expresso em 4.55:

$$\ddot{\psi} = -\frac{2(l_f^2.C_f + l_r^2.C_r)}{V_X.I_Z} \dot{\psi} + \frac{2.l_f.C_f}{I_Z} \delta + \frac{M_Z}{I_Z} + p(V_Y, t) \quad (4.55)$$

A escolha da variável de *sliding* para o controlo deste sistema é abordado de várias formas por vários autores. Rajamani apresenta algumas abordagens para a escolha desta variável [49].

$$\sigma = \dot{\sigma} + \zeta \beta \quad (4.56)$$

$$\sigma = \dot{\psi} - \dot{\psi}_{ref} \quad (4.57)$$

$$\sigma = \dot{\psi} - \dot{\psi}_{ref} + \zeta \beta \quad (4.58)$$

Como referido a variável de *side slip* não apresenta interesse no controlo desenvolvido uma vez que este é considerado como sendo uma perturbação do sistema e como tal a escolha da variável

de de *sliding* recai sobre a expressão 4.59.

$$\sigma = \dot{\psi} - \dot{\psi}_{ref} \quad (4.59)$$

Esta variável apresenta uma simplicidade conceptual que é uma mais valia para o desenvolvimento do desenho do controlador e apresenta bons resultados em trabalhos desenvolvidos no âmbito do controlo de estabilidade lateral. Autores como *Fujimoto* apresentam esta superfície como base para o desenvolvimento do seu controlo [48]. A dinâmica da variável de *sliding* explicitada em 4.59 pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} = \ddot{\psi} - \ddot{\psi}_{ref} &= - \left( \frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} + \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta + \frac{M_Z}{I_Z} + p(V_Y, t) \right) - \ddot{\psi}_{ref} \\ \dot{\sigma} &= - \frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} - \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta - \frac{M_Z}{I_Z} + p(V_Y, t) - \ddot{\psi}_{ref} \end{aligned} \quad (4.60)$$

A equação acima pode ser simplificada englobando a parcela  $\ddot{\psi}_{ref}$  na componente de perturbações obtendo novamente uma componente de perturbações limitadas por  $E$ .

$$\begin{aligned} \xi(V_Y, t) &= p(V_Y, t) - \ddot{\psi}_{ref}, \\ \|\xi(V_Y, t)\| &\leq E > 0 \end{aligned} \quad (4.61)$$

As perturbações contabilizadas, expressão as incertezas do modelo a que o controlador desenvolvido deve ser robusto. É possível reescrever a dinâmica da variável de *sliding* como:

$$\dot{\sigma} = - \frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} - \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta - \frac{M_Z}{I_Z} + \xi(V_Y, t) \quad (4.62)$$

A variável de controlo virtual  $M_Z$  pode ser expressa por uma lei de controlo composta por duas componentes como exposto anteriormente em 4.11:

$$M_Z = (u_{equivalente} + u_{perturbacao}) I_Z \quad (4.63)$$

A primeira componente expressa em 4.63 é denominada por lei de controlo equivalente e define a parcela do controlo necessária no sistema após atingir a superfície de deslizamento ( $\sigma=0$ ) de forma a garantir que a trajetória do sistema se mantém na superfície [43]. No caso do sistema apresentado o controlo equivalente é constituído pelas componentes de *yaw rate* e *steering* conhecidas e podem ser expressas pela equação 4.64.

$$u_{equivalente} = - \frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} - \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta \quad (4.64)$$

À semelhança do que foi implementado no controlo de velocidade longitudinal, também neste

controlador a componente capaz de mitigar as perturbações é obtida pela lei 4.65 [48].

$$u_{perturbacao} = Kp \cdot \sigma + Ks \cdot \text{sign}(\sigma) \quad (4.65)$$

É possível definir  $M_Z$  conjugando as componentes de controlo expressas em 4.64 e 4.65.

$$M_Z = \left( -\frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} - \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta + Kp \cdot \sigma + Ks \cdot \text{sign}(\sigma) \right) I_Z \quad (4.66)$$

Uma vez definida a lei de controlo, expressa em 4.66, é necessário comprovar a estabilidade do sistema. Assim como realizado anteriormente vamos recorrer à equação de Lyapunov expressa em 4.7 para demonstrar a estabilidade do controlador proposto.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma \cdot \dot{\sigma} < 0, \\ \dot{V} &= \sigma \left( -\frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} - \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta - \frac{M_Z}{I_Z} + \xi(V_Y, t) \right) \end{aligned} \quad (4.67)$$

Se substituirmos a variável de entrada  $M_Z$  da equação 4.67 pela lei de controlo definida em 4.66 é possível obter:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma \left( -\frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} - \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta \right. \\ &\quad \left. - \frac{\left( -\frac{2(l_f^2 \cdot C_f + l_r^2 \cdot C_r)}{V_X \cdot I_Z} \cdot \dot{\psi} - \frac{2 \cdot l_f \cdot C_f}{I_Z} \delta + Kp \cdot \sigma + Ks \cdot \text{sign}(\sigma) \right) I_Z}{I_Z} + \xi(V_Y, t) \right) \\ \dot{V} &= -\sigma(Kp \cdot \sigma - Ks \cdot \text{sign}(\sigma) + E) \\ \dot{V} &= |\sigma|(E - Ks) - Kp \cdot \sigma^2 < 0 \end{aligned} \quad (4.68)$$

Do resultado 4.68 é possível concluir que a condição é garantida caso  $Kp > 0$  e  $Ks > 0$  e as perturbações modeladas por  $E$  sejam preferencialmente inferiores a  $Ks$  de forma a que sejam eliminadas apenas por esta componente, sendo este parâmetro definido de forma a eliminar as incertezas. O  $Kp$  é introduzido de forma a aumentar a velocidade de convergência do controlador [48].

## 4.4 Conclusão

O desenvolvimento apresentado no presente capítulo possibilitou demonstrar o conceito de controlo não linear baseado em *sliding mode*, a exposição da metodologia associada a mesmo permite definir de forma mais explícita o controlador proposto.

A arquitetura definida para este controlador incide numa metodologia de controlo tolerante a falhas usando a complexidade do sistema para mitigar a existência de falhas através de uma alocação eficaz de binário dos motores. A multiplicidade de soluções associada a veículos sobreatuados

moldasse de forma perfeita ao controlo tolerante a falhas e ao sistema de alocação de controlo proposto uma vez que o esforço associado a um atuador com falha pode ser facilmente redistribuído pelos restantes atuadores mantendo o sistema num regime de funcionamento nominal. Ainda associado a este tema foi estudado o efeito da reconstrução imperfeita da falha de forma a considerar este fator no dimensionamento do controlador do sistema. Também no tema de alocação de binário foi realizado um estudo complementar de forma a incorporar a informação referente à aderência de cada pneu e usar esta para maximizar o funcionamento geral do sistema.

Quanto ao controlador associado às variáveis de estado *yaw rate* e velocidade longitudinal optou-se pelo dimensionamento de dois controladores independentes, tratando assim de cada variável de forma desacoplada. A dinâmica da velocidade longitudinal foi considerada bastante lenta o que permitiu a exploração destas duas variáveis de forma dissociada. Em ambos os controladores foi utilizado *sliding mode* devido às suas características e robustez a incertezas paramétricas e perturbações do sistema. No final foi possível dimensionar as leis de controlo capazes de assegurar a convergência das duas variáveis de estado do sistema em tempo finito.



## Capítulo 5

# Implementação e Resultados de Simulação

O dimensionamento do controlador desenvolvido no capítulo 4 permitiu definir uma arquitetura interessante para o controlo do sistema apresentado no capítulo 3 em que é realizada uma análise do modelo planar de um veículo terrestre. Por forma a validar o desenho do controlador é desenvolvida uma simulação em Simulink/Matlab capaz de emular o comportamento do mesmo, que combinado com o desenvolvimento referente ao modelo do veículo, explicita de forma completa o desempenho do controlo desenvolvido. O processo de validação passa também pelo teste do controlador no modelo do veículo obtido pela ferramenta de simulação Carsim que incorpora grande parte da dinâmica do veículo, proporcionando um modelo muito próximo da realidade.

### 5.1 Simulação

O desenvolvimento de alguns aspetos construtivos da simulação desenvolvida para caracterizar a arquitetura de controlo proposta na figura 4.3 são elaborados nesta secção. Assim são explorados alguns blocos identificados na arquitetura do controlador bem como algumas restrições e características da plataforma de validação desenvolvida.

#### 5.1.1 Geração de Referência

O bloco de geração de referência é um dos subsistemas explicitados na figura 4.3, que apresenta a arquitetura do controlador proposto, e é responsável pela geração dos sinais de referência. O objetivo do presente controlador é melhorar a estabilidade da dinâmica do sistema do veículo bem como em regime permanente, deste modo, é imprescindível que o *yaw rate* do sistema siga uma determinada referência  $\psi_{Ref}$  cuja sua dinâmica é baseada na intenção do condutor do veículo, ou seja, o *input* introduzido pelo condutor através do volante (ângulo de direção  $\delta$ ).

A expressão de geração de referência provem da análise em regime permanente das equações de movimento do sistema definidas no capítulo 3. Durante a curva não existe alterações significativas do valor de ângulo de *side slip* ou de *yaw rate* do veículo [39]. A obtenção do sinal de

referência de *yaw rate* é abordado por vários autores como sendo expresso por [50, 48]:

$$\dot{\psi}_{Ref} = \frac{K(V_X)}{1 + \tau s} \cdot \delta \quad (5.1)$$

Onde  $\tau$  define a frequência de corte da função transferência apresentada em 5.1 e em que  $K(V_X)$  é uma expressão em função da velocidade definida por 5.2:

$$K(V_X) = \frac{1}{1 + k_{us} \cdot V_X^2} \cdot \frac{V_X}{l} \quad (5.2)$$

$$k_{us} = \frac{m(l_r C_r - l_f C_f)}{2l^2 C_f C_r} \quad (5.3)$$

Na expressão 5.3 o valor de  $k_{us}$  determina o comportamento do veículo por ação do comando de direção (*steering*) classificando o veículo como [48]:

- $l_f C_f - l_r C_r > 0$  : *over steering*
- $l_f C_f - l_r C_r = 0$  : *neutral steering*
- $l_f C_f - l_r C_r < 0$  : *under steering*

A classificação anterior expressa a sensibilidade do veículo a uma entrada de ângulo de direção ( $\delta_0$ ), definindo o comportamento do mesmo numa manobra de curvatura. O raio de curvatura do sistema é expresso como [39]:

$$\rho = \left(1 - \frac{m}{2l^2} \frac{l_f C_f - l_r C_r}{C_f C_r} V^2\right) \frac{1}{\delta_0} \quad (5.4)$$

Do estudo realizado é possível verificar que a curvatura introduzida pelo ângulo de direção definida em 5.4 é dependente da velocidade do sistema. A equação 5.1 define a referência de *yaw rate* em função do ângulo de direção e expressa de forma simples a característica de curvatura do veículo.

### 5.1.2 Falhas no Sistema

Um dos pontos abordados na presente dissertação é a existência de falhas no sistema e a influência das mesmas. No sentido de exibir o comportamento do sistema em condições de falhas foi incorporado o modelo de falhas no sistema veicular obtendo o resultado apresentado em 4.32.

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + C\delta(t) + B_2 \cdot P \cdot (I - K)u(t)$$

A matriz que inclui a severidade da falha ( $K$ ), exibe os valores referentes às falhas de cada atuador na sua diagonal, como explicitado em 4.23. Por forma a tornar a simulação mais fluida e simples foi criado um bloco que define as falhas associadas a cada atuador representado na figura 5.1

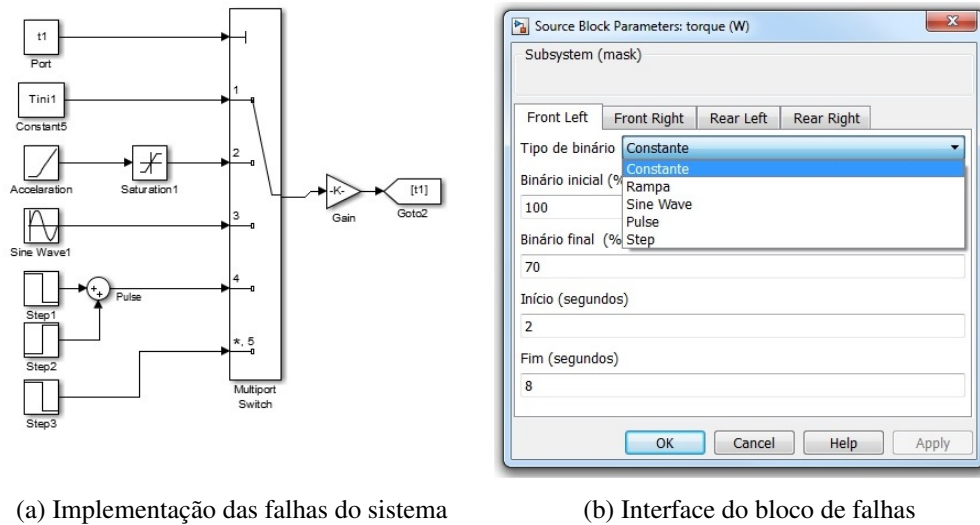


Figura 5.1: Bloco de Falhas do sistema(Simulink)

O bloco apresentado na figura 5.1a é replicado para os quatro atuadores e as suas saídas são utilizadas para conceber a matriz  $K$ . A introdução de falhas no sistema é realizada de forma intuitiva pela interface apresentada em 5.1b. O subsistema foi desenvolvido por forma a possibilitar o estudo de vários tipos de falhas dos atuadores identificados na figura 2.7, apresentados no estado da arte da presente dissertação.

### 5.1.3 Restrições do motor

Todos os atuadores têm uma gama de funcionamento e o motor elétrico não é exceção. No sistema apresentado existem quatro atuadores cada um associado a uma roda e cujos limites de funcionamento são importantes para o definir.

#### 5.1.3.1 Característica Binário-Velocidade

O motor escolhido para o desenvolvimento deste estudo é um motor de ímãs permanentes cujas características encontram-se apresentadas na tabela 5.1 [26, 51]:

O motor, cujas características se encontram apresentadas em 5.1, possui limitações de binário disponível, de acordo com a zona de funcionamento do mesmo. A curva de característica binário/velocidade do motor é apresentado na figura 5.2 de onde podemos destacar duas regiões de

Tabela 5.1: Característica do motor (adaptado de [26])

Característica	Valor
Tipo	PMSM
Potência Max.	10.7 kW
Binário Max.	340 Nm
Massa	7 kg

funcionamento: a região de funcionamento em binário constante e a região de enfraquecimento de campo.

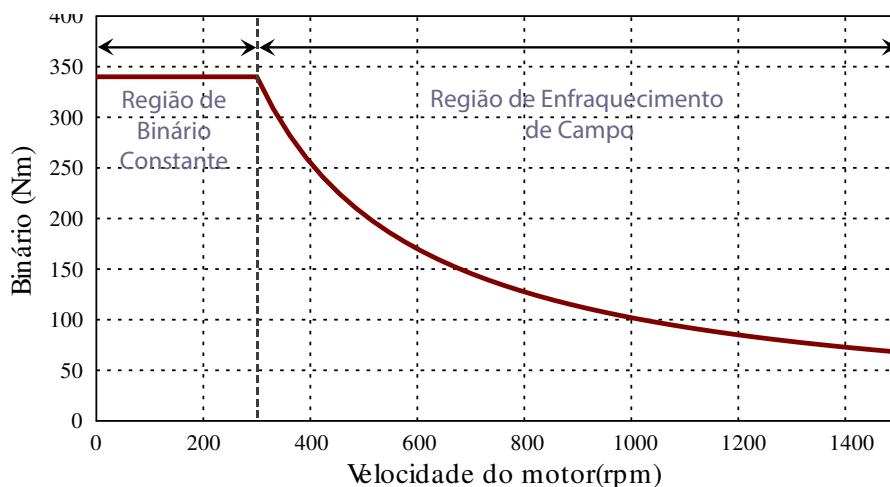


Figura 5.2: Curva característica do motor [51]

Da figura 5.2 é possível inferir que o binário máximo encontra-se disponível na região de potência constante até ao ponto de velocidade angular nominal  $\omega_n$  a partir do qual o binário do motor decresce com a velocidade. Assim é possível expressar o binário disponível como:

$$T(\omega) = \begin{cases} T_n, & \text{para } \omega \leq \omega_n \\ T_n \frac{\omega_n}{\omega}, & \text{para } \omega > \omega_n \end{cases} \quad (5.5)$$

### 5.1.3.2 Restrição de Força Vertical

Para além da restrição de binário apresentada, existe ainda outra restrição importante que define a força máxima aplicável na roda. Anteriormente foi apresentado o conceito de circunferência de fricção onde foi expresso a força máxima aplicável na roda sem perda de aderência por parte da mesma 3.11.

$$\sqrt{F_{Xjw}^2 + F_{Yjw}^2} \leq \mu_{max} \cdot F_{Zjw} \quad (5.6)$$

A força vertical a que cada roda está sujeita pode ser expresso como 5.7 [47].

$$F_Z = \begin{cases} F_{ZFL} = \frac{1}{2} \frac{l_r}{l} mg - \rho_f a_Y m \frac{h_g}{d_f} - a_X m \frac{h_g}{l}, \\ F_{ZFR} = \frac{1}{2} \frac{l_r}{l} mg + \rho_f a_Y m \frac{h_g}{d_f} - a_X m \frac{h_g}{l}, \\ F_{ZRL} = \frac{1}{2} \frac{l_f}{l} mg - \rho_r a_Y m \frac{h_g}{d_r} + a_X m \frac{h_g}{l}, \\ F_{ZRR} = \frac{1}{2} \frac{l_f}{l} mg + \rho_r a_Y m \frac{h_g}{d_r} + a_X m \frac{h_g}{l} \end{cases} \quad (5.7)$$

Onde  $\rho_f$  e  $\rho_r$  representam os coeficientes de *roll* dianteiro e traseiro respectivamente e  $h_g$  expressa a altura do solo até ao centro de massa do veículo [47]. Tendo em conta apenas o movimento longitudinal é possível realizar a aproximação apresentada em 5.8 [26].

$$F_{X_{jw}} \approx \frac{T_{jw}}{r_{eff}} \quad (5.8)$$

Em que  $r_{eff}$  representa o raio efetivo da roda. Uma vez que a força longitudinal está relacionada com a força vertical por 5.6 e é negligenciado a componente lateral é possível definir o binário como [26]:

$$T_{jw} = r_{eff} \cdot F_{X_{jw}} = \mu_{max} F_{Z_{jw}} r_{eff} \quad (5.9)$$

Combinando a restrição da curva binário/velocidade apresentada em 5.5 e a restrição associado à circunferência de fricção em 5.9 é possível definir a seguinte restrição de binário disponível:

$$|T_{jw}| = \min(T(\omega), \mu_{max} \cdot F_{Z_{jw}} \cdot r_{eff}) \quad (5.10)$$

### 5.1.3.3 Dinâmica do motor

O binário mecânico produzido pelo motor elétrico,  $T_m$ , é descrito em função do binário da carga  $T_L$ , do momento de inercia  $J$  e do coeficiente de viscosidade  $C_v$ , como:

$$T_m = J \cdot \dot{\omega}_m + C_v \omega_m + T_L \quad (5.11)$$

A equação 5.11 define a dinâmica do binário produzido em função da velocidade angular mecânica ( $\omega_m$ ). Deste resultado é possível identificar que o binário mecânico produzido pelo motor não expressa o binário efetivo aplicado à carga.

O momento de inercia total de um motor elétrico acoplado diretamente à carga é igual ao somatório dos momentos de inercia ( $J = J_M + J_L$ ).

