

DANILO DE SANTANA CHUI

nota final

9.0
(mre)

Ass

**PROJETO DE TESTE CONCEITO DE NAVEGAÇÃO DE
VEÍCULOS SOBRE UMA RODOVIA COM
SINALIZAÇÃO PASSIVA**

Trabalho apresentado à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do título
de Bacharel em Engenharia

São Paulo

2002

Not 2: 10,0 (dez)

~~10/12/2002~~

10/12/2002

Note final
(9,0)



DANILO DE SANTANA CHUI

**PROJETO DE TESTE CONCEITO DE NAVEGAÇÃO DE
VEÍCULOS SOBRE UMA RODOVIA COM
SINALIZAÇÃO PASSIVA**

Trabalho apresentado à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do título
de Bacharel em Engenharia

Área de Concentração:
Engenharia Mecatrônica

Orientador:
Prof. Dr. Agenor de Toledo Fleury

São Paulo

2002

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Agenor de Toledo Fleury, por acreditar em mim e me apoiar a desenvolver um tema tão instigante e desafiador. Obrigado pelos conselhos e por me ensinar um pouco dessa matéria tão interessante que é a teoria de controle.

Ao Dr. Antônio Luiz Rigo, pela sua grande ajuda com sua atenção e experiência no assunto, sem falar dos seus ótimos comentários e sugestões.

Aos meus colegas Caio Portella, Cássio Valdujo, Fabiano Corrêa, Marcos Oliveira, Gilberto Uehara e Rynaldo Almeida que me cederam seus trabalhos sobre rodovia automatizada, que foram feitos para as matérias PMC-327 e PMC-450 para eventuais referências.

A José Augusto Calvo Lonardoni que me ajudou com os desenhos e resolveu minhas dúvidas sobre os programas Autodesk Inventor versão 6.0 e Autodesk Mechanical versão 5.3.

A Bruno Souza Carmo que me ajudou a plotar os desenhos em papel A4 e papel A3.

À Monza Automodelismo que forneceu informações imprescindíveis sobre autorama e afins.

À minha namorada Giovana, pelo seu carinho e compreensão: um anjo que apareceu em minha vida.

A todos aqueles que de alguma forma contribuíram direta ou indiretamente para a conclusão deste trabalho.

Além disso, gostaria de agradecer também aos meus amigos e colegas de graduação que tornaram nossa passagem por esta escola mais prazerosa e menos desgastante. Tornar-se um bacharel em engenharia é um grande feito, mas tenho certeza que não será o único em nossas vidas.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	IV
SUMÁRIO.....	V
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABELAS	XI
RESUMO.....	XII
ABSTRACT	XIII
1. INTRODUÇÃO	1
2. SISTEMA DE TRANSPORTE INTELIGENTE (ITS).....	3
3. LEVANTAMENTO DO ESTADO-DA-ARTE	6
3.1. Primeiras iniciativas.....	6
3.2. Programas intermediários	7
3.2.1. <i>Programas americanos</i>	7
3.2.2. <i>Programas europeus</i>	8
3.2.2.1. ALI (Bosch) e ALI-SCOUT (Siemens-Bosch).....	8
3.2.2.2. PROMETHEUS (Eureka).....	8
3.2.2.3. DRIVE (União Européia)	9
3.2.3. <i>Programas japoneses</i>	10
3.2.3.1. CACS	10
3.2.3.2. RACS e AMTICS.....	10
3.3. Programas em andamento.....	11
3.3.1. <i>Programa americano</i>	11
3.3.2. <i>Programa europeu</i>	12
3.3.3. <i>Programa japonês</i>	12
4. O PROJETO ASPER	13
4.1. Conceitos.....	13
4.2. Memórias do Sistema.....	14
4.3. Componentes da arquitetura de estrada inteligente	15
4.3.1. <i>Computador de bordo</i>.....	15
4.3.2. <i>Comunicação estrada/veículo</i>.....	16
4.3.3. <i>Comunicação Central/veículo</i>.....	16
4.3.4. <i>Comunicação veículo/veículo</i>	16
5. CONSIDERAÇÕES PARA O TESTE CONCEITO	18
5.1. Modelagem do sistema	18
5.1.1. <i>Modelagem do motor</i>	18
5.1.2. <i>Modelagem dos veículos</i>	19
5.1.3. <i>Modelagem do Sistema</i>	21
5.1.3.1. <i>Entradas do sistema</i>	21

5.1.3.2. Variáveis de estado.....	22
5.1.3.3. Saídas do sistema.....	22
5.1.3.4. Equações de estado.....	22
5.1.3.5. Pontos de equilíbrio	23
5.1.3.6. Equações de estado linearizadas	25
5.1.3.7. Matrizes de Estado.....	28
5.2. Controlabilidade e Observabilidade	29
5.2.1. Verificação em Matlab.....	30
6. ATITUDES DE CONTROLE	31
6.1. Resposta do sistema em malha aberta	31
6.2. Especificações requeridas	32
6.3. Projeto de controle por alocação de pólos.....	33
6.3.1. Simulações.....	35
6.4. Projeto de controlador ótimo: regulador linear quadrático.....	36
6.4.1. Simulações.....	37
6.5. Projeto Para Suportar Rejeição de Perturbações	39
7. PROJETO DO TESTE CONCEITO	44
7.1. Idéias Preliminares.....	44
7.2. O Autorama	44
7.2.1. História do autorama	46
7.3. Aplicação do autorama no projeto de teste conceito.....	47
7.3.1. Definição das escalas de espaço e tempo.....	48
7.4. O sistema de comunicação – sensores.....	49
7.5. O computador.....	50
7.5.1. Análise dos dados obtidos pelo transponder.....	50
7.6. O veículo em escala	51
7.6.1. Projeto do veículo.....	52
7.6.1.1. Limitação da velocidade dada pela comunicação com a placa	52
7.6.1.2. Peças e relação de transmissão.....	53
7.6.1.3. Seleção do motor	55
7.6.1.3.1. Torque necessário no motor	55
7.6.1.3.2. Motores da Igarashi Motors.....	56
7.6.1.4. Carenagem.....	57
7.6.1.5. Desenho do carrinho.....	58
7.6.2. Simulação do controle para o modelo	59
7.7. A pista	61
7.7.1. Determinação do tipo da pista	61
7.7.1.1. Autorama Estrela.....	62
7.7.2. Determinação do formato da pista.....	62
7.7.3. Determinação do tamanho da pista.....	63

8. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	65
9. BIBLIOGRAFIA	66
ANEXO A – LISTAGENS DOS ARQUIVOS DE MATLAB	68
Arquivo malha_aberta.m.....	68
Arquivo conteobs.m.....	69
Arquivo rl_malha_aberta.m.....	69
Arquivo mf_alocpolos.m.....	69
Arquivo simulacao1.m	70
Arquivo mf_lq.m	70
Arquivo simulacao2.m	71
Arquivo conteobs2.m.....	71
Arquivo malha_aberta_rp.m.....	72
Arquivo mf_alocpolos_rp.m.....	73
Arquivo simulacao1_rp.m	73
Arquivo rejpert2.m	74
Arquivo simulacao5.m	75
Arquivo malha_aberta_modelo.m	76
Arquivo mf_alocpolos_modelo.m.....	77
Arquivo simulacao1_modelo.m	77
ANEXO B	79
ANEXO C	96
ANEXO D – DATA SHEET DO MOTOR ELÉTRICO DC UTILIZADO.....	116
Dimensões (mm)	116
Especificações	116
Curvas Características	117
ANEXO E	118
APÊNDICE A – POLINÔMIO DE TAYLOR DE ORDEM 1.....	1
APÊNDICE B – CONTROLABILIDADE E OBSERVABILIDADE.....	3
Controlabilidade de estado completa de sistemas contínuos no tempo.....	3
Observabilidade completa de sistemas contínuos no tempo	5
APÊNDICE C – DEFINIÇÕES DE ESPECIFICAÇÕES DE REGIME TRANSITÓRIO.....	8
APÊNDICE D – PROJETO POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS	11
APÊNDICE E – CONTROLE ÓTIMO COM FUNÇÃO DE CUSTO QUADRÁTICA	13
APÊNDICE F – TRATAMENTO DE SISTEMAS COM VARIÁVEIS FORÇANTES (EXÓGENAS)	15
APÊNDICE G – TEORIA DA SEMELHANÇA: SEMELHANÇA GEOMÉTRICA E CINEMÁTICA	18
Introdução.....	18
As Proposições Básicas da Geometria	18
O Centro da Semelhança	20
Pontos e linhas correspondentes em geral.....	23

Semelhança Cinemática	24
APÊNDICE H – ARRASTO NUM PERFIL AERODINÂMICO	26

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 – FIAT PALIO YOUNG (À ESQUERDA) E FERRARI 575M MARANELLO (À DIREITA).....	1
FIGURA 3.1 – LINHA CRONOLÓGICA REFERENTE AO ANO DE LANÇAMENTO DOS PROGRAMAS DE ITS	6
FIGURA 4.1 – O CAMINHO DA TRILHA DE UM CD: MÍDIA EM ESPIRAL	13
FIGURA 4.2 – ESPAÇAMENTO ENTRE VOLTAS DA TRILHA DO CD	13
FIGURA 4.3 – ILUSTRAÇÃO DE CARROS SOBRE A MÍDIA.....	14
FIGURA 4.4 – MODOS DE COMUNICAÇÃO NA ARQUITETURA ASPER.....	17
FIGURA 5.1 – DIAGRAMA DE CORPO LIVRE PARA O I-ÉSIMO VEÍCULO.....	19
FIGURA 6.1 – MAPA DE PÓLOS E ZEROS DO SISTEMA EM MALHA ABERTA	31
FIGURA 6.2 – SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA.....	32
FIGURA 6.3 – MAPA DE PÓLOS E ZEROS DO SISTEMA EM MALHA FECHADA POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS	35
FIGURA 6.4 – SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS	36
FIGURA 6.5 - MAPA DE PÓLOS E ZEROS DO SISTEMA EM MALHA FECHADA POR CONTROLADOR LINEAR QUADRÁTICO.....	38
FIGURA 6.6 - SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA POR CONTROLADOR LINEAR QUADRÁTICO	38
FIGURA 6.7 - MAPA DE PÓLOS E ZEROS DO SISTEMA EM MALHA FECHADA POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS, COM A MODIFICAÇÃO DA MATRIZ C	40
FIGURA 6.8 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA EM MALHA FECHADA POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS, COM A MODIFICAÇÃO DA MATRIZ C	40
FIGURA 6.9 – PERFIL APROXIMADO DA PISTA INCLINADA IMPOSTA AO SISTEMA DE REJEIÇÃO DE PERTURBAÇÕES	42
FIGURA 6.10 – PERTURBAÇÃO IMPOSTA AO SISTEMA EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	42
FIGURA 6.11 – SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE REJEIÇÃO DE PERTURBAÇÕES	43
FIGURA 7.1 – ILUSTRAÇÃO DE UM CARRO DE AUTORAMA	44
FIGURA 7.2 – FOTO COM DIVERSOS MODELOS DE AUTORAMA	45
FIGURA 7.3 – PISTA OFICIAL DE AUTORAMA COM TRAÇADO BLUE KING	45
FIGURA 7.4 – ILUSTRAÇÃO SOBRE A ORIGEM DO AUTORAMA.....	46
FIGURA 7.5 – (A) PISTA DE AUTORAMA COMUM (B) PISTA COM CARROS MAIS LARGOS	47
FIGURA 7.6 – ACELERADOR DE AUTORAMA.....	48
FIGURA 7.7 – CHASSIS DE CARRINHOS DE AUTORAMA PADRÃO: VISTAS SUPERIOR E INFERIOR.....	52
FIGURA 7.8 – ILUSTRAÇÃO DA DISTÂNCIA DA PLACA AO SOLO.....	53

FIGURA 7.9 – DESENHO E FOTO DA GUIA E PORCA	53
FIGURA 7.10 – DESENHO E FOTO DO MANCAL DE DESLIZAMENTO	54
FIGURA 7.11 – DESENHO E FOTO DA RODA DO CARRINHO DE AUTORAMA.....	54
FIGURA 7.12 – DESENHO E FOTO DA COROA.....	54
FIGURA 7.13 – DESENHO DO MOTOR COM PINHÃO E PARAFUSOS DE FIXAÇÃO E FOTO DO PINHÃO.....	54
FIGURA 7.14 – DESENHO E FOTO DO FIXADOR DA PLACA	55
FIGURA 7.15 – FOTO DO MOTOR SELECIONADO	57
FIGURA 7.16 – COEFICIENTES DE ARRASTO PARA CORPOS DE FORMAS GEOMÉTRICAS DIFERENTES EM ESCOAMENTOS COM $RE_L > 10000$	57
FIGURA 7.17 – DESENHO DA CARENAGEM	58
FIGURA 7.18 – DESENHO DO CHASSIS DO MODELO	58
FIGURA 7.19 – DESENHO DO EIXO PROJETADO	59
FIGURA 7.20 – VISTA ISOMÉTRICA DO PROJETO DO CARRINHO MONTADO	59
FIGURA 7.21 – MAPA DE PÓLOS E ZEROS DO SISTEMA COM PÓLOS ALOCADOS	60
FIGURA 7.22 – SIMULAÇÃO DO SISTEMA EM MALHA FECHADA DO MODELO	60
FIGURA 7.23 – APROXIMAÇÃO DA FIGURA 7.22.....	61
FIGURA 7.24 – PISTA RETA DO AUTORAMA ESTRELA EM ÂNGULOS DIFERENTES	62
FIGURA 7.25 – PISTA CURVA DO AUTORAMA ESTRELA EM ÂNGULOS DIFERENTES	62
FIGURA 7.26 – DESENHO DE UM QUARTO DA PISTA	64
FIGURA 7.27 – VISTA ISOMÉTRICA DA PISTA INTEIRA	64
FIGURA D.1 – FOTO DO MOTOR ELÉTRICO ESCOLHIDO.....	116
FIGURA D.2 – DIMENSÕES DO MOTOR	116
FIGURA D.3 – CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS MOTORES.....	117
FIGURA A.1 – GRÁFICO DA TANGENTE T DE $F(X)$ EM $(X_0, F(X_0))$	1
FIGURA C.1 – CURVA DE RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO MOSTRANDO T_D , T_R , T_P , M_P E T_S	9
FIGURA C.2 – ESPECIFICAÇÕES DE REGIME TRANSITÓRIO.....	10
FIGURA D.1 – (A) SISTEMA DE CONTROLE A MALHA ABERTA; (B) SISTEMA DE CONTROLE A MALHA FECHADA COM $U = -KX$	11
FIGURA F.1 – MALHA ANTECIPATIVA (FEEDFORWARD)	17
FIGURA G.1 – TRIÂNGULOS SEMELHANTES	19
FIGURA G.2 – O CENTRO DE SEMELHANÇA DE DOIS TRIÂNGULOS SEMELHANTES	20
FIGURA H.1 – FORÇAS E MOMENTOS ATUANTES EM UM CORPO GÊNERICO IMERSO EM UM ESCOAMENTO.....	26
FIGURA H.2 - ILUSTRAÇÃO SOBRE A ÁREA FRONTAL.....	27
FIGURA H.3 – COEFICIENTES DE ARRASTO PARA CORPOS DE FORMAS GEOMÉTRICAS DIFERENTES EM ESCOAMENTOS COM $RE_L > 10000$	28

FIGURA H.4 – INFLUÊNCIA DO ARRASTO DE ATRITO E DE FORMA NO ARRASTO TOTAL PARA UM CORPO DELGADO (CARENADO) EM FUNÇÃO DA RAZÃO DE ASPECTO (T/C)29	
FIGURA H.5 – COEFICIENTES DE ARRASTO PARA CORPOS BI-DIMENSIONAIS EM FUNÇÃO DO REYNOLDS	30
FIGURA H.6 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO PONTO DE SEPARAÇÃO ESCOAMENTO EM UM CILINDRO EM REGIME LAMINAR (A) E TURBULENTO (B).....	31
FIGURA H.7 – DISTRIBUIÇÃO DE PRESSÃO NUM CILINDRO CAUSADAS POR UM ESCOAMENTO: POTENCIAL (TEÓRICO), CAMADA LIMITE LAMINAR E TURBULENTA..	32
FIGURA H.8 – DIFERENÇAS ENTRE OS PONTOS DE SEPARAÇÃO LAMINAR (A) E TURBULENTO (B) EM UMA BOLA DE BOLICHE DE 216 MM DE DIÂMETRO ENTRANDO NA ÁGUA COM 7,6 M/S	33

LISTA DE TABELAS

TABELA 4.1 – CRITÉRIOS PARA USO DAS FONTES DE INFORMAÇÃO	15
TABELA 5.1 – DADOS TÉCNICOS DE ALGUNS VEÍCULOS.....	25
TABELA D.1 – ESPECIFICAÇÕES PARA CONDIÇÃO SEM CARGA.....	116
TABELA D.2 – ESPECIFICAÇÕES PARA CONDIÇÃO DE MÁXIMA EFICIÊNCIA.....	116
TABELA D.3 – ESPECIFICAÇÕES PARA CONDIÇÃO DE <i>STALL</i>	117

RESUMO

Este projeto insere-se no contexto de sistemas inteligentes de transporte (ITS – Intelligent Transportation System), cujo um dos paradigmas atuais refere-se à navegação autônoma de veículos automotivos sobre uma rodovia informatizada. A navegação desses veículos, então, será auxiliada não só pela troca de informações entre eles, como também pela troca de informações com a rodovia.

Existem várias propostas para realização das múltiplas tarefas que levarão à automação da navegação sobre uma estrada, todas exigindo sistemas de controle para diversos subsistemas dos veículos como motor, trem de potência, direção, suspensão, etc. No entanto, pouco se tem evoluído no sentido de equacionar e viabilizar as comunicações entre os veículos e a pista. O projeto visa desenvolver por simulação um sistema em escala que implemente uma arquitetura de pista passiva, proposta por Rigo (2000) [17].

Essa arquitetura dispõe de dispositivos dotados de memória e comunicação sem fio distribuído ao longo da pista e um sistema de leitura e gravação embarcados que permitem ler e atualizar informações pela passagem do veículo.

As informações trocadas podem ser utilizadas para uma tomada de decisão do sistema de controle do veículo, no sentido de aumentar a segurança nas estradas.

ABSTRACT

This project is about Intelligent Transportation System (ITS), whose one of the paradigms discussed is referred to the autonomous navigation of automotive vehicles on an informational highway, which will need an intense exchange of information among the vehicles and between the vehicles and the highway.

There are a lot of proposals for the performance of the multi-tasks that will lead to the automation of the navigation on a highway, requiring control systems to different subsystems of the vehicle as engine, power train, steering, suspension, etc. However, a little have been evolved in terms of viability of communications between the vehicles and the street. This project will develop by simulations a scale system that implements a passive street architecture, created by Rigo (2000) [17].

This architecture uses memory devices and wireless communications distributed on the length of the street and an onboard read/write system that allows the car to read/update information by the car's movement, increasing the engagement between the highway and the vehicle.

Exchanged piece of information can be used by the vehicle's control system to make decisions about its performance.

1. INTRODUÇÃO

Desde os primórdios, o homem tem a necessidade de se locomover. Num primeiro momento, era nômade, ia de um lugar a outro em busca de comida e abrigo, e andava a pé. Com o início do desenvolvimento da vida sedentaria, e a domesticação de animais, seu principal meio de transporte era o cavalo. Carroças foram inventadas para comportar mais pessoas e, não apenas um, mas vários cavalos eram usados para o transporte de uma única carroça.

Com o advento da máquina a vapor, os primeiros transportes mecânicos surgiram. Pouco depois, com o motor de combustão interna, surge o automóvel. É impressionante como esse invento aumentou a eficiência do transporte terrestre. Tal fato é percebido quando comparamos a potência de um cavalo com a potência de um automóvel atual. Levando em consideração um carro considerado simples: o Palio Young da Fiat (Figura 1.1), que chega a desenvolver 55 cv @ 5500 rpm de acordo com [6], e supondo que um cavalo tenha a potência de 1 cv, conclui-se que o homem aumentou a potência de seu transporte em pelo menos em 55 vezes! Foi dito ‘pelo menos’, pois se levarmos em consideração, por exemplo, a potência de uma Ferrari 575M Maranello (Figura 1.1), considerado um dos carros mais potentes do mundo – 379kW @ 7250 rpm (aproximadamente 508 cv) de acordo com [5], vemos que a comparação anterior foi feita nivelando os carros atuais por baixo. Na verdade, fez-se a comparação com o Palio por este ser um carro muito comum e bastante difundido aqui no Brasil e na Europa.



Figura 1.1 – Fiat Palio Young (à esquerda) e Ferrari 575M Maranello (à direita)

É claro que o automóvel evoluiu muito desde sua invenção. Mas o mais importante foi seu processo de popularização. Antes apenas os mais ricos poderiam

contar com essa tecnologia, mas, agora, não é tão difícil ter um automóvel. Isso bastou para que a sociedade mudasse para o estado atual. O automóvel tem um papel fundamental na vida do homem moderno. Mas sua invenção fez surgir problemas de outra natureza: congestionamentos no tráfego, poluição, acidentes e incidentes no trânsito.

A automação dos automóveis vem justamente para tentar corrigir esses problemas e tornar o ato de se locomover mais seguro, mais confortável e mais eficiente.

Este projeto vem como um conceito para teste da implementação da proposta de arquitetura de sinalização passiva para a navegação de veículos proposta por Rigo (2000) [17]. Em sua tese, Rigo promove o sistema ASPER (Arquitetura de Sinalização Passiva em Rodovias), mostrando sua viabilidade econômica, suas implicações políticas e sociais, e obtendo vantagens sobre projetos já existentes.

No ASPER, tem-se a definição dos tipos de sensores utilizados na pista e nos veículos, a infra-estrutura necessária para a instalação e um método para a implementação desse sistema em rodovias brasileiras.

O presente trabalho toma uma vertente não explorada por Rigo (2000), que é justamente o projeto do sistema de controle desses veículos, visando uma condição de viagem em comboio.

2. SISTEMA DE TRANSPORTE INTELIGENTE (ITS)

Os sistemas inteligentes de transporte representam o próximo passo na evolução no sistema viário do planeta. Uma vez que a tecnologia da informação e os avanços na eletrônica continuam a revolucionar todos os aspectos da nossa vida moderna, das casas e escritórios às escolas, nossa rede viária não podia estar de fora. Estas tecnologias incluem o mais moderno em termos de computação, eletrônica, comunicação e sistemas de segurança.

O ITS pode ser aplicado à nossa vasta infra-estrutura de transporte de estradas, ruas ou pontes, assim como a um crescente número de veículos, incluindo carros, ônibus, caminhões e trens. Essa tecnologia de informação e comunicação pode ser usada pelos responsáveis do trânsito como o governo e agências de trânsito para gerenciar e melhorar o modo como esse serviço é oferecido ao público.

Os quatro princípios do programa são:

1. Promover a implementação de um sistema de transporte tecnicamente integrado e judicialmente coordenado;
2. Incentivar a aplicação das pesquisas e tecnologias atuais;
3. Assegurar que as novas tecnologias e serviços desenvolvidos sobre ITS sejam seguros e viáveis economicamente; e
4. Criar uma nova indústria envolvendo e enfatizando o setor privado em todos os aspectos do programa.

Desse modo pessoas de inúmeras disciplinas estão efetivamente trabalhando para desenvolver sistemas inteligentes de transporte e para fomentar esta indústria. Engenheiros, planejadores, especialistas em trânsito, cientistas, graduandos, doutores, advogados, políticos e outros funcionários públicos, além de cidadãos normais por todo o mundo estão se envolvendo.

Por causa dessa participação, o programa ITS tem sido capaz de centralizar seu foco em áreas distintas que têm dois fatores: infra-estrutura inteligente e veículos inteligentes. O objetivo da infra-estrutura inteligente é satisfazer as necessidades de transporte das áreas urbanas ou rurais. Os veículos inteligentes, por outro lado, complementa a infra-estrutura inteligente focando nos sistemas de segurança e informação para carros, caminhões, ônibus e trens.

Os principais fatores do programa ITS no escopo urbano são:

- controle dos semáforos de trânsito;
- gerenciamento de rodovias;
- gerenciamento do trânsito;
- gerenciamento de incidentes;
- coleta eletrônica de pedágios;
- cobrança eletrônica de passagens (i.e. no caso de viagens de ônibus);
- cruzamentos com linhas ferroviárias;
- atendimento de emergências;
- informação regional multi-modal de viagem;

Os benefícios que o ITS urbano pode trazer, levando em consideração testes já realizados nos Estados Unidos, são:

- a supervisão avançada do tráfego e sistemas de controle do semáforo resultaram numa melhora do tempo de viagem de 8% a 25%;
- o gerenciamento de rodovias, principalmente nas alças de acesso, causou uma redução de colisões em 24% a 50%, apesar de um aumento no tráfego de 8% a 22% a velocidades 13% a 48% mais rápidas que as condições pré-existentes congestionadas;
- a cobrança eletrônica de passagens para sistemas de trânsito resultaram em um aumento de renda de 3% a 30% devido a menores índices de clandestinidade;
- os programas de gerenciamento de incidentes podem reduzir atrasos devidos aos congestionamentos causados por incidentes em 10% a 45%.
- a coleta eletrônica de pedágio aumentou a capacidade em 200% a 300% comparada à capacidade dos atendimentos às faixas de rolagem.

O ITS também pode ser aplicado a veículos comerciais e em áreas rurais além da área urbana.

As aplicações de ITS para veículos comerciais visam otimizar seu sistema regulador de segurança e melhorar sua eficiência no ramo de transportes. Estes sistemas devem prover uma condição de transporte interestadual e intraestadual segura e sem acidentes.

Este tipo de programa comprehende os seguintes fatores:

- permissão eletrônica;

- acostamento automatizado;
- sistemas de monitoração de segurança “onboard”;
- processos administrativos automatizados;
- sistemas de mobilidade de carga;
- atendimento a incidentes com cargas perigosas;

Alguns dos benefícios do sistema ITS em veículos comerciais:

- com os sistemas de segurança “onboard”, juntamente com as permissões eletrônicas e as inspeções de segurança automatizada das acostamentos, estima-se reduzir fatalidades em 14% a 32%;
- a economia associada com programas de atendimento de incidentes de cargas perigosas é estimada como sendo US\$ 1.7 milhões anualmente por estado americano, ou US\$ 85 milhões no país inteiro;
- processos administrativos automatizados rendem um custo/benefício de 4:1 para caminhões médios e 20:1 para caminhões pesados; e os sistemas de permissões eletrônicas mostraram reduzir custos operacionais resultando numa relação custo/benefício de 7:1.
- os sistemas de mobilidade de carga mostraram ganhos de produtividade para empresas privadas, em alguns casos, de mais de 25% por caminhão por dia.

Também há o programa ITS para áreas rurais, que envolve muito das aplicações de veículos comerciais. Mas, certamente na aplicação, tem em sua natureza características rurais.

3. LEVANTAMENTO DO ESTADO-DA-ARTE

Este histórico que está descrito neste capítulo baseia-se no histórico de projetos descrito por Rigo (2000) [17].

Já há algum tempo, Estados Unidos, Europa e Japão vêm investindo em automação nas estradas. O objetivo desses países de Primeiro Mundo concorrentes é garantir a supremacia dessa tecnologia prevendo que a automação nos transportes é inevitável. A Figura 3.1 mostra a ordem cronológica dos lançamentos dos programas já desenvolvidos ou em andamento. Observa-se que os losangos representam os programas desenvolvidos nos Estados Unidos, os quadrados representam os programas da Europa e os círculos representam os programas do Japão.

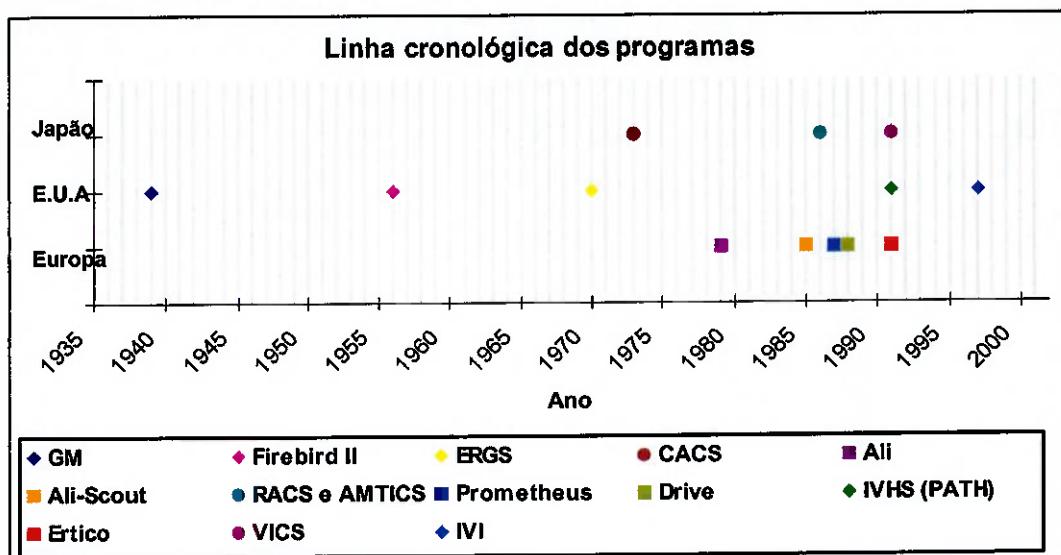


Figura 3.1 – Linha cronológica referente ao ano de lançamento dos programas de ITS

3.1. Primeiras iniciativas

O programa pioneiro na tentativa de automatizar o tráfego foi da GM (General Motors) em 1939, que apresentou um sistema que mantinha os veículos numa distância apropriada por rádio-controle numa pista expressa com laterais recurvadas.

Em 1956, é apresentado numa exposição chamada Futurama, um protótipo não funcional chamado Firebird II que estava equipado com dois sensores que

captariam pulsos emitidos por uma tira condutora embutida na rodovia. Um sistema de rádio que informava sobre o trânsito era outra novidade deste modelo.

O primeiro trabalho com características reais de ITS veio em 1970 com o ERGS – Electronic Route Guidance System. Laços indutivos foram instalados em dois cruzamentos e foram feitos testes de funcionalidade, mas por falta de investimentos o programa foi cancelado.

3.2. Programas intermediários

3.2.1. Programas americanos

Em 1991, o Congresso americano promulgou o ISTEA – Inter-modal Surface Transportation Efficiency Act (ato para eficiência do transporte de superfície intermodal) – que liberou um investimento para ITS de U\$ 829 mi.

Esse investimento fez surgir o IVHS (Intelligent Vehicle Highway System) que teve as seguintes metas, em ordem de importância:

1. Melhorar a eficiência do transporte de superfície;
2. Alcançar as metas de segurança do transporte nacional;
3. Proteger e melhorar o ambiente natural e as comunidades afetadas pelo transporte de superfície;
4. Acomodar as necessidades de todos os usuários do sistema de transporte de superfície e melhorar as respostas a emergências e desastres naturais.

Com o propósito de construir um protótipo de um AHS operacional, foi criado em 1994 um consórcio entre governo, indústria e universidade, o NAHSC – National Automated Highway Systems Consortium.

O PATH, Partners for Advanced Transit and Highways, foi um dos membros fundadores do NAHSC. Esteve diretamente ligado a uma demonstração numa pista de testes ao norte de San Diego, ocorrida entre os dias 7 e 10 de agosto de 1997, onde oito veículos adaptados e equipados com radares, sensores magnéticos, transceptores e computadores provaram a viabilidade técnica do projeto AHS. Os testes consistiam em um comboio desses carros em um trecho de 12,23 km da estrada

Interestadual-15 especialmente preparada para o evento. Os carros percorreram cerca de 13.000 km sem intervenção humana e sem qualquer tipo de incidente.

3.2.2. Programas europeus

3.2.2.1. ALI (Bosch) e ALI-SCOUT (Siemens-Bosch)

Foi um programa desenvolvido somente no território alemão pela Siemens e pela Bosch. Entre 1979 e 1982, a Bosch desenvolveu um projeto chamado ALI – Autofahrer Leit und Informationssystem, que se baseou no programa americano ERGS, mas foi mais além, pois pôde concluir os testes. A Bosch, que conseguiu parcerias com a Volkswagen (empresa automobilística), a Heush/Bosenfeld (empresa de engenharia de tráfego), o MOT – Federal Ministry of Traffic e o MRT – Federal Ministry of Research and Technology, instrumentou 400 veículos e 83 interseções em uma extensão de 150 km.

A Siemens, então, resolveu se lançar nos projetos em ITS e buscou parceria com a já experiente Bosch. Juntas lançaram o ALI-SCOUT, desenvolvido entre 1985 e 1991. No teste de campo LISB (Leit und Informationssystem Berlin), um sistema de guia e informação que cobriu 3300 km das ruas de Berlim, transceptores de infravermelho foram instalados em 240 cruzamentos e, aproximadamente, 700 veículos sofreram adaptação. Os dados de velocidade transmitidos pelo veículo eram captados por transceptores instalados em semáforos e enviados a um computador central que calculava a melhor rota a ser seguida em função do fluxo de veículos. O sistema identificava os padrões de tráfego e devolvia recomendações de trajetória ao veículo.

Em razão de fatores políticos e sociais, o projeto ALI-SCOUT teve de ser redimensionado, o que culminou no término do projeto.

3.2.2.2. PROMETHEUS (Eureka)

A Eureka – Europe Wide Network for Industrial Research and Development – foi criada em 1985 com o intuito de administrar consórcios de empresas privadas européias da área automobilística. E o PROMETHEUS – Program for European Traffic with Highest Efficiency and Unprecedented Safety – foi o primeiro projeto

dessa organização, em que quatorze empresas aderiram: Daimler-Benz (DE), Volkswagen (DE), BMW (DE), Porsche (DE), Fiat (IT), Alpha-Romeo (IT), Jaguar (UK), Rolls-Royce (UK), Rover (UK), Saab (SE), Volvo (SE), Peugeot (FR), Renault (FR) e Matra (DK).

Foi proposta a reformulação do sistema de transporte, e para tanto, eram necessários sensores que detectavam o estado do tráfego e transferiam-no para a central. O computador da central usaria, para aqueles estados, modelos de rede e estratégias de controle a fim de calcular os parâmetros utilizados para ajustar tempos de semáforos ou alimentar painéis de mensagens variáveis. O sistema adquiriria capacidade de controlar e gerenciar o fluxo de veículos na malha e poderia alterar o estado do tráfego. Poderia-se otimizar o tráfego em relação a vários critérios: vazão, eficiência, impacto ambiental, custo ou consumo de energia.

Mas devido a um desentendimento com o poder público, o projeto não conseguiu caminhar nos moldes propostos, apesar de continuar desenvolvendo produtos destinados aos veículos.

3.2.2.3. DRIVE (União Européia)

O projeto DRIVE – Dedicated Road Infrastructure for Vehicle Safety in Europe, que foi lançado em 1988 pela União Européia, tinha o plano inicial de melhorar a segurança de dirigir e, mais tarde esse plano foi estendido para melhorar a eficiência dos transportes. As empresas que estavam nesse projeto eram: Consultronique (FR), a Universidade de Paderborn (FR), a Blaupunkt (DE), a GEC (UK) e a AutoStrade (IT). E tinham como meta desenvolver painéis de informações para veículos, dispositivos anticolisão, comunicação e navegação, controle de tráfego urbano e rodoviário voltados para a segurança.

Devido à superposição de seus objetivos com os do PROMETHEUS, o DRIVE teve de ter seu escopo modificado. Assim, ficou acertado que o DRIVE, um programa público, assumiria o desenvolvimento de matérias ligadas à infra-estrutura, enquanto que o PROMETHEUS, um programa privado, trataria dos sistemas veiculares.

Apesar disso, o DRIVE, além de enfrentar problemas políticos, não tinha uma meta de desenvolvimento bem definida, e teve seus recursos divididos entre 72 pequenos projetos, limitando seu escopo a pesquisas de cunho acadêmico.

3.2.3. Programas japoneses

3.2.3.1. CACS

O projeto CACS – Comprehensive Automobile Traffic Control System – foi a versão japonesa do projeto ERGS americano e teve duração de 6 anos (1973-1979). Foram instalados laços indutivos em 98 cruzamentos, além de 1000 veículos serem equipados para transmitir seus códigos de identificação e outros 330 para transmitir e receber dados do sistema, ficando habilitados a usufruir o guia de rota.

Os resultados do projeto mostraram sua funcionalidade e indicaram uma redução de 9 % a 15 % nos tempos de viagem.

3.2.3.2. RACS e AMTICS

Para o próximo estágio, dependia-se do envolvimento de outras instituições que atuavam com transportes: setor automobilístico, setor de transporte rodoviário, setor de comunicação e setor de tecnologia. E o foco do programa voltava-se, agora, para os benefícios que o sistema deveria proporcionar.

O MOC (Ministério da Construção) empolgado com os resultados do CACS lançou o programa RACS – Road Automobile Communication System – realizado entre 1986 e 1990. Ele monitorou a velocidade média em rodovias e no lugar de laços indutivos, utilizou transceptores de microondas para a comunicação com a infra-estrutura.

Uma instituição rival ao MOC, o NPA (Agência de Política Nacional) inicia um programa ITS em paralelo ao RACS chamado AMTICS – Advanced Mobile Traffic and Information System. Utilizava um sistema de comunicação móvel, similar a um sistema de telefonia celular, onde cada estação atendia a uma área de 6 km de diâmetro.

Os dois programas, além de concorrentes, eram incompatíveis visto que o sistema de comunicação com a infra-estrutura era completamente diferente um do outro.

3.3. Programas em andamento

3.3.1. Programa americano

Após a demonstração de San Diego em 1997, já comentado no item 3.2.1, o IVHS foi substituído pelo IVI – Intelligent Vehicle Initiative – numa tentativa de fazer um AHS mais focado no ser humano. As metas do novo programa foram reordenadas para:

1. Reduzir colisões e suas conseqüentes seqüelas e fatalidades;
2. Melhorar o acesso público a atividades, mercadorias e serviços;
3. Reduzir os tempos e melhorar a utilização da malha viária;
4. Reduzir custos operacionais e aumentar a relação custo-benefício dos transportes;
5. Reduzir o consumo de combustível e emissões.

Hoje, o IVI atua em três áreas:

1. Na interface motorista/veículo para desenvolver sistemas de visão e orientação robótica na condução do veículo;
2. Nos sistemas anticolisão para desenvolver dispositivos que advirtam ou assumam o controle do veículo em caso de ameaça de acidente;
3. Na sinalização e sensoriamento das rodovias para interagir com os veículos ou transferir o controle parcial ou total da condução dos veículos para os computadores.

Vale ressaltar que o programa PATH continua em atividade, mas agora sob o enfoque do IVI.

3.3.2. Programa europeu

Os líderes dos programas DRIVE e PROMETHEUS perceberam a necessidade de se criar mecanismos de coordenação interprogramas com o objetivo de promover um estreitamento de relações com as autoridades. Num primeiro momento formou-se o SECFO – System Engineering and Consensus Formation Office – que não obteve êxito, pois não tinha influência sobre as decisões tomadas pelas empresas e pelo poder público.

Formou-se, então, uma nova organização chamada ERTICO – European Road Transport Telematics Implementation Coordination Organization – uma organização autônoma, sem fins lucrativos, formada por pessoas que ocupavam posições hierárquicas importantes em um grande número de empresas.

Em resumo, o ERTICO controla os programas de ITS da Europa: DRIVE e PROMETHEUS. A organização tinha, em 1999, 74 membros dos quais um terço pertencia à indústria.

Por ter o recurso destinado a ITS rateado entre diversos programas menores, as pesquisas européias têm dado mais resultados pontuais que os norte-americanos e os japoneses.

3.3.3. Programa japonês

A reconciliação entre RACS e AMTICS se deu, em 1991, com o projeto de um sistema unificado chamado VICS – Vehicle Information and Communication System – que contava com 200 membros na sua inauguração. O VICS trabalhava com todos os sistemas de comunicação dos programas anteriores: FM, microondas e infravermelho.

Além disso, criou-se uma organização para administrar os diversos projetos: a VERTIS – Vehicle Road Traffic Intelligent Society – cujo objetivo era criar um projeto tecnológico e estratégias de desenvolvimento único para ITS no Japão.

4. O PROJETO ASPER

Neste capítulo serão tratados os conceitos do sistema proposto por Rigo (2000) [17]: o sistema ASPER – Arquitetura de Sinalização Passiva em Rodovias.

4.1. Conceitos

A grande idéia de Rigo foi perceber que a estrada pode ser tratada como uma “mídia estendida”, como a trilha de um CD (Compact Disc). A trilha do CD é uma mídia, mas não é estendida pois está enrolada numa espiral, como mostrado na Figura 4.1.

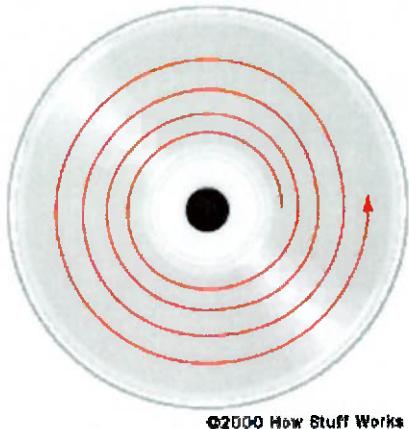


Figura 4.1 – O caminho da trilha de um CD: mídia em espiral

Num CD, as trilhas têm ressaltos que são, justamente, a mídia em si. Um leitor óptico enxerga esses degraus e vales como bits zero e um, caracterizando a informação digital. Além disso, as trilhas têm $0,5 \mu\text{m}$ de largura e a distância que separa duas voltas da trilha é de apenas $1,6 \mu\text{m}$, mostrado na Figura 4.2.

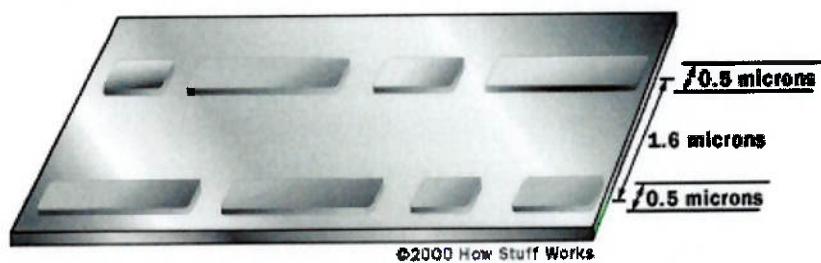


Figura 4.2 – Espaçamento entre voltas da trilha do CD

Portanto, a idéia é que a trilha não esteja em espiral, mas acompanhe o trajeto da estrada. A distância entre trilhas passaria de mícrons para a distância real entre duas pistas de rolagem de uma auto-estrada.

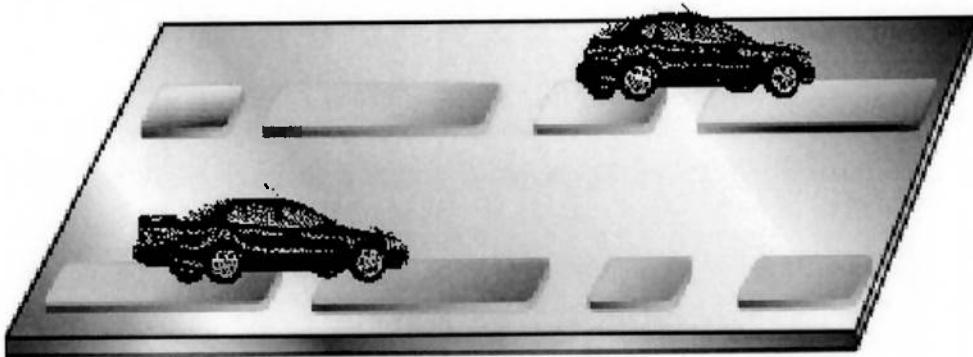


Figura 4.3 – Ilustração de carros sobre a mídia

Pensando dessa maneira, podemos ter comunicação entre a estrada e o veículo, este último fazendo o papel do leitor óptico de um DRIVE de CD-RW. E, portanto, se o veículo for capaz de gravar e ler informações na estrada é possível, a partir dessas informações, controlar a navegação do carro, deixando o motorista isento do ato de dirigir.

4.2. Memórias do Sistema

As informações necessárias para que o sistema de controle atue de forma satisfatória podem ser armazenadas e obtidas de diferentes maneiras: informação proveniente do próprio veículo (discos rígidos ou CDROM internos), informação proveniente da estrada ou informação proveniente de ondas de rádio, de telefonia celular ou de infravermelho. Assim, Rigo (2000) [17] divide essas categorias de memória da seguinte forma:

1. Memória embarcada: os dados estão presentes em algum meio de armazenamento instalado dentro do veículo.
2. Memória da estrada: os dados são transmitidos ao veículo por sinais de curto alcance, confinados à vizinhança do veículo na pista, e com acesso via transator, sensor magnético ou infravermelho, etc.
3. Memória da central de controle: os dados são transmitidos ao veículo por sinais de RF de médio alcance (capazes de transferir códigos entre veículos e

computadores de administração do sistema) e com acesso via transceptor (celular), rádio, etc.

Há uma divisão de critérios para a utilização devida para cada tipo de memória. A memória embarcada serve para informações não geo-referenciadas e invariantes no tempo, como por exemplo, um guia eletrônico. E a memória da central de controle serve para informações também não geo-referenciadas, mas variantes no tempo, como por exemplo, um plano de viagem. A memória da estrada serve para informações geo-referenciadas. Para os dados que não variam no tempo temos as coordenadas espaciais da via, enquanto que para os variantes no tempo temos os dados do último veículo. A resumo, abaixo, tal elucidação.

Tabela 4.1 – Critérios para uso das fontes de informação

DADOS	Invariantes no Tempo	Variantes no Tempo
NÃO GEO-REFERENCIADOS	Memória embarcada (guia eletrônico)	Memória da central (plano de viagem)
Geo-Referenciados	Memória da estrada (coordenadas espaciais da via)	(dados sobre o último veículo)

4.3. Componentes da arquitetura de estrada inteligente

4.3.1. Computador de bordo

O computador de bordo desempenha papel fundamental nessa arquitetura, pois é ele que analisa os dados de entrada, lançando mão de algoritmos internos e sugere alternativas para o motorista ou age diretamente nos atuadores para controlar o veículo. É composto de uma unidade de processamento, memória e periféricos: DRIVE de CDROM, placa de som, transator ou unidade leitora e gravadora de transponder, transceptor para comunicação por RF (celular e rádio FM), emissor e sensor de espectro infravermelho, GPS, atuadores e sensores.

4.3.2. Comunicação estrada/veículo

A comunicação estrada/veículo diz respeito às informações geo-referenciadas de posição e de dados relativos a outros veículos. Para tal tarefa, têm-se os seguintes dispositivos:

1. Transponder/Transator.
2. Bastão magnético/Sensor magnético
3. Pastilha ou tacha retro-reflexiva/Sensor Óptico

Os três dispositivos têm a função de trocar informações com a pista e manter o veículo na pista de forma adequada. Os bastões magnéticos com transponder guardam as coordenadas geográficas da posição na pista além das informações do carro anterior. As tachas retro-reflexivas com transponder dão conta das informações entre as pistas vizinhas, para o controle de uma eventual troca de faixas de rolagem.

Assim, o principal dispositivo é o transponder, que guarda e troca as informações necessárias e o transator, dispositivo localizado no veículo que lê e registra informações no transponder.

4.3.3. Comunicação Central/veículo

Esse canal confere unidade ao sistema, uma vez que unifica o gerenciamento dos veículos. Ela é feita através de sinais de rádio FM e por sinais de telefonia celular com tecnologia CDMA.

4.3.4. Comunicação veículo/veículo

Essa comunicação se daria por um tipo de telefone celular adaptado (o mesmo que se comunica com a Central) e pela emissão de sinais infravermelhos, chamada por Rigo (2000) [17] de luz de freio.

A Figura 4.4 abaixo resume todas as formas de comunicação na arquitetura ASPER.

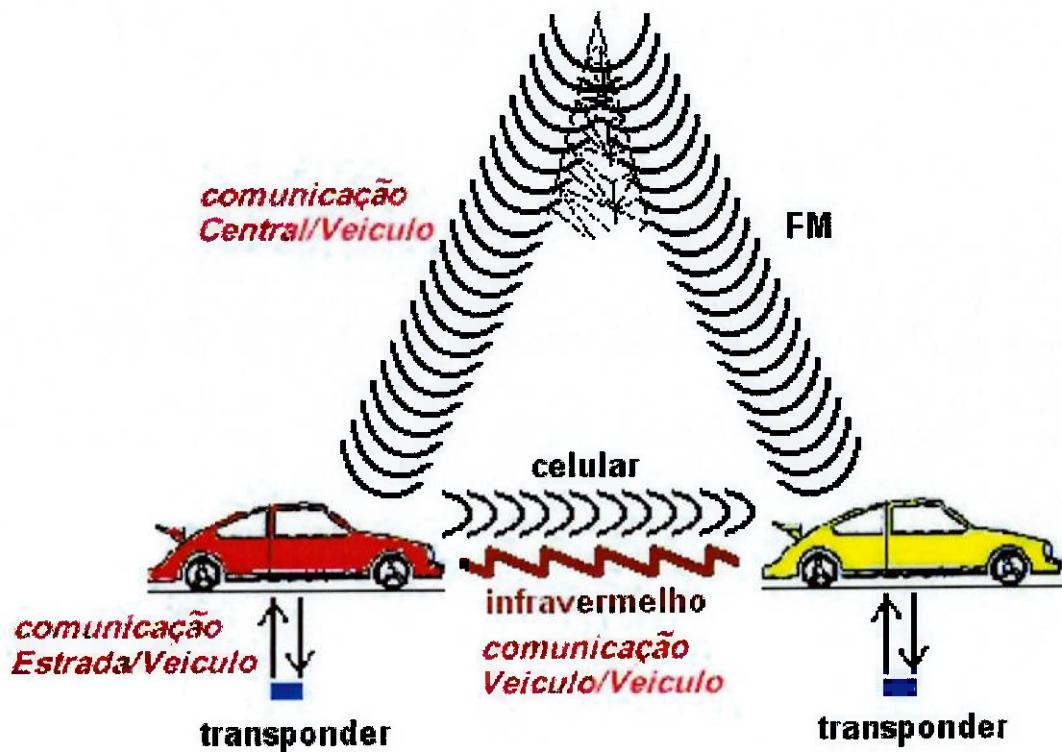


Figura 4.4 – Modos de comunicação na arquitetura ASPER

5. CONSIDERAÇÕES PARA O TESTE CONCEITO

O escopo deste trabalho é o projeto de um conceito de experimento que implemente as idéias de Rigo (2000) [17]. Este experimento visa verificar a funcionalidade dos dispositivos propostos e da interação desses dispositivos.