A dinâmica apresentada na equação 5.11 assemelha-se a um sistema de primeira ordem. O binário de referência introduzido pelo controlador proposto não se traduz numa variação instantânea de binário na roda e como tal esse atraso deve ser tido em conta por forma a tornar a simulação o mais realista possível. No sentido de acomodar o comportamento descrito, foi introduzido um sistema de primeira ordem caracterizado por:

$$T_{jw} = \frac{\bar{T}_{jw}}{\tau \cdot s + 1} \quad (5.12)$$

Onde  $\bar{T}_{jw}$  representa o binário requisitado pelo controlador e  $T_{jw}$  o binário que é de facto disponibilizado e  $\tau = 1/(2\pi \cdot f_c)$  define a constante de tempo. Este sistema pode ser descrito simplesmente como um filtro passa baixo de primeira ordem com frequência de corte  $f_c$ .

## 5.2 Validação Computacional

Por forma a obter informação sobre o comportamento do controlador proposto no capítulo 4 anterior foram desenvolvidos ensaios parametrizados de maneira a inferir sobre a capacidade do mesmo. O conjunto de ensaios abordam várias manobras habituais e procuram evidenciar o desempenho do controlador em situações reais.

Primeiramente serão definidos um conjunto de manobras que permitam explorar o desempenho do controladores em vários pontos de funcionamento, procurando exibir o funcionamento do mesmo em situações extremas.

O conjunto de testes escolhidos são aplicados em dois processos de validação. A primeira validação do CTF é realizado através da plataforma do modelo desenvolvido do veículo para o qual o controlador foi dimensionado. Numa fase posterior são realizados testes semelhantes na plataforma de simulação Carsim, cujo o modelo apresenta um maior desenvolvimento e cujo seu comportamento se aproxima do comportamento real obtido num veículo.

A parametrização do controlador foi realizado de forma a exibir um comportamento interessante no modelo desenvolvido, replicando o mesmo no modelo não linear apresentado pelo CarSim.

### 5.2.1 Parametrização do Controlador

O controlo baseado em *sliding mode* foi explorado de forma completa no capítulo 4, expondo as variáveis de sintonia do controlador bem como o efeito das mesmas no sistema. A arquitetura exposta na figura 4.3 demonstra a necessidade de dois controladores baseados na topologia SMC para controlar as variáveis de espaço de estado  $V_x$  e  $\psi$ .

A sintonia dos parâmetros do controlador não linear depende do comportamento do sistema em malha fechada, obrigando a um processo iterativo para a obtenção dos parâmetros apresentados na tabela 5.2. As variáveis definidas em seguida expressam os parâmetros do controlo.

Tabela 5.2: Parâmetros do Controlador *sliding mode*

SMC-Velocidade			SMC-Yaw Rate		
Ks	Kp	e	Ks	Kp	e
1	80	0.005	1	0.8	0.05

Os parâmetros obtidos são mantidos durante todo o processo de validação. O controlador é sintonizado para o modelo desenvolvido e sendo utilizada o mesmo controlador para a validação na plataforma carsim.

### 5.2.2 Resultados do modelo desenvolvido

O primeiro processo de validação do controlo é realizado através do modelo apresentado no capítulo 3 para qual o controlador foi dimensionado. Nesta secção são apresentados os resultados

obtidos através da plataforma Simulink, onde foi desenvolvido o modelo planar do veículo e o controlador *sliding mode* proposto.

### 5.2.2.1 Lista de manobras

Os ensaios realizados foram escolhidos para demonstrar o comportamento do sistema numa grande variedade de situações. São estipuladas manobras em diferentes pontos de funcionamento de maneira a explorar a robustez do controlador. Os ensaios definidos para o presente modelo encontram-se expostos na tabela 5.3.

Tabela 5.3: Lista de ensaios para a plataforma de validação baseada no modelo desenvolvido

Manobra	Direção	Velocidade	Falha
J-Turn	45°	Aceleração(45km/h-55km/h)	t=4 segundos RL Degrau(100%-0%)
Single Line Change	25°	Constante 90km/h	t=6 segundos RR Degrau(100%-0%)
Double Line Change	25°	Constante 90km/h	t=2 segundos RL Degrau (100%-70%)
			t=5 segundos FR Degrau (100%-60%)
			t=8 segundos FL Degrau (100%-0%)

Em cada manobra é estudado o comportamento do sistema a diferentes fatores paramétricos bem como ao efeito de falhas no controlador proposto. O sistema desenvolvido apresenta um modelo mais simplista da interface pneu/estrada pelo que o efeito do coeficiente de atrito não é explorado. As manobras pretendem evidenciar a capacidade de adaptação do controlador de *yaw rate* e velocidade longitudinal a falhas no sistema e estudar a dinâmica das variáveis bem como o seu comportamento em regime permanente. Os ensaios são realizados a diferentes velocidades para demonstrar o bom comportamento do controlador sendo que o primeiro ensaio explora a dinâmica da velocidade longitudinal através de uma manobra em aceleração procurando definir uma relação entre a velocidade do veículo e o comportamento do *yaw rate* do sistema. O comportamento de *yaw rate* é validado através das manobras apresentadas na tabela 5.3, explorando manobras mais exigentes e o comportamento do sistema às mesmas.

Esta série de testes aplicados ao modelo desenvolvido originam resultados mais idealistas, uma vez que as falhas do sistema encontram-se completamente definidas e o modelo do veículo é ideal uma vez que os parâmetros do veículo se encontram bem definidos.

### 5.2.2.2 J-turn

A primeira manobra analisada é designada por *Jturn* e emula uma situação de curvatura. Neste ensaio, como apresentado na tabela 5.3, é introduzida uma característica ascendente de velocidade desde o instante  $t = 0.5s$  até o instante  $t = 7.5s$  a partir do qual a velocidade se mantém constante a uma velocidade de 55km/h. A dinâmica de  $V_X$  é apresentada na figura 5.3.

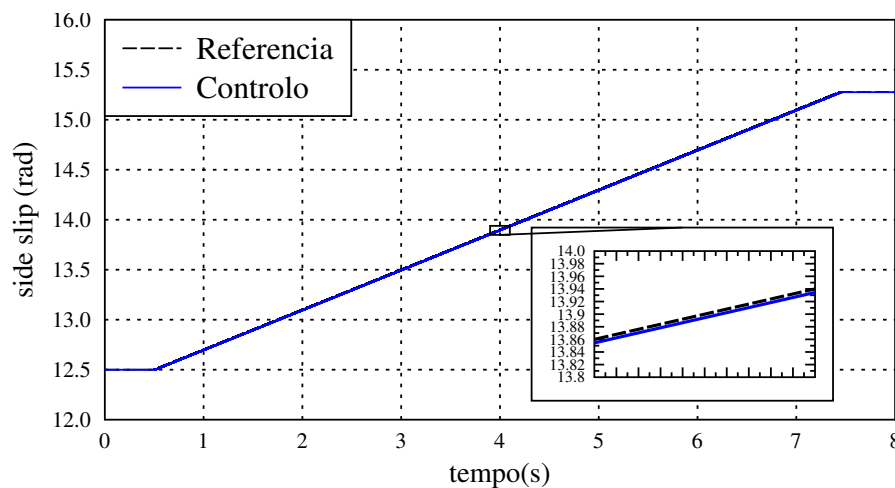


Figura 5.3: Manobra J-turn: Velocidade do modelo desenvolvido

No presente ensaio são introduzidas duas falhas totais (100%-0%) dos dois atuadores traseiros em momentos diferentes. A avaria do motor acoplado ao pneu traseiro da direita acontece no instante  $t = 4s$  e a avaria do motor acoplado à outra roda traseira é introduzida em  $t = 6s$ . A figura 5.3 inclui uma análise mais fina do momento da primeira falha do sistema, de onde se pode inferir que não existiu qualquer perturbação do sistema.

A outra variável a analisar é a velocidade angular do eixo vertical que completa o estudo da estabilidade planar do veículo. Da figura 5.4 é visível que a variável de *yaw rate* segue de forma perfeita a referência definida.

Mais uma vez foi incluída uma visão centrada no momento da segunda falha no instante  $t = 6s$  demonstrando mais uma vez a ausência de perturbação no momento da falha uma vez que o mecanismo de alocação possibilita a distribuição ótima dos atuadores no momento da falha. Essa mesma distribuição pode ser inspecionada na figura 5.5.

O aumento do binário aplicado no instante  $t = 0.5s$  é explicado pelo aumento de velocidade requisitada ao sistema. A diferença entre a roda dianteira e traseira do sistema até ao momento da primeira falha aos 4 segundos deve-se ao aumento de força vertical nas rodas traseiras devido ao aumento de velocidade longitudinal, assim as rodas dianteiras aplicam um menor binário devido à sua menor aderência ao piso. Finalmente de referir o fenómeno existente no instante das falhas que retrata o esforço do controlador em manter as variáveis de controlo na superfície de *sliding* após as avarias. A partir do instante  $t = 6s$  apenas as rodas dianteiras aplicam binário.

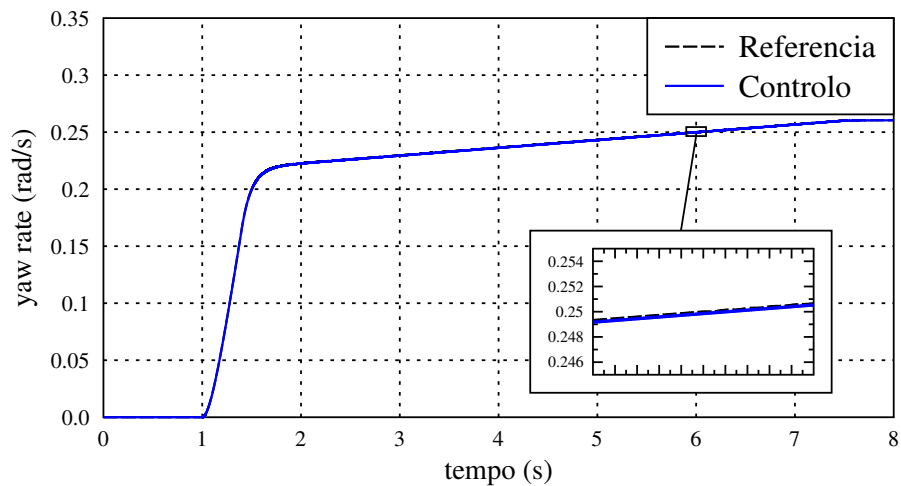


Figura 5.4: Manobra J-turn: *yaw rate* do modelo desenvolvido

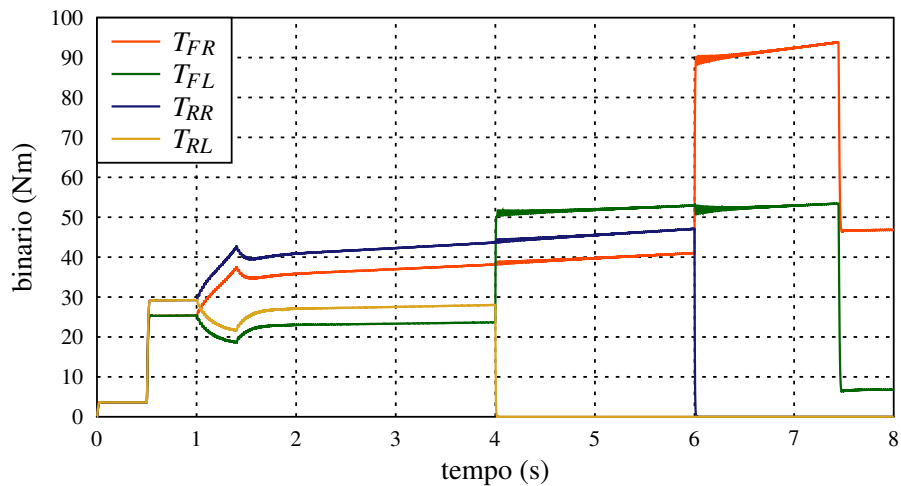


Figura 5.5: Manobra J-turn: Binário aplicado ao modelo desenvolvido

### 5.2.2.3 Single Line Change

A manobra de *Single Line Change* apresentada de seguida caracteriza uma simples mudança de faixa. A manobra em questão será realizada a uma velocidade elevada  $V_x = 90\text{km/h}$  demonstrando a estabilidade do sistema a alta velocidade. Neste ensaio não será introduzida qualquer dinâmica a velocidade ao sistema. Neste teste em particular é introduzida uma falha no sistema no instante  $t = 2\text{s}$  onde o motor da roda traseira do lado direito perde 80% de eficiência. A evolução da variável  $\psi$  encontra-se definida na figura 5.6

A figura anterior comprova o bom funcionamento do sistema, sendo a referência seguida de forma perfeita. O posicionamento global do veículo é também importante para validar a manobra apresentada.

A figura 5.7 define o trajeto do sistema, comprovando o movimento esperado para este tipo de

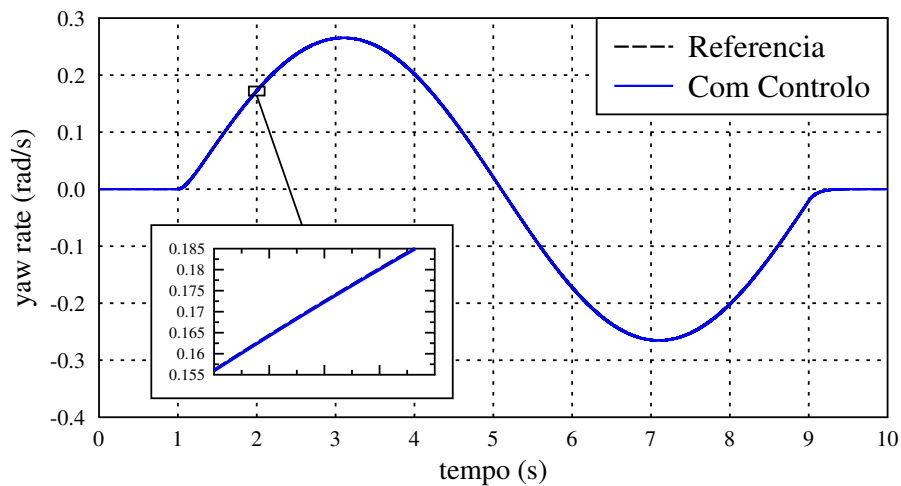


Figura 5.6: Manobra SLC: yaw rate do modelo desenvolvido

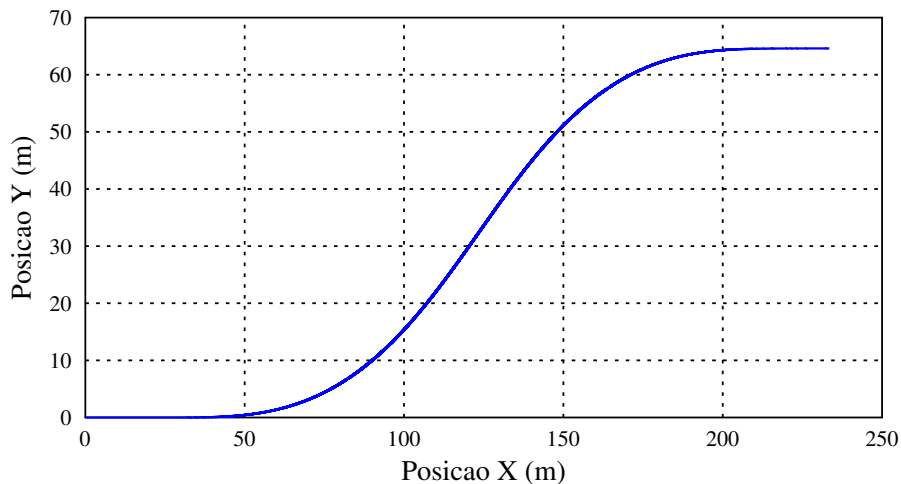


Figura 5.7: Manobra SLC: Posição global do modelo desenvolvido

manobra. Finalmente resta analisar o binário aplicado em cada roda explicito na figura 5.8. Como seria expectável existe um acréscimo de binário aplicado no pneu dianteiro da direita no instante  $t = 2s$  que deriva da falha no pneu traseiro da direita como apontado na tabela 5.3.

#### 5.2.2.4 Double Line Change

Para finalizar a análise do modelo proposto bem como do comportamento do controlador definido é realizado uma manobra de *double line change* que implica uma primeira mudança de faixa, à semelhança do que foi realizado na secção anterior, retornando de novo à faixa inicial. De forma a tornar a manobra mais exigente também esta manobra será realizada a velocidade elevada  $V_X = 90km/h$  com um ângulo de direção de  $25^\circ$ . Este último ensaio apresenta um perfil de falhas mais complexo uma vez que suporta uma falha no atuador do pneu traseiro esquerdo perdendo

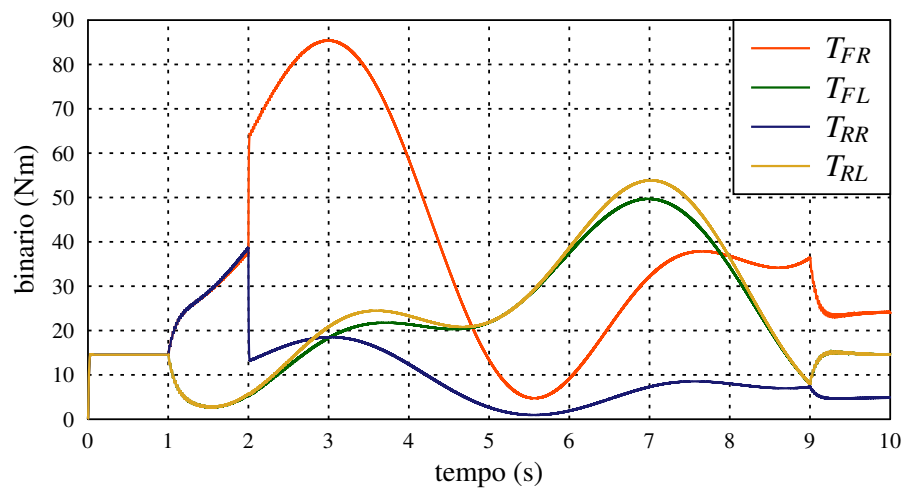


Figura 5.8: Manobra SLC: Binário aplicado ao modelo desenvolvido

30% de eficiência aos 2 segundos seguido de uma falha de 40% no pneu dianteiro da direita no instante  $t = 5s$  e finalmente uma avaria total do motor da roda dianteira da esquerda em  $t = 8s$ .

A variável de *yaw rate* encontra-se definida na figura 5.9 e demonstra robustez às falhas inseridas no sistema, não apresentando qualquer tipo de perturbação nos instantes das falhas.

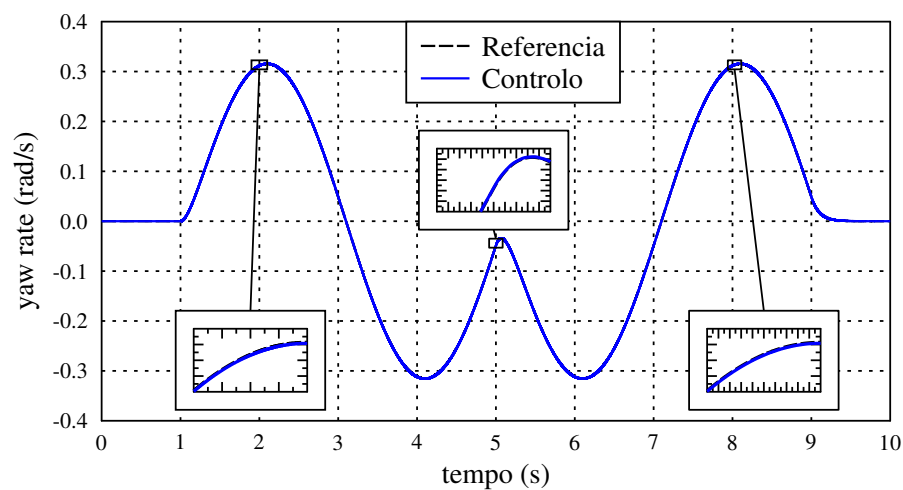


Figura 5.9: Manobra DLC: *yaw rate* do modelo desenvolvido

Também o posicionamento global do sistema vai de encontro ao percurso esperado, voltando ao eixo longitudinal como é apresentado na figura 5.10.

Finalmente é apresentado o binário aplicado a cada uma dos atuadores em cada instante, demonstrando a distribuição em tempo real do esforço dos motores disponíveis.

O binário produzido por cada um dos motores é visível na figura 5.11. Importante referir que o esforço de cada atuador segue a restrição das falhas do sistema, sendo visível uma falha total do atuador dianteiro direito aos 8 segundos.

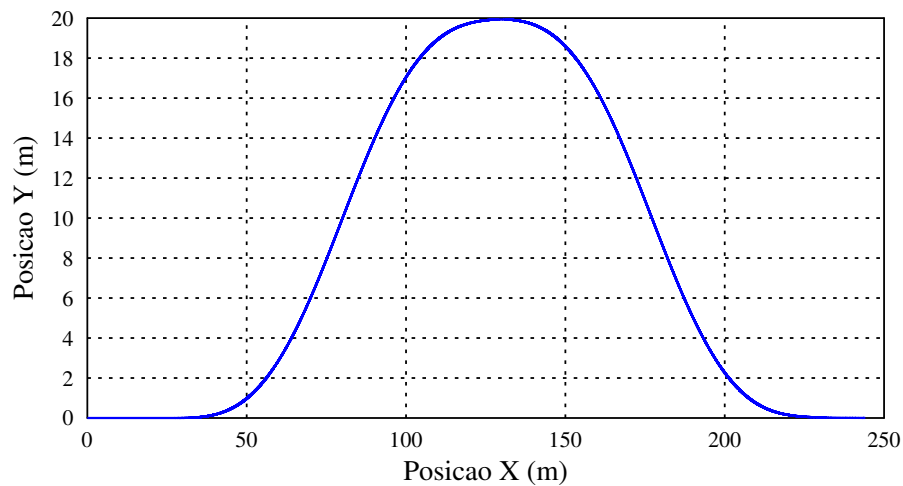


Figura 5.10: Manobra DLC: Posição global do modelo desenvolvido

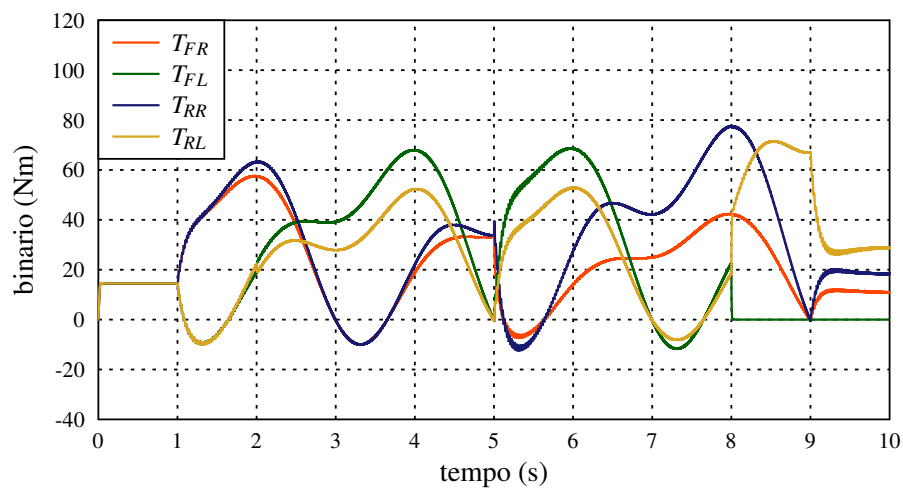


Figura 5.11: Manobra DLC: binário aplicado ao modelo desenvolvido

### 5.2.3 Resultados no modelo Carsim

Na secção 5.2.2 foram expostos alguns resultados do controlador proposto no sistema desenvolvido em Simulink. O modelo desenvolvido apresenta uma baixa complexidade em relação ao modelo não linear proveniente da ferramenta de simulação Carsim, deste modo, foi repetido o processo de validação do controlador proposto, na nova plataforma de simulação CarSim, com o intuito de obter resultados mais realistas e conclusivos sobre o controlador adotado. A caracterização do controlador no modelo explicitado na ferramenta de simulação Carsim, foi obtido através da inclusão desse mesmo modelo na plataforma de desenvolvimento Simulink onde o controlo foi instituído.

### 5.2.3.1 Lista de Manobras

À semelhança do que foi realizado na validação do controlo através do modelo desenvolvido, também no processo de validação aqui apresentado foram definidas uma serie de ensaios. O controlador desenvolvido deve demonstrar robustez e segurança numa grande variedade de situações e manobras de forma a comprovar o seu bom funcionamento. Com o intuito de evidenciar as potencialidades do controlador foram identificadas algumas manobras chave.

Nesta secção é pretendido a demonstração dos resultados de simulação obtidos na plataforma Simulink. Assim são realizadas três manobras que pretendem abordar alguns pontos essenciais no controlo planar como o coeficiente de atrito, a velocidade do sistema e o efeito da reconstituição imperfeita de falhas. O ponto comum em todas simulações elaboradas é a presença de falhas no sistema. No estudo que se segue é investigado o efeito dos pontos referidos nas variáveis de estado *yaw rate* e velocidade longitudinal.

A lista de manobras realizadas encontra-se apresentada na tabela 5.4, em cada uma é demonstrado diferentes aspetos que expressam manobras e condições semelhantes às encontradas na realidade. Para possibilitar a comparação entre os resultados entre os dois modelos são mantidas algumas manobras realizadas anteriormente.

Tabela 5.4: Lista de ensaios para a plataforma de validação baseada no modelo Carsim

Manobra	Direção	Velocidade	Falha	Coef. Atrito
J-Turn	25°	Aceleração(45km/h-50km/h)	t=1 segundos RL rampa(100%-30%)	Split mu 0.1 esquerda 0.5 direita
Single Line Change	25°	Constante 90km/h	t=2 segundos RR Degrau (100%-20%)	mu=0.85
			t=2 segundos RL Degrau (100%-70%)	
Double Line Change	25°	Constante 90km/h	t=5 segundos FR Degrau (100%-60%)	mu=0.85
			t=8 segundos FL Degrau (100%-0%)	

### 5.2.3.2 J-turn

Uma vez mais a primeira manobra representa a manobra típica de uma curva. A plataforma Carsim permite alterar alguns parâmetros de simulação como o coeficiente de atrito permitindo examinar o comportamento do veículo a diferentes estados do pavimento. Como apresentado na tabela 5.4 esta manobra expõe um coeficiente de atrito misto, apresentando um valor de 0.1 no lado esquerdo da estrada e um coeficiente de atrito de 0.5 no lado direito, esta situação explicita o caso de uma estrada molhada em que existe a formação de gelo na berma da estrada.

De forma a verificar o comportamento do controlador de velocidade e a sua influência no controlo de *yaw rate*, é introduzido uma referência em rampa desde os 0.5s até os 4s apresentando um aumento de velocidade dos 45km/h para os 50km/h. Após o aumento de velocidade é introduzido uma referência de *yaw rate* que permite descrever uma curva à direita.

Durante a manobra é introduzida uma falha na roda esquerda traseira com um decaimento de 10% de eficiência por segundo, sendo introduzido no primeiro segundo e é mantida durante o resto da manobra finalizando com uma eficiência de apenas 30%.

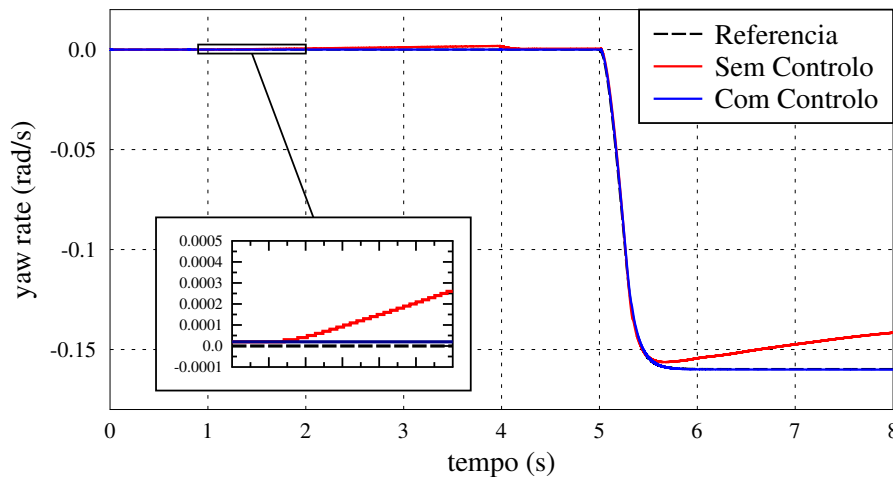


Figura 5.12: Manobra J-turn: Comportamento do *yaw rate* do veículo

A falha introduzida demonstra ter uma influência expressiva no sistema sem controlador apresentado na figura 5.12, principalmente na situação de curvatura iniciada aos 5 segundos, também a influência do aumento de velocidade contribui para o aumento do erro em relação à referência. O desempenho do mesmo sistema com o controlador proposto exibe um comportamento bastante satisfatório seguindo a referência de forma perfeita. A segunda variável controlada pelo sistema CTF desenvolvido é a velocidade longitudinal apresentada em 5.13

Nos gráficos 5.12 e 5.13 é explícito o bom funcionamento do controlador tolerante a falhas desenvolvido em comparação com o sistema sem qualquer controlo. As variáveis de estado apresentam um desempenho ótimo mesmo na situação apresentada em que as rodas do lado direito estão expostas a um pavimento com coeficiente de atrito diferente das rodas do lado esquerdo. Por forma a compreender a influência do controlador, são apresentadas na figura 5.14 os binários aplicados a cada atuador de forma a explorar a sua reação à introdução de uma falha conforme definida anteriormente.

Da Figura 5.14 é possível verificar que a variável de controlo responde à falha no motor acoplado à roda traseira do lado esquerdo através do aumento de binário introduzido na roda dianteira do lado esquerdo. No instante  $t=5$  segundos existe uma alteração de referência que provoca uma variação significativa do sistema e como tal a variável de *sliding* sai da superfície, retomando à mesma rapidamente como é possível verificar na figura 5.14, apresentando uma *reaching phase* bastante aceitável.

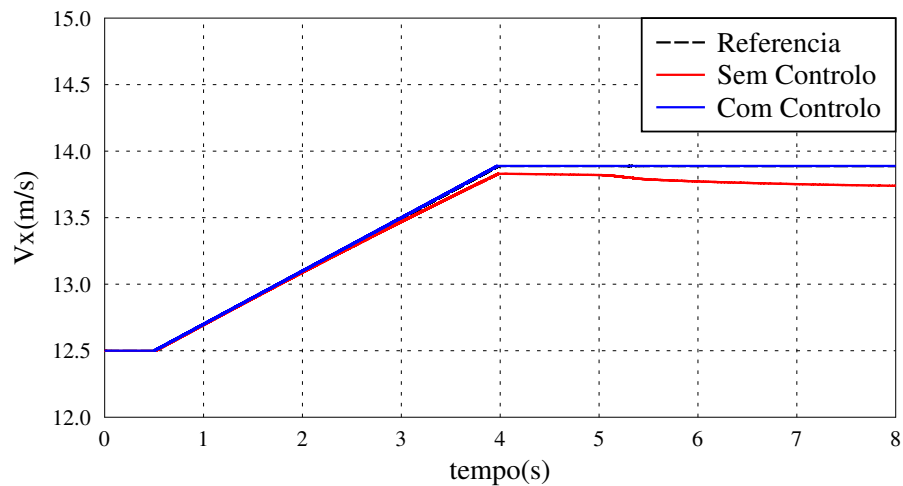


Figura 5.13: Manobra J-turn: Comportamento da velocidade longitudinal do veículo

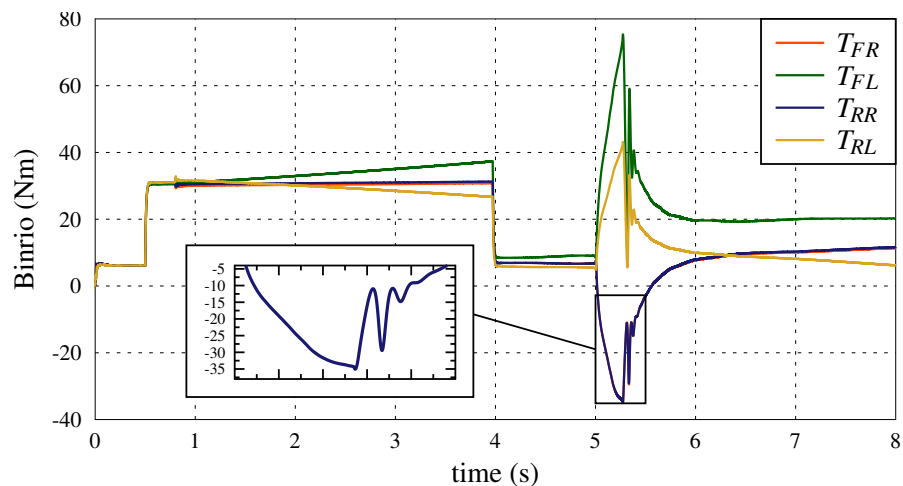


Figura 5.14: Manobra J-turn: Binários aplicados a cada roda do veículo

### 5.2.3.3 Single Line Change

A manobra *Single Line change*, já abordada no ensaio para a plataforma desenvolvida em Simulink, é realizada a uma velocidade constante de 90km/h, sendo introduzida uma falha no motor da roda traseira da direita provocando uma perturbação cujo controlador deve ser robusto. Esta ensaio é realizada num pavimento seco com elevado coeficiente de atrito ( $\mu=0.85$ ).

No instante  $t=2$  segundos o atuador perde 80% da sua eficiência passando a poder apenas a disponibilizar 20% do binário deste atuador. A falha introduzida prova ser uma perturbação relevante para o sistema como é possível verificar na figura 5.15. Sem um controlo adequado, o sistema não é capaz de seguir a referência. A exposição do sistema à falha implica uma alteração de rota significativa como é possível verificar na figura 5.16.

Na figura 5.17 é explicitado a distribuição de binários dos atuadores de cada roda. Na presença

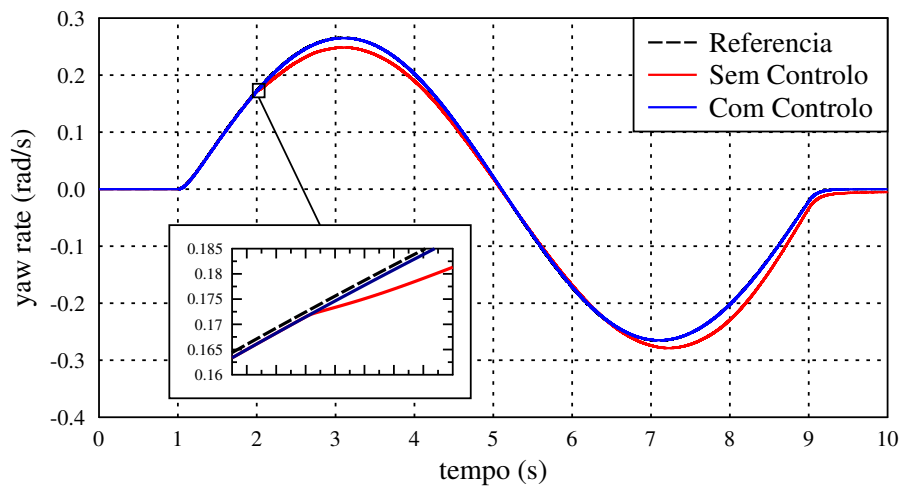


Figura 5.15: Manobra SLC: Comportamento do *yaw rate* do veículo

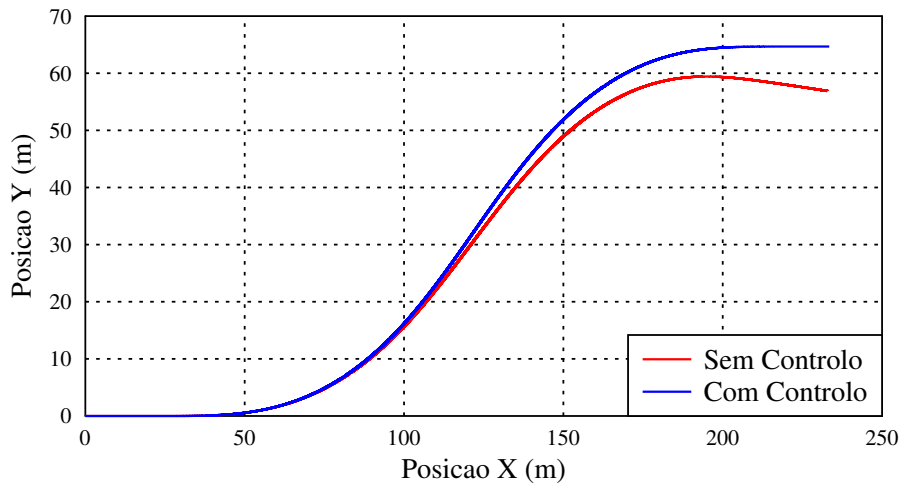


Figura 5.16: Manobra SLC: Posição global do veículo

da falha aos 2 segundos é realizada uma distribuição de binários de forma a suportar a falha no motor. Ainda sobre resultado apresentado na figura 5.17 é evidente a distribuição diferenciada entre as rodas dianteiras e traseiras demonstrando a aplicação de binário na roda com mais tração. A evidente diferenciação entre os binários aplicados entre a roda dianteira e traseira da esquerda, que não são afetadas por qualquer falha, surge da distribuição de massas e a consequente diferença de aderência entre os dois pneus. Da análise da figura é evidente que o pneu traseiro ostenta uma carga superior ao pneu dianteiro o que implica que é o pneu traseiro que apresenta melhor aderência, este fator é explorado pelo bloco de alocação que atribui um maior peso ao binário aplicado no pneu traseiro.

Nesta manobra é analisado também o efeito das imperfeição da reconstituição de falha. No capítulo 4 é estudada a perturbação introduzida no sistema devido a imperfeição da reconstituição da falha por parte do bloco de detecção identificação de falhas, no presente capítulo analisamos essa

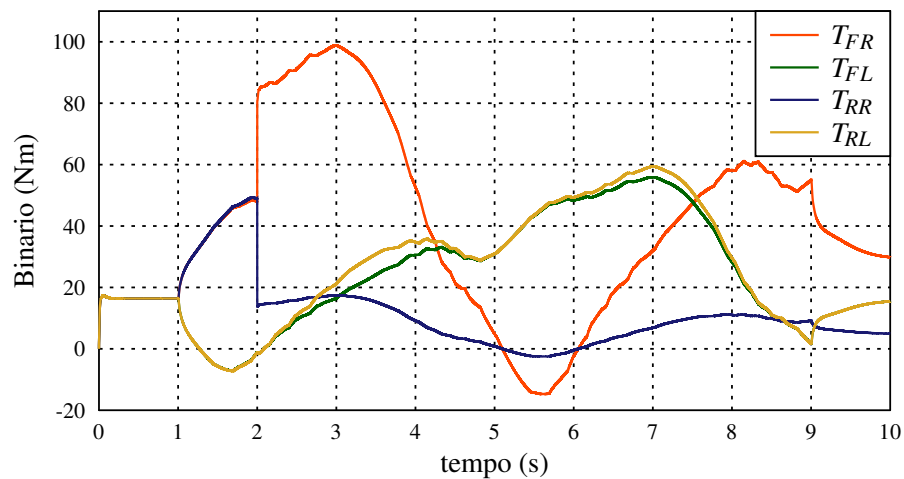


Figura 5.17: Manobra SLC: Binários aplicados a cada roda do veículo

mesma imperfeição do ponto de vista computacional. Por forma a expor o controlador a este fator são introduzidas imperfeições de  $\pm 10\%$ ,  $\pm 20\%$  e  $\pm 50\%$  estudando a robustez do controlador às mesmas.