Então, a idéia que se teve foi de projetar e equipar uma pista de pequeno porte para que veículos em escala devidamente equipados simulem uma rodovia real.

Desse modo, será desenvolvido, em primeiro lugar, um projeto de controle para o teste conceito. Mas, para esse projeto de controle, deve-se fazer algumas simplificações em relação à arquitetura ASPER, descrita no capítulo 4, como um todo para que seja elaborada um modelagem do sistema. Algumas simplificações se encontram a seguir:

1. A interação entre os veículos e a Central será desconsiderada.
2. Será simulada apenas uma pista de rolagem, não sendo possível simular a ultrapassagem de veículos.
3. Apenas o movimento longitudinal do veículo será considerado. Ou seja, o esterçamento das rodas não será considerado. Portanto, ou o veículo andará apenas em linha reta, ou será guiado de algum modo para fazer as curvas.

Feitas as considerações acima, pode-se partir para a modelagem do sistema.

5.1. Modelagem do sistema

Vamos modelar o motor a ser utilizado e, logo após a modelagem do motor, serão desenvolvidas as modelagens do carro líder e dos outros carros, para, enfim, se ter um modelo do sistema todo.

5.1.1. Modelagem do motor

O motor seria ideal se respondesse imediatamente à requisição da potência demandada. Assim, teríamos:

$$u(t) = F(t) \quad (5.1)$$

Onde:

$u(t)$ – força desejada;

$F(t)$ – força desenvolvida pelo motor.

Mas para se aproximar da realidade, modelamos o motor como um atraso na resposta à solicitação desejada. Para tanto, aplicamos a expansão de Taylor até 1^a ordem (ver Apêndice A) na equação (5.1):

$$u(t) = F(t) + \frac{dF(t)}{dt} \cdot \tau \quad (5.2)$$

Onde:

τ - constante de tempo do motor

Rearranjando os termos da equação (5.2), tem-se:

$$\dot{F} = \frac{(u - F)}{\tau} \quad (5.3)$$

Segundo Sheikholeslam (1992) [19], este modelo para descrever a dinâmica de motores já provou ser bastante útil para estudos preliminares no controle longitudinal de veículos em comboio.

5.1.2. Modelagem dos veículos

O diagrama de corpo livre para o i-ésimo veículo está ilustrado a seguir:

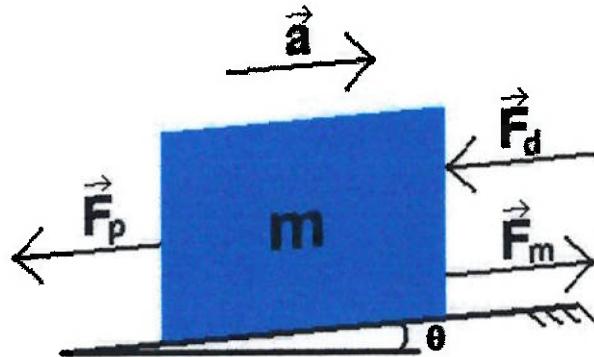


Figura 5.1 – Diagrama de corpo livre para o i-ésimo veículo

Onde:

- F_m** – força do motor;
 F_d – força de arrasto aerodinâmico;
 F_p – componente da força peso;
 m – massa do veículo;
 a – aceleração;
 θ – inclinação da pista.

De acordo com a 2^a lei de Newton, temos, para o i-ésimo veículo:

$$\vec{F}_m + \vec{F}_d + \vec{F}_p = m \cdot \vec{a} \quad (5.4)$$

Sabendo que:

$$\vec{F}_d = K_d \cdot \vec{v}^2 \quad (5.5)$$

$$K_d = \frac{\rho \cdot A \cdot C_d}{2} \quad (5.6)$$

$$\vec{F}_p = m \cdot \vec{g} \cdot \sin \theta \quad (5.7)$$

Onde:

- K_d** – constante de arrasto;
 v – velocidade do vento;
 ρ – massa específica do ar;
 A – área transversal do veículo;
 C_d – coeficiente de arrasto do veículo;
 g – aceleração da gravidade.

A velocidade do vento pode ser considerada nula, mas F_d não se torna zero com essa simplificação. Com o veículo em movimento, o veículo enxerga o ar com sua própria velocidade v . Assim, pode-se considerar o v da equação (5.5) como a velocidade v do veículo.

Substituindo (5.5), (5.6) e (5.7) em (5.4), rearranjando os termos e considerando que as direções das forças no diagrama de corpo livre estão corretas, tem-se:

$$m \cdot \dot{v} = F_m - K_d \cdot v^2 - m \cdot g \cdot \sin \theta \quad (5.8)$$

Pode-se simplificar a equação (5.8) aproximando $\sin \theta \approx \theta$, considerando que θ é um ângulo pequeno. Então, a equação (5.8) torna-se:

$$m \cdot \dot{v} = F_m - K_d \cdot v^2 - m \cdot g \cdot \theta \quad (5.9)$$

Rearranjando os termos da equação (5.9):

$$F_m = m \cdot \dot{v} + K_d \cdot v^2 + m \cdot g \cdot \theta \quad (5.10)$$

Derivando a equação (5.9), tem-se:

$$m \cdot \ddot{v} = \dot{F}_m - K_d \cdot 2v \cdot \dot{v} \quad (5.11)$$

Substituindo a equação (5.3) na equação (5.11):

$$m \cdot \ddot{v} = \frac{(u - F_m)}{\tau} - K_d \cdot 2v \cdot \dot{v} \quad (5.12)$$

Agora, substituindo a equação (5.10) na equação (5.12):

$$m \cdot \ddot{v} = \frac{(u - (m \cdot \dot{v} + K_d \cdot v^2 + m \cdot g \cdot \theta))}{\tau} - K_d \cdot 2v \cdot \dot{v} \quad (5.13)$$

5.1.3. Modelagem do Sistema

Primeiramente, é necessário achar alguma maneira de criar algum vínculo entre os veículos de modo que eles andem em comboio.

5.1.3.1. Entradas do sistema

As entradas do sistema são:

- u_L – força desejada do motor do carro líder;
- u_i – força desejada do motor do i -ésimo carro;
- θ_L – inclinação da pista para o carro líder;
- θ_i – inclinação da pista para o i -ésimo carro.

5.1.3.2. Variáveis de estado

As variáveis de estado são:

- Δx_i – i-ésima distância entre carros;
- F_L – força aplicada pelo motor do carro líder;
- F_i – força aplicada pelo motor do i-ésimo carro;
- v_L – velocidade do carro líder;
- v_i – velocidade do i-ésimo carro;
- a_L – aceleração do carro líder;
- a_i – aceleração do i-ésimo carro;

5.1.3.3. Saídas do sistema

As saídas do sistema são:

- Δx_i – i-ésima distância entre carros;
- v_L – velocidade do carro líder;
- v_i – velocidade do i-ésimo carro;
- a_L – aceleração do carro líder;
- a_i – aceleração do i-ésimo carro;

5.1.3.4. Equações de estado

Para as equações de estado, devemos ter as equações diferenciais das variáveis de estado. As variáveis de estado são: Δx_i , F_L , F_i , v_L , v_i , a_L , a_i . Então, desenvolver-se-ão todas as equações para cada variável separadamente.

- Δx_i – i-ésima distância entre carros.

$$\Delta \dot{x}_i = v_L - v_i \quad (5.14)$$

- F_L – força aplicada pelo motor do carro líder.

Isolando os termos da equação (5.3) e aplicando para o carro líder:

$$\dot{F}_L = \frac{(u_L - F_L)}{\tau_L} = -\frac{1}{\tau_L} \cdot F_L + \frac{1}{\tau_L} \cdot u_L \quad (5.15)$$

- F_i – força aplicada pelo motor do i-ésimo carro.

Isolando os termos da equação (5.3) e aplicando para o i-ésimo carro:

$$\dot{F}_i = \frac{(u_i - F_i)}{\tau_i} = -\frac{1}{\tau_i} \cdot F_i + \frac{1}{\tau_i} \cdot u_i \quad (5.16)$$

- v_L – velocidade do carro líder.

Isolando os termos da equação (5.9) e aplicando para o carro líder:

$$\dot{v}_L = \frac{1}{m_L} F_L - \frac{K_d}{m_L} \cdot v_L^2 - g \cdot \theta_L \quad (5.17)$$

- v_i – velocidade do i-ésimo carro.

Isolando os termos da equação (5.9) e aplicando para o i-ésimo carro:

$$\dot{v}_i = \frac{1}{m_i} F_i - \frac{K_d}{m_i} \cdot v_i^2 - g \cdot \theta_i \quad (5.18)$$

- a_L – aceleração do carro líder.

Isolando os termos da equação (5.13) e aplicando para o carro líder:

$$\dot{a}_L = \frac{1}{m_L \cdot \tau_L} \cdot u_L - \frac{1}{\tau_L} a_L - \frac{K_d}{m_L \cdot \tau_L} \cdot v_L^2 - \frac{g}{\tau_L} \cdot \theta_L - \frac{2K_d}{m_L} v_L \cdot a_L \quad (5.19)$$

- a_i – aceleração do i-ésimo carro.

Isolando os termos da equação (5.13) e aplicando para o i-ésimo carro:

$$\dot{a}_i = \frac{1}{m_i \cdot \tau_i} \cdot u_i - \frac{1}{\tau_i} a_i - \frac{K_d}{m_i \cdot \tau_i} \cdot v_i^2 - \frac{g}{\tau_i} \cdot \theta_i - \frac{2K_d}{m_i} v_i \cdot a_i \quad (5.20)$$

Algumas equações precisam ser linearizadas antes de serem colocadas na matriz de estados. Então se deve, primeiro definir os pontos de equilíbrio do sistema.

5.1.3.5. Pontos de equilíbrio

Todas as variáveis de estado devem ter, fisicamente, seu ponto de equilíbrio. E a situação que devemos olhar, é quando os carros estão na situação de comboio perfeito, ou seja, eles mantêm uma velocidade de cruzeiro constante e não há inclinação da pista.

A distância entre os carros, segundo Rigo (2000) [17], é função dos modelos dos carros e da condição do carro, pois para carro têm um motor diferente, ou um estado de conservação diferente. Isso faz com que para cada carro, a zona de segurança tem seu tamanho próprio. Mas, inicialmente, para efeito de início de modelagem, considerar-se-á um valor fixo de 6 m.

$$\Delta x_{eq} = 6 \text{ m} \quad (5.21)$$

Supondo uma velocidade de cruzeiro de 120 km/h, que é aproximadamente 33 m/s, tem-se:

$$v_{Leq} = v_{ieq} = 33 \text{ m/s} \quad (5.22)$$

Para achar a aceleração de equilíbrio, deve-se considerar a condição de aceleração e de desaceleração. De acordo com [20], no Programa de Tecnologia de Trânsito Automatizado (AGTT), há uma meta estabelecida para a aceleração de serviço e desaceleração de emergência. A aceleração é de:

$$a_{Leq} = a_{ieq} = 0,15g \cong 1,5 \text{ m/s}^2 \quad (5.23)$$

E a desaceleração estabelecida é de 0,4g. Mas como é uma desaceleração de emergência, podemos dividir por dois para obter uma taxa de frenagem de serviço estimada, que fica:

$$a_{Leq} = a_{ieq} = -\frac{0,4g}{2} = -0,2g \cong -2,0 \text{ m/s}^2 \quad (5.24)$$

Da equação (5.5) sabe-se que:

$$F_{eq} = K_d \cdot v_{eq}^2 \quad (5.25)$$

Para achar F_{eq} , precisa-se saber K_d , ou seja, precisa-se ter as características dos veículos. Para efeito das simulações preliminares, lançaremos mão de alguns dados de alguns veículos mostrados em Sheikholeslam (1992) [19], a saber:

Tabela 5.1 – Dados técnicos de alguns veículos

Característica	Daihatsu Charade CLS	Buick Regal Custom	BMW 750iL
massa sem carga (kg)	916	1464	1925
área da seção transversal (m ²)	1,90	2,20	2,25
coeficiente de arrasto – C_d	0,35	0,35	0,35
constante aerodinâmica – K_d (kg.m ⁻¹)	0,44	0,49	0,51
constante de tempo do motor (s)	0,20	0,25	0,20

Da Tabela 5.1 e das equações (5.22) e (5.25), tem-se:

- Daihatsu Charade CLS – $F_{eq} = 479,2$ N;
- Buick Royal Custom – $F_{eq} = 533,6$ N;
- BMW 750iL – $F_{eq} = 555,4$ N;

Considerando, para fins de simulação, que o carro líder é o Buick Royal Custom e o seguidor é o BMW 750iL, tem-se:

$$F_{Leq} = 533,6 \text{ N} \quad e \quad F_{ieq} = 555,4 \text{ N} \quad (5.26)$$

Finalmente, as entradas de equilíbrio são:

$$u_{Leq} = F_{Leq} = 533,6 \text{ N} \quad e \quad u_{ieq} = F_{ieq} = 555,4 \text{ N} \quad (5.27)$$

Conforme dito anteriormente, a inclinação da pista é considerada nula no equilíbrio:

$$\theta_{Leq} = \theta_{ieq} = 0^\circ \quad (5.28)$$

5.1.3.6. Equações de estado linearizadas

As linearizações das equações de estado são feitas aplicando-lhes o polinômio de Taylor até o 1º grau (ver Apêndice A).

Linearizando-se a equação (5.14), tem-se:

$$(\Delta x_i - \dot{\Delta x}_{ieq}) = (v_L - v_{Leq}) - (v_i - v_{ieq}) \quad (5.29)$$

Linearizando-se a equação (5.15), tem-se:

$$(F_L - \dot{F}_{Leq}) = \frac{((u_L - u_{Leq}) - (F_L - F_{Leq}))}{\tau_L} = -\frac{1}{\tau_L} \cdot (F_L - F_{Leq}) + \frac{1}{\tau_L} \cdot (u_L - u_{Leq}) \quad (5.30)$$

Linearizando-se a equação (5.16), tem-se:

$$(F_i - \dot{F}_{ieq}) = \frac{((u_i - u_{ieq}) - (F_i - F_{ieq}))}{\tau_i} = -\frac{1}{\tau_i} \cdot (F_i - F_{ieq}) + \frac{1}{\tau_i} \cdot (u_i - u_{ieq}) \quad (5.31)$$

Linearizando-se a equação (5.17), tem-se:

$$(v_L - \dot{v}_{Leq}) = \frac{1}{m_L} (F_L - F_{Leq}) - \frac{K_{dL}}{m_L} \cdot 2v_{Leq} \cdot (v_L - v_{Leq}) - g \cdot (\theta_L - \theta_{Leq}) \quad (5.32)$$

Linearizando-se a equação (5.18), tem-se:

$$(v_i - \dot{v}_{ieq}) = \frac{1}{m_i} (F_i - F_{ieq}) - \frac{K_{di}}{m_i} \cdot 2v_{ieq} \cdot (v_i - v_{ieq}) - g \cdot (\theta_i - \theta_{ieq}) \quad (5.33)$$

Linearizando-se a equação (5.19), tem-se:

$$\begin{aligned} (a_L - \dot{a}_{Leq}) &= \frac{1}{m_L \cdot \tau_L} \cdot (u_L - u_{Leq}) - \frac{1}{\tau_L} (a_L - a_{Leq}) - \frac{2 \cdot K_{dL}}{m_L \cdot \tau_L} \cdot v_{Leq} (v_L - v_{Leq}) - \\ &- \frac{g}{\tau_L} \cdot (\theta_L - \theta_{Leq}) - \frac{2K_{dL}}{m_L} v_{Leq} \cdot (a_L - a_{Leq}) - \frac{2K_{dL}}{m_L} a_{Leq} \cdot (v_L - v_{Leq}) \end{aligned} \quad (5.34)$$

Linearizando-se a equação (5.20), tem-se:

$$\begin{aligned} (a_i - \dot{a}_{ieq}) &= \frac{1}{m_i \cdot \tau_i} \cdot (u_i - u_{ieq}) - \frac{1}{\tau_i} (a_i - a_{ieq}) - \frac{2 \cdot K_{di}}{m_i \cdot \tau_i} \cdot v_{ieq} (v_i - v_{ieq}) - \\ &- \frac{g}{\tau_i} \cdot (\theta_i - \theta_{ieq}) - \frac{2K_{di}}{m_i} v_{ieq} \cdot (a_i - a_{ieq}) - \frac{2K_{di}}{m_i} a_{ieq} \cdot (v_i - v_{ieq}) \end{aligned} \quad (5.35)$$

Vamos fazer a seguinte mudança de variáveis de estado:

$$\begin{aligned}
(\Delta x_i - \Delta x_{i_{eq}}) &= x_1 \\
(F_L - F_{L_{eq}}) &= x_2 \\
(F_i - F_{i_{eq}}) &= x_3 \\
(v_L - v_{L_{eq}}) &= x_4 \\
(v_i - v_{i_{eq}}) &= x_5 \\
(a_L - a_{L_{eq}}) &= x_6 \\
(a_i - a_{i_{eq}}) &= x_7
\end{aligned} \tag{5.36}$$

Analogamente para as entradas:

$$\begin{aligned}
(u_L - u_{L_{eq}}) &= u_1 \\
(u_i - u_{i_{eq}}) &= u_2
\end{aligned} \tag{5.37}$$

E agora para as perturbações:

$$\begin{aligned}
(\theta_L - \theta_{L_{eq}}) &= p_1 \\
(\theta_i - \theta_{i_{eq}}) &= p_2
\end{aligned} \tag{5.38}$$

Com as novas definições, as equações de estado ficam:

$$\left\{
\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_4 - x_5 \\
\dot{x}_2 &= -\frac{1}{\tau_L} x_2 + \frac{1}{\tau_L} u_1 \\
\dot{x}_3 &= -\frac{1}{\tau_i} x_3 + \frac{1}{\tau_i} u_2 \\
\dot{x}_4 &= \frac{1}{m_L} \cdot x_2 - \frac{2K_{dL} \cdot v_{L_{eq}}}{m_L} \cdot x_4 - g \cdot p_1 \\
\dot{x}_5 &= \frac{1}{m_i} \cdot x_3 - \frac{2K_{di} \cdot v_{i_{eq}}}{m_i} \cdot x_5 - g \cdot p_2 \\
\dot{x}_6 &= -\left(\frac{2K_{dL} \cdot v_{L_{eq}}}{m_L \cdot \tau_L} + \frac{2K_{dL} \cdot a_{L_{eq}}}{m_L}\right) x_4 - \left(\frac{1}{\tau_L} + \frac{2K_{dL} \cdot v_{L_{eq}}}{m_L}\right) x_6 + \frac{1}{m_L \cdot \tau_L} u_1 - \frac{g}{\tau_L} p_1 \\
\dot{x}_7 &= -\left(\frac{2K_{di} \cdot v_{i_{eq}}}{m_i \cdot \tau_i} + \frac{2K_{di} \cdot a_{i_{eq}}}{m_i}\right) x_5 - \left(\frac{1}{\tau_i} + \frac{2K_{di} \cdot v_{i_{eq}}}{m_i}\right) x_7 + \frac{1}{m_i \cdot \tau_i} u_2 - \frac{g}{\tau_i} p_2
\end{aligned} \right. \tag{5.39}$$

5.1.3.7. Matrizes de Estado

O espaço de estados pode ser representado por matrizes de modo que os vetores X , U e P são os vetores que representam as variáveis de estado, as entradas e as perturbações respectivamente.

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{x}_7 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad P = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

O vetor das saídas é representado por Y contendo as seguintes variáveis:

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 \\ y_2 &= x_4 \\ y_3 &= x_5 \\ y_4 &= x_6 \\ y_5 &= x_7 \end{aligned} \quad (5.41)$$

E o vetor das saídas Y fica:

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

O sistema, então, pode ser representado da seguinte maneira:

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U + F \cdot P \\ Y = C \cdot X + D \cdot U \end{cases} \quad (5.43)$$

De (5.39) conclui-se que as matrizes A , B , C , D e F são:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_i} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{m_L} & 0 & -\frac{2K_{dl} \cdot v_{Leq}}{m_L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{m_i} & 0 & -\frac{2K_{di} \cdot v_{ieq}}{m_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\left(\frac{2K_{dl} \cdot v_{Leq}}{m_L \cdot \tau_L} + \frac{2K_{dl} \cdot a_{Leq}}{m_L} \right) & 0 & -\left(\frac{1}{\tau_L} + \frac{2K_{dl} \cdot v_{Leq}}{m_L} \right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\left(\frac{2K_{di} \cdot v_{ieq}}{m_i \cdot \tau_i} + \frac{2K_{di} \cdot a_{ieq}}{m_i} \right) & 0 & -\left(\frac{1}{\tau_i} + \frac{2K_{di} \cdot v_{ieq}}{m_i} \right) \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{\tau_L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_i} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{m_L \cdot \tau_L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{m_i \cdot \tau_i} \end{bmatrix} \quad F = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -g & 0 \\ 0 & -g \\ -\frac{g}{\tau_L} & 0 \\ 0 & -\frac{g}{\tau_i} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

5.2. Controlabilidade e Observabilidade

Segundo Ogata [15], um sistema é dito controlável no instante t_0 se for possível, por meio de um vetor de controle, transferir o sistema de qualquer estado inicial $x(t_0)$ para qualquer outro estado num intervalo de tempo finito.

Um sistema é dito observável no instante t_0 se, com o sistema num estado $x(t_0)$ qualquer, for possível determinar este estado a partir da observação da saída durante um intervalo de tempo finito.

Os conceitos de controlabilidade e observabilidade foram introduzidos por Kalman. Eles desempenham um papel importante no projeto de sistemas de controle

no espaço de estados. Com efeito, as condições de controlabilidade e de observabilidade podem governar a existência de uma solução completa para o problema de projeto de sistemas de controle. A solução para este problema pode não existir se o sistema considerado for não-controlável. Embora a maioria dos sistemas físicos seja controlável e observável, os modelos matemáticos correspondentes podem não possuir as propriedades de controlabilidade e observabilidade. Torna-se necessário, então, conhecer as condições sob as quais um sistema é controlável e observável.

No Apêndice B, está demonstrado como obter as matrizes de controlabilidade e observabilidade. Além disso, demonstra-se porque o posto dessas matrizes determina a controlabilidade e observabilidade do sistema. Resumindo, um sistema é dito controlável se o posto da matriz de controlabilidade é igual ao número de variáveis de estado do sistema. Da mesma maneira, um sistema é observável se o posto da matriz de observabilidade é igual ao número de variáveis de estado do sistema.

5.2.1. Verificação em Matlab

O arquivo **conteobs.m**, listado no Anexo A, foi implementado para saber se o sistema é controlável e observável.

Desse modo, sabendo que o número de variáveis de estado do sistema é sete, obteve-se os postos das matrizes de controlabilidade e observabilidade, mostrados a seguir:

- Posto da matriz de controlabilidade = 7;
- Posto da matriz de observabilidade = 7;

Portanto, o sistema é controlável e observável.

6. ATITUDES DE CONTROLE

Aqui será analisada a funcionalidade do modelo apresentado anteriormente, aplicando métodos de controle ao sistema em malha aberta. Dois métodos serão utilizados:

- Alocação de pólos;
- Linear quadrático (LQ);

Além disso, será implementado um método para rejeição de perturbações no melhor dos dois métodos ditos anteriormente.

6.1. Resposta do sistema em malha aberta

As equações de estado, após serem linearizadas pela Transformada de Laplace, servem de base para o cálculo dos pólos e zeros do sistema. Portanto, apenas a matriz A é necessária para esse cálculo. Através do arquivo `rl_malha_aberta.m`, listado no Anexo A e que usa o comando `pzmap` do Matlab, pudemos ter o mapa de pólos e zeros do sistema, mostrado na Figura 6.1.

Os pólos do sistema são: 0, -0.0221, -0.0317, -4, -4.0221, -5, -5.0317. E não há zeros. Os valores usados levam em conta que o carro líder é o Buick Royal Custom e o seguidor é o BMW 750iL.