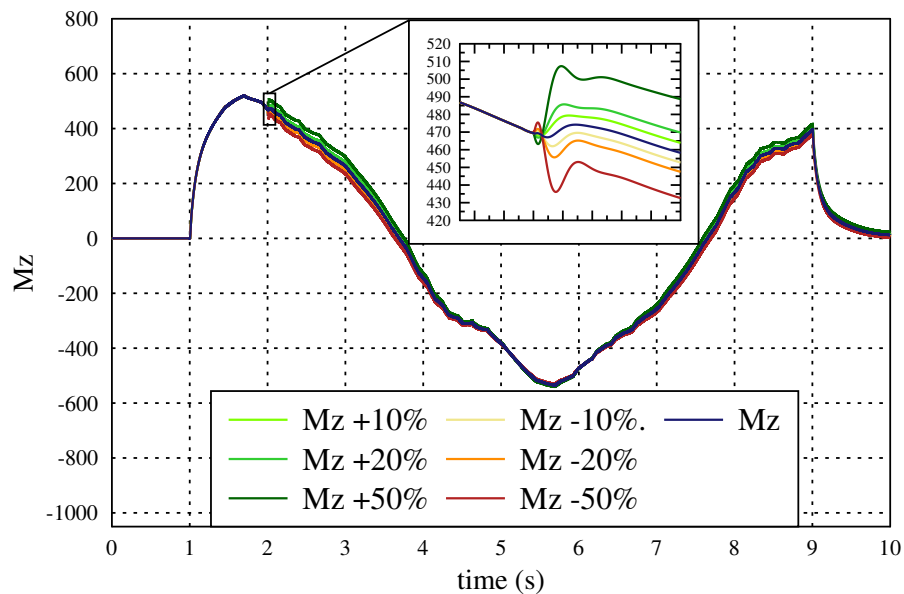


Figura 5.18: Manobra SLC: Comportamento da variável virtual de controlo ( $M_z$ ) a imperfeições da falha

Ao analisar o comportamento da variável de controlo virtual auxiliar  $M_z$  é possível concluir sobre a robustez do controlador *sliding mode* que controla a variável de *yaw rate* do sistema. Ao expor o controlador a imperfeições na reconstrução da falha, estamos a introduzir perturbações no sistema. O ajuste da variável  $K_s$  possibilita a eliminação das perturbações limitadas apresentadas no capítulo 4.

Da análise da figura 5.18 concluímos que foi realizado um ajuste interessante dos parâmetros do controlador, sendo que este é capaz de suportar de forma satisfatória as perturbações introduzidas, sem que a velocidade angular segundo Z seja perturbada. Por fim é analisado o impacto da falha no controlo da velocidade longitudinal do veículo.

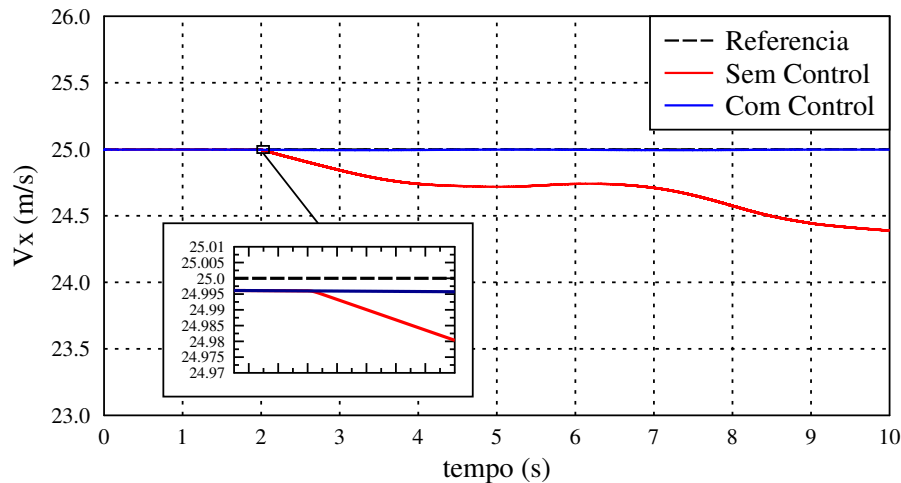


Figura 5.19: Manobra SLC: Comportamento da velocidade longitudinal do veículo

A presença da falha tem uma influência importante também na velocidade longitudinal do veículo como é visível na figura 5.19. O controlador baseado em *Sliding mode* proposto para o presente sistema segue a referência de forma perfeita. A falha introduzida no sistema não tem qualquer influência no controlo uma vez que o bloco de alocação de binário elimina esta perturbação. A pequena diferença entre a referência desejada, e a velocidade obtida advém da utilização de um controlador *Quasi-sliding* que elimina o *chattering* do sistema, mas tem como desvantagem um pequeno erro que é originado na mudança de função descontínua na lei de controlo.

#### 5.2.3.4 Double Line Change

A manobra de DLC é uma manobra mais exigente e descreve uma ultrapassagem ou desvio de um obstáculo na faixa de rodagem também neste ensaio optasse por desenvolver um conjunto de resultados que permitem uma comparação direta com os resultados obtidos na secção 5.2.2. Nesta simulação vamos considerar o pavimento seco ( $\mu=0.85$ ), sendo a manobra realizada a uma velocidade elevada (90km/h) e o sistema será exposto a três falhas em três atuadores diferentes, sendo que um dos atuadores sofre uma avaria total. Esta simulação pretende evidenciar a robustez do sistema a várias falhas no sistema. A primeira falha do sistema é introduzida no instante  $t=2$  segundos no atuador da roda traseira esquerda perdendo 30% da sua eficácia, a segunda falha é de 40 % na roda dianteira direita e dá-se aos 5 segundos e finalmente é introduzida uma falha total no motor da roda dianteira esquerda no instante  $t=8$  segundos.

Primeiramente é realizada uma análise à velocidade do veículo e a influência de falhas nesta variável de estado. A influência da falha no sistema está diretamente relacionado com a severidade

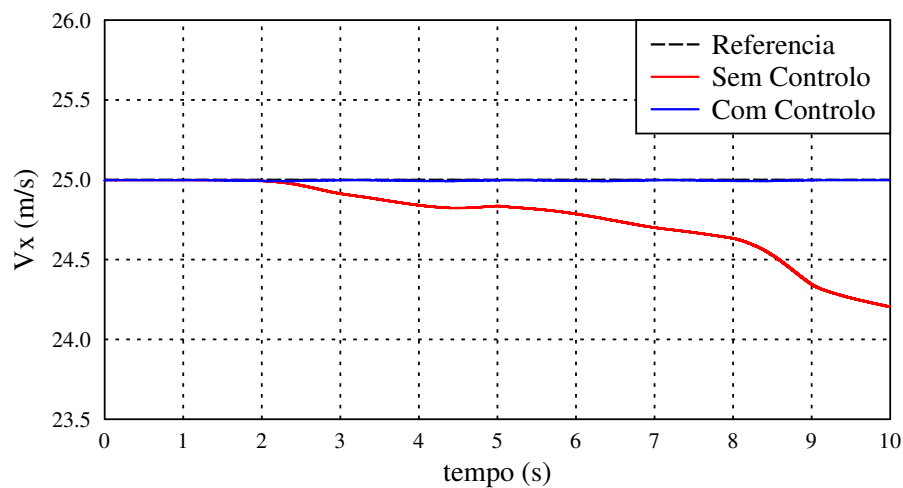


Figura 5.20: Manobra DLC: Comportamento da velocidade longitudinal do veículo

da falha. A última falha aos 8 segundos tem obviamente uma influência mais relevante no sistema. Através do controlador proposto é visível na figura 5.20 que o CTF proposto tem um desempenho eficaz mesmo na presença de múltiplas falhas.

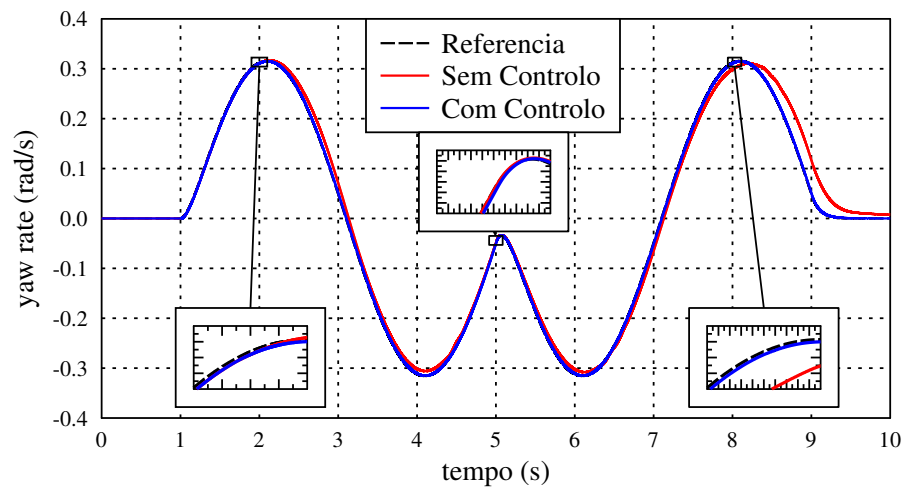


Figura 5.21: Manobra DLC: Comportamento do yaw rate do veículo

Como referido anteriormente a severidade da falha influencia as variáveis de estado do sistema. Na figura 5.21 é expresso o comportamento da variável de yaw rate com e sem o controle, obviamente o sistema perde estabilidade quando são introduzidas falhas nos atuadores. Através de uma correta distribuição de binários aplicados a cada roda, é possível manter o sistema num estado de funcionamento nominal. Assim o controlador proposto no capítulo 4 será capaz de distribuir o controle pelos atuadores na presença de mais que uma falha, desde que os atuadores restantes sejam capazes de suportar o esforço requisitado pelo controlador sem exceder as suas limitações. A alocação de binários é demonstrado na figura 5.22.

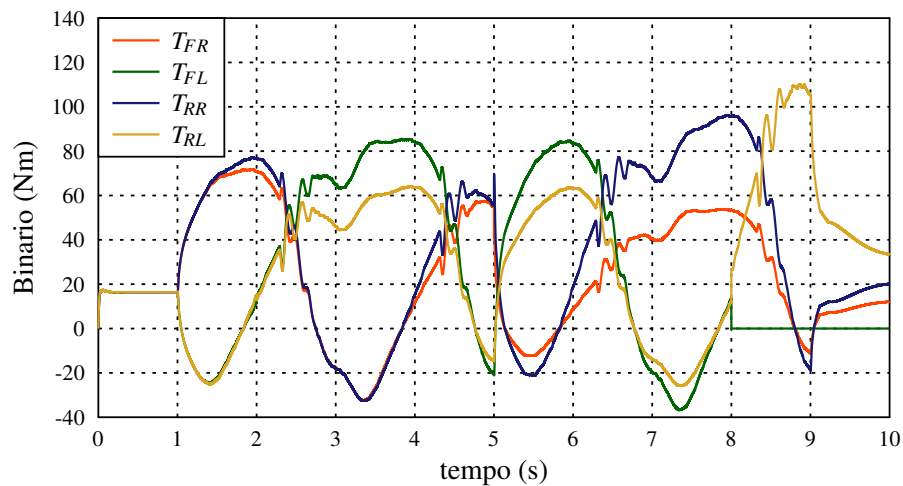


Figura 5.22: Manobra DLC: Binário aplicado a cada roda do veículo

O binário aplicado a cada roda é definido tendo em conta as falhas existentes sendo a mais evidente a falha total no motor da roda dianteira da esquerda prontamente compensada pelo motor da roda traseira esquerda. Na figura 5.22 reside também um fenómeno interessante explicito em alguns pontos da manobra, como por exemplo em  $t=2.5$  segundos ou no instante  $t=4.5$  segundos. Da análise da figura 5.22 nos instantes referidos é possível concluir que o controlador depara-se com uma perturbação que surge devido à violência da manobra e velocidade elevada do veículo. A perturbação referida surge devido à variável de *side slip* apresentada em 5.23. Ao comparar o resultado da figura 5.22 com o resultado obtido com o modelo desenvolvido na figura 5.11 é visível que esta perturbação não é explícita que se deve à estimação deficiente de *side slip* por parte do modelo proposto. Este fator foi devidamente analisado no processo de validação do modelo exposto no capítulo 3.

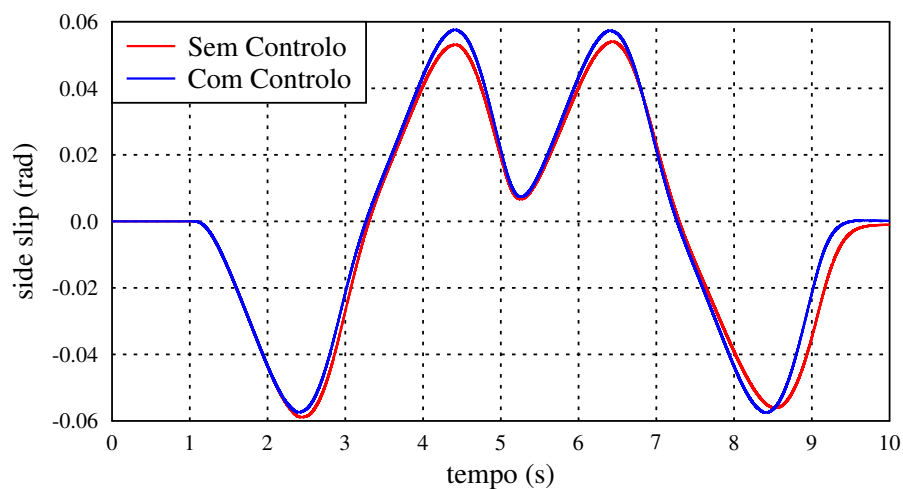


Figura 5.23: Manobra DLC: Comportamento do ângulo de *side slip* do veículo

Devido à natureza da manobra o valor de deslizamento lateral assume valores relativamente elevados. Uma vez que, para o controlador proposto, a variável de deslizamento lateral é definida como uma perturbação limitada, o aumento desta variável implica um aumento da perturbação introduzida no controlador.

Finalmente é apresentado o efeito da falha no percurso do veículo. A figura 5.24 evidencia a implicação das falhas no sistema, desviando o veículo do seu percurso de referência. O desvio de direção do veículo é claramente indesejado, evidenciando a necessidade do controlador proposto no sistema que permite seguir o percurso desejado com erro mínimo.

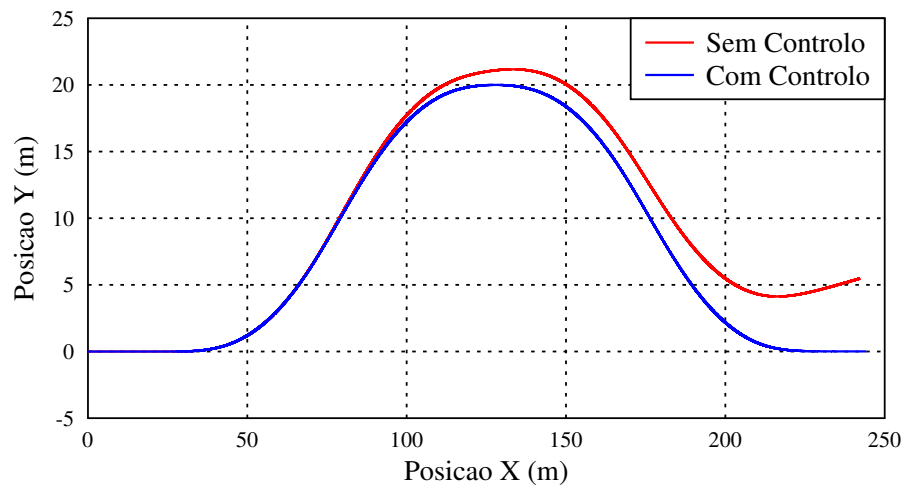


Figura 5.24: Manobra DLC: Posição global do veículo

### 5.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a plataforma de simulação utilizada para validar o controlador proposto. A simulação foi desenvolvida no ambiente de simulação Simulink/Matlab e alguns aspetos construtivos chave da simulação foram apresentados no início deste capítulo que permitem exibir o esforço realizado para tornar o sistema mais realista. As restrições dos atuadores foram também expostos e foram tidos em conta no processo de validação.

O processo de validação computacional foi apresentado em duas vertentes no modelo desenvolvido e no modelo completo Carsim, apresentando resultados interessantes em ambas simulações. A escolha das manobras dos ensaios abordam vários pontos de funcionamento do sistema e partilham manobras em comum possibilitando uma comparação direta entre os resultados obtidos.

A primeira validação foi desenvolvida na plataforma computacional Simulink onde foi implementado o modelo desenvolvido, descrito no capítulo 3, e o controlador tolerante a falhas proposto no capítulo 4. Os resultados exibem um comportamento satisfatório nos ensaios desenvolvidos, apresentando um bom desempenho mesmo em situação de falha ou mesmo avaria total.

O último esforço computacional baseou-se no modelo não linear proveniente do Carsim. Neste segundo processo de validação procurou-se explorar um modelo mais realista do sistema veicular

permitindo resultados mais confiáveis. Estes mesmos resultados apresentaram um bom comportamento permitindo controlar as variáveis do sistema de forma perfeita, seguindo a referência definida.

As similaridade de algumas manobras permitiu uma comparação direta dos resultados obtidos nos ensaios das duas plataformas e tornou evidente mais uma vez a validade tanto do modelo desenvolvido, como do controlador proposto. Em alguns pontos da análise a comparação dos resultados dos dois modelos permitiu identificar a origem de alguns fenômenos do sistema veicular como a interferência do coeficiente de atrito e do ângulo de deslizamento no sistema, uma vez que estes apenas se encontram contemplados no modelo não linear do Carsim.

## Capítulo 6

# Construção do Protótipo

Os resultados positivos obtidos na plataforma de simulação levou a uma exploração do problema na sua vertente experimental, procurando definir o problema num sistema físico cujos resultados possam validar o esforço computacional exibido no capítulo 5.

A implementação de um protótipo físico é tido como uma mais valia para a validação do controlador proposto no capítulo 4 e apresenta uma vantagem interessante na definição do sistema, uma vez que, é explorado o sistema real e a sua resposta aos *inputs* definidos.

Numa primeira fase deste capítulo é apresentado o conceito do protótipo com todas as escolhas e considerações que levaram à escolha dos componentes definidos, posteriormente é abordado a mecânica associada à plataforma e a sua parametrização e também a implementação do controlador na unidade de processamento escolhida.

### 6.1 Conceito

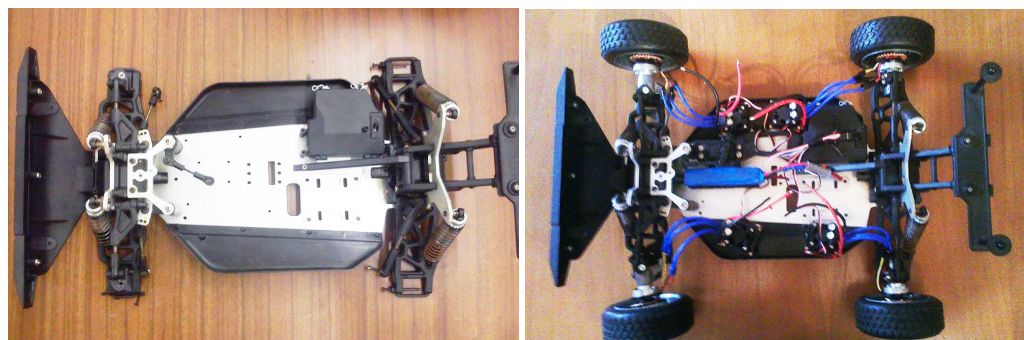
A capacidade de testar o controlador desenvolvido numa plataforma física apresenta vantagens evidentes no que diz respeito à validação do controlador proposto. A construção de um protótipo permite sentir as fragilidades do controlador de forma mais evidente e definitiva e permite ajustar o mesmo por forma a atingir um controlo satisfatório.

Um veículo real é um sistema muito complexo e com vários elementos construtivos mecânicos difíceis de definir de forma completa. Com o intuito de diminuir os elementos do sistema veicular foi considerado um veículo à escala que permite manter a complexidade mecânica típica dos veículos terrestres. Assim a dinâmica essencial do veículo foi salvaguardada eliminando as dificuldades construtivas típicas num veículo comercial de escala real, permitindo a realização de adaptações mecânicas e testes de validação de forma mais simples.

#### 6.1.1 Plataforma física

A plataforma escolhida para o desenvolvimento proposto é um veículo à escala 1:8 com 60cm de comprimento, 40cm de largura e 28cm de altura. O modelo apontado é um veículo *four wheel drive* (4WD) com duplo diferencial e um motor de combustão. Para exibir o comportamento

desejado para o projeto desenvolvido foi necessário eliminar todos os elementos não essenciais e conceber uma forma de acoplar em cada roda um motor elétrico. A figura 6.1 demonstra a plataforma física básica.



(a) Plataforma básica

(b) Plataforma modificada

Figura 6.1: Plataforma física desenvolvida

### 6.1.2 Motor Brushless

A tarefa de acoplar o motor à roda é complexa e cuja a solução não é facilmente praticável. Os motores exibidos para as aplicações de radiomodelismo para esta escala são cilíndricos e compridos o que torna a sua introdução praticamente impossível uma vez que o espaço existente não permite alterações desta dimensão. A ideia inicial era adaptar um motor no braço do eixo, no entanto, além da dificuldade de adaptação no espaço disponível existe ainda a mobilidade deste braço devido ao sistema de suspensão que torna a solução inadequada. Os motores para a aplicação de radiomodelismo para veículos terrestres apresentam também uma velocidade de funcionamento elevada o que implica que o acoplamento direto seria impossível e como tal seria necessário um sistema de redução de velocidade através de correias ou roldanas.



Figura 6.2: Motor Brushless turnigy Multistar 4822-390Kv 22Pole Multi-Rotor Outrunner

Para solucionar este problema foi necessário explorar outros sistemas de radiomodelismo, nomeadamente na área de aeromodelismo onde o uso de motores *multirotor* são usuais. Os motores

*multirotor* são motores *brushless outrunners* de dimensões reduzidas, baixa constante de velocidade e grande densidade de potência devido ao elevado número de polos. Para a aplicação em questão foi escolhido um motor com 22 polos com uma potência máxima de 300W (figura 6.2), as características do motor *turnigy* escolhido encontram-se apresentadas na tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros do motor *brushless turnigy*

Especificação	Valor
KV(RPM/V)	390
Tensão Máxima	22V
Corrente Máxima	15A
Corrente sem carga	0.25A
Resistência Interna	0.17 ohm
Número de pólos	22
Dimensões	47,5x25mm
Peso	98g

Este motor *outrunner* apresenta características excelentes para a adaptação direta à roda que permitiria a simplificação do problema e uma introdução simples e sem alterações complexas na plataforma.

### 6.1.3 Controlador de tração

Para controlar o motor escolhido é importante escolher um controlador de tração que imponha o binário necessário no motor *brushless*. Os controladores de aerodelismo restringem a velocidade do motor e não o binário do mesmo o que os torna pouco recomendáveis para o projeto em questão. Para obter o controlo de binário necessário optou-se por um controlador de veículos terrestres que controlam de forma satisfatória o binário do motor, o controlador escolhido é o controlador *HobbyKing* para motores *brushless* sem sensor de posição e encontra-se apresentado na figura 6.3.

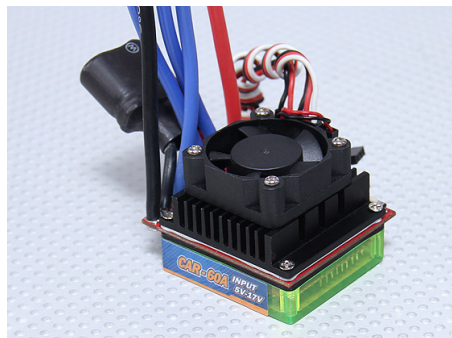


Figura 6.3: Controlador de tração Hobbyking

#### 6.1.4 Alterações mecânicas

A plataforma física apresenta dois diferenciais cujos eixos são acoplados a um sistema de rolamentos que permite o movimento da roda. Assim em cada roda existe uma peça que permite transpor o movimento do diferencial para a roda através de um eixo cujo o movimento é imposto pelo diferencial.

Para a solução explicitada anteriormente, em que o motor é acoplado diretamente à roda não existe a necessidade de um eixo com capacidade rotacional. Deste modo foi necessário eliminar a componente rotacional da plataforma, originando um apoio estático para montar o motor escolhido.

O motor é instalado na extremidade do eixo do veículo, para tal foram maquinados apoios mecânicos que permitem uma montagem simples na plataforma usando alguns elementos inerentes do veículo e adaptando os mesmos às peças existentes.

Ainda com o intuito de instalar o apoio e para garantir que o eixo não apresentava qualquer movimento rotacional foi travado o eixo através de travamentos mecânicos inseridos de tal forma que esse movimento se tornasse impossível, garantindo que a única peça móvel neste subsistema era o motor e como consequência a própria roda do veículo.

Finalmente foi explorado o acoplamento do motor com a roda do veículo, mais uma vez, a solução foi concebida recorrendo a alguns elementos existentes na plataforma original. A peça de acoplamento já existente foi adaptada ao eixo do motor permitindo manter a interface com a roda. O desenvolvimento realizado a nível mecânico encontra-se visível na figura seguinte onde é demonstrado o suporte mecânico inicial na figura 6.4a e o resultado final na figura 6.4b.

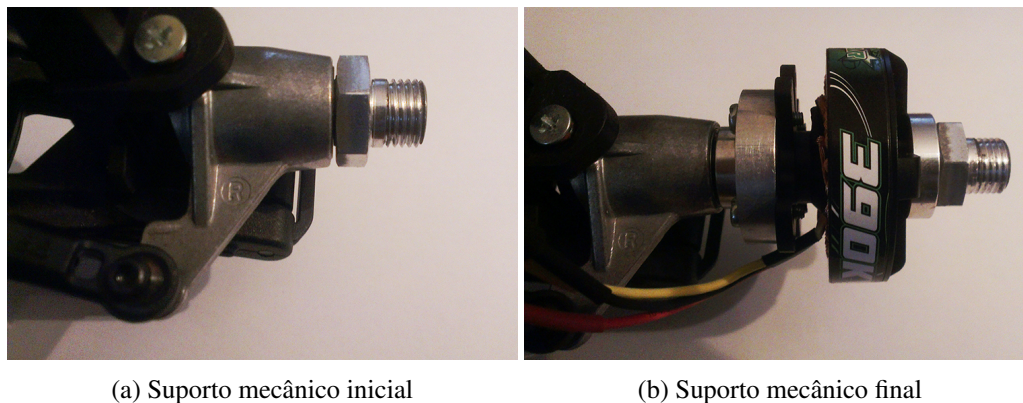


Figura 6.4: Adaptação mecânica do protótipo

#### 6.1.5 Sistema de direção

O sistema de direção não sofreu qualquer alteração, uma vez que para a aplicação em questão continua a haver um sistema de direção nas rodas dianteiras comandado através de um motor do tipo servo, cujo controlo é realizado através de impulsos entre 1ms e 2ms que aplicam a excursão máxima do motor nos dois sentidos.

### 6.1.6 Acelerometro/Giroscópio

O objetivo deste projeto experimental é conceber uma plataforma onde seja possível testar de forma completa o controlador definido. Para tal é necessário obter o sinal de aceleração angular segundo o eixo vertical conhecido como *yaw rate*. Para este efeito foi escolhido um modulo acelerometro/giroscópio de 6 eixos capaz de medir de forma precisa os valores desejados nos três eixos do veículo *X*, *Y* e *Z*. O modulo escolhido tratasse do *MPU6050* que combina o sensor MEMS (*Microelectromechanical systems*) de 3 eixos giroscópio com o acelerómetro de 3 eixos. Este sensor possui um *Digital Motion Processor* incorporado que permite realizar alguns cálculos e fazer processamento dos sinais, exhibe ainda a possibilidade de incorporar um magnetômetro que permite medir o campo magnético.

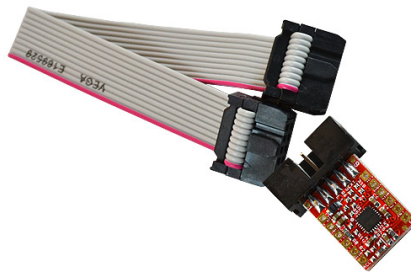


Figura 6.5: Modulo Acelerometro/giroscópio *MPU6050*

O acelerómetro permite obter as acelerações longitudinal, vertical e lateral do veículo em várias gamas ( $\pm 2g, \pm 4g, \pm 8g$  e  $\pm 16g$ ) e o giroscópio permite obter variações em várias gamas interessantes para a aplicação ( $\pm 250^\circ/s$  a  $\pm 2000^\circ/s$ ). Os valores dos respetivos sensores são obtidos a uma taxa de aquisição máxima de  $8KHz$  para o giroscópio e  $1KHz$  para o acelerómetro e a interface é realizada através de comunicação I2C.

Para o projeto foi escolhido uma *board* da *olimex* que utiliza o modulo *MPU6050* como base, mas que fornece uma interface de hardware mais simplista (figura 6.5).

### 6.1.7 modulo GPS

O modulo GPS é uma ferramenta que permite obter a posição exata do veículo bem como a sua velocidade através da triangulação do sinal dos satélites. O modulo escolhido foi o *A2035-H* da *Maestro*, este componente é uma solução com antena incluída de simples interface.

A taxa de atualização pode ser de  $5Hz$  ou  $1Hz$  e permite uma comunicação através de UART, SPI ou mesmo I2C.

### 6.1.8 Data logger

A capacidade de gravar a informação dos sensores do veículo para uma análise *offline* é uma mais valia para o sistema implementado. Um sistema de *Data logger* permitiria guardar o com-

portamento do veículo nas manobras ensaiadas num cartão SD de forma a estudar esses resultados posteriormente e inferir acerca do desempenho do controlador.

Os cartões SD podem ser acedidos através de comunicação série SPI. De forma a tornar o sistema modular e menos complexo em termo de hardware foi optado por um modulo da *Digilent* capaz de fazer a interface entre o cartão e o micro-controlador escolhido.

### 6.1.9 Transmissão e recepção wireless

A transmissão e recepção de sinais do utilizador são pontos essenciais para o conceito desenvolvido nesta secção. A capacidade de comandar o veículo é indispensável e como tal o recetor e transmissor são peças fundamentais para a definição completa do conceito.

Os sinais obtidos do comando são transmitidos por impulsos de 1ms a 2ms à semelhança dos sinais de controlo do servo e do controlador do motor de forma a existir uma interface mais simples.

No radiomodelismo os recetores e transmissores contemplam tipicamente 3 canais (*On OFF*, *throttle* e *steering*), mas para a aplicação em questão seria interessante definir idealmente 6 canais: *throttle*, *steering* e os sinais de falhas dos 4 atuadores por forma a ser possível simular uma falha no sistema de maneira conveniente e rápida. De maneira a superar esta insuficiência foi necessário mais uma vez recorrer aos comandos utilizados em aeromodelismo que apresentam mais canais devido à maior complexidade de atuadores típica em veículos aéreos. Estes comandos optam por transmissores e recetores de vários canais e é possível cumprir de facilmente os requisitos apontados.

### 6.1.10 Unidade de processamento

O elemento que combina os vários elementos descritos até o momento é o microprocessador utilizado para realizar a computação do controlo bem como a aquisição dos sensores e atualização dos atuadores.

Para este projeto foi escolhida uma arquitetura centralizada que minimiza a complexidade de hardware com um custo de complexidade a nível de software. Deste modo existe uma única plataforma de controlo que é capaz de adquirir o sinais dos sensores, filtra-los, realizar toda a computação de controlo e atualizar a saídas do sistema impondo um novo valor de referência. A escolha desta arquitetura permite economizar espaço na plataforma física, mas apresenta um custo de software e memória elevado.

A unidade de controlo deve suportar muita informação o que sugere um micro-controlador com uma grande capacidade de memória. Outra característica importante é a capacidade de comunicação UART, SPI e I2C que permita explorar os módulos escolhidos. A aquisição dos sinais de *steering*, *throttle* e falhas transmitidas por impulsos é também essencial para que o controlador tenha acesso a esta informação. Finalmente o processador tem que ter a capacidade de criar ondas *PWM* que transmitam um sinal de impulsos compatíveis com o controlador escolhido [52]. O

microprocessador que melhor se adapta ao problema exposto é o produto da *texas instruments DSP F28335* cujas características encontram-se expostas na *datasheet* [53].

Este produto possui 6 canais *ECAP* que permitem uma captura de alta precisão dos sinais de *input* do sistema, apresenta também 4 canais *PWM* imprescindíveis para a atuação do sistema. O microprocessador suporta um canal de comunicação *I2C* ideal para a comunicação com o módulo Acelerómetro/Giroscópio, um canal *SPI* que pode ser utilizado para aceder ao cartão *SD*, gravando a informação do sistema e possibilita também uma comunicação série *MSbus* que pode ser configurado para realizar uma comunicação *SPI*, ideal para o módulo *GPS A2035-H*.

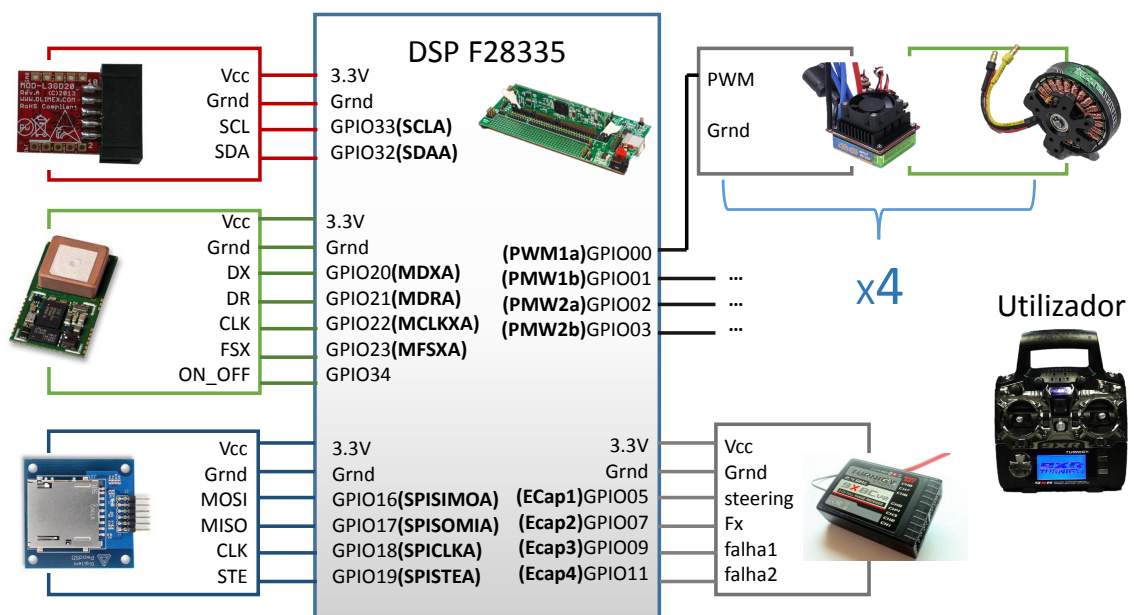


Figura 6.6: Conceito geral do protótipo idealizado

A figura 6.6 exprime o conceito do protótipo apresentado nesta secção. A escolha do microprocessador *F28335* acomoda de forma perfeita todas as necessidades do sistema e revelou ser uma plataforma de controlo funcional para a aplicação idealizada.

## 6.2 Implementação na Unidade de Processamento

A implementação prática do sistema de controlo abordado nesta dissertação depende da escolha apropriada da unidade de processamento. O micro controlador explorado *DSP F28335* da *texas intruments* exhibe características interessantes para a aplicação em questão e é a plataforma de processamento utilizada para o desenvolvimento exposto nesta secção. No conceito foi definida uma arquitetura centralizada, o que significa que a unidade de processamento é responsável por todo o processamento do sistema.

Para uma correta implementação dos módulos é necessário desenvolver um procedimento capaz de comunicar com os mesmos e conceber um agendamento de tarefas eficaz, que permita correr o software criado sem a existência de interferência entre os mesmos.

### 6.2.1 Comunicação com módulos

Um dos desafios interessantes no processo de implementação é desenvolver uma rotina capaz de realizar a aquisição da informação proveniente do sensor e GPS e comunicar essa informação para o *data logger* concebido através de um cartão SD.

Para um estudo eficaz é identificado o tipo de comunicação utilizada para os módulos do sistema, o processo de inicialização necessário e as funções de interface desenvolvidas.

#### 6.2.1.1 Aquisição Acelerómetro/Giroscópio

O módulo *MPU6050* transmite a informação dos sensores através de um barramento série I2C. A comunicação I2C é definida por um sinal de relógio (*Serial Clock Line - SCL*) e uma linha de comunicação bidirecional (*Serial Data Line - SDA*) através da qual é possível aceder aos registos do módulo. A figura 6.7 exhibe o módulo MPU e os blocos associados ao mesmo. A aquisição e conversão dos sinais analógicos dos sensores de acelerómetro e giroscópio é realizado no próprio componente. Da figura é possível ainda identificar uma zona de memória onde se encontram os registos de configuração, calibração e os valores adquiridos dos sensores. Todos esses registos são acedidos através da interface I2C existente. De referir também a existência de um processador referido como *Digital Motion Processor* capaz de realizar algum processamento dos sinais e algoritmos de posicionamento [54].

O protocolo de comunicação é iniciado através de um bit inicial conhecido por *start condition* e finalizada por um bit final (*stop condition*). As sequências de leitura e de escrita são distintas e encontram-se explicitas na figura 6.8 [54].

Recorrendo às sequências da figura 6.8 é possível comunicar de forma simples com o módulo e aceder aos registos referidos na figura 6.7. No início da comunicação, o mestre, no nosso caso o microprocessador DSP, envia o bit de início (S), após o qual envia o endereço de *7bits* associado ao escravo (*MPU6050*) e um último bit que indica se o mestre pretende escrever (figura 6.8a) ou ler (figura 6.8b) informação do escravo, libertando posteriormente a linha de comunicação SDA esperando a resposta do escravo (*ACK*) [54]. Cada byte transferido é seguido de um sinal de resposta (*ACK*). A figura 6.9 exhibe o comportamento das duas linhas de comunicação existentes durante a comunicação.