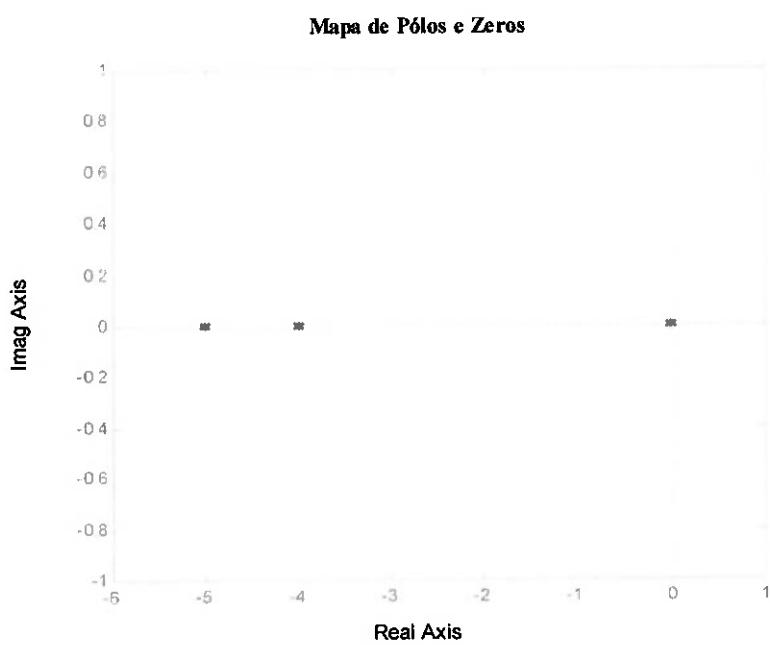


Figura 6.1 – Mapa de pólos e zeros do sistema em malha aberta

Naquele mesmo arquivo, `rl_malha_aberta.m`, foi realizada uma simulação para mostrar a resposta do sistema a uma entrada de step de dois no carro líder e unitário no outro. Como não existe controle, o óbvio ocorreu: o carro líder andou mais rápido que o outro, e a distância entre os dois aumentou. Como é visto na Figura 6.2, a curva azul, que é a diferença de distância entre os dois carros, aumentou. Assim como a velocidade do carro líder (curva verde), tendo uma aceleração constante não nula (curva anil) já esperada pois a entrada é constante. Enquanto isso o carro seguidor teve também um aumento na velocidade (curva vermelha) a uma aceleração constante não nula menor que do carro líder. Como o previsto, a velocidade do carro seguidor não foi suficiente para alcançar o outro, fazendo a distância entre eles aumentar, como já foi dito.

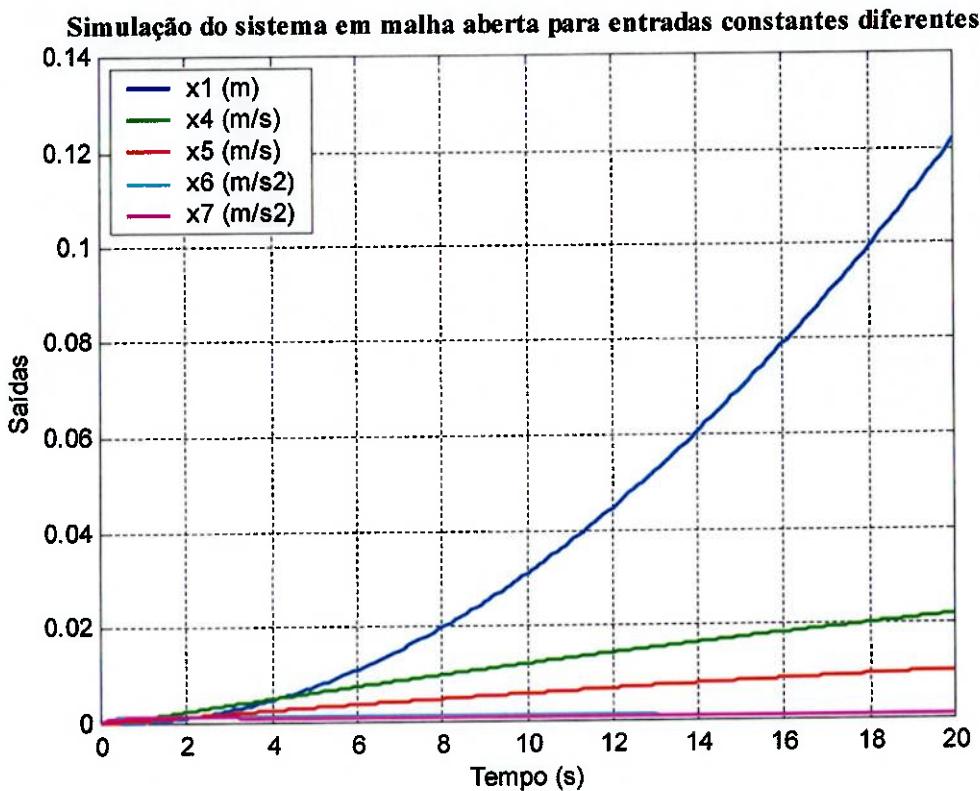


Figura 6.2 – Simulação em malha aberta

6.2. Especificações requeridas

Para definir as especificações de regime transitório, devemos analisar o sistema como um todo. (O Apêndice C define as variáveis tratadas neste item).

Vamos impor que o sistema de controle tenha um comportamento subamortecido de 2^a ordem.

Se o tempo de acomodação (t_s), por exemplo, for muito pequeno, a ação de controle deverá ser muito intensa, e se for muito grande, pode causar desconforto aos passageiros. Mas um tempo de 5 s é razoável para que não haja desconforto e a ação de controle não seja tão brusca, para uma faixa de tolerância de 2%.

Segundo Ogata [15], para uma resposta transitória aceitável de um sistema de 2^a ordem, o coeficiente de amortecimento deve estar situado entre 0,4 e 0,8. Valores menores para ζ ($\zeta < 0,4$) acarretam valores de máxima ultrapassagem excessiva na resposta transitória, e um sistema com um valor grande de ζ ($\zeta > 0,8$) responderá de forma lenta.

Portanto, um valor razoável de ζ seria a média dos valores possíveis ($0,4 < \zeta < 0,8$), ou seja, 0,6.

Definido o amortecimento, é possível saber qual será o máximo valor de ultrapassagem percentual, da seguinte maneira:

$$M_p = e^{-\left(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}\right)\pi} \times 100\% \quad (6.1)$$

Assim, com $\zeta = 0,6$, $M_p \approx 5,3\%$. Para o caso mais crítico que é a distância entre os dois veículos, se a distância entre os dois veículos em regime permanente for 6 m, haverá uma aproximação de aproximadamente 32 cm além desse valor, o que é bem aceitável frente aos 6 m.

6.3. Projeto de controle por alocação de pólos

O sistema deve se estabilizar de forma que sua resposta seja semelhante à de um sistema de 2^a ordem. Assim, será calculado o par de pólos complexos conjugados com parte real estritamente negativa e se posicionará os demais pólos de modo que estes não influam na resposta do sistema.

A equação geral de um sistema de 2^a ordem é:

$$s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 = 0 \quad (6.2)$$

O amortecimento ζ já foi estipulado como 0,6, deve-se então determinar ω_n . Sabe-se o valor de $t_s = 5$ s. Outra fórmula que relaciona esses valores é:

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (6.3)$$

Esta fórmula só pode ser usada para o critério de 2% de tolerância. Então, de (6.3), temos:

$$\omega_n = \frac{4}{t_s \zeta} = \frac{4}{5 \cdot 0,6} = 1,3 \quad (6.4)$$

Agora, pode-se achar os pólos:

$$\begin{aligned} s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 &= 0 \\ s^2 + 2 \cdot 0,6 \cdot 1,3 \cdot s + 1,3^2 &= 0 \\ s &= -0,765 \pm 1,05j \end{aligned} \quad (6.5)$$

Os outros pólos são escolhidos de tal forma que a relação entre a parte real dos pólos não-dominantes e a parte real dos pólos dominantes seja maior que 5. Desse modo os pólos escolhidos são: -4, -4.25, -4.5, -4.75 e -5.

Uma vez que o sistema é controlável e observável, podemos determinar uma matriz de ganhos K que imponha os pólos desejados para o sistema.

A teoria sobre controlador por alocação de pólos está descrita no Apêndice D. O arquivo **mf_alocpolos.m** implementa o método de alocação de pólos no nosso sistema. O novo mapa de pólos e zeros é mostrado na Figura 6.3.

A matriz K obtida a partir da execução desse arquivo é:

$$K = \begin{bmatrix} 941.7 & 1.7 & 0.2 & 6682.5 & 1863.9 & -866.5 & 98.5 \\ -1457.7 & -2.2 & 0.5 & 972.3 & 2893.9 & 3511.8 & -172.8 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

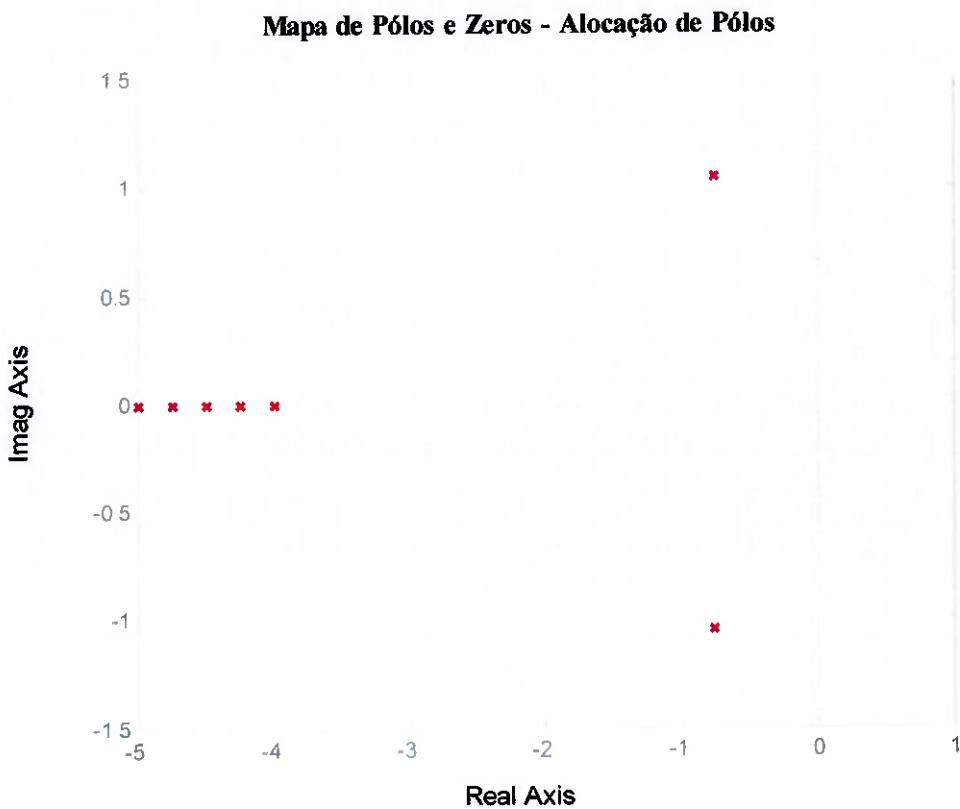


Figura 6.3 – Mapa de pólos e zeros do sistema em malha fechada por alocação de pólos

6.3.1. Simulações

As simulações foram implementadas a partir do arquivo **simulacao1.m**, onde é imposto uma entrada degrau unitário para o carro líder, e como o desejado o carro seguidor, acompanha o movimento do líder e fica a uma distância constante dele.

Como o previsto, o tempo de acomodação com a tolerância de 2% é de aproximadamente 5 s. Para uma simulação preliminar, obteve-se um resultado satisfatório.

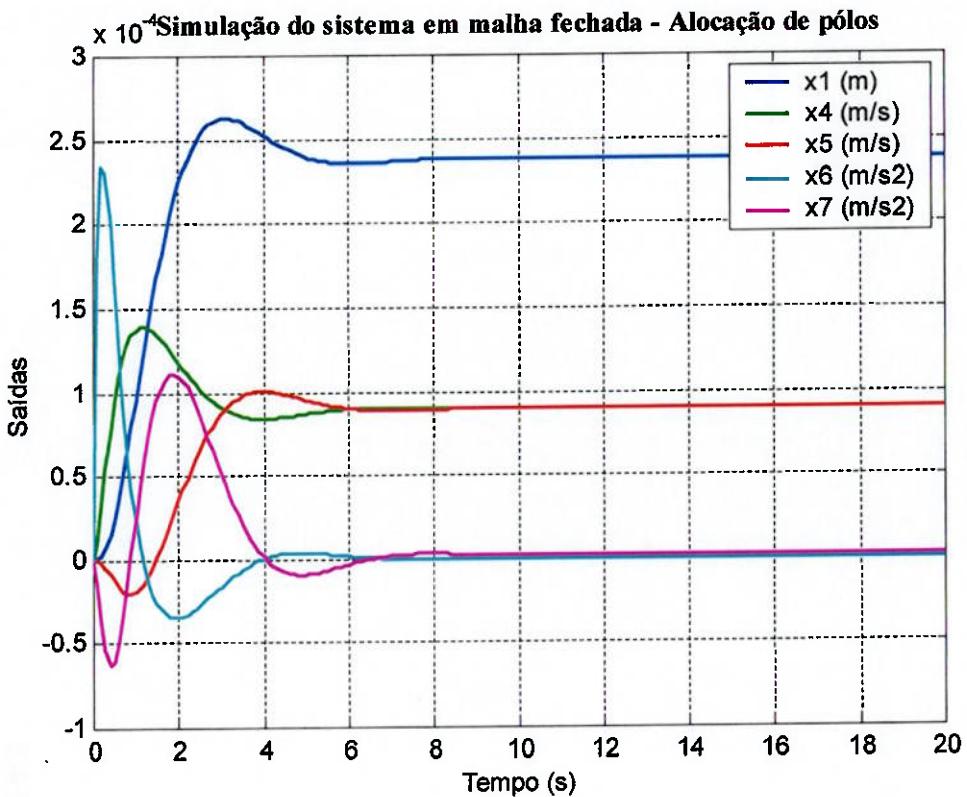


Figura 6.4 – Simulação em malha fechada por alocação de pólos

6.4. Projeto de controlador ótimo: regulador linear quadrático

Esse projeto deve ser equivalente ao anterior com relação aos resultados que se quer obter. A teoria sobre controlador linear quadrático está descrita no Apêndice E.

Para tanto se utilizou o comando `lqr` do Matlab para achar a matriz de ganhos ótima para o sistema. Esse projeto é implementado através do arquivo `mf_lq.m`.

Já sabemos, pelo Apêndice E, que as matrizes Q e R ponderam o quanto se pode tolerar de erros nas variáveis de estado e quanto se pretende gastar de energia para controlar o sistema respectivamente. As matrizes Q e R foram estimadas num método de tentativas e erros até que a resposta do sistema se assemelhasse à resposta obtida pelo método de alocação de pólos.

Então, a matriz R determina o quanto de energia será gasta com o controle do sistema. Considerou-se que não seria preciso uma maior atenção com a economia de

energia, então os parâmetros da diagonal principal dessa matriz foram deixados com o valor um.

A matriz Q foi escolhida de modo que a distância entre os carros fosse bem controlada, assim o valor correspondente a essa variável de estado foi estimada em 10^6 . Outra variável em que não se deseja muito erro é a velocidade do carro seguidor, que foi estimada em 5×10^6 . Os outros parâmetros considerados não essenciais para o controle foram deixados com valor igual a um.

A matriz K obtida a partir da execução desse arquivo é:

$$K = \begin{bmatrix} 858 & 0.622 & -0.0627 & 1861 & -760 & 2.3 \times 10^{-4} & 2.2 \times 10^{-5} \\ -514 & -0.0783 & 0.644 & -736 & 2581 & 1.8 \times 10^{-5} & 3.6 \times 10^{-4} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

O mapa de pólos e zeros do sistema com controlador LQ é mostrado na Figura 6.5.

6.4.1. Simulações

As simulações foram implementadas a partir do arquivo **simulacao2.m**, onde é imposto uma entrada degrau unitário para o carro líder, e como o desejado o carro seguidor, acompanha o movimento do líder e fica a uma distância constante dele.

A Figura 6.6 mostra o resultado da simulação. O tempo de acomodação é de um pouco mais de 8 s. Mas as respostas das velocidades é mais suave causando menos desconforto para os passageiros.

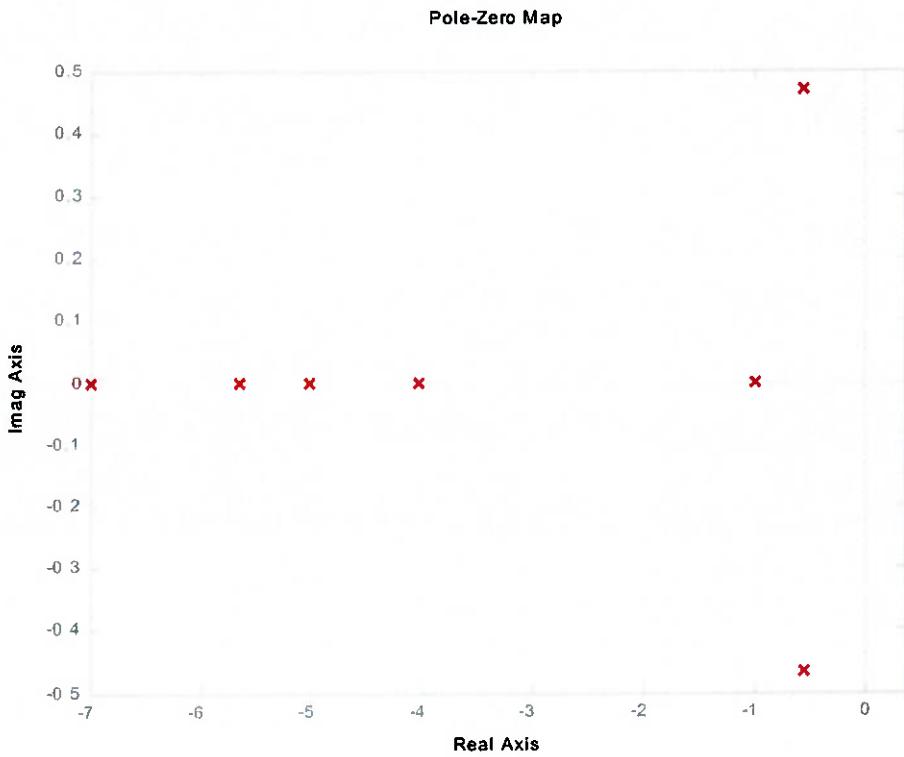


Figura 6.5 - Mapa de pólos e zeros do sistema em malha fechada por controlador linear quadrático

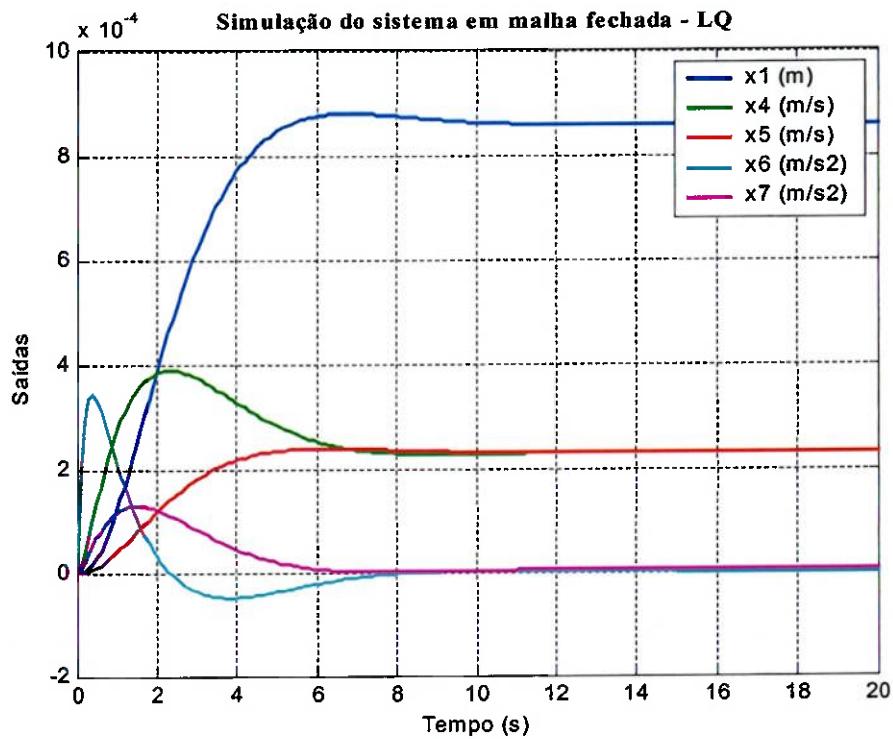


Figura 6.6 - Simulação em malha fechada por controlador linear quadrático

6.5. Projeto Para Suportar Rejeição de Perturbações

A teoria necessária para entender os procedimentos seguidos nesta seção estão descritas no Apêndice F. E, segundo ele, o número de entradas u e o número de saídas y devem ter a mesma dimensão.

O número de entradas u é igual a dois (força nos dois motores), e não há como modificar este valor. O número de saídas y , que é cinco, deve ser reduzido a dois para que se possa fazer a rejeição de perturbações. Mas deve ser reduzido de forma que o sistema não deixe de ser controlável e observável.

Como vimos no Apêndice B, a matriz C , que é a matriz que define o número de saídas, influí apenas na determinação da observabilidade do sistema. Assim, foi feito um arquivo em Matlab, derivado do arquivo **conteobs.m**, usado para testar várias alternativas diferentes de saídas y . Ele foi chamado de **conteobs2.m**.

Foram testadas várias combinações diferentes até se achar duas saídas que deixassem o sistema observável. As saídas são as seguintes:

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 \\ y_2 &= x_6 + x_7 \end{aligned} \tag{6.8}$$

Assim a matriz C e D ficam:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{6.9}$$

Para aplicar a rejeição de perturbações, precisamos ter um ganho de malha fechada K , que pode ser tanto o do projeto por alocação de pólos ou pelo projeto de controlador linear quadrático. Foi escolhido o projeto por alocação de pólos por ter respostas mais rápidas. Então se deve recalcular o ganho K para comportar as novas matrizes C e D . Os arquivos em Matlab **malha_aberta_rp.m**, **mf_alocpolos_rp.m** e **simulacao1_rp.m** refazem todos os procedimentos feitos no projeto por alocação de pólos.