A inicialização do módulo *MPU6050* é algo complexa uma vez que apresenta uma grande variedade de funcionalidades e opções que podem ser configuradas de acordo com os requisitos do projeto. De forma a minimizar a complexidade do programa foi inicializadas apenas as funções base do módulo, sendo introduzidas apenas informações acerca da gama de leitura do acelerómetro e giroscópio seguida da inicialização do módulo através de um bit *wake up* do sistema. A sequência inicial é apresentada no bloco de código seguinte:

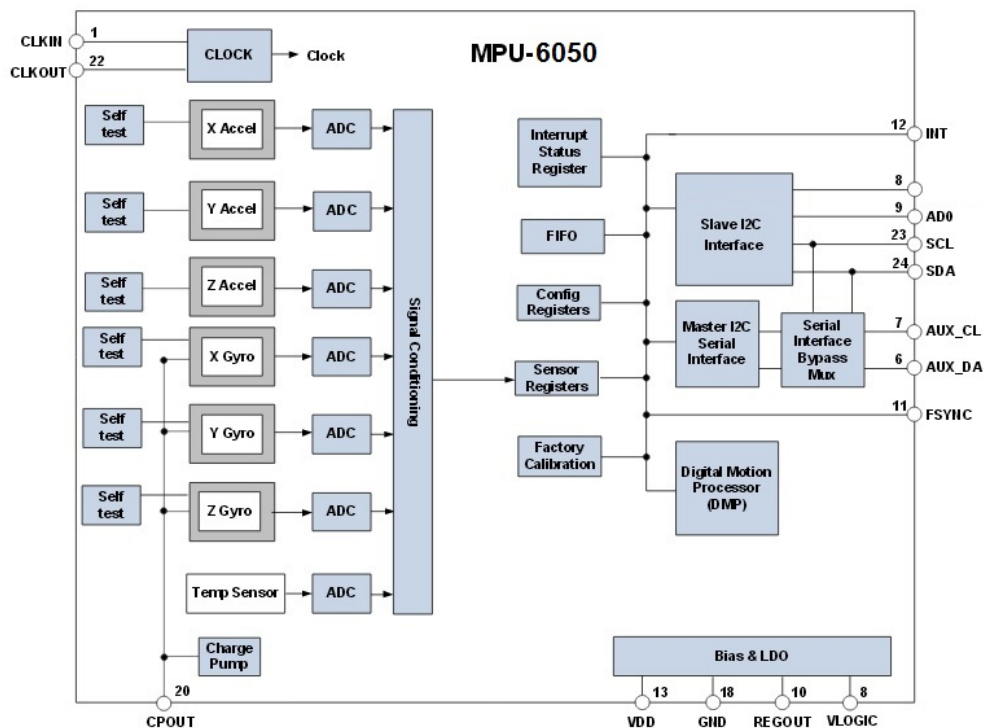


Figura 6.7: Blocos associados ao módulo *MPU6050*(adaptado [54])

```

void initializeMPU() {
    i2c_write(MPU6050_ADDRESS_AD0_LOW, MPU6050_RA_PWR_MGMT_1, 1);
    i2c_write(MPU6050_ADDRESS_AD0_LOW, MPU6050_RA_SMPLRT_DIV, 1);
    i2c_write(MPU6050_ADDRESS_AD0_LOW, MPU6050_RA_GYRO_CONFIG, 1);
    i2c_write(MPU6050_ADDRESS_AD0_LOW, MPU6050_RA_ACCEL_CONFIG, 1);
}

```

A função de inicialização apresentada permite a comunicação da plataforma de controlo com o *MPU6050* através do barramento série I2C escrevendo no registo definido na segunda variável da função *I2C\_write*, esta função recebe ainda os termos referentes ao endereço do módulo (*MPU6050\_ADDRESS\_AD0\_LOW*) e a quantidade de registos a serem escritos.

Após a rotina de inicialização do módulo é possível aceder aos registos onde a informação dos sensores são armazenadas. A leitura destes registos é realizada aos pares uma vez que as informação proveniente do módulo é de *16bits*. A rotina de leitura é repetida para todas as variáveis acedendo aos registos dos sensores correspondentes.

```

void getax(int16* ax) {
    i2c_read(MPU6050_ADDRESS_AD0_LOW, MPU6050_RA_ACCEL_XOUT_H, 2);
    *ax = (((int16)value[0]) << 8) | (int16)value[1];
}

...

```

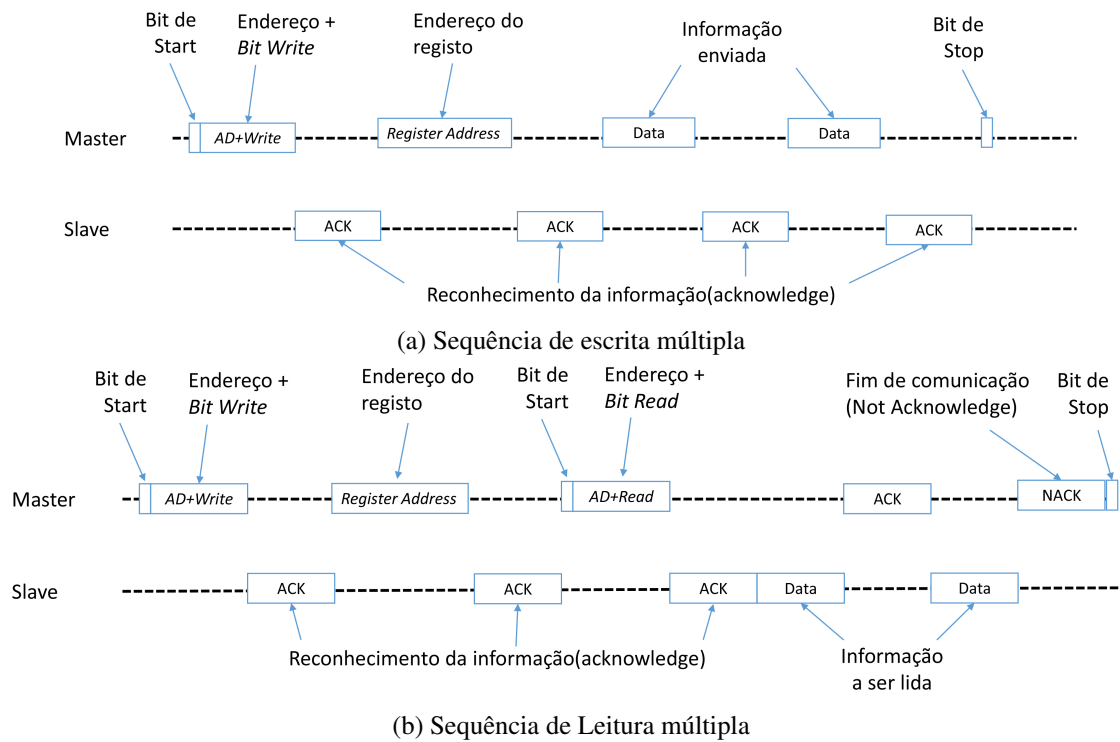


Figura 6.8: Sequência de Escrita (a) e de Leitura (b)(adaptado [54])

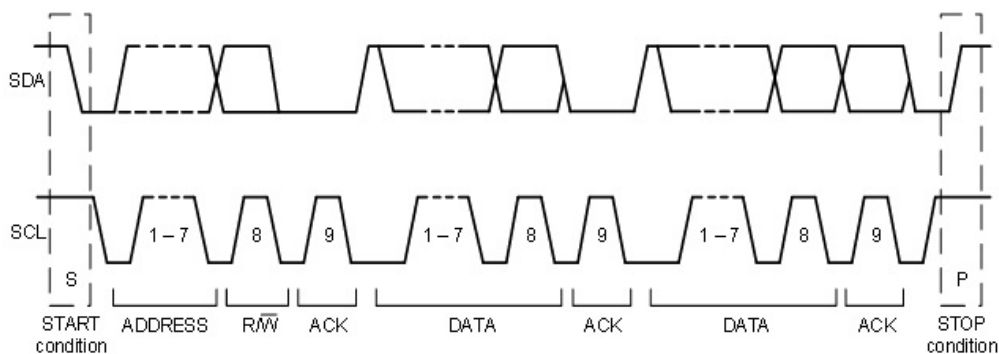


Figura 6.9: Transferência de informação por I2C(adaptado [54])

```

void getgz(int16* gz){
    i2c_read(MPU6050_ADDRESS_AD0_LOW, MPU6050_RA_GYRO_ZOUT_H, 2);
    *gz = (((int16)value[0]) << 8) | (int16)value[1];
}

```

A informação dos sensores é recolhida dos respetivos registos através da função *I2C\_read*, que recebe os mesmos argumentos da função *I2C\_write*, sendo armazenado os valores dos sensores nas respetivas variáveis *ax*, *ay*, *az*, *gx*, *gy* e *gz* através de apontadores. Esta informação pode posteriormente ser acedida pelo controlador através do acesso das referidas variáveis.

### 6.2.1.2 Registo em cartão SD

O registo de informação do sistema é realizado recorrendo à comunicação com um cartão SD através de um protocolo de comunicação série, SPI.

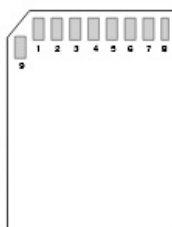


Figura 6.10: Pinos do cartão SD(adaptado [55])

Os pinos exibidos na figura 6.10 encontram-se definidos na seguinte tabela 6.2.

Tabela 6.2: Pinos do cartão SD (adaptado de [55])

Pin	Nome	Função(SPI mode)
1	DAT3/CS	Chip select/ Slave Select (SS)
2	CMD/DI	Master Out Slave In (MOSI)
3	VSSI	Ground
4	VDD	Supply Voltage
5	CLK	Clock(SCK)
6	VSS2	Ground
7	DAT0/DO	Master In Slave Out (MISO)
8	DAT1/IRQ	Sem Uso ou IRQ
9	DAT2/NC	Sem Uso

O cartão SD apresenta uma rotina de inicialização muito própria que depende da versão de cartão. Os comandos que permitem inicializar o cartão de memória são transmitidos a uma velocidade mínima de 100Khz e máxima de 400Khz, após a qual é possível ajustar a velocidade de transmissão para o tipo e classe do cartão uma vez que cada classe permite uma velocidade máxima de transmissão diferente. A tabela 6.3 apresenta as velocidades da classe de cartões.

Tabela 6.3: Velocidades de transmissão do cartão SD

Classe	Velocidade mínima
classe 2	2MB/s
classe 4	4MB/s
classe 6	6MB/s
classe 10	10MB/s
UHS Speed Class 1 (U1)	10MB/s
UHS Speed Class 3 (U3)	30MB/s

A sequência inicial que permite iniciar de forma correta um cartão de memória encontra-se exibida fluxograma da figura 6.11 [55].

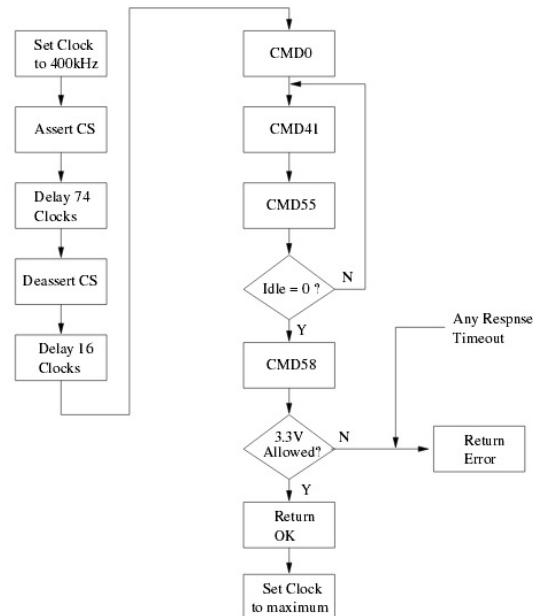


Figura 6.11: Exemplo de sequência de inicialização do cartão de memória(adaptado [55])

Uma vez definida a velocidade de comunicação inicial é transmitido uma sequência de 74 sinais de relógio com o sinal de *CS* num nível alto, após a qual é colocado a nível baixo, isto coloca o cartão num estado "*native operating mode*" permitindo receber comandos de inicialização [56]. Uma vez introduzida a primeira sequência são introduzido mais 2 bytes de *delay* seguindo da transmissão dos comandos que permitem colocar o sistema operacional [56, 57].

```

void sd_initialization()
{
    CS_LOW;           //Pull CS low
    data_manipulation = FALSE;    //Register manipulation function

    //Transmit GO IDLE STATE command to card with CS low to select SPI mode
    //and put the card in IDLE mode.
    spi_xmit_command(GO_IDLE_STATE, STUFF_BITS, INITIAL_CRC);

    RESET_RESPONSE;    //Reset response
    while(response != IN_IDLE_STATE){//Wait until card responds with IDLE
        response
        sd_command_response();
    }

    RESET_RESPONSE;    //Reset response
    //After receiving response clock must be active for 8 clock cycles
    EIGHT_CLOCK_CYCLE_DELAY;
}

```

```

        crc_enabled = TRUE;                //CRC is always enabled for
            SEND_IF_COND command
        spi_xmit_command(SEND_IF_COND, INTERFACE_COND, 0x8700); //Transmit
            SEND_IF_COND command
        crc_enabled = FALSE;              //CRC is disabled for SPI mode

        //Wait until card responds with IDLE response
        while((response != IN_IDLE_STATE) && (response !=
            ILLEGAL_COMMAND_IDLE_STATE))
            response = spi_xmit_byte(DUMMY_DATA);

        //If SEND_IF_COND returned illegal command call
            sd_version1_initialization for
        //standard capacity card initialization. Otherwise call
            sd_version2_initialization
        //for high capacity card initialization
        if(response == ILLEGAL_COMMAND_IDLE_STATE)
            sd_version1_initialization();
        else if(response == IN_IDLE_STATE)
            sd_version2_initialization();

        CS_HIGH;                          //Pull CS high
        //After receiving response clock must be active for 8 clock cycles
        EIGHT_CLOCK_CYCLE_DELAY;

        SpiaRegs.SPIBRR = 0x0004;         //Adjust Clock to 10.0 MHz (10.0 Mbps)
    }

```

O cartão começa o processo de inicialização com a chegada do comando *CMD1* e a subsequente resposta do mesmo. O cartão deve entrar num estado de "Idle" o que significa que a resposta do comando é 0x00 [56]. Uma vez em "Idle" o cartão encontra-se disponível para receber os restantes comandos. Alguns dos comandos essenciais para o processo de configuração encontra-se exposto na tabela 6.4 [56].

Aos comandos apresentados estão associados respostas do cartão SD, de notar que o tipo de resposta mais frequente é o *R1* que contem os elementos apresentados na figura 6.12.

O tipo de resposta *R3* e *R7* são mais complexos e têm como base o tipo resposta básico *R1*, estas respostas são a concatenação do vetor de resposta *R1* com informação de 32 bits. O *R1b* significa simplesmente que a resposta recebida é *R1* seguido de uma *busy flag* e o controlador tem que esperar que o cartão acabe o processo [55].

Uma vez iniciado o cartão é possível apagar, escrever e ler informação do dispositivo recorrendo a alguns comandos apresentados na tabela 6.4. O processo de escrita de um simples bloco é definido na figura 6.13

Por forma a tornar o processo de escrita no cartão possível foi utilizada uma função de escrita definida a seguir [57].

```

|| void sd_write_block(Uint16 sector, Uint16 *pBuffer)

```

Tabela 6.4: Comandos de comunicação SPI para cartão SD(adaptado de [55])

Comando	Argumento	Tipo de Resposta	Data	Abreviação	Descrição
CMD0	-	R1	Não	GO_IDLE_STATE	Reset do Software
CMD1	-	R1	Não	SEND_OP_COND	Iniciar processo de Inicialização
ACMD41	Rsv(0)[31], HCS[30], Rsv(0)[29:0] Rsv(0)[31:12], Rsv(0)[31:12],	R1	Não	APP_SEND_OP_COND	Processo de Inicialização para cartões SD
CMD8	Supply Voltage(1)[11:8], Check Pattern(0xAA)[7:0]	R7	Não	SEND_IF_COND	Verificar gama de tensão para cartão SD V2
CMD9	-	R1	Sim	SEND_CSD	Ler Registo CSD
CMD10	-	R1	Sim	SEND_CID	Ler Registo CID
CMD12	-	R1	Não	STOP_TRANSMISSION	Parar leitura de informação
CMD16	Block length[31:0]	R1b	Não	SET_BLOCKLEN	Mudar o tamanho do bloco de leitura/escrita
CMD17	Address[31:0]	R1	Sim	READ_SINGLE_BLOCK	Ler um bloco de memória
CMD18	Address[31:0]	R1	Sim	READ_MULTIPLE_BLOCK	Ler vários blocos de memória
CMD24	Address[31:0]	R1	Sim	WRITE_BLOCK	Escrever bloco de memória
CMD25	Address[31:0]	R1	Sim	WRITE_MULTIPLE_BLOCK	Escrever vários blocos de memória
CMD55	-	R1	Não	APP_CMD	Comando anterior a comandos do tipo ACMD
CMD58	-	R3	Não	READ_OCR	

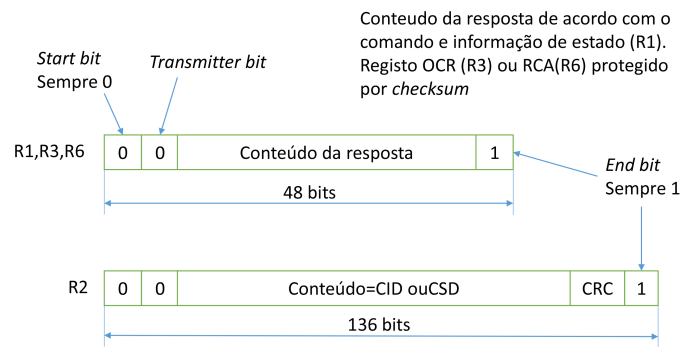


Figura 6.12: Resposta aos comandos(adaptado [56])

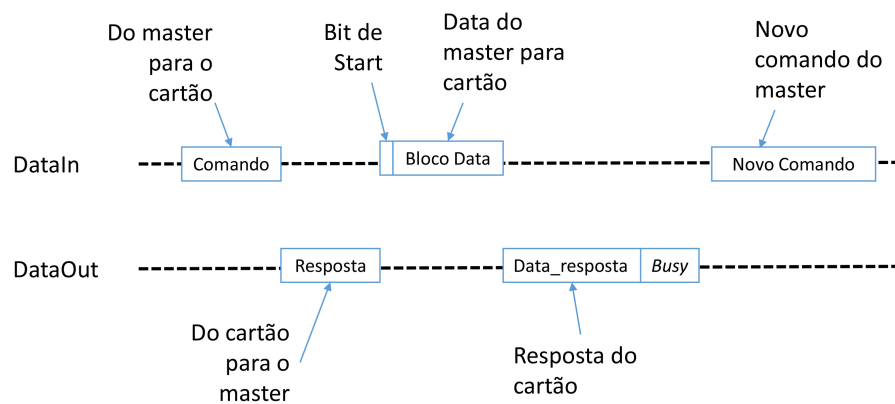


Figura 6.13: Escrita de Bloco em cartão SD(adaptado [55])

```

{
    CS_LOW;           //Pull CS low
    data_manipulation = TRUE; //Data manipulation function

    //Transmit WRITE BLOCK command
    spi_xmit_command(WRITE_BLOCK, sector, DUMMY_CRC);

    RESET_RESPONSE; //Reset response
    while(response != SUCCESS) //Wait until card responds with SUCCESS
        response
            sd_command_response();
    //After receiving response clock must be active for 8 clock cycles
    EIGHT_CLOCK_CYCLE_DELAY;

    //Call sd_write_data to write to specified sector
    sd_write_data(pBuffer, SINGLE_SECTOR, 0);

    //After receiving response clock must be active for 8 clock cycles
    EIGHT_CLOCK_CYCLE_DELAY;
}

```

```

//Check card status to see if data was written properly
sd_send_status();

CS_HIGH;          //Pull CS high
//After receiving response clock must be active for 8 clock cycles
EIGHT_CLOCK_CYCLE_DELAY;
}

```

A função explicitada para a escrita de um único bloco de memória começa por transmitir o comando *WRITE\_BLOCK* já definido na tabela 6.4. Uma vez recebida a resposta do comando é enviado 8 sinais de relógio e é chamada a função *sd\_write\_data* apresentada de seguida [57].

```

void sd_write_data(Uint16 *pBuffer, Uint16 total_sectors, Uint16
    multiple_write)
{
    Uint16 i, j;

    RESET_RESPONSE;          //Reset response

    //Continue this write loop for the total number of sectors required
    for(i=0;i<total_sectors;i++)
    {
        //If multiple sector write is required, send data token for
        multiple write
        if(multiple_write == MULTIPLE_WRITE)
            spi_xmit_byte(MULTIPLE_START_BLOCK);
        //If multiple sector write is not required, send data token for
        write
        else
            spi_xmit_byte(START_BLOCK);

        //Write block of data
        for(j=0;j<512;j++)
            spi_xmit_byte(*pBuffer++);

        //Transmit 0xFF 2 more times to send CRC. In SPI Mode CRC is
        disable by default
        //so application does not need to store it.
        spi_xmit_byte(DUMMY_DATA);
        spi_xmit_byte(DUMMY_DATA);

        //After data write, card will send a response stating if the
        card was accepted or
        //if an error occurred
        while(response != DATA_ACCEPTED)
        {
            response = spi_xmit_byte(DUMMY_DATA);
            response &= 0x0F00;          //Mask response to test
            for errors

```

```

        //If there where errors writing data, branch to error
        function
        if((response == CRC_ERROR) || (response == WRITE_ERROR)
        )
            sd_error();
    }

    //Card will respond with the DATA OUT line pulled low if the
    card is still busy
    //erasing. Continue checking DATA OUT line until line is
    released high.

    while(response != DUMMY_DATA ) //tava !=DUMMY_DATA
        response = spi_xmit_byte(DUMMY_DATA);
    }

    //If multiple sector write is required, send data token to end
    transmission
    if(multiple_write == MULTIPLE_WRITE)
        spi_xmit_byte(MULTIPLE_STOP_TRANSMISSION);
}

```

Esta última função é chamada pela função que permite a escrita de um único bloco ou múltiplos blocos pelo que realiza uma inspeção para definir qual o processo a realizar. Após o envio da informação o processo retorna para a função *sd\_write\_block* e verifica se o cartão SD foi acedido com sucesso através da função *sd\_send\_status* [57]. O processo de leitura tem uma sequência homóloga.