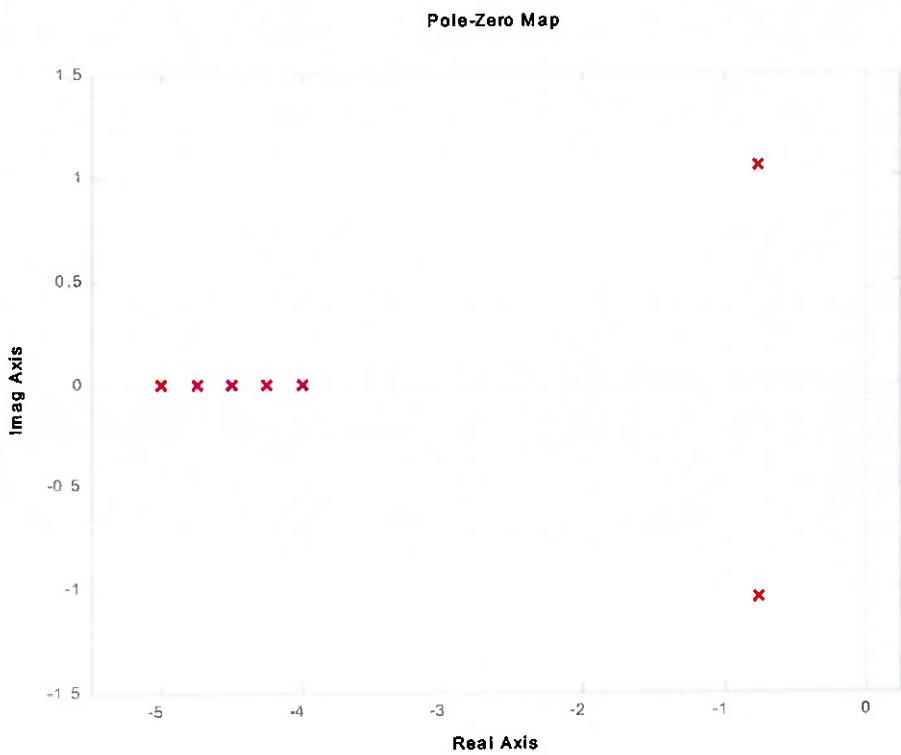


Figura 6.7 - Mapa de pólos e zeros do sistema em malha fechada por alocação de pólos, com a modificação da matriz C

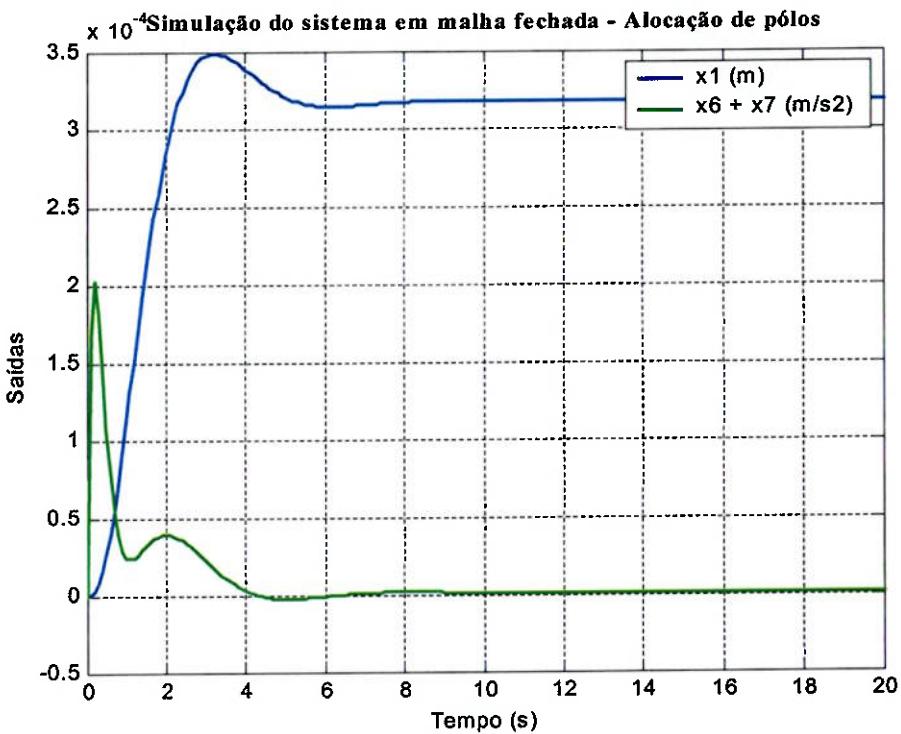


Figura 6.8 - Simulação do sistema em malha fechada por alocação de pólos, com a modificação da matriz C

O mapa de pólos e zeros e a simulação nas mesmas condições do projeto anterior são mostrados na Figura 6.7 e na Figura 6.8, respectivamente. E a matriz de ganhos K será:

$$K = \begin{bmatrix} 1418 & 3,5 & 0,3 & 5575 & 2497 & -3682 & 136 \\ -1085 & 2,6 & 0,6 & 1438 & 3730 & 4131 & -132 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Agora, vamos efetivamente fazer o projeto de rejeição de perturbações. Para tanto, temos que achar o ganho K_p que satisfaça à equação abaixo, como explicado no Apêndice F:

$$K_p = [C(A - Bk)^{-1} B]^{-1} C(A - Bk)^{-1} E \quad (6.11)$$

Nesse caso específico, não há referências a seguir, portanto, a matriz E fica:

$$E = [A \mid F] \quad (6.12)$$

Calculou-se, então, o ganho K_p , como explicitado na equação (6.11). No Matlab, a solução de K_p resultou em:

$$K_p = \begin{bmatrix} 0 & 3,5 & 0,3 & 5,6 \cdot 10^3 & 2,5 \cdot 10^3 & -4,5 \cdot 10^5 & -4,5 \cdot 10^5 & -6,4 \cdot 10^4 & 2,6 \cdot 10^6 \\ 0 & -2,6 & 0,6 & 1,4 \cdot 10^3 & 3,7 \cdot 10^3 & -2,8 \cdot 10^5 & -2,8 \cdot 10^5 & 3,7 \cdot 10^4 & 1,6 \cdot 10^6 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

O método de rejeição de perturbações é aplicado quando fazemos:

$$\begin{cases} A' = A - B \cdot K \\ B' = E - B \cdot K_p \\ C' = C \end{cases} \quad (6.14)$$

A matriz D é redimensionada para uma matriz D' de zeros com dimensão 2x9. Assim, esse sistema com rejeição de perturbações foi sujeito a uma perturbação que corresponde a uma subida com inclinação de 0,3 rad ($\approx 17^\circ$). O perfil da subida imposta é mostrado a seguir, na Figura 6.9:

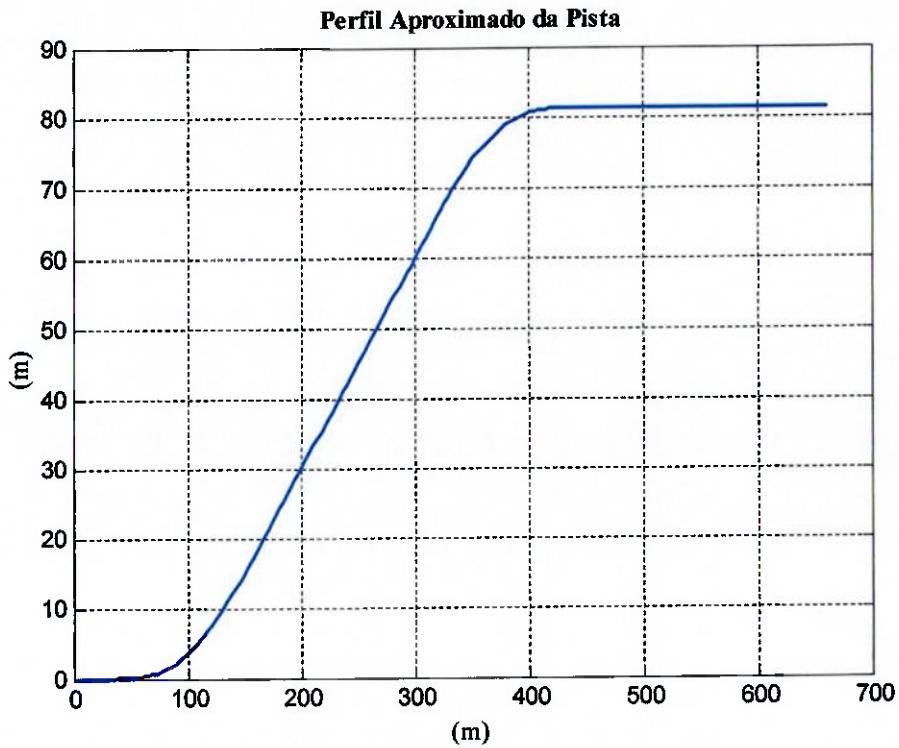


Figura 6.9 – Perfil aproximado da pista inclinada imposta ao sistema de rejeição de perturbações

Considerando a velocidade de equilíbrio para os veículos, esse perfil equivale a uma variação da inclinação da pista no tempo mostrada na Figura 6.10:

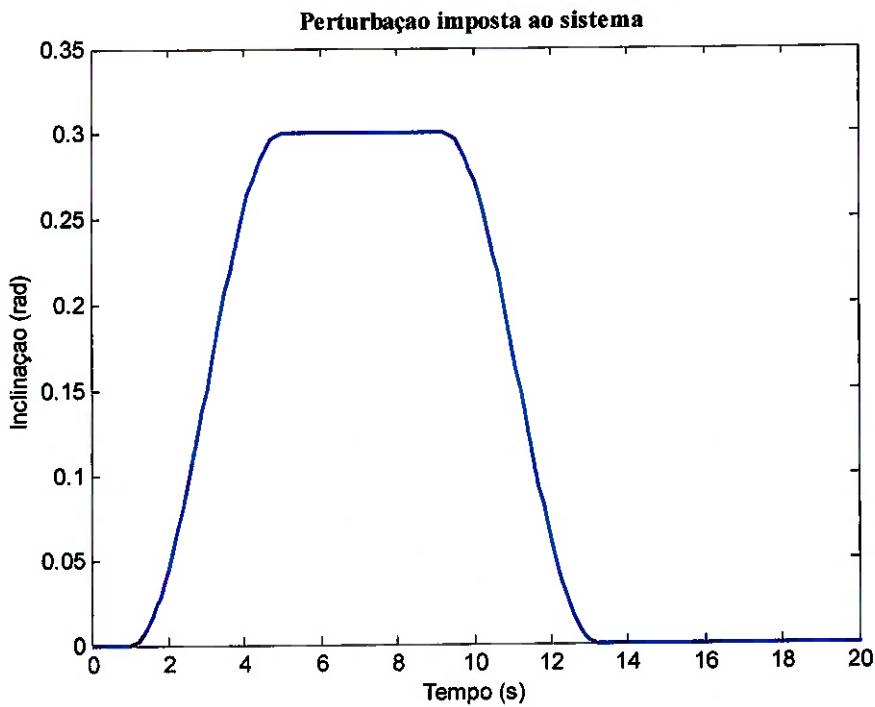


Figura 6.10 – Perturbação imposta ao sistema em função do tempo

A resposta do sistema com o método de rejeição de perturbações ficou da seguinte maneira:

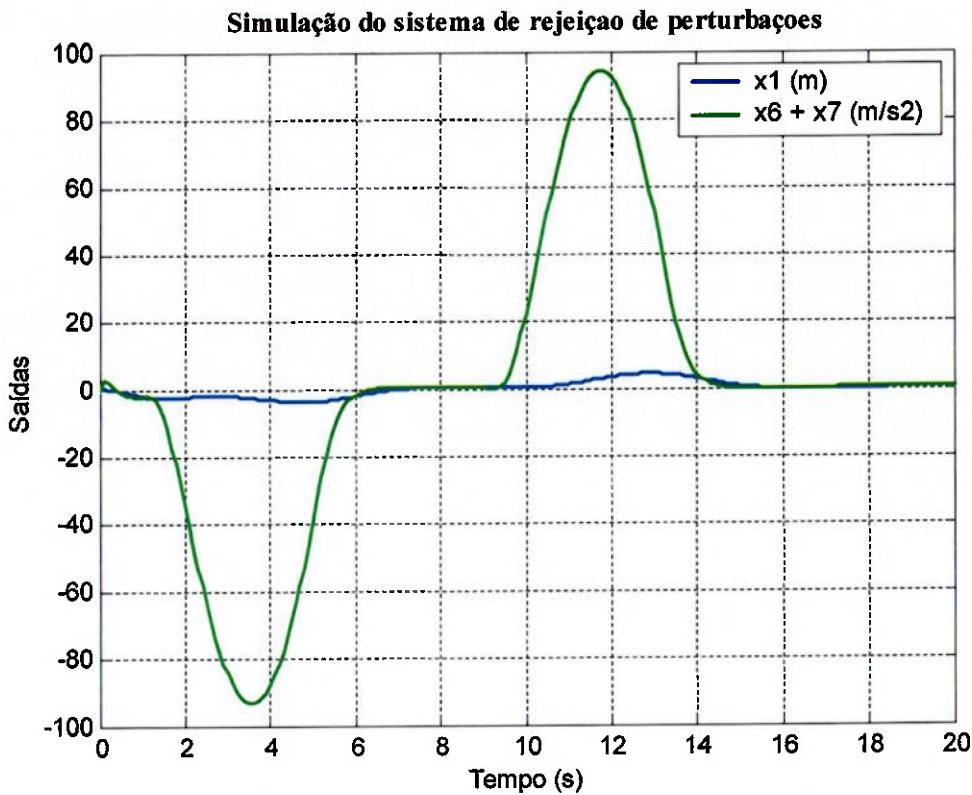


Figura 6.11 – Simulação do sistema de rejeição de perturbações

Pode-se perceber que o sistema estabiliza muito bem frente à perturbação imposta, tanto que a distância entre os carros não varia significativamente com a mudança de inclinação da pista.

Agora que nosso sistema de controle foi simulado, podemos partir para a abordagem da pista de teste conceito efetivamente.

7. PROJETO DO TESTE CONCEITO

7.1. Idéias Preliminares

Um dos problemas seria como implementar, na prática, uma bancada de teste que simule com fidelidade o sistema real. É claro que o sistema de teste deve ser em escala, para simplificar o manuseio e facilitar alguma possível mudança no decorrer do projeto.

Uma excelente idéia foi implementar o sistema em uma pista de autorama. Esse tipo de interface simplificaria brutalmente o sistema, uma vez que não seria necessário modelar o carro para fazer as curvas, uma vez que ele se encontra em um tipo de trilho.

7.2. O Autorama

O autorama é tido como um esporte e é chamado automodelismo de fenda porque os carros deslizam e são alimentados eletricamente por meio de peça guia encaixada numa das fendas da pista (uma pista contém geralmente oito fendas). Essas fendas com cordoalhas são alimentadas com corrente contínua (12 a 16 volts). O carrinho é composto por chassis em aço, carroceria em lexan ou acetato, pneus de borracha, transmissão em aço e nylon, além do motor elétrico.



Figura 7.1 – Ilustração de um carro de autorama

Além disso, é considerado como o esporte a motor mais rápido do mundo. Os motores de última geração atingem 100km/h em apenas décimos de segundo, duas vezes mais rápido que um carro de Fórmula Um.



Figura 7.2 – Foto com diversos modelos de autorama

O autorama (ou slot car, como é conhecido nos EUA), é um carro em escala 1:24 ou 1:32 que anda em pistas de madeira ou, como é mais conhecido no Brasil, em pistas caseiras, com peças de encaixar de plástico (Estrela, Tayco).

Estes "carrinhos", nos seus modelos mais sofisticados, chegam a atingir incríveis 160 km/h! Estes modelos exigem de seu piloto muito reflexo: em uma pista oficial, com traçado "Blue King" de 48 metros, o recorde mundial de tomada de tempo (volta completa no circuito), é de 1,590 s.



Figura 7.3 – Pista oficial de autorama com traçado Blue King

É considerado o segundo esporte cujo praticante mais necessita de reflexos, perdendo apenas para o esgrima. Nas corridas, o vencedor é quem fizer mais voltas em determinado período de tempo, revezando entre todas as fendas que a pista possuir, identificadas por cores que acompanham a cordoalha.

7.2.1. História do autorama

No final da década de 50 e início da década de 60, os então automodelistas de competição com seus micro-modelos a controle remoto encontravam dificuldade na disputas, pois muitas vezes acabavam enroscados com os cordões umbilicais que ligavam os controladores (direção, aceleração e frenagem) aos seus micro-modelos. Baseados na observação do ferro-modelismo, imaginaram criar à semelhança de trilhos, Fendas que servissem de guia para a direção de seus automodelos. Foram implementados, então, pinos fixos nos chassis para seguir as fendas.

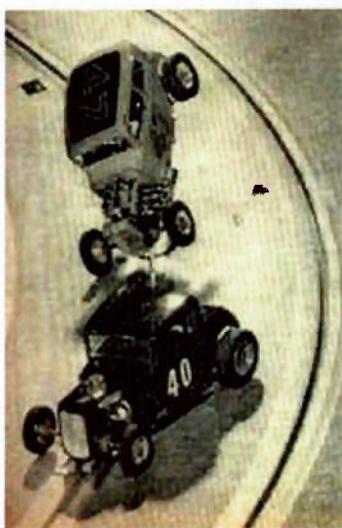


Figura 7.4 – Ilustração sobre a origem do autorama

Para a transmissão da corrente elétrica, foram adotadas duas sapatas flexíveis (lâminas de latão ou niquelina) fixadas ao fundo do carro, que entravam em contato com dois trilhos metálicos ligados aos controladores, manejados pelos competidores da margem da pista.

Posteriormente aperfeiçoou-se todo o sistema, através da adoção de sapatas móveis na parte frontal do modelo, incorporando também os contatos, o que permitiu um melhor alinhamento com a pista. Os trilhos metálicos da pista, por sua vez, foram substituídos por cordoalhas flexíveis, melhorando ainda mais a transmissão da energia em todo o sistema.

7.3. Aplicação do autorama no projeto de teste conceito

A solução do sistema de autorama, como já foi dito, resolve muitos problemas como, por exemplo, não se necessita modelar o movimento lateral dos veículos e não se ter problemas com fios e cabos na alimentação do sistema, sem a utilização de pilhas.

Mas essa solução acarreta outros problemas. Não é possível colocar dois carrinhos no mesmo trilho, eles receberiam a mesma corrente e andariam sempre juntos, “sabotando” a necessidade do controle. Uma possível solução seria projetar os carrinhos de modo que eles tivessem o tamanho da pista, mas cada um tivesse seu próprio trilho. A Figura 7.5 ilustra o que está sendo sugerido. Os pontos amarelos indicam onde estão as escovas do carrinho.

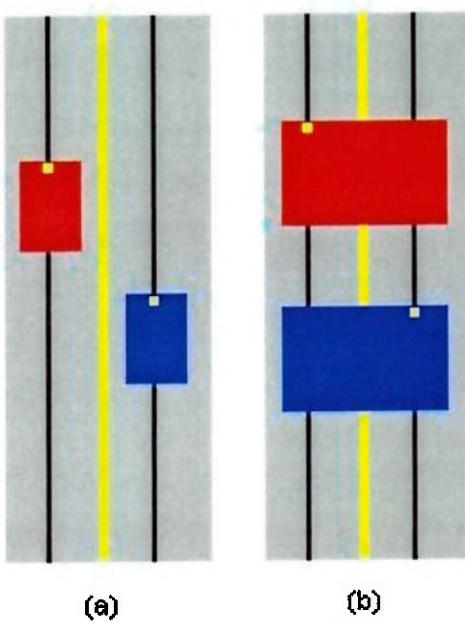


Figura 7.5 – (a) pista de autorama comum (b) pista com carros mais largos

Um carrinho mais largo teria outro benefício que é o de poder acomodar eventuais sensores que ele poderia precisar como, por exemplo, sensores de velocidade ou aceleração, ou até uma placa com a antena para o sistema de comunicação com a pista. Mas teremos um problema na escolha do motor, pois ele pode não ter torque o suficiente e necessitaremos de uma redução.

Neste sistema, a pista deveria ser instrumentada de modo a ter os transponders com as informações necessárias. E os carros carregariam antenas para poder ler e escrever nos transponders, seguindo a idéia de Rigo [17].

Podemos fazer uma simplificação sem perder a generalidade do projeto. No projeto de Rigo [17], dentro do veículo ter-se-ia uma unidade microprocessada, um computador de bordo, que, com os dados obtidos do transponder, aplicaria o controle necessário para o bom funcionamento do sistema, não deixando haver acidentes e otimizando o tempo de viagem. Como o que se deseja construir é uma bancada de testes, todo o nosso universo vai estar miniaturizado e ao nosso alcance, então podemos deixar apenas um computador encarregado de fazer os cálculos de todo o sistema. O veículo em escala carregaria somente a antena para operar com o transponder da pista.

No nosso caso, com apenas dois carros, o carro líder teria seu controle manual normal, enquanto que o segundo teria seus sinais gerados pela malha de controle. O computador interpretaria os dados recebidos e controlaria o segundo carro de modo que ele seguisse o líder de modo satisfatório.

O controle manual do primeiro veículo seria feito por um acelerador de autorama, parecido com o mostrado na Figura 7.6. Esse tipo de acelerador nada mais é do que um potenciômetro adaptado para um controle mais rápido e dinâmico.



Figura 7.6 – Acelerador de autorama

7.3.1. Definição das escalas de espaço e tempo

Para que os resultados dos testes tenham algum significado, as escalas de espaço e tempo devem estar bem definidas para que se possa transpô-los para o mundo real. Assim devemos definir a escala a ser utilizada.

Em autoramas, os carrinhos são construídos de acordo com duas escalas diferentes: 1/24 ou 1/32. Os autoramas caseiros (Estrela) estão na escala de 1/32.

Assim, um carrinho que tivesse o dobro das dimensões que os da Estrela, teriam escala de 1/16. Portanto é de bom senso, já que a pista a ser utilizada será a pista do autorama Estrela (como será visto no item 7.6.2), adotar a escala de espaço como sendo 1/16.

A escala de tempo é um pouco mais complicada de definir. Para isso deve-se definir uma velocidade constante de comboio para o carrinho de autorama. Uma velocidade razoável para o modelo seria 20 km/h (5,5 m/s).

Como pode ser visto no Apêndice G, na semelhança cinemática, a relação entre a velocidade real e a velocidade do modelo é dada por λ / τ , onde λ é a escala de espaço e τ é a escala de tempo. Então temos a partir da equação (G.16):

$$v_m = \frac{\lambda}{\tau} v_r \Rightarrow 5,5 = \frac{1/16}{\tau} 33,3 \Rightarrow \tau = \frac{1}{2,6} = \frac{5}{13} \quad (7.1)$$

7.4. O sistema de comunicação – sensores

O sistema de comunicação entre a pista e o veículo é essencial para o funcionamento da arquitetura ASPER. Nesse escopo, como já se sabe, transponders colados na pista armazenariam alguns dados e o veículo, ao passar por eles, os leria e saberia como atuar para não causar acidentes, já que o objetivo principal é que o veículo trafegue sem motorista. O veículo seria responsável por escrever no transponder seus dados para que o próximo veículo se controle também e o sistema viário fluir normalmente. Esse sistema, então, além do transponder, constituiria de uma antena que ficaria no veículo e seria capaz de ler e escrever no transponder por sinais eletromagnéticos.

No sistema ASPER, os transponders que têm as informações dos carros da mesma faixa de rolagem, ficam no meio da pista e os carros passariam por cima deles.

O Anexo B traz as especificações de uma placa Philips que se encaixa às nossas necessidades. Como é descrito no *data sheet*, o MIFARE Serial Reader (Curto Alcance) é um aparelho de leitura e gravação baseado no MF CM200. Ele roda melhor e é totalmente compatível com os cartões ICs Philips MIFARE 1 S50. Inclui

uma antena PCB e oferece uma interface de comunicação serial RS232 com um computador PC.

Além disso, o Anexo C mostra as especificações do cartão que seria colado junto à pista. Neles seriam armazenadas as seguintes informações:

- As coordenadas espaciais da pista.
- O tempo absoluto em que o último veículo passou pelo ponto, sua velocidade estimada e sua aceleração estimada.

Com isso é possível controlar veículo como veremos a seguir.

7.5. O computador

O computador é o cérebro de todo o sistema. Após obter os dados do sistema através de uma placa de aquisição de dados, ele analisaria os dados, aplicaria os métodos de controle (no próprio Matlab, por exemplo) e mandaria o sinal digital que seria convertido em sinal analógico, através de um conversor D/A, que seria mandado para a alimentação do veículo seguidor no autorama.

7.5.1. Análise dos dados obtidos pelo transponder

Sabe-se que o sistema de controle necessita apenas das acelerações dos veículos para e da distância entre eles para a aplicação adequada do controle. Para que não se necessite de velocímetros ou acelerômetros, podemos estimar as velocidades e acelerações derivando a posição.

Primeiramente, supomos uma trajetória reta para facilitar a análise. No início supõe-se que a velocidade inicial (v_0) e a aceleração inicial (a_0) do veículo sejam zeros. E são estabelecidos o tempo inicial (t_0) e a posição inicial (s_0) para cada veículo. Quando o veículo passar pelo primeiro transponder, a antena captará os dados de posição (s_1) e o computador marcará o tempo em que houve a captação dos dados (t_1). Então, o computador deverá estimar a velocidade e aceleração do veículo da seguinte maneira:

$$v_1 = \frac{s_1 - s_0}{t_1 - t_0} \text{ e } a_1 = \frac{v_1 - v_0}{t_1 - t_0} \quad (7.2)$$

Então o computador mandaria o veículo gravar a velocidade v_l e a aceleração a_l no transponder para ser captado pelo próximo veículo. Esse procedimento se repetiria para o veículo líder por toda a pista e esses valores de velocidade e aceleração se aproximariam dos valores de velocidade e aceleração instantâneas quanto menor fosse a diferença de tempo $t_n - t_{n-1}$. Poderíamos generalizar da seguinte forma:

$$v_n = \frac{s_n - s_{n-1}}{t_n - t_{n-1}} \text{ e } a_n = \frac{v_n - v_{n-1}}{t_n - t_{n-1}} \quad (7.3)$$

O próximo veículo faria a mesma análise, mas, agora, com os valores de velocidade e aceleração do carro anterior, pode-se aplicar o controle. Para tanto, o computador deve calcular a soma das acelerações dos veículos, $a_n + a_n'$ e a distância entre os veículos. Para estimar a distância, basta estimar o quanto o carro irá andar com os valores de aceleração e velocidade do veículo anterior obtidos do *smart card*, por uma fórmula simples de cinemática:

$$d = v_n(t_n' - t_n) + \frac{a_n}{2}(t_n' - t_n)^2 \quad (7.4)$$

Lembrando que os valores indicados com a linha indicam referência ao veículo seguidor, enquanto que os valores sem a linha indicam referência ao veículo líder.

Assim, é possível aplicar os métodos de controle já analisados em Matlab para controlar o veículo.

7.6. O veículo em escala

O veículo deve ocupar toda a pista, como já foi discutido em 7.3 e para isso deve ser projetado praticamente inteiramente, pois, desse modo, as medidas saem do padrão e já não seria mais possível comprar um carrinho pronto.

A Figura 7.7 mostra as partes de cima e de baixo de um chassi de carrinho de autorama padrão.

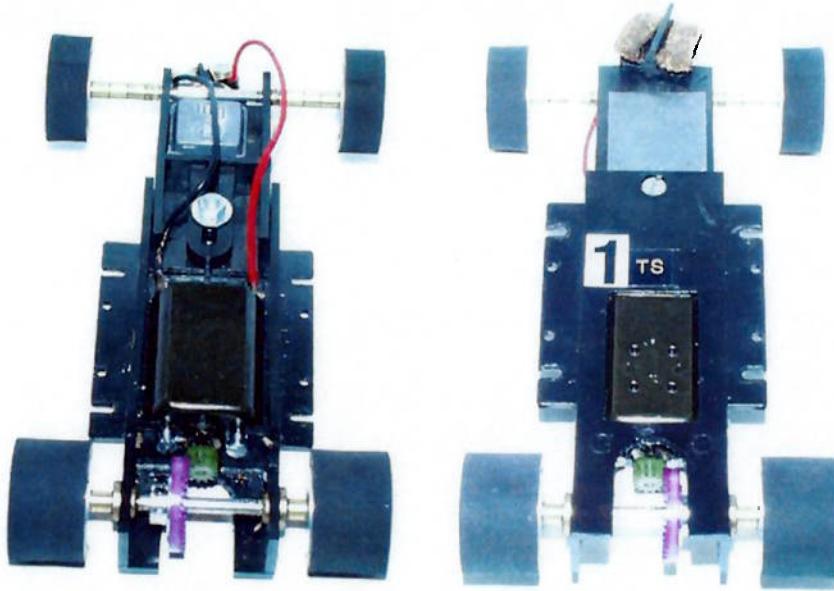


Figura 7.7 – Chassis de carrinhos de autorama padrão: vistas superior e inferior

7.6.1. Projeto do veículo

Os desenhos técnicos e em perspectiva do projeto foram confeccionados com a ajuda dos softwares Autodesk Mechanical Desktop 6.0 e Autodesk Inventor 5.3.

Primeiramente, vamos analisar os dados que já temos. Com a escala de 1/16 já definida, temos as dimensões do carrinho: 139 x 251 mm.

7.6.1.1. Limitação da velocidade dada pela comunicação com a placa

A placa tem uma limitação quanto à velocidade de transmissão de dados com os cards. Ou seja, se o carrinho passar por cima de um card muito rápido, é possível que os dados não tenham sido enviados e recebidos de modo adequado.

Nas especificações da placa diz que a taxa de comunicação entre a antena e o card chega a 106 kbaud. Isto quer dizer que a taxa pode chegar a 106 kbits/s. Considerando, de modo superestimado, que os dados a serem recebidos e enviados cheguem a 0,3 kbits (aproximadamente 30 bytes), a comunicação envolverá, então, 0,6 kbytes (ler e escrever). Essa operação ocorreria em $0,6/106 \approx 6$ ms.

Veremos logo mais que o carrinho projetado deixa a placa a uma distância de 11 mm do solo aproximadamente. Sabe-se, também pelos dados da placa, que a distância máxima em que a placa consegue trocar informações com o card é de 25

mm. Pode-se, então, fazer um cálculo rápido para saber o quanto que o carro pode andar enquanto há comunicação entre a antena e o card (veja Figura 7.8):

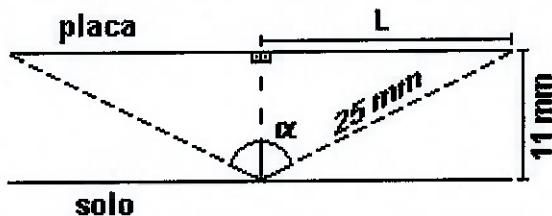


Figura 7.8 – Ilustração da distância da placa ao solo

$$\alpha = \arccos \frac{11}{25} = 64^\circ \quad (7.5)$$

$$L = 25 \operatorname{sen} \alpha = 22,4 \text{ mm} \Rightarrow 2L = 44,8 \text{ mm}$$

Portanto, com a distância máxima e o tempo de transmissão, pode-se calcular a velocidade máxima do carrinho:

$$v_{\max} = \frac{44,8 \text{ mm}}{6 \text{ ms}} = 7,5 \text{ m/s} \cong 27 \text{ km/h} \quad (7.6)$$

Pode-se, então, continuar com a velocidade estipulada anteriormente de 20 km/h ou 5,5 m/s.

7.6.1.2. Peças e relação de transmissão

Algumas peças de carrinhos próprios para autorama podem ser adquiridas para facilitar o projeto, são elas:

- 2 conjuntos com guia, contatos e porca;

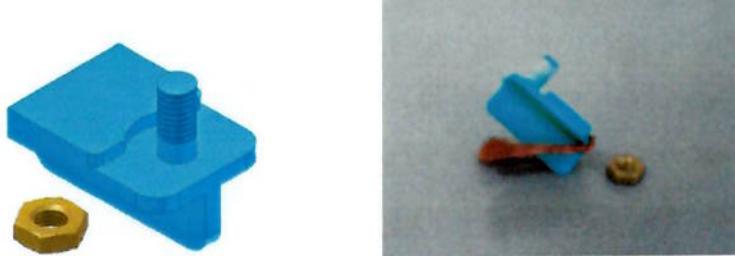


Figura 7.9 – Desenho e foto da guia e porca

- 2 mancais de deslizamento para eixo de diâmetro de 1/8 in.;

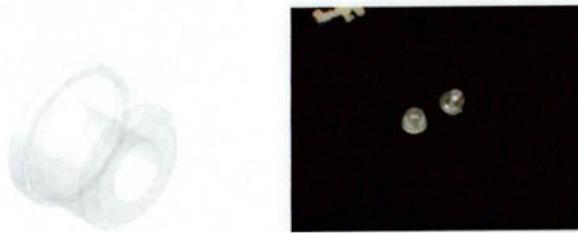


Figura 7.10 – Desenho e foto do mancal de deslizamento

- 2 rodas de diâmetro 22 mm para eixo de diâmetro de 1/8 in.;

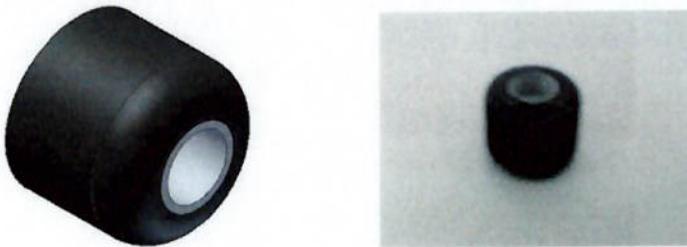


Figura 7.11 – Desenho e foto da roda do carrinho de autorama

- 1 coroa de 32 dentes, pitch 48, para eixo de diâmetro de 1/8 in.;



Figura 7.12 – Desenho e foto da coroa

- 1 pinhão de 12 dentes, pitch 48;

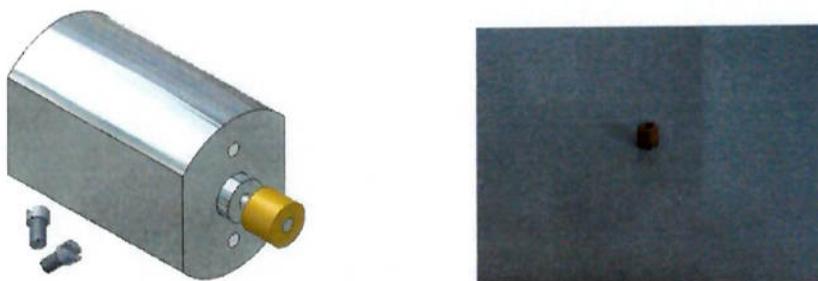


Figura 7.13 – Desenho do motor com pinhão e parafusos de fixação e foto do pinhão

Com isso podemos calcular a relação de transmissão entre o motor e o eixo. Essa relação pode ser calculada relacionando os diâmetros primitivos do pinhão e da coroa, da seguinte maneira:

$$n = \frac{d_{coroa}}{d_{pinhão}} \quad (7.7)$$

Segundo Shigley, o número de dentes (N), o pitch (P) e o diâmetro primitivo (d) se relacionam com a seguinte expressão:

$$P = \frac{N}{d} \quad (7.8)$$

Então, temos:

$$n = \frac{N_{coroa}}{P} \cdot \frac{P}{N_{pinhão}} = \frac{N_{coroa}}{N_{pinhão}} = \frac{32}{12} = 2,7 \quad (7.9)$$

Para prender a placa na estrutura do carrinho utiliza-se a mesma peça que se usa para prender a *motherboard* de um computador ao gabinete, mostrada na Figura 7.14:



Figura 7.14 – Desenho e foto do fixador da placa

7.6.1.3. Seleção do motor

Para que o carrinho atinja uma velocidade de 5,5 m/s, a roda (diâmetro 22mm) deve ter uma rotação de aproximadamente 4776 rpm. Com a redução da transmissão, a rotação no motor chega a 12736 rpm. Vamos calcular agora o torque mínimo que o motor deve ter a 12736 rpm para que o carrinho consiga andar tranquilamente.

7.6.1.3.1. Torque necessário no motor

Primeiramente, vamos calcular o torque necessário para fazer o carrinho acelerar a 2 m/s² considerando, para simplificar, a velocidade máxima de 5,5 m/s para efeitos aerodinâmicos. A força que as rodas devem fazer é:

$$F_{roda} = \frac{\rho_{ar} \cdot A_{frontal} \cdot C_d}{2} v^2 + m_{carro} \cdot a_{máx} \quad (7.10)$$

Algumas dimensões serão divulgadas logo adiante. Assim, sabe-se que:

- $m_{carro} = 356\text{g}$ (considerando que o motor escolhido está em [10]);
- $\rho_{ar} = 1,1614 \text{ kg/m}^3$ a 300K;
- $A_{frontal} = 139 \times 35 = 4865 \text{ mm}^2$;
- $C_d = 2$ (as devidas considerações serão feitas mais à frente);
- $v = 5,5 \text{ m/s}$;
- $a_{máx} = 2,0 \text{ m/s}^2$;

Então, substituindo os valores temos que:

$$F_{roda} = 0,88 \text{ N} \quad (7.11)$$

O torque nas rodas pode ser calculado sabendo que o diâmetro da roda é de 22 mm:

$$T_{roda} = F_{roda} \cdot \frac{d_{roda}}{2} = 0,88 \times 11 \cdot 10^{-3} = 9,7 \cdot 10^{-3} \text{ Nm} \quad (7.12)$$

O torque necessário no motor seria igual ao torque nas rodas se não houvesse redução na transmissão. Portanto, o torque no motor fica:

$$T_{roda} = T_{motor} \cdot n \Rightarrow T_{motor} = \frac{T_{roda}}{n} = \frac{9,7 \cdot 10^{-3}}{2,7} = 3,6 \cdot 10^{-3} \text{ Nm} \quad (7.13)$$

7.6.1.3.2. Motores da Igarashi Motors

Dentre os motores da Igarashi Motors [10], um motor DC de 12V que se assemelha em performance ($3,6 \times 10^{-3} \text{ Nm}$ @ 12736 rpm) mostrado no gráfico é o motor número A182331-138-G-3, mostrado na Figura 7.15.



Figura 7.15 – Foto do motor selecionado

Pode se estimar a constante de tempo mecânica de um motor desse porte como sendo 25 ms. Esse valor é baseado em motores semelhantes da Pittman [16].

7.6.1.4. Carenagem

Um problema que surge é como obter os parâmetros aerodinâmicos dos veículos. Uma solução fácil seria projetar uma carenagem de material leve para dar forma ao modelo. Mas deve ser uma forma bem regular para facilitar na obtenção do coeficiente aerodinâmico.

Então, foi decidido fazer a carenagem do veículo em forma de paralelepípedo, a partir de uma folha de acetato, facilmente encontrada em papelarias. É um material bem leve, mas resistente o suficiente para dar forma à carenagem.

O coeficiente aerodinâmico foi estimado a partir de informações que estão discutidas no Apêndice H.

Segundo a referência [3], o parâmetro C_D pode ser considerado igual a 2 para a forma analisada, como mostra a Figura 7.16(a).

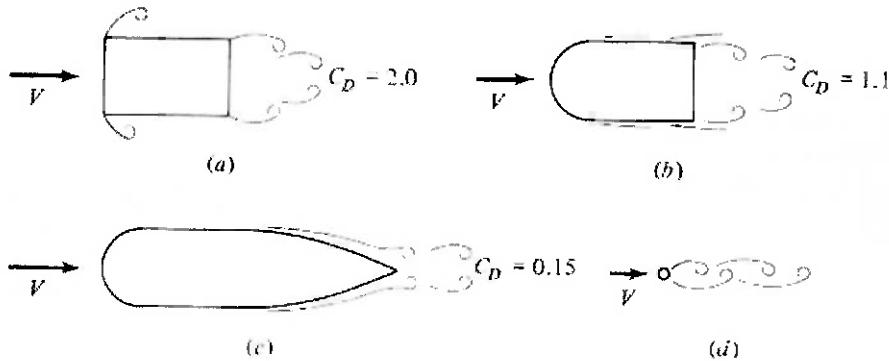


Figura 7.16 – Coeficientes de arrasto para corpos de formas geométricas diferentes em escoamentos com $Re_L > 10000$

A Figura 7.17 mostra um desenho em vista isométrica da carenagem projetada. Seu desenho técnico pode ser visto no Anexo E.

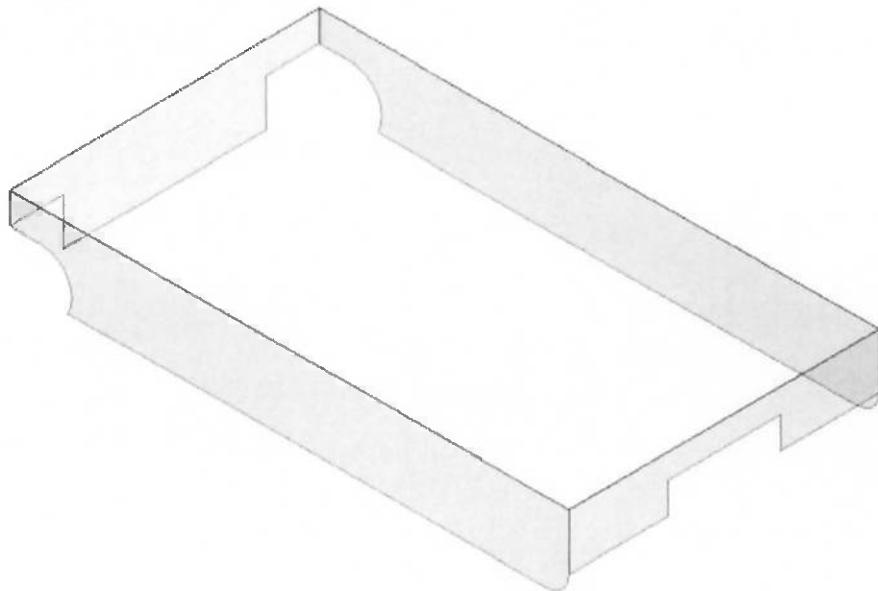


Figura 7.17 – Desenho da carenagem

7.6.1.5. Desenho do carrinho

Agora, com as peças compradas definidas, e com a placa de interface e o motor selecionados, podemos projetar um chassi que tenha as dimensões especificadas anteriormente e que se adeque a todos os requisitos de projeto. Além dele, projetou-se também o eixo utilizado no veículo. O chassis e o eixo podem ser vistos na Figura 7.18 e na Figura 7.19, respectivamente.

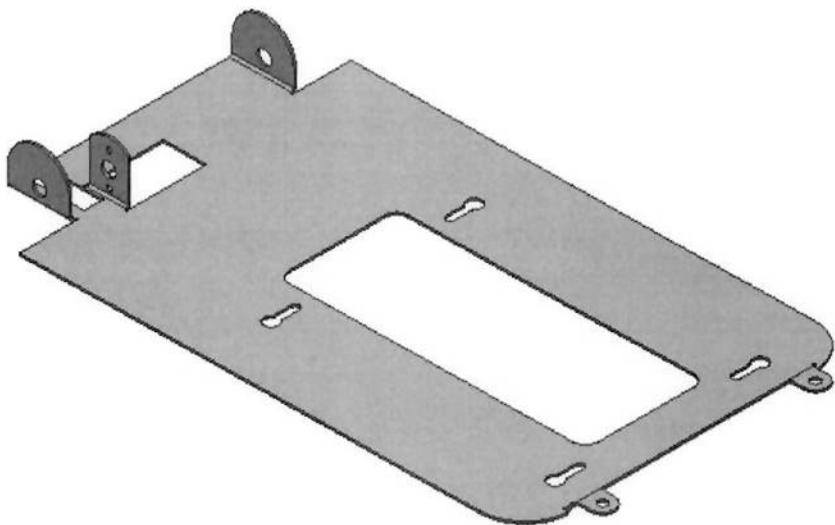


Figura 7.18 – Desenho do chassis do modelo



Figura 7.19 – Desenho do eixo projetado

O desenho em vista isométrica do carrinho pode ser visto na Figura 7.20. Os desenhos técnicos do chassi, do eixo e da carenagem podem ser vistos no Anexo E.

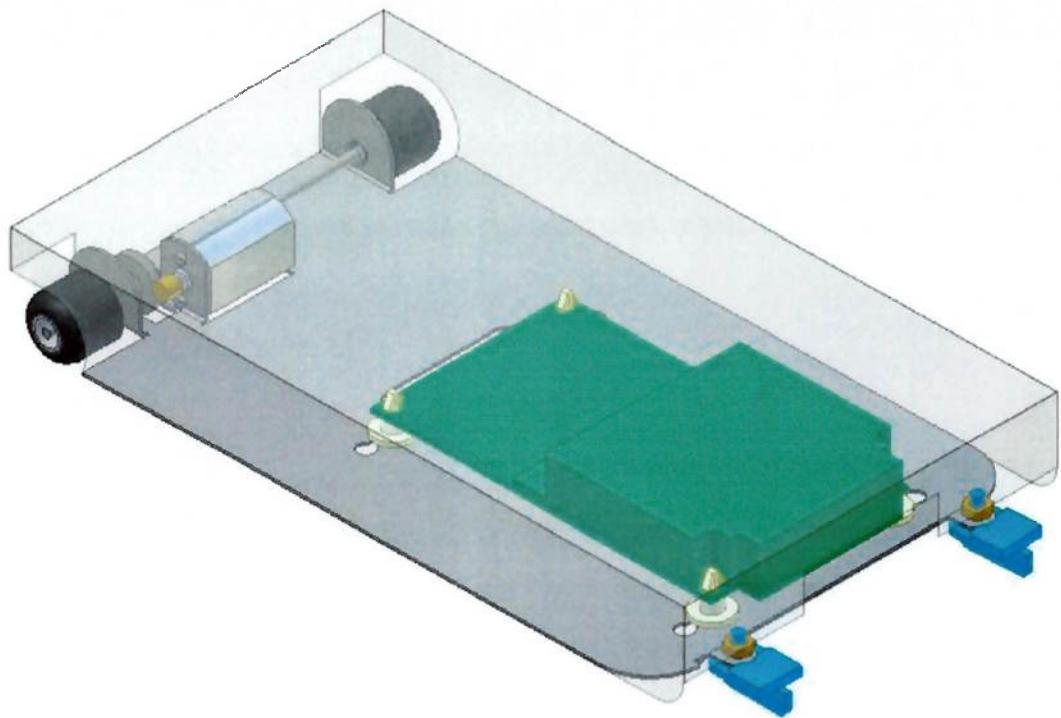


Figura 7.20 – Vista isométrica do projeto do carrinho montado

7.6.2. Simulação do controle para o modelo

Podemos, agora, simular a performance do veículo em Matlab, para uma pista reta, com o controle por alocação de pólos visto anteriormente. Os arquivos utilizados chamam-se:

A simulação que resultou nos dados mais coerentes tinha os pólos alocados em: $-9+1,5i$; $-9-1,5i$; -15 ; -16 ; -17 ; -18 e -19 . Portanto a alocação de pólos se deu da seguinte maneira, como vemos na Figura 7.21.

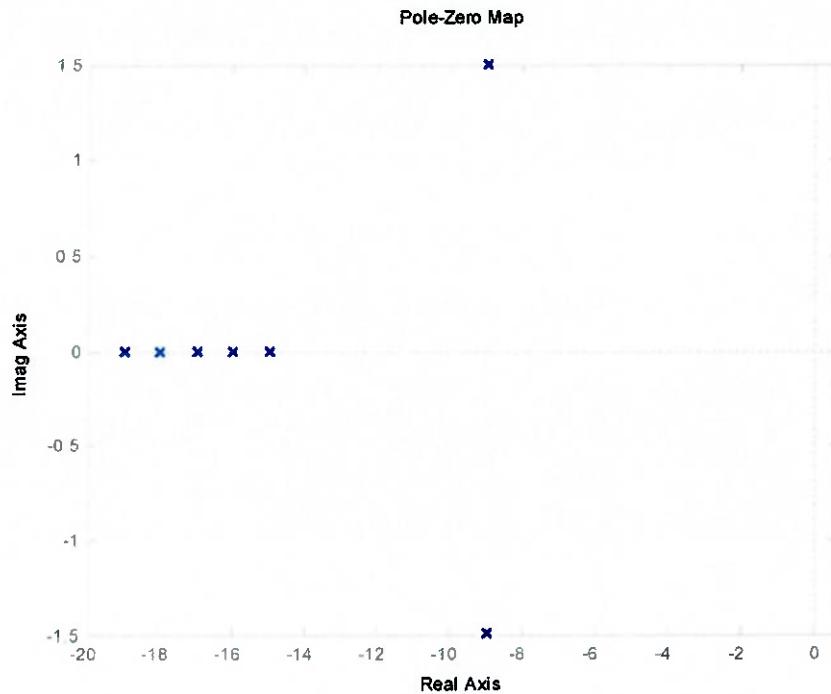


Figura 7.21 – Mapa de pólos e zeros do sistema com pólos alocados

A simulação para a entrada degrau unitário no carrinho líder e entrada zero para o carrinho seguidor pode ser vista na Figura 7.22.

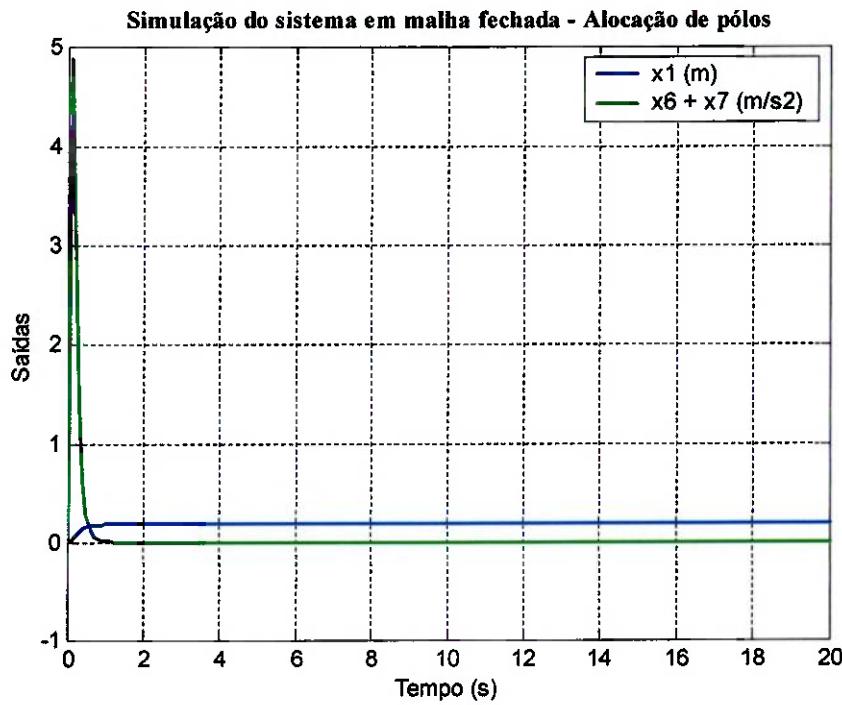


Figura 7.22 – Simulação do sistema em malha fechada do modelo

Para ver os valores da curva da distância entre os carros, aproximamos um pouco a figura anterior, como pode ser analisado na Figura 7.22.