## 6.2.2 Sistema de Tempo Real

Tempo real é uma noção de tempo que é medida usando um relógio real físico. Um sistema é definido como um sistema em tempo real quando é necessário uma quantificação do tempo para descrever o comportamento do sistema [58].

Um exemplo que descreve um sistema em tempo real é o sistema de controlo de um motor eléctrico. O comando enviado pelo sistema tem que ser capaz de introduzir de forma precisa o sinal correspondente a cada interruptor de forma a obter o comportamento desejado. Neste e em outros sistemas de tempo real é necessário realizar um escalonamento de tarefas eficaz por forma a tornar obter um comportamento satisfatório do sistema [58].

O controlador tolerante a falhas apresentado e desenvolvido no capítulo 4 é um típico sistema de tempo real. Desta forma é importante realizar um escalonamento de tarefas com restrições temporais, concebendo um agendamento de tarefas interessante para o controlador desenvolvido.

Nesta secção é realizada uma breve apresentação de sistemas embebidos e técnicas de agendamento de tarefas bem como a terminologia usual para este tipo de sistema.

### 6.2.2.1 Terminologia

Uma tarefa em tempo real pode ser gerada como resposta a eventos externos, como pressionar um interruptor do sistema, ou eventos internos, como interrupções associadas a *timers* do sistema. Um sistema de tempo real consiste num conjunto de tarefas em tempo real [58].

A cada tarefa encontra-se associado um limite temporal, no caso de esse limite não ser respeitado o sistema pode ser comprometido, as consequências associadas a uma determinada tarefa ultrapassar o seu limite temporal pode variar de tarefa para tarefa. Ao risco associado ao incumprimento de uma determinada tarefa dá-se o nome de criticidade da tarefa [58]. Deste modo as tarefas mais importantes e cujas consequências do incumprimento temporal são mais grave têm uma maior criticidade e por isso devem ser consideradas prioritárias. Uma tarefa prioritária é portanto uma tarefa cujo incumprimento é menos tolerado pelo sistema. Por vezes para tornar o sistema mais confiável é usual definir níveis de prioridade [58].

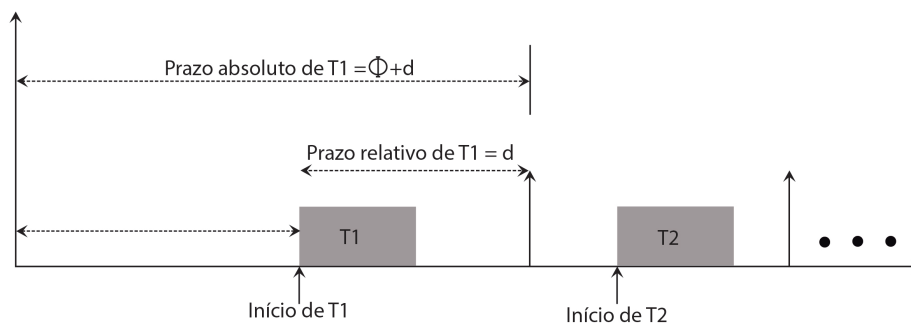


Figura 6.14: Tempos associados a uma tarefa (adaptado [58])

A figura 6.14 permite identificar alguns elementos inerentes a uma tarefa. O instante da tarefa identificado como  $T_i$  apresenta o tempo em que a tarefa  $i$  ocorre. O tempo de resposta de uma tarefa expressa o tempo necessário para concluir a computação da tarefa e finalmente o prazo absoluto e relativo da tarefa indica o tempo máximo que a tarefa apresenta e o tempo relativo desde o instante da tarefa até ao fim do prazo absoluto.

A precedência de tarefas é também um ponto importante no estudo de sistemas de tempo real. Uma tarefa apresenta precedência caso necessite que uma outra tarefa seja concluída para poder ser iniciada. Um exemplo de tarefas com precedência são aquelas que partilham informação e como tal necessitam que a informação computada anteriormente se encontre disponível de forma a concluir a mesma.

As tarefas de tempo real podem ser classificadas de acordo com a sua periodicidade como tarefas: periódicas, esporádicas e aperiódicas.

A tarefa periódica apresenta uma periodicidade constante com um período bem definido. O instante exato em que ocorre a interrupção é normalmente gerado por *timers* internos. Por forma a definir por completo estas tarefas, são analisados quatro parâmetros. O período da tarefa é definido como  $T_i$ , o tempo que ocorre desde o início do ciclo de período  $T_i$  e o início da tarefa é expresso por  $\Phi$  e refere-se à fase da tarefa, este é o primeiro parâmetro necessário para a definição da tarefa.

O segundo parâmetro definido é o período da tarefa,  $p_i$ , o tempo de execução da tarefa no pior caso é expresso por  $e_i$  e finalmente o ultimo parâmetro é o prazo relativo da tarefa já identificado como  $d_i$ .

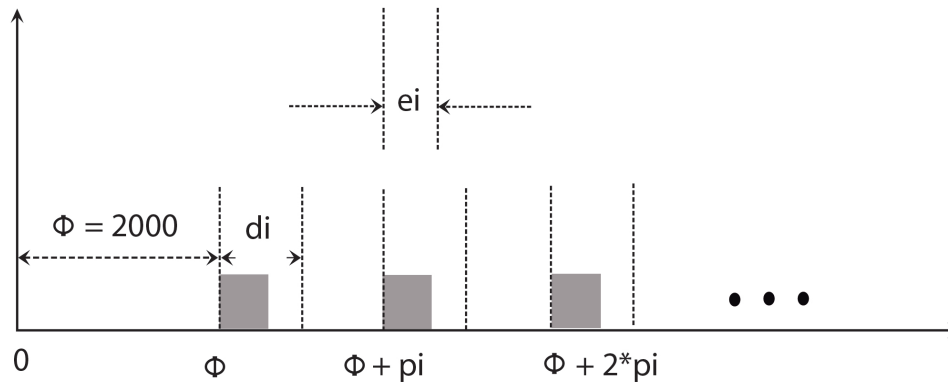


Figura 6.15: Exemplo de definição temporal de uma tarefa( $2000ms, p_i, e_i, d_i$ )(adaptado [58])

A tarefa esporádica é como o próprio nome indica uma tarefa que pode acontecer de forma imprevisível no sistema. Este tipo de tarefa pode ser definido apenas por três parâmetros  $T_i = (e_i, g_i, d_i)$ , onde  $e_i$  expressa mais uma vez o tempo da tarefa no pior caso e  $d_i$  o prazo relativo da tarefa. O novo parâmetro  $g_i$  expressa a separação mínima entre duas tarefas executivas [58].

Finalmente a tarefa aperiódica é em tudo semelhante à tarefa esporádica exceto que neste género de tarefas o parâmetro  $g_i$  apresentado anteriormente pode assumir valores nulos [58].

### 6.2.2.2 Agendamento de Tarefas

A correta implementação de um sistema em tempo real depende da eficiência do agendamento de tarefas desenvolvido, que determina a ordem que as várias tarefas do sistema são executadas de forma a cumprir os requisitos temporais das mesmas [58].

Existem algumas classificações de algoritmos agendamento de tarefas de tempo real, para a presente dissertação assumimos um esquema de classificação amplamente aceite que classifica os algoritmos com base na forma como os pontos de agendamento são definidos [58]. Assim é válido definir o algoritmo de agendamento como [58]:

- Acionado pelo tempo (*Clock-Driven*),
- Acionado por eventos (*Event-Drive*)
- Híbrido (*Hybrid*).

Os algoritmos de agendamento *Clock-Driven* são os mais simples e eficientes e muito utilizados em sistemas embebidos. Este tipo de agendamento realiza as decisões baseando-se em interrupções temporais. A distribuição de tarefas baseadas no tempo são definidas de forma *off-line* sendo pré determinada a ordem de execução das tarefas. Uma desvantagem neste género de

agendamento é que não é compatível com eventos esporádicos ou aperiódicos uma vez que estes ocorrem de forma imprevisível [58].

Os algoritmos de agendamento acionados por eventos são obviamente direcionado para tarefas acionadas por eventos e são usualmente utilizados quando existe um número de tarefas moderado ou elevados uma vez que nestas situações torna-se complexo conceber um agendamento no espaço temporal desejado de forma válida. Os algoritmos *Event-Driven* são mais eficientes quando existem eventos aperiódicos ou esporádicos no entanto não são adequados para sistemas embebidos uma vez que os seus algoritmos são tipicamente mais complexos [58].

Finalmente os algoritmos híbridos são como o próprio nome indica algoritmos que combinam tarefas acionadas por eventos e acionadas por tempo [58].

### 6.2.2.3 Escalonamento de Tarefas do Sistema

A implementação de um algoritmo de agendamento de tarefas é um ponto essencial quando nos referimos a sistemas de tempo real. Por forma a escolher o algoritmo de agendamento adequado é necessário definir as tarefas existentes no sistema de forma completa, essa análise encontra-se expressa na tabela 6.5.

Tabela 6.5: Tarefas do sistema

ID Tarefa	Descrição	tempo máx.	Prazo relativo	Frequência
1	Leitura do Yaw rate do modulo IMU	150us	200us	1KHz
2	Leitura da Velocidade do módulo GPS	400us	500us	1Hz
3	Computação do controlo	35us	50us	1KHz
4	Escrita de dados para cartão SD (1024 bytes)	1200us	1300us	

O estudo das tarefas exibidas demonstra se tratarem de tarefas com um período bem definidos. Estas características permitem um algoritmo de agendamento acionado por temporizadores uma vez que estes apresentam uma maior simplicidade conceptual e de implementação.

O algoritmo escolhido para criar o escalonamento de tarefas é denominado de “*Table-Driven Scheduling*”. Este método ao contrário de outros métodos é bastante eficiente uma vez que a cada tarefa está associado um temporizador sendo, no entanto, mais complexo, do ponto de vista computacional, que outros algoritmos do tipo *clock-driven*.

A prioridade das tarefas é um fator importante no processo de escalonamento de tarefas. Das tarefas apresentadas na tabela 6.5 é visível que as tarefas associadas ao sistema de controlo encontram-se num patamar de prioridade superior quando comparado com o sistema de escrita de dados. Deste modo as tarefas 1, 2 e 3 estão definidas com prioridade mais elevada sendo a ultima tarefa de menor prioridade.

O sistema de controlo é constituído, como já foi referido, pelas três primeiras tarefas, no entanto, estas tarefas apresentam precedências entre si. A tarefa de computação de controlo exige a aquisição do valor de *yaw rate* de forma a obter uma atuação correta do sistema. A leitura de velocidade é conseguida a uma frequência mais baixa uma vez que a dinâmica da velocidade é lenta e a leitura realizada pelo GPS apresenta uma frequência baixa. A baixa frequência de leitura da velocidade longitudinal através do GPS impossibilita a precedência desta tarefa em relação à tarefa de controlo, uma vez que, naturalmente impõe uma dinâmica insuportavelmente lenta ao controlador. Assim a única precedência a apontar é da tarefa 1 em relação à tarefa 3.

A tarefa 4 além de apresentar uma prioridade mais baixa que as restantes, apresenta também um período máximo muito elevado, o que significa que o ciclo resultante teria um período in-comportável para a aplicação de controlo desejada. Desta forma o problema é abordado em duas vertentes: o sistema de controlo e o sistema de registo de dados no cartão SD.

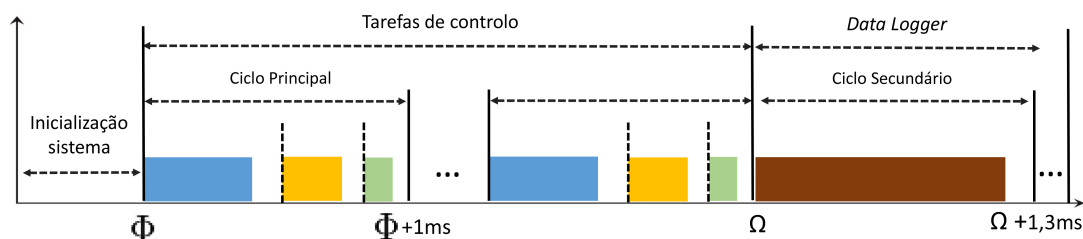


Figura 6.16: Agendamento implementado para o sistema de Controlo

A solução para a registo das variáveis do sistema no cartão de memória passa pela repartição das tarefas em dois ciclos. O primeiro ciclo apresenta uma frequência de 1Khz e encontra-se definido na figura 6.16. O segundo ciclo contempla apenas a tarefa de escrita de dados no cartão sem interferir com o primeiro ciclo. Assim o primeiro ciclo ou ciclo principal é iniciado após a inicialização de todos os módulos e variáveis do sistema e realiza o processo de controlo, armazenando a informação do sistema na própria memória do controlador. Após o utilizador cessar o ciclo principal, o controlador entra num segundo ciclo cuja única função é transferir a informação guardada nas variáveis do sistema para o cartão SD.

Como é possível ver na figura 6.16 o agendamento das três tarefas para o ciclo principal é realizado de forma a que as tarefas cumpram os seus requisitos temporais. O ciclo principal apresenta um período de 1ms e acomoda todas as tarefas associadas ao controlo do sistema. A tarefa de aquisição da velocidade é uma tarefa periódica mas com um requisito temporal muito lento, deste modo a sua atualização não é realizada em todos os ciclos principais, uma vez que cada ciclo do programa terá um período de 1ms, a tarefa 2 apenas é computada a cada 1000 ciclos garantindo a periodicidade do controlador bem como da aquisição do GPS. O agendamento apresentado proporciona ao sistema um comportamento determinístico e constante.

## 6.3 Parameterização do sistema

A plataforma desenvolvida apresenta características necessárias para a exploração do sistema. O controlador proposto tem como base algumas informações inerentes ao veículo como é o caso da sua massa. Outros fatores como o momento de inércia e o centro de massa do sistema são pontos essenciais para a caracterização do veículo e como tal são definidas nesta secção alguns procedimentos capazes de caracterizarem a plataforma existente.

### 6.3.1 Centro de Massa

O centro de massa do veículo é o ponto infinitesimal onde podem ser expressas todas as forças do sistema [39]. Durante todo o processo de modelação foram exploradas o sistema de forças no centro de massa e como tal é importante definir as forças da plataforma física neste ponto.

Com o intuito de obter a posição do ponto de centro de massa foi definido um processo de medição que explora o peso suportado por cada uma das rodas para inferir sobre o centro de massa do veículo.

De forma a caracterizar este parâmetro é necessário recorrer a dois ensaios exibidos na figura 6.17. Os ensaios são realizados através de uma balança em cada roda para definir o peso suportado em cada uma das rodas de forma isolada. O primeiro ensaio exibido na figura 6.17 a plataforma deve estar completamente nivelada. No segundo ensaio é introduzido uma altura  $h$  nas rodas traseiras e são repetidas as medições em cada roda.

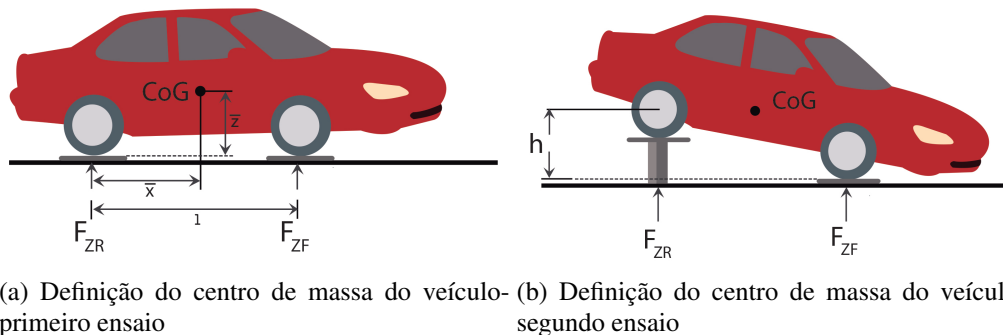


Figura 6.17: Definição do centro de massa do veículo(adaptado de [59])

O peso total do veículo é o somatório do peso em cada roda, como expresso em 6.1.

$$F_{Ztotal} = F_{ZFL} + F_{ZFR} + F_{ZRL} + F_{ZRR} \quad (6.1)$$

O ângulo realizado é definido em 6.2 como:

$$\theta = \sin\left(\frac{h}{l}\right) \quad (6.2)$$

As medidas  $\bar{x}$  e  $\bar{z}$  definem as distâncias do centro de massa em relação ao pneu traseiro e ao solo respetivamente.

$$\begin{aligned} F_{ZF} &= F_{ZFL} + F_{ZFR} \\ F_{ZR} &= F_{ZRL} + F_{ZRR} \end{aligned} \quad (6.3)$$

A equação 6.3 define as forças aplicadas nos pneus dianteiros e traseiros como  $F_{ZF}$  e  $F_{ZR}$  respetivamente, deste modo, é possível definir a seguinte equação 6.4 que expressa a distância  $\bar{x}$  em função do peso das rodas [59].

$$\bar{x} \cdot F_{Ztotal} = l \cdot F_{ZF} \quad (6.4)$$

resolvendo em função a  $\bar{x}$  resulta a expressão 6.5 que define a distância da roda traseira ao centro de massa. A variável  $l$  expressa a distância entre as rodas dianteiras e traseiras.

$$\bar{x} = \frac{l \cdot F_{Ztotal}}{F_{ZF}} \quad (6.5)$$

Através da inclinação ( $\theta$ ) do plano é possível definir uma nova expressão 6.6.

$$F_{ZF}(l \cdot \cos(\theta)) - F_{Ztotal} \cdot \bar{x} \cdot \cos(\theta) - F_{Ztotal} \cdot \sin(\theta) \cdot \bar{z} = 0 \quad (6.6)$$

Ao definir o valor de  $\bar{x}$  no ensaio descrito na figura 6.17a é possível identificar o valor de  $\bar{z}$  através do ensaio descrito na figura 6.17b recorrendo à equação 6.6.

Resta ainda concluir acerca da distância entre os pneus do lado esquerdo e o centro de massa também referido usualmente como *roll center*. Este processo é realizado de forma homóloga ao que foi realizado no ensaio definido em 6.17a, mas somando agora os valores das rodas do lado esquerdo e do lado direito como expresso em 6.7

$$\begin{aligned} F_{Zleft} &= F_{ZFL} + F_{ZRL} \\ F_{Zright} &= F_{ZFR} + F_{ZRR} \end{aligned} \quad (6.7)$$

As parcelas de peso  $F_{Zleft}$  e  $F_{Zright}$  são utilizadas para desenvolver a equação 6.7 que exprime o elemento  $\bar{y}$ .

$$\bar{y} = \frac{l_s \cdot F_{Zright}}{F_{Ztotal}} \quad (6.8)$$

A equação 6.8 apenas é válida quando consideramos que a distância entre os pneus traseiros é igual à distância dos pneus dianteiros e como tal estes encontram-se alinhados. Através desta última parcela é possível definir por completo o ponto de centro de massa bem como as medidas associadas a este, como é o caso das variáveis  $l_f$  e  $l_r$ .