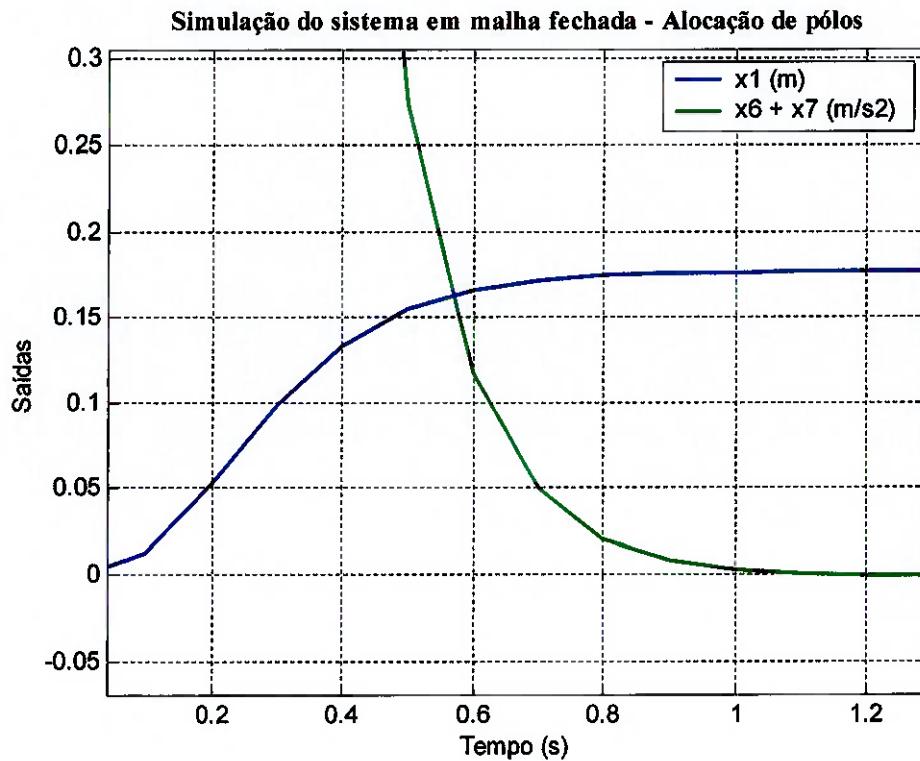


Figura 7.23 – Aproximação da Figura 7.22

A distância entre os carros se estabiliza em aproximadamente 0,8 s numa distância de 0,175 m. A distância real entre os carros ficaria 2,8 m e o tempo de estabilização seria de aproximadamente 2 s. Numa velocidade de 5,5 m/s, o modelo andaria 4,4 m até que houvesse a estabilidade.

7.7. A pista

O ideal era termos uma pista pequena para poder ser montada em qualquer ambiente. Vimos que o modelo anda até 4,4 m para que estabilize, então, nada mais óbvio que separar os transponders de 4,4 em 4,4 m.

7.7.1. Determinação do tipo da pista

A pista pode ser feita de duas maneiras: uma pista fixa sendo construída em madeira, como geralmente são feitas as pistas de autoramas de lojas especializadas e

de competição, ou pode ser montada a partir de um autorama caseiro (o autorama da marca de brinquedos Estrela, por exemplo).

A segunda alternativa é mais atraente no sentido de que ela pode ser montada e desmontada em qualquer lugar, bastando uma tomada de voltagem para fazê-la funcionar. Além disso, suas peças são facilmente intercambiáveis, tornando possível mudar o trajeto da pista, caso convier.

7.7.1.1. Autorama Estrela

Serão utilizadas peças semelhantes às mostradas na Figura 7.24 e na Figura 7.25. As retas têm um comprimento de 305 mm e as curvas tem um raio de 533 mm e inclinação de 30°. A pista tem uma largura de 178 mm.

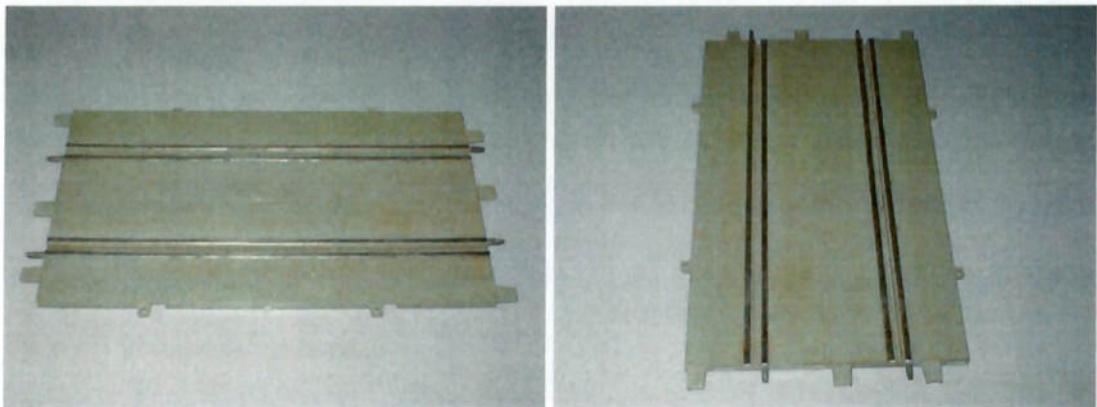


Figura 7.24 – Pista reta do autorama Estrela em ângulos diferentes

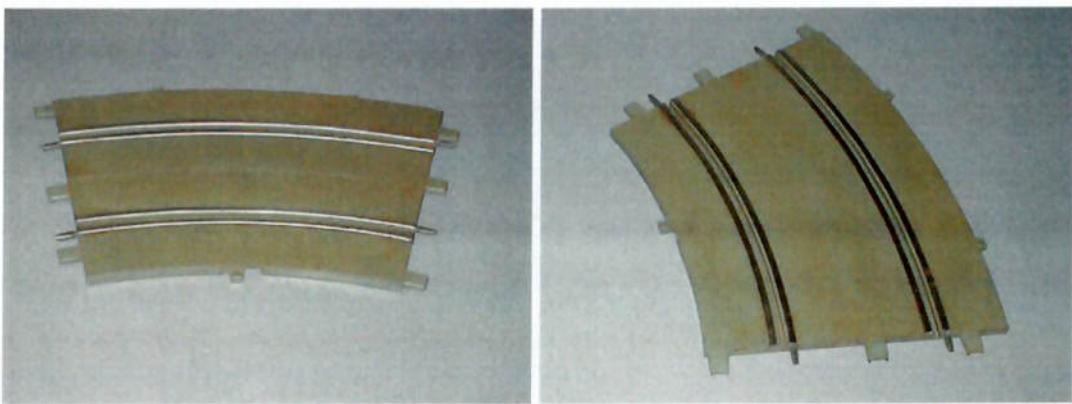


Figura 7.25 – Pista curva do autorama Estrela em ângulos diferentes

7.7.2. Determinação do formato da pista

A melhor solução, neste caso, seria fazer uma pista simples e ao testá-la, ir aprimorando aos poucos colocando mais transponders, mais curvas, etc. Então, o mais simples possível seria testar uma pista com quatro transponders, o que já a deixaria grande, e, depois de construir um protótipo, testar sua funcionalidade, e fazer ajustes por tentativa e erro.

Uma idéia de pista inicial será dada aqui: uma pista quadrada, com os cantos arredondados, assim os transponders ficariam em posições estratégicas e de modo simétrico entre eles. No próximo item veremos um *lay-out* da pista proposta.

7.7.3. Determinação do tamanho da pista

A curva apresentada na Figura 7.25 tem um ângulo de 30° e o raio da curva (do centro até a borda externa da pista) é de 533 mm. A pista tem 178 mm de largura, então da borda até o meio temos 89 mm. Portanto, o raio da curva até o meio da pista é de $533 - 69 = 464$ mm. O perímetro de um círculo de raio 464 mm é o comprimento das curvas que será:

$$C_c = 2 \cdot \pi \cdot r = 2 \cdot \pi \cdot 464 \approx 2915 \text{ mm} \quad (7.14)$$

Seria preciso um total de 12 peças curvas para que um círculo completo fosse dado. Para uma pista com 4 transponders, o comprimento total da pista ficaria:

$$C_t = 4 \times 4,4 = 17,6 \text{ m} \quad (7.15)$$

Considerando que o comprimento de uma parte reta é 305 mm por peça e que o comprimento da parte curva de toda a pista foi determinado, podemos calcular o comprimento da parte reta:

$$C_r = 17600 - 2915 = 14685 \text{ mm} \quad (7.16)$$

Portanto, o número de peças retas é:

$$n_r = \frac{14685}{305} \approx 48 \text{ peças} \quad (7.17)$$

Para fazer o quadrado podemos dividir a pista em 4 pedaços com 12 peças retas e 3 peças curvas, como mostrado na Figura 7.26:

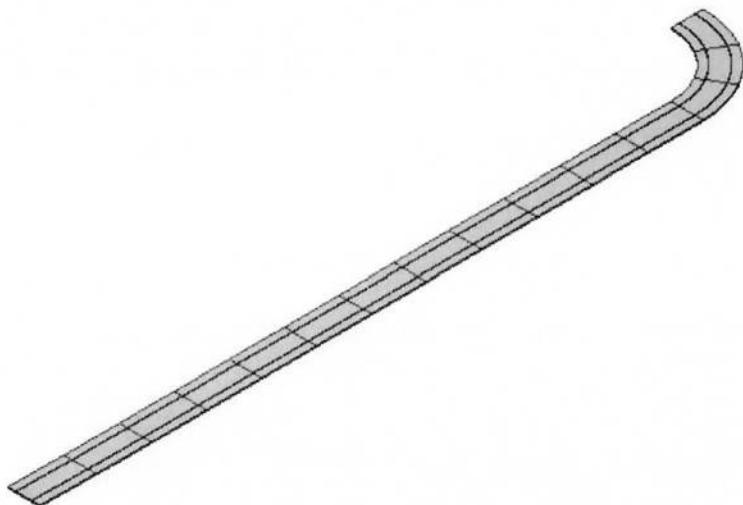


Figura 7.26 – Desenho de um quarto da pista

A pista inteira é mostrada na Figura 7.27, bem como uma sugestão da localização dos *smart card*: no começo de cada curva.

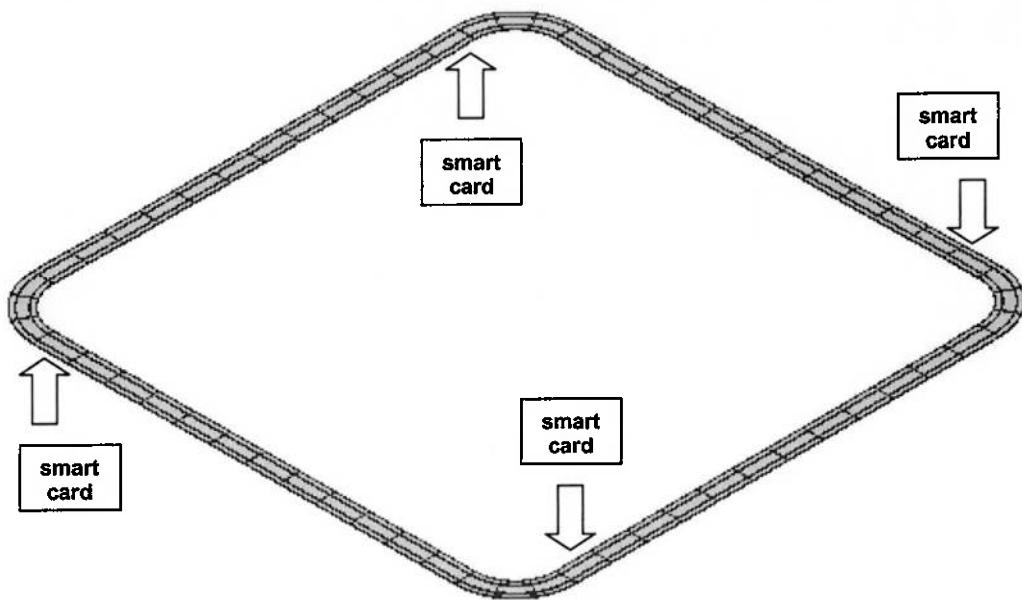


Figura 7.27 – Vista isométrica da pista inteira

8. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo, que era o de projetar uma bancada de teste para implementar a arquitetura de navegação de veículos por sinalização passiva, foi alcançado. Todos os pormenores do projeto foram tratados.

Primeiramente, houve a necessidade de situar os objetivos do programa de ITS, bem como seu estado da arte no mundo. Depois foi apresentada a idéia do projeto ASPER, idealizada por Rigo [17].

A partir daí foi feita uma modelagem do sistema considerando dados reais para um estudo preliminar do controle. Foram analisados os métodos de alocação de pólos, controlador linear quadrático e método de rejeição de perturbações para a inclinação da pista. Houve grande dificuldade em compatibilizar os dados para que os dados saíssem coerentes na rejeição de perturbações. No mais as respostas das simulações realizadas foram adequadas e atenderam o que era esperado.

Para o projeto do teste conceito que implementasse essa arquitetura, houve uma divisão das partes: os sensores a serem utilizados, a função do computador no sistema, o projeto do veículo em escala e a pista. Foi, então, definido que se utilizaria um autorama modificado para o teste conceito. Assim, com base nessa abordagem, todas as subdivisões foram tratadas com o cuidado necessário.

Acredito que um grande passo foi dado no sentido de aprimorar a idéia de Rigo [17] e torná-la, cada vez mais, uma realidade. Este projeto, agora, possibilita que a arquitetura ASPER seja montada em laboratório e testada com maior afinco.

9. BIBLIOGRAFIA

- [1] ALMEIDA, R. Z. H.; CORRÊA, F. R.; ISHIKAWA, M.; OLIVEIRA, M. V. G.; UEHARA, G. T.; VALDUJO, C. H. **Controle Simplificado de Veículo para Rodovia Automatizada**. 2001. 58p. Trabalho de PMC-450 (introdução à Teoria de Controle I) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo.
- [2] ALMEIDA, R. Z. H.; CORRÊA, F. R.; OLIVEIRA, M. V. G.; PORTELLA, C. M. M.; UEHARA, G. T.; VALDUJO, C. H. **Modelagem simplificada de veículo para rodovia automatizada (revisado)**. 2000. 32p. Trabalho de PMC-327 (Modelagem e Análise de Sistemas Dinâmicos) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo.
- [3] DEPARTAMENTO DE ENERGIA DA FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA DA UNICAMP. EM-847: Laboratório de Calor e Fluidos. Determinação do Arrasto total num perfil aerodinâmico. Disponível em: <<http://www.fem.unicamp.br/~em712/arrasto.doc>>. Acesso em 21/11/02.
- [4] DUNCAN, W. J. **Physical Similarity and Dimensional Analysis: An Elementary Treatise**. 1^a ed. Londres. Edward Arnold & Co, 1953. 156 p.
- [5] FERRARI WORLD. Apresenta a ficha técnica do automóvel modelo 575M Maranello. Disponível em: <http://www.ferrari.com/cgi-bin/fworld.dll/ferrariworld/scripts/gt/production/cars_oggi_specs.jsp?car=575M_MARANELLO&title=ENGINE>. Acesso em 19/04/02.
- [6] FIAT AUTOMÓVEIS S.A. Apresenta a ficha técnica do automóvel modelo Palio Young. Disponível em: <http://www.fiat.com.br/showroom/modelos/young/ficha/meio_ficha.html>. Acesso em 19/04/02.
- [7] FLEURY, A. T. **Introdução à teoria de controle**. Notas de aula do curso PMC 450 – Introdução à teoria de controle I. Departamento de Engenharia Mecânica. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. 172 p.
- [8] GUIDORIZZI, H. L. **Um curso de Cálculo**. 3^a ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1997. v.1. 585p.
- [9] HOW STUFF WORKS. Entendendo o CD. Disponível em: <<http://www.howstuffworks.com/cd1.htm>>. Acesso em 26/04/02.

- [10] IGARASHI MOTORS. Catálogos de motores elétricos. Disponível em: <<http://www.igusa.com>>. Acesso em 20/11/02.
- [11] ITS – FREQUENTLY ASKED QUESTIONS. Disponível em: <<http://www.its.dot.gov/faqs.htm>>. Acesso em 02/07/02.
- [12] MIFARE – SERIAL READER MFRD260 SHORT RANGE. Data sheet da placa leitora de transponders. Disponível em: <<http://www.semiconductors.philips.com>>. Acesso em 25/10/02.
- [13] MISCHKE, C. R.; SHIGLEY, J. E. **Mechanical Engineering Design**. 5^a ed. Singapore. McGraw-Hill International Editions, 1989. 779 p.
- [14] OBJETIVO. Física e Matemática. Disponível em: <<http://www.curso-objetivo.br/vestibular/pucsp/FIS-MAT.PDF>>. Acesso em 21/11/02.
- [15] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3^a ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1998. 813p.
- [16] PITTMAN MOTORS. Catálogos de motores elétricos. Disponível em: <<http://www.pittmannet.com>>. Acesso em 21/10/02.
- [17] RIGO, A. L. **Naveabilidade de veículos sobre uma arquitetura de sinalização passiva**. 2000, 112p. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos. São Paulo.
- [18] Serviço de Bibliotecas da EPUSP. **Diretrizes para a apresentação de dissertações e teses**. 2001, 39p. 2^a ed. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. São Paulo.
- [19] SHEIKHOLESLAM, S.; DESOER, C. A. **A System Level Study of the Longitudinal Control of a Platoon of Vehicles**. Transactions of the ASME – Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 114, p.286-292. June 1992.
- [20] SHLADOVER, S. E. **Longitudinal Control of Automated Guideway Transit Vehicles Within Platoons**. Transactions of the ASME – Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 100, p.302-310. December 1978.
- [21] SKOGLUND, V. J. **Similitude: Theory and Applications**. Scranton, Pennsylvania. International Textbook Company, 1967. 320 p.

ANEXO A – LISTAGENS DOS ARQUIVOS DE MATLAB

Arquivo malha_aberta.m

```

function [sistema] = malha_aberta()

% Dados
g = 9.815;
tauL = 0.25;
tauI = 0.20;
mL = 1464;
mi = 916;
KdL = 0.49;
Kdi = 0.44;
vLeq = 33;
vieq = 33;
aLeq = 0.15*g;
aieq = 0.15*g;

% Matrizes de Estado

A = zeros(7);
B = zeros(7,2);
C = zeros(5,7);
D = zeros(5,2);
F = zeros(7,2);

A(1,4) = 1;
A(1,5) = -1;
A(2,2) = -(1/tauL);
A(3,3) = -(1/tauI);
A(4,2) = 1/mL;
A(4,4) = -((2*KdL*vLeq)/mL);
A(5,3) = 1/mL;
A(5,5) = -((2*Kdi*vieq)/mi);
A(6,4) = -((2*KdL*vLeq)/(mL*tauL)+(2*KdL*aLeq)/mL);
A(6,6) = -((1/tauL)+(2*KdL*vLeq)/mL);
A(7,5) = -((2*Kdi*vieq)/(mi*tauI)+(2*Kdi*aieq)/mi);
A(7,7) = -((1/tauI)+(2*Kdi*vieq)/mi);

B(2,1) = 1/tauL;
B(3,2) = 1/tauI;
B(6,1) = 1/(mL*tauL);
B(7,2) = 1/(mi*tauI);

C(1,1) = 1;
C(2,4) = 1;
C(3,5) = 1;
C(4,6) = 1;
C(5,7) = 1;

F(4,1) = -g;
F(5,2) = -g;
F(6,1) = -g/tauL;

```

```
F(7,2) = -g/taui;
```

```
sistema = ss(A,B,C,D);
```

Arquivo conteobs.m

```
function [] = conteobs()

% recuperando o sistema
sys = malha_aberta;
[A,B,C,D] = ssdata(sys);

% Controlabilidade e Observabilidade
Co = ctrb(A,B);
rankCo = rank(Co)

Ob = obsv(A,C);
rankOb = rank(Ob)
```

Arquivo rl_malha_aberta.m

```
function [] = rl_malha_aberta()

% recuperando o sistema
sist_ma = malha_aberta;
[A,B,C,D] = ssdata(sist_ma);

% achando os pólos do sistema
[p,z]=pzmap(sist_ma);
pzmap(sist_ma);
figure(1);
title('Mapa de Pólos e Zeros','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
p

% simulação para entradas constantes mas diferentes
t = [0:1:20];
u = ones(201,2);
for i = 1:201
    u(i,1) = 2;
end
[Y,T] = lsim(sist_ma,u,t);
figure(2);
plot(T,Y,'LineWidth',1.5);
grid on;
title('Simulação do sistema em malha aberta para entradas constantes
diferentes','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Saídas');
legend('x1 (m)','x4 (m/s)','x5 (m/s)','x6 (m/s2)','x7 (m/s2)',2);
```

Arquivo mf_alocpolos.m

```
function [sist_mf_ap] = mf_alocpolos()
```

```

% recuperando o sistema
sist_ma = malha_aberta;
[A,B,C,D] = ssdata(sist_ma);

% alocando os pólos
polos = [-0.765+1.05*i -0.765-1.05*i -4 -4.25 -4.5 -4.75 -5];
K = place(A,B,polos)

Aap = (A-(B*K));
Bap = B;
Bap(3,2)=0;
Bap(7,2)=0;

sist_mf_ap = ss(Aap,Bap,C,D);

% mostrando os pólos do sistema
pzmap(sist_mf_ap);
figure(1);
title('Mapa de Pólos e Zeros - Alocação de Pólos','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');

```

Arquivo simulacao1.m

```

function [] = simulacao1()

% recuperando o sistema
sist_ap = mf_aalopolos;

% simulação para entradas constantes mas diferentes
t = [0:1:20];
u = zeros(201,2);
for i = 1:201
    u(i,1) = 1;
end
figure(1);
[Y,T] = lsim(sist_ap,u,t,[0 0 0 0 0 0 0]);
plot(T,Y,'LineWidth',1.5);
grid on;
title('Simulação do sistema em malha fechada - Alocação de pólos','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Saídas');
legend('x1 (m)', 'x4 (m/s)', 'x5 (m/s)', 'x6 (m/s2)', 'x7 (m/s2)');

```

Arquivo mf_lq.m

```

function [sist_mf_lq] = mf_lq()

% recuperando o sistema
sist_ma = malha_aberta;
[A,B,C,D] = ssdata(sist_ma);

% obtenção do ganho por LQ
Q = zeros(7);
R = zeros(2);

```

```

Q(1,1) = 1000000;
Q(2,2) = 1;
Q(3,3) = 1;
Q(4,4) = 1;
Q(5,5) = 5000000;
Q(6,6) = 1;
Q(7,7) = 1;
R(1,1) = 1;
R(2,2) = 1;

K = lqr(A,B,Q,R);

Alq = (A-(B*K));
Blq = B;
Blq(3,2)=0;
Blq(7,2)=0;

sist_mf_lq = ss(Alq,Blq,C,D);

% mostrando os pólos do sistema
figure(1);
pzmap(sist_mf_lq);
title('Mapa de Pólos e Zeros - LQ','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');

```

Arquivo simulacao2.m

```

function [] = simulacao2()

% recuperando o sistema
sist_lq = mf_lq;

% simulação para entradas constantes mas diferentes
t = [0:1:20];
u = zeros(201,2);
for i = 1:201
    u(i,1) = 1;
end
figure(1);
[Y,T] = lsim(sist_lq,u,t,[0 0 0 0 0 0]);
plot(T,Y,'LineWidth',1.5);
grid on;
title('Simulação do sistema em malha fechada - LQ','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Saídas');
legend('x1 (m)', 'x4 (m/s)', 'x5 (m/s)', 'x6 (m/s2)', 'x7 (m/s2)');

```

Arquivo conteobs2.m

```

function [] = conteobs2()

sys = malha_aberta;
[A,B,C,D] = ssdata(sys);

% Controlabilidade e Observabilidade
Co = ctrb(A,B);

```

```

rankCo = rank(Co)

% modificando o numero de saidas

C = zeros(2,7); % modificação da dimensão de C
D = zeros(2,2); % modificação da dimensão de D

% Definição dos parâmetros de C
C(1,1) = 1;
C(1,2) = 0;
C(1,3) = 0;
C(1,4) = 0;
C(1,5) = 0;
C(1,6) = 0;
C(1,7) = 0;

C(2,1) = 0;
C(2,2) = 0;
C(2,3) = 0;
C(2,4) = 0;
C(2,5) = 0;
C(2,6) = 1;
C(2,7) = 1;

Ob = obsv(A,C);
rankOb = rank(Ob)

```

Arquivo malha_aberta_rp.m

```

function [sistema] = malha_aberta_rp()

% Dados
g = 9.815;
tauL = 0.25;
tauI = 0.20;
mL = 1464;
mi = 916;
KdL = 0.49;
Kdi = 0.44;
vLeq = 33;
vieq = 33;
aLeq = 0.15*g;
aieq = 0.15*g;

% Matrizes de Estado

A = zeros(7);
B = zeros(7,2);
C = zeros(2,7);
D = zeros(2,2);
F = zeros(7,2);

A(1,4) = 1;
A(1,5) = -1;
A(2,2) = -(1/tauL);
A(3,3) = -(1/tauI);
A(4,2) = 1/mL;

```

```

A(4,4) = -((2*KdL*vLeq)/mL);
A(5,3) = 1/mL;
A(5,5) = -((2*Kdi*vieq)/mi);
A(6,4) = -((2*KdL*vLeq)/(mL*tauL)+(2*KdL*aLeq)/mL);
A(6,6) = -((1/tauL)+(2*KdL*vLeq)/mL);
A(7,5) = -((2*Kdi*vieq)/(mi*tauI)+(2*Kdi*aieq)/mi);
A(7,7) = -((1/tauI)+(2*Kdi*vieq)/mi);

```

```

B(2,1) = 1/tauL;
B(3,2) = 1/tauI;
B(6,1) = 1/(mL*tauL);
B(7,2) = 1/(mi*tauI);

```

```

C(1,1) = 1;
C(2,6) = 1;
C(2,7) = 1;

```

```

F(4,1) = -g;
F(5,2) = -g;
F(6,1) = -g/tauL;
F(7,2) = -g/tauI;