### 6.3.2 Momento de Inercia

O momento de inercia é uma característica do veículo que deve ser descrita de forma a completar a análise paramétrica do veículo. Durante o processo de modelação apresentada no capítulo 3, foi definido uma forma de definir por completo o momento de inercia associado ao veículo por 3.16, no entanto, na prática este método é complexo de aplicar. Da figura 6.18 é evidente a possibilidade de aproximar o veículo a um sólido obtendo uma estimativa deste parâmetro de forma mais simples. O erro desta estimativa é suportada pelo controlador não linear que exibe robustez à incerteza dos parâmetros do veículo, possibilitando esta aproximação.

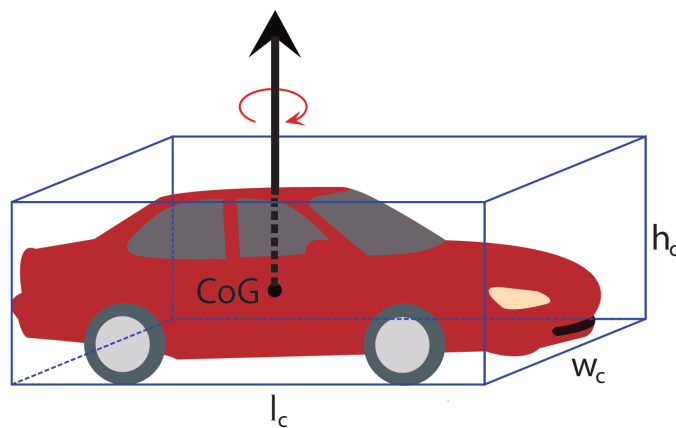


Figura 6.18: Momento de Inércia do veículo

Ao conceber o problema como se de um sólido regular se tratasse é possível obter o momento de inércia simplesmente como expresso na equação 6.9.

$$I_z = \frac{1}{12}m(h_c^2 + w_c^2) \quad (6.9)$$

## 6.4 Conclusão

A conceção de um protótipo demonstrou ser um processo difícil e complexo. A exploração do controlo proposto numa plataforma física é um passo importante de forma a validar por completo a arquitetura apresentada e o seu desempenho no sistema.

O conceito apresentado para o protótipo foi completamente definido. As dificuldades apresentadas são exploradas de forma minuciosa procurando identificar e solucionar os problemas de adaptação da plataforma. Um exemplo desse esforço pode ser identificado no desenvolvimento realizado ao nível das alterações mecânicas necessárias para adaptar de forma interessante o motor escolhido à plataforma física disponível. A própria escolha do motor e do controlador associado demonstrou ser um desafio interessante, a solução apontada permite uma adaptação fácil e eficaz ao veículo.

A escolha de todos os elementos necessários para a implementação do sistema foi realizada de forma consciente justificando cada ponto do projeto de forma completa. A unidade de processamento é capaz de interagir com todos os módulos, recolhendo a informação necessária e processando o sinal de saída do sistema.

O desenvolvimento apresentado permite comunicar com os módulos de maneira a obter a informação dos sensores e registrar esses mesmos valores no cartão SD. Ainda no estudo realizado para a comunicação da unidade de processamento com os módulos foi exposto um agendamento de tarefas eficaz para a correta implementação do software exibido.

Finalmente e para concluir o estudo do protótipo são exibidos processos de parametrização do sistema que permitem concluir acerca das características chave do sistema como o centro de massa do mesmo e o momento de inercia associado.

A conjunção dos vários elementos apresentados neste capítulo facilitam a implementação da plataforma física proposta na presente dissertação.



# Capítulo 7

## Conclusão

No presente capítulo são apresentadas as conclusões finais da dissertação e são sugeridos alguns desenvolvimentos futuros que permitem adicionar valor ao trabalho realizado.

### 7.1 Conclusão da Dissertação

A temática do controlo tolerante a falhas (CTF) e a sua importância em sistemas sobreatuados foi definido de forma clara no capítulo 2 de revisão bibliográfica, onde se demonstrou a atualidade do tema bem como o seu potencial em sistemas terrestres multi motor. A inclusão de sistemas tolerantes a falhas, permite aumentar a confiança no sistema e a segurança total associada ao mesmo.

Os veículos propulsionados com múltiplos motores elétricos permitem o controlo independente de cada roda do veículo, tornando a resposta mais dinâmica e interessante. A característica binário/velocidade do motor elétrico apresenta uma maior valia principalmente quando equiparado com os motores de combustão interna. A capacidade de atuar de forma independente em cada roda permite também uma melhoria significativa no controlo do sistema, possibilitando a introdução de técnicas de controlo tolerante a falhas que tomam partido da redundância de atuadores do sistema para melhorar o desempenho total do veículo. A multiplicidade de soluções apresentada por veículos sobre atuados permite explorar restrições como falhas no sistema de forma a obter uma solução ótima.

A definição do modelo do veículo foi estudada tendo em conta o movimento planar do veículo, sendo negligenciado alguns movimentos pouco relevantes no movimento longitudinal e lateral, como é o caso do movimento de *roll* e de *pitch* existentes que surgem da distribuição de massa originada pela interação do sistema de suspensão. Deste modo a análise levada a cabo estuda o veículo como um corpo rígido com movimento apenas nos eixos longitudinal e vertical. O modelo matemático final é consequência do estudo dos dois modelos reduzidos linear e não linear apresentados por *Nielsen* e apresenta uma complexidade intermédia que possibilita o estudo do modelo de forma completa, mantendo no entanto, uma simplicidade conceptual que permite desenvolver

o controlador para o mesmo. Para obter a validação do modelo proposto desenvolveu-se um processo de co-simulação Simulink e Carsim, nesta plataforma é comparado o resultado obtido pelo modelo não linear Carsim com o modelo proposto em algumas manobras simples. As variáveis de velocidade longitudinal e *yaw rate* apresentaram resultados bastante positivos, demonstrando ter um comportamento muito similares ao esperado, no entanto, a estimativa proposta para variável de *side slip* não define de forma adequada o comportamento real da mesma.

O comportamento satisfatório exibido pelo modelo proposto permitiu conceber um controlador tolerante a falhas para este sistema usando os conceitos e fenômenos considerados no modelo desenvolvido. O controlador dimensionado apresenta uma arquitetura interessante, desenvolvendo de forma desacoplada o controlador de velocidade e de *yaw rate* do sistema tendo em conta uma dinâmica lenta por parte da velocidade do sistema. Ainda no estudo da arquitetura do controlador foi definido um método de alocação de binário que considera o estado dos atuadores, ou seja, as falhas existentes e a aderência associada em cada pneu, procurando em cada instante tirar partido destes fatores e escolher uma solução ótima que descreva um esforço mínimo nos atuadores.

A validação do controlador proposto foi realizado em duas vertentes no modelo desenvolvido e para o qual o controlador foi dimensionado e para o modelo não linear Carsim. A implementação do controlador foi desenvolvida em ambiente Simulink devido à versatilidade da ferramenta e a capacidade de interação com o modelo carsim. Os ensaios realizados nas duas plataformas permitiram obter informações diferentes e, em alguns casos, foi possível uma comparação direta de resultados devido à semelhança dos testes realizados. Alguns fenômenos menos claros no modelo desenvolvido foram posteriormente validados com maior cuidado através do modelo carsim, como é o caso do fenómeno de *side slip*.

Os bons resultados obtidos através da validação computacional permitiram explorar o trabalho do ponto de vista prático e elaborar um conceito de um protótipo que permitisse replicar os resultados de simulação numa plataforma física. Do ponto de vista prático foram identificados os módulos e os elementos necessários para a conceção do sistema. A interface entre a unidade de processamento e os restantes elementos do sistema foi definida de forma a obter uma arquitetura centralizada capaz de adquirir sinais de sensores, computar o algoritmo de controlo e alocação de binário e finalmente atualizar as saídas, para tal foi identificado também um algoritmo de agendamento de tarefas eficaz.

Os objetivos inicialmente propostos foram totalmente superados, exibindo um controlador tolerante a falhas interessante para veículos multi motor. O seu desempenho demonstrou ser eficaz mesmo na existência de múltiplas falhas e até condições de aderência mais exigentes. Para além dos objetivos iniciais propostos foi conseguido um desenvolvimento a nível prático que explora uma plataforma à escala de um veículo terrestre, procurando abordar o problema do ponto de vista prático, desenvolvendo hardware e software essencial à criação de um protótipo.

## 7.2 Desenvolvimentos Futuros

Nesta secção final são apresentadas algumas diretrizes importantes para o enriquecimento do projeto desenvolvido até ao momento, procurando apontar os pontos a ser desenvolvidos futuramente.

O trabalho exposto na presente dissertação realiza uma análise teórica e prática e como tal é possível apontar alguns desenvolvimentos referentes às mesmas.

Do ponto de vista teórico é necessário desenvolver os seguintes tópicos:

- Incluir uma análise não linear do modelo do pneu do veículo e a sua interação com o pavimento;
- Conceber um sistema de deteção e identificação de falhas;
- Desenvolver um observador de estado para a variável de *side slip*.

Quanto ao trabalho a realizar na plataforma física existente, é necessário abordar os seguintes pontos:

- Explorar do ponto de vista prático os procedimentos de parametrização propostos por forma a caracterizar a plataforma física desenvolvida;
- Incluir a informação obtida através do módulo GPS;
- Instalar os diferentes módulos na plataforma física;
- Validar o controlo implementado através da realização de ensaios práticos à semelhança do que foi realizado na análise computacional.



# Referências

- [1] Rolf Isermann. *Fault-diagnosis systems: an introduction from fault detection to fault tolerance*. Springer, 2006.
- [2] Tom Denton. *Automobile electrical and electronic systems*. Routledge, 2004.
- [3] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, e Ali Emadi. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*. CRC press, 2009.
- [4] Xi Zhang e Chris Mi. *Power Systems: Vehicle Power Management: Modeling, Control and Optimization*. Springer, 2011.
- [5] Energy Information Administration. URL: <http://www.eia.gov/>.
- [6] Eurostat, 2012. URL: [http://epp.eurostat.ec.europa.eu/statistics\\_explained/index.php?title=File:Energy\\_dependency\\_rate,\\_EU-27,\\_2000-2010\\_%28%25\\_of\\_net\\_imports\\_in\\_gross\\_inland\\_consumption\\_and\\_bunkers,\\_based\\_on\\_tonnes\\_of\\_oil\\_equivalent%29.png&filetimestamp=20121012131838](http://epp.eurostat.ec.europa.eu/statistics_explained/index.php?title=File:Energy_dependency_rate,_EU-27,_2000-2010_%28%25_of_net_imports_in_gross_inland_consumption_and_bunkers,_based_on_tonnes_of_oil_equivalent%29.png&filetimestamp=20121012131838).
- [7] Halim Alwi, Christopher Edwards, e Chee Pin Tan. *Fault detection and fault-tolerant control using sliding modes*. Springer, 2011.
- [8] Ron J Patton. Fault-tolerant control systems: The 1997 situation. Em *IFAC symposium on fault detection supervision and safety for technical processes*, volume 3, páginas 1033–1054.
- [9] Hiroshi Fujimoto e Kenta Maeda. Optimal yaw-rate control for electric vehicles with active front-rear steering and four-wheel driving-braking force distribution. Em *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, páginas 6514–6519. IEEE.
- [10] Sérgio Almeida e Rui Esteves Araujo. Fault-tolerant control using sliding mode techniques applied to multi-motor electric vehicle. Em *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, páginas 3530–3535. IEEE.
- [11] Bekheira Tabbache, Mohamed Benbouzid, Abdelaziz Kheloui, e J-M Bourgeot. Sensor fault-tolerant control of an induction motor based electric vehicle. Em *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, páginas 1–8. IEEE.
- [12] Mogens Blanke. *Diagnosis and fault-tolerant control*. Springer, 2003.
- [13] Mogens Blanke, Marcel Staroswiecki, e N Eva Wu. Concepts and methods in fault-tolerant control. Em *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, volume 4, páginas 2606–2620. IEEE.

- [14] Rolf Isermann e Peter Balle. Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes. *Control engineering practice*, 5(5):709–719, 1997.
- [15] Hans Jürgen Zimmermann. *Practical applications of fuzzy technologies*, volume 6. Springer, 1999.
- [16] autoevolution. The smart fortwo ed will be powered by tesla motors, 2008. URL: <http://www.autoevolution.com/news-g-image/the-smart-fortwo-ed-will-be-powered-by-tesla-motors/4978.html>.
- [17] ADAC, 2012. URL: <http://www.car-addicts.com/consumer-reports/car-service/most-reliable-cars-breakdown-statistics-2013>.
- [18] Izzet Önel, Ibrahim Senol, e Mohamed Benbouzid. Induction motors bearing failures detection and diagnosis using a rbf ann park pattern based method. Em *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*.
- [19] Wancheng YANG, Huijuan FENG, e Xiangkai LIU. Research on failure probability of vehicle equipments based on fuzzy statistics method.
- [20] Youmin Zhang e Jin Jiang. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, 32(2):229–252, 2008. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1367578808000345>, doi:<http://dx.doi.org/10.1016/j.arcontrol.2008.03.008>.
- [21] M Benosman. Passive fault tolerant control. 2011.
- [22] Jan Lunze e Jan H Richter. Reconfigurable fault-tolerant control: a tutorial introduction. *European Journal of Control*, 14(5):359–386, 2008.
- [23] PJ Campo, M Morari, e CN Nett. Multivariable anti-windup and bumpless transfer: A general theory. Em *American Control Conference, 1989*, páginas 1706–1711. IEEE.
- [24] D. Q. Mayne, J. B. Rawlings, C. V. Rao, e P. O. M. Scokaert. Constrained model predictive control: Stability and optimality. *Automatica*, 36(6):789–814, 2000. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109899002149>, doi:[http://dx.doi.org/10.1016/S0005-1098\(99\)00214-9](http://dx.doi.org/10.1016/S0005-1098(99)00214-9).
- [25] Tor A Johansen e Thor I Fossen. Control allocation—a survey. *Automatica*, 2013.
- [26] Sérgio Almeida. *Controlador Tolerante a Falhas para Veículo Elétrico Multi-Motor*. Thesis, 2013.
- [27] Ronald J Patton, J Chen, e J Chen. A study on neuro-fuzzy systems for fault diagnosis. *International Journal of Systems Science*, 31(11):1441–1448, 2000.
- [28] Jeongmin Kim, Chiman Park, Sungho Hwang, Yoichi Hori, e Hyunsoo Kim. Control algorithm for an independent motor-drive vehicle. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 59(7):3213–3222, 2010.
- [29] Jin Jiang e Xiang Yu. Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches. *Annual reviews in control*, 36(1):60–72, 2012.
- [30] Youmin Zhang e Jin Jiang. Integrated active fault-tolerant control using imm approach. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 37(4):1221–1235, 2001.

- [31] Rongrong Wang e Junmin Wang. Fault-tolerant control with active fault diagnosis for four-wheel independently driven electric ground vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 60(9):4276–4287, 2011.
- [32] Jia-Sheng Hu, Dejun Yin, e Yoichi Hori. Fault-tolerant traction control of electric vehicles. *Control Engineering Practice*, 19(2):204–213, 2011.
- [33] Alberto Manzone, Alessandro Pincetti, e Diego De Costantini. Fault tolerant automotive systems: An overview. Em *On-Line Testing Workshop, 2001. Proceedings. Seventh International*, páginas 117–121. IEEE.
- [34] Demba Diallo, Mohamed El Hachemi Benbouzid, e Abdessalam Makouf. A fault-tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 53(6):1847–1855, 2004.
- [35] Mohamed El Hachemi Benbouzid, Demba Diallo, e Mounir Zeraoulia. Advanced fault-tolerant control of induction-motor drives for ev/hev traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 56(2):519–528, 2007.
- [36] Francesco Ferracuti, Andrea Giantomassi, Sabrina Iarlori, Gianluca Ippoliti, e Sauro Longhi. Induction motor fault detection and diagnosis using kde and kullback-leibler divergence. Em *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, páginas 2923–2928. IEEE.
- [37] Khalaf Salloum Gaeid, Hew Wooi Ping, Mustafa Khalid, e Atheer Lauy Salih. Fault diagnosis of induction motor using mcsa and fft. *Electrical and Electronic Engineering*, 1(2):85–92, 2011.
- [38] Reza N Jazar. *Vehicle dynamics: theory and application*. Springer, 2008.
- [39] Masato Abe. *Vehicle handling dynamics: theory and application*. Butterworth-Heinemann, 2009.
- [40] Uwe Kiencke e Lars Nielsen. *Automotive control systems: for engine, driveline, and vehicle*. Springer, 2005.
- [41] Ricardo de Castro. Sistema de controlo de estabilidade para o ucar. *Relatório técnico, Laboratório de Sinais e Sistemas, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*, 2008.
- [42] Hans Pacejka. *Tire and vehicle dynamics*. Elsevier, 2005.
- [43] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, e Arie Levant. *Sliding mode control and observation*. Springer, 2014.
- [44] Benedikt Alt e Ferdinand Svaricek. Robust control design for automotive applications: A variable structure control approach.
- [45] Qian Ming. *Sliding mode controller design for ABS system*. Tese de doutoramento, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.
- [46] Hassan K Khalil e JW Grizzle. *Nonlinear systems*, volume 3. Prentice hall Upper Saddle River, 2002.

- [47] N. Ando e H. Fujimoto. Yaw-rate control for electric vehicle with active front/rear steering and driving/braking force distribution of rear wheels. Em *Advanced Motion Control, 2010 11th IEEE International Workshop on*, páginas 726–731, March 2010. doi:10.1109/AMC.2010.5464040.
- [48] Kanghyun Nam, Sehoon Oh, Hiroshi Fujimoto, e Yoichi Hori. Design of adaptive sliding mode controller for robust yaw stabilization of in-wheel-motor-driven electric vehicles. Em *EVS26, Electric Vehicle Symposium*, 2012.
- [49] Rajesh Rajamani. *Vehicle dynamics and control*. Springer, 2011.
- [50] Alireza Alfi e Mohammad Farrokhi. Hybrid state-feedback sliding-mode controller using fuzzy logic for four-wheel-steering vehicles. *Vehicle System Dynamics*, 47(3):265–284, 2009.
- [51] Kanghyun Nam, Hiroshi Fujimoto, e Yoichi Hori. Lateral stability control of in-wheel-motor-driven electric vehicles based on sideslip angle estimation using lateral tire force sensors. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 61(5):1972–1985, 2012.
- [52] Tms320x2833x, 2823x enhanced pulse width modulator (epwm) module, 2008. URL: <http://www.ti.com/lit/ug/sprug04a/sprug04a.pdf>.
- [53] Texas Instruments. Tms320f28335 data manual, 2012. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs439m/sprs439m.pdf>.
- [54] InvenSense. Mpu-6000/mpu-6050 product specification, 2013. URL: <http://www.invensense.com/mems/gyro/documents/PS-MPU-6000A-00v3.4.pdf>.
- [55] F. Foust. Secure digital card interface for the msp430, 2004. URL: [http://alumni.cs.ucr.edu/~amitra/sdcard/Additional/sdcard\\_appnote\\_foust.pdf](http://alumni.cs.ucr.edu/~amitra/sdcard/Additional/sdcard_appnote_foust.pdf).
- [56] SanDisk. Sandisk sd card product manual, 2004. URL: <http://dl.nmh9ip6v2uc.cloudfront.net/datasheets/Components/General/SDSpec.pdf>.
- [57] Tim Love Pradeep Shinde. Interfacing sd/mmc cards with tms320f28xxx dscs, 2007. URL: <http://www.ti.com/lit/an/spraao7/spraao7.pdf>.
- [58] Sanjoy Baruah e Joël Goossens. Scheduling real-time tasks: Algorithms and complexity. *Handbook of scheduling: Algorithms, models, and performance analysis*, 3, 2004.
- [59] Mark Elbers. Vehicle centre of gravity. URL: [http://www.team.net/TR8/tr8cca/wedgemath/02\\_CG\\_def/CG\\_def.html](http://www.team.net/TR8/tr8cca/wedgemath/02_CG_def/CG_def.html).