```

```
sistema = ss(A,B,C,D);
```

Arquivo mf_alocpolos_rp.m

```

function [sist_mf_ap] = mf_alocpolos_rp()

% recuperando o sistema
sist_ma = malha_aberta_rp;
[A,B,C,D] = ssdata(sist_ma);

% alocando os pólos
polos = [-0.765+1.05*i -0.765-1.05*i -4 -4.25 -4.5 -4.75 -5];
K = place(A,B,polos)

Aap = (A-(B*K));
Bap = B;
Bap(3,2)=0;
Bap(7,2)=0;

sist_mf_ap = ss(Aap,Bap,C,D);

% mostrando os pólos do sistema
pzmap(sist_mf_ap);
figure(1);
title('Mapa de Pólos e Zeros - Alocação de Pólos','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');

```

Arquivo simulacao1_rp.m

```

function [] = simulacao1_rp()

% recuperando o sistema
sist_ap = mf_alocpolos_rp;

```

```
% simulação para entradas constantes mas diferentes
t = [0:1:20];
u = zeros(201,2);
for i = 1:201
    u(i,1) = 1;
end
figure(1);
[Y,T] = lsim(sist_ap,u,t,[0 0 0 0 0 0]);
plot(T,Y,'LineWidth',1.5);
grid on;
title('Simulação do sistema em malha fechada - Alocação de
pólos','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Saídas');
legend('x1 (m)', 'x6 + x7 (m/s2)');
```

Arquivo rejpert2.m

```
function [sist_mf_rp] = mf_rejpert2()

% Dados
g = 9.815;
tauL = 0.25;
tauI = 0.20;

% recuperando o sistema
sist_ma = malha_aberta_rp;
[A,B,C,D] = ssdata(sist_ma);

% alocando os pólos
polos = [-0.765+1.05*i -0.765-1.05*i -4 -4.25 -4.5 -4.75 -5];
K = place(A,B,polos);

% calculando o ganho de rejeição
F = zeros(7,2);
F(4,1) = -g;
F(5,2) = -g;
F(6,1) = -g/tauL;
F(7,2) = -g/tauI;

E = A;
E(:,8) = F(:,1);
E(:,9) = F(:,2);

inv1 = C*inv(A-B*K);
inv2 = inv(inv1*B);

Kp = (inv2)*(inv1)*E;

clear inv1;
clear inv2;

% aplicando o ganho ao sistema
A rp = A - B*K;
C rp = C;
B rp = E - B*Kp;
D rp = zeros(2,9);
```

```
sist_mf_rp = ss(Arp,Brp,Crp,Drp);
```

Arquivo simulacao5.m

```
function [] = simulacao5()

% recuperando o sistema
sist_rp = mf_rejpert2;

u = zeros(201,9);
u(:,2) = 10000;

% Simulacao de subida.
% A inclinacao da pista aumenta gradativamente seguindo uma senoide que varia de zero a
0,3 rad ou 17,2 graus.

t = [0:1:20];

var = linspace(-pi/2,pi/2,41);

u(11:51,8) = (.15*sin(transp(var))+.15);
u(52:92,8) = .3;
u(93:133,8) = .3 - (.15*sin(transp(var))+.15);
u(134:201,8) = 0;

u(11,9)= 0;
u(12:52,9)=u(11:51,8);
u(53:93,9)=.3;
u(94:134,9) = u(93:133,8);
u(135:201,9) = 0;

figure(1);
plot(t,u(:,8),'LineWidth',1.5);
title('Perturbação imposta ao sistema','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Inclinação (rad)');

figure(2);
[Y,T]=lsim(sist_rp,u,t);
plot(T,Y,'LineWidth',1.5);
grid on;
title('Simulação do sistema de rejeição de perturbações','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Saídas');
legend('x1 (m)', 'x6 + x7 (m/s2)');

% constroi perfil aproximado da pista
veq = 33;

variacao=length(t)-1;
vertical(1)=0;
horizontal(1)=0;
deltah=veq*0.1;
```

```

for i=1:variacao,
    horizontal(i+1)=horizontal(i)+deltah;
    vertical(i+1)=vertical(i)+u(i,8)*deltah;
end

figure(3);
plot(horizontal,vertical,'LineWidth',1.5);
grid on;
title('Perfil Aproximado da Pista','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('(m)','FontName','Times New Roman');
ylabel('(m)','FontName','Times New Roman');

clear variacao;
clear horizontal;
clear vertical;
clear delthah;

```

Arquivo malha_aberta_modelo.m

```

function [sistema] = malha_aberta_modelo()

% Dados
g = 9.815;
tauL = 0.025;
tauI = 0.025;
mL = 0.356;
mi = 0.356;
KdL = 0.0057;
Kdi = 0.0057;
vLeq = 5.5;
vieq = 5.5;
aLeq = 0.15*g;
aieq = 0.15*g;

% Matrizes de Estado

A = zeros(7);
B = zeros(7,2);
C = zeros(2,7);
D = zeros(2,2);
F = zeros(7,2);

A(1,4) = 1;
A(1,5) = -1;
A(2,2) = -(1/tauL);
A(3,3) = -(1/tauI);
A(4,2) = 1/mL;
A(4,4) = -((2*KdL*vLeq)/mL);
A(5,3) = 1/mL;
A(5,5) = -((2*Kdi*vieq)/mi);
A(6,4) = -((2*KdL*vLeq)/(mL*tauL)+(2*KdL*aLeq)/mL);
A(6,6) = -((1/tauL)+(2*KdL*vLeq)/mL);
A(7,5) = -((2*Kdi*vieq)/(mi*tauI)+(2*Kdi*aieq)/mi);
A(7,7) = -((1/tauI)+(2*Kdi*vieq)/mi);

B(2,1) = 1/tauL;

```

```

B(3,2) = 1/taui;
B(6,1) = 1/(mL*tauL);
B(7,2) = 1/(mi*taui);

C(1,1) = 1;
C(2,6) = 1;
C(2,7) = 1;

F(4,1) = -g;
F(5,2) = -g;
F(6,1) = -g/tauL;
F(7,2) = -g/taui;

sistema = ss(A,B,C,D);

% mostrando os pólos do sistema
pzmap(sistema);
figure(1);
title('Mapa de Pólos e Zeros - Alocação de Pólos - '
      'Modelo','FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');

```

Arquivo mf_alocpolos_modelo.m

```

function [sist_mf_ap] = mf_alocpolos_modelo()

% recuperando o sistema
sist_ma = malha_aberta_modelo;
[A,B,C,D] = ssdata(sist_ma);

% alocando os pólos
polos = [(-9+1.5*i) (-9-1.5*i) -15 -16 -17 -18 -19];
K = place(A,B,polos)

Aap = (A-(B*K));
Bap = B;
Bap(3,2)=0;
Bap(7,2)=0;

sist_mf_ap = ss(Aap,Bap,C,D);

% mostrando os pólos do sistema
pzmap(sist_mf_ap);
figure(1);
title('Mapa de Pólos e Zeros - Alocação de Pólos','FontWeight','bold','FontName','Times New
      Roman');

```

Arquivo simulacao1_modelo.m

```

function [] = simulacao1_modelo()

% recuperando o sistema
sist_ap = mf_alocpolos_modelo;

% simulação para entradas constantes
t = [0:1:20];
u = zeros(201,2);

```

```
for i = 1:201
    u(i,1) = 1;
end

figure(1);
[Y,T] = lsim(sist_ap,u,t,[0 0 0 0 0 0]);
plot(T,Y,'LineWidth',1.5);
grid on;
title('Simulação do sistema em malha fechada - Alocação de
pólos','FontSize',14,'FontWeight','bold','FontName','Times New Roman');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Saídas');
legend('x1 (m)','x6 + x7 (m/s2)');
```

ANEXO B

**ESPECIFICAÇÕES DA PLACA DE LEITURA E GRAVAÇÃO DE
TRANSPONDERS**

MIFARE SERIAL READER

MFRD260

DATA SHEET

mifare[®]

Serial Reader MFRD260
Short Range

Product Specification
Revision 1.3

June 1997

Philips
Semiconductors



PHILIPS

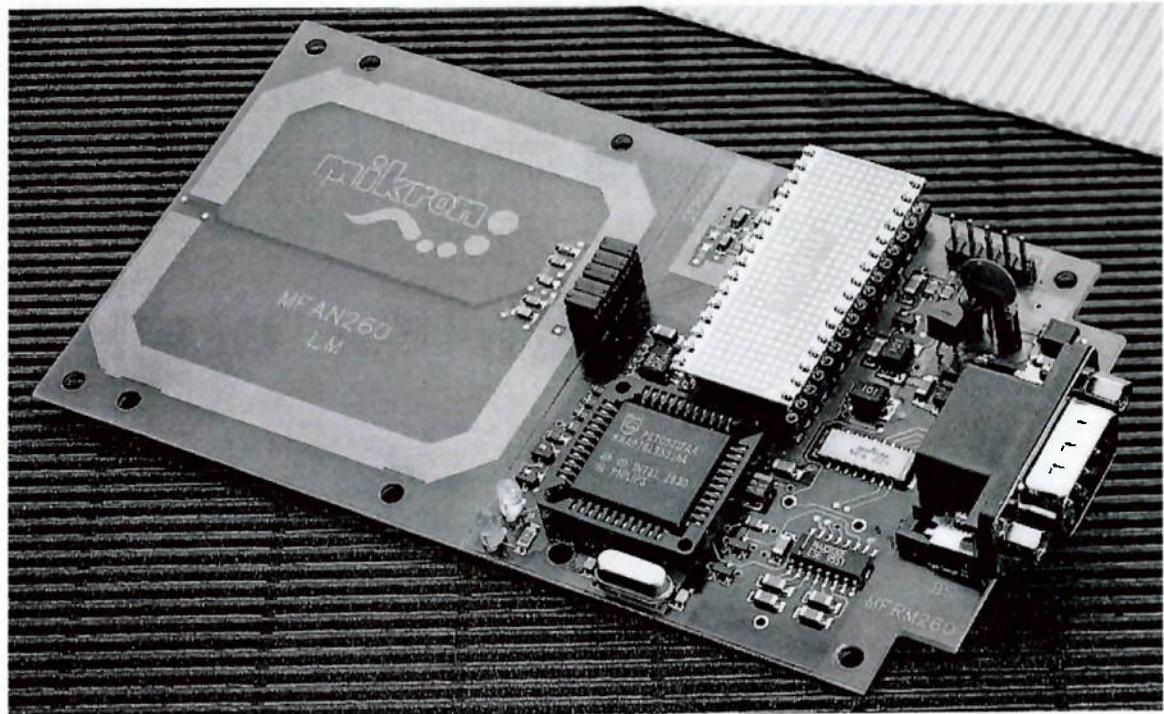
Contents

1 Scope	3
1.1 The MIFARE® Serial Reader (Short Range) MF RD260.....	3
1.2 Definition of Terms.....	4
2 General Description	5
2.1 Main Features of the MF RD260.....	5
3 System Design	7
3.1 Block Diagram.....	7
3.2 Interface Definition	8
3.2.1 Layout of MF RD260	8
3.2.2 Operating Power Interface	8
3.2.3 Communication Interface	9
3.2.4 Pinning of Connectors.....	9
3.2.5 Battery connection / Backup Battery	10
3.2.6 Diagnose LEDs	10
3.2.7 MIFARE® Contactless Smart Card Interface	11
3.3 Mechanical and Environmental Specification	13
3.3.1 Dimensions of the MF RD260	13
3.3.2 Operating Temperature Range and Humidity	14
3.3.3 Electromagnetic Compatibility.....	14
3.3.4 Shock and Vibration Immunity.....	14
4 Firmware-Functions	15

1 Scope

This document describes the features and specifications of the MIFARE® Serial Reader (Short Range).

1.1 The MIFARE® Serial Reader (Short Range) MF RD260



1.2 Definition of Terms

- **μC** Microcontroller
- **ASIC** Application Specific Integrated Circuit
- **BCC** Block Check Character
- **CRC** Cyclic Redundancy Check
- **CSC** Contactless Smart Card
- **EMC** Electromagnetic Compatibility
- **LED** Light Emitting Diode
- **LL-Function** Low-Level Function
- **MF CM200** MIFARE® Micro Module; former name MMM
- **MF RD560** MIFARE® Serial Reader (Proximity); former name MSR-P
- **MF RD260** MIFARE® Serial Reader (Short Range)
- **PC** Personal Computer
- **PCB** Printed Circuit Board
- **RAM** Random Access Memory
- **RF** Radio Frequency
- **S50** MIFARE® 1 Standard Contactless Smart Card
- **SMD** Surface Mounted Device
- **VLSI** Very Large Scale Integration
- **WOM** Write Only Memory

2 General Description

The MIFARE® Serial Reader (Short Range) is a compact read/write device based on the MF CM200. It runs best and is fully qualified with Philips MIFARE® 1 S50 card ICs. It includes a PCB-antenna and offers a RS232 serial communication interfaces to a host PC.

The MF RD260 consists mainly of the MIFARE® Micro Module MF CM200, a microcontroller and a serial interface mounted on a PCB. Additionally the antenna for the communication with the MIFARE® 1 card is designed on this PCB.

The MF CM200 includes a RF-unit and a VLSI MIFARE® Reader ASIC. The RF-unit communicates with the antenna on the RF-side and with the MIFARE® Reader ASIC on the digital side. It performs all basic analogue functions in order to access the MIFARE® 1 cards. These functions include modulation and demodulation and RF-signal generation. The MF CM200 provides a parallel digital interface for the µC.

The µC converts the parallel bus of the MF CM200 to a serial protocol.

The MF RD260 supports low level functions in order to access MIFARE® 1 cards including security management functions and anticollision. It communicates via a serial protocol with a host computer (for example a PC or a µC).

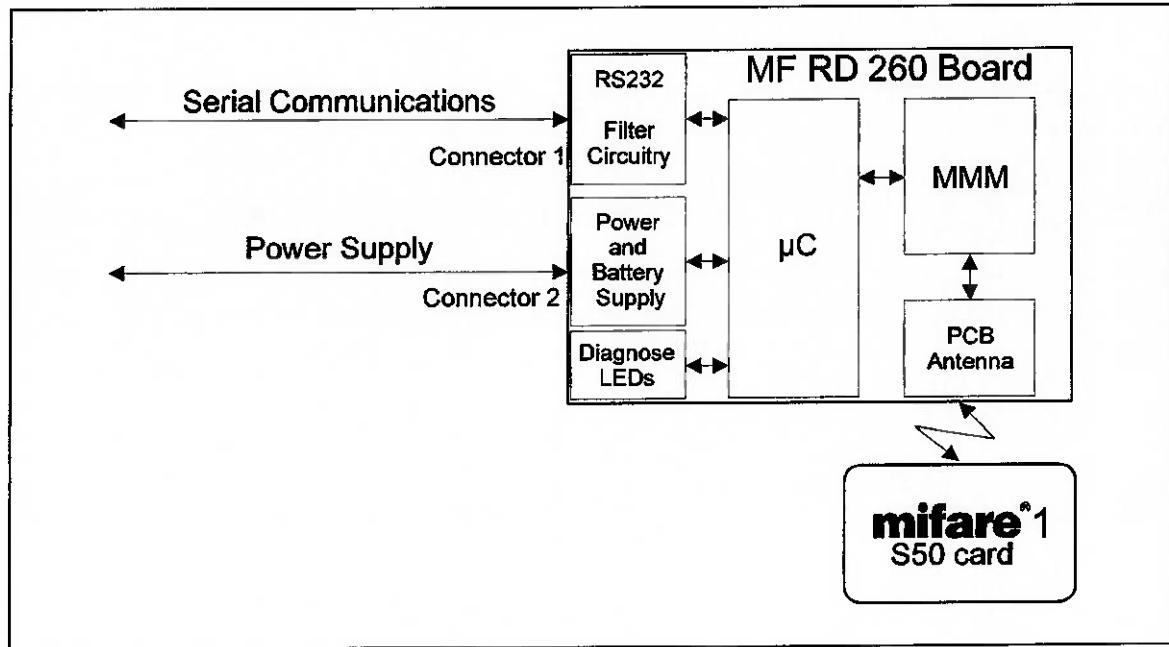
2.1 Main Features of the MF RD260

- Operating frequency 13.56 MHz
- Standard ESD-protected RS232 serial interface
- Accessible via serial protocol (9600 to 115200 baud, automatically detected)
- 100% software compatible to MF RD560 with RS232.
- Unique serial number of each MF RD260 (readable per software)
- User software implementation possible
- Typical operating distance of 25 mm to MIFARE® 1 cards
- Single power supply (6-8V)
- Voltage regulator on board for unstabilized power supply
- Integrated passive antenna
- Detachable antenna part for space optimized construction
- 106 kbaud data communication rate between MF RD260 and MIFARE® 1 cards
- Data encryption and authentication between MF RD260 and MIFARE® 1 cards
- Authentication key memory (write-only RAM)
for 3 sets of keys (Key A/Key B) for each of the sixteen sectors of a MIFARE® 1 S50 card
- Anticollision
- Error detection for communication between MF RD260 and MIFARE® 1 cards
(CRC, parity check)

- Error detection for communication between host and MF RD260 (BCC or CRC16, selectable per software)
- Power-on reset and watch dog
- Two diagnose LEDs
- CE and postal approval without metal shielding

3 System Design

3.1 Block Diagram



The MF RD260 provides an interface between host computers and MIFARE® 1 cards. It is powered from a 6-8V single power supply.

The connection to the host computer is a standard RS232 with a DB9 connector and a filtered serial interface.

The μC translates the serial protocol to the parallel interface of the MF CM200.

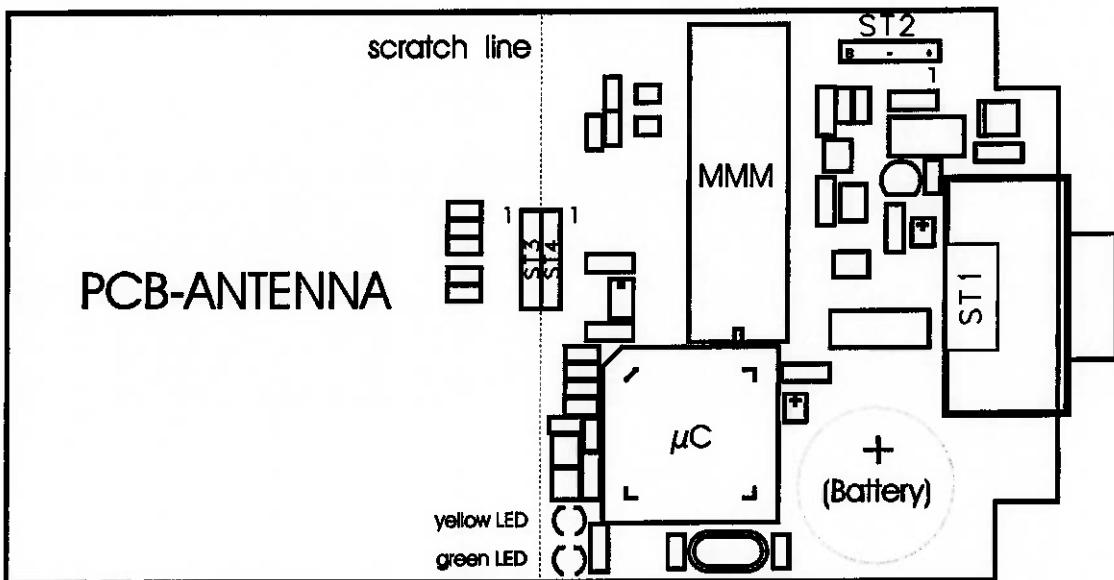
The MF CM200 includes a MIFARE® Reader ASIC and the RF-part with an operating frequency of 13.56 MHz.

The communication with the MIFARE® 1 S50 card is done via an integrated passive antenna (on the PCB). This antenna part includes a matching circuit for the connection to the RF part of the MF CM200. It is detachable to offer more flexibility for applications.

Diagnose LEDs provide easy status monitoring.

3.2 Interface Definition

3.2.1 Layout of MF RD260

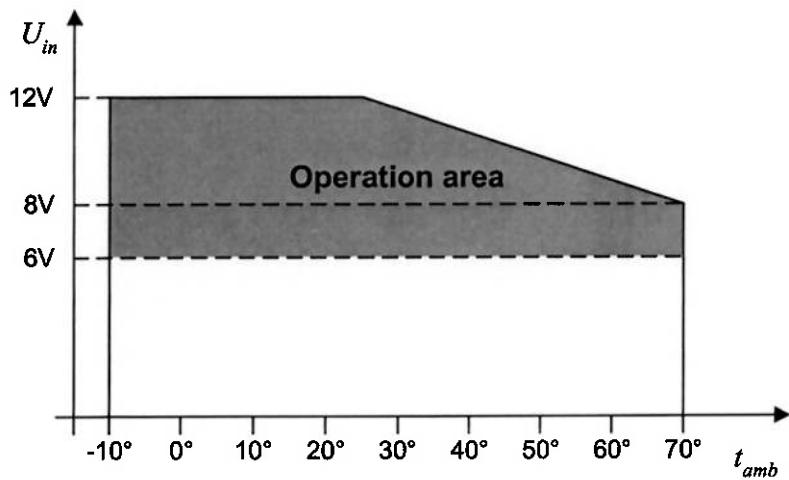


3.2.2 Operating Power Interface

The MF RD260 is operated from a single power supply with the following specifications:

Supply voltage:	6-8V DC
Power supply ripple:	< 50 mV 100kHz to 30MHz
Power consumption in operation:	≤ 90 mA (typ. 70 mA)

The upper limit for the supply voltage is given by the maximum power dissipation of the on board voltage regulator. Without additional measures it is 8V at specified maximum ambient temperature. For the whole temperature range the supply voltage is limited according to the following figure.



3.2.3 Communication Interface

3.2.3.1 Serial Interface

The MF RD260 can be accessed by an external host (e.g. Access Control equipment) via the RS232 serial interface connecting a 3 wire serial cable to the DB9 connector (ST1).

3.2.3.2 Serial Protocol Mode

The serial communication protocol is a half duplex protocol with no parity bit, 8 data bits and 1 stop bit (see document: *MSR Specification of the Software Requirements*).

3.2.3.3 Baud Rates

The baud rate (one of the following seven) is detected automatically after power-up with the first incoming command from the host (to work with another baud rate the MF RD260 has to be switched off and then switched on again):

- 115200 baud
- 57600 baud
- 38400 baud
- 28800 baud
- 19200 baud
- 14400 baud
- 9600 baud

3.2.4 Pinning of Connectors

Find below the pinning of the connectors on the MF RD260 board. For their placement and pin 1 position please refer to the schematic of the layout of the MF RD260.

Serial Interface Connector ST1:

Pin	Signal	Level	Note
1	NC		
2	RS232_RxD	RS232	Receive
3	RS232_TxD	RS232	Transmit
4	NC		
5	GND	0 V	
6	NC		
7	NC		
8	NC		
9	NC		

Power Connector ST2:

Pin	Signal	Level	Note
1	VDD	6-8V	Supply
2	GND	0 V	Supply
3	GND	0 V	Supply
4	GND	0 V	Supply
5	BAT	> 2,5V < Vdd + 0,5V	Battery

Antenna Connector ST3 / ST4:

Pin	Signal	Level	Note
1	RX	analog	RF- Receive
2	FANT	analog	RF Transmit
3	FNANT	analog	RF Transmit
4	GND	0 V	Analog Ground
5	SHIELD	0V	Shield

3.2.5 Battery connection / Backup Battery

To prevent loss of the secret keys stored in the WOM of the MF CM200 when the MF RD260 is not power supplied, an external battery can be connected to the MF RD260. This is done via the connector ST2.

The external battery supply must be within the following limits. $2,5V < U_{bat} < Vdd + 0,5V$.

The WOM draws maximum $10\mu A$ at 3V.

For applications with reduced external space the placement of a lithium backup battery directly on the MF RD260 board is also provided (see dotted circle on the layout).

This placement is prepared for the battery VARTA CR2032PCB or compatible.

The capacity for this lithium button cell is 180mAh (@ 15...35°C). That gives an expected life span of min. 5 years.

Note: No external battery must be connected when the internal one is used.

3.2.6 Diagnose LEDs

There are two diagnose LEDs mounted on the MF RD260 Board.

Yellow LED: Indicates μ C working and communication with a MIFARE® 1 S50 card.

Green LED: Indicates a communication error on the RS232 line.

Immediately after power-up both LEDs are on. The yellow LED remains on and indicates that the μ C runs. It turns off for a short time whenever a MIFARE® 1 S50 card in the operation field is detected (and set to halt condition).

The green LED is switched off after self test. It turns on if an error on the serial line to the host is detected.

3.2.7 MIFARE® Contactless Smart Card Interface

The MIFARE® 1 card interface supports all protocols and functions that are necessary to access MIFARE® 1 cards, i.e.:

- Contactless energy and data transfer
- Modulation and demodulation of data
- Anticollision
- Ciphering and deciphering of transmitted data

The operating frequency is 13.56 MHz.

3.2.7.1 Operating Ranges of the Antenna

The MF RD260 is based on the MF CM200, which is optimized for low current consumption. Therefore a high coupling factor between the antenna and the card is necessary. This is achieved if the card is placed parallel to the antenna with their central points in line.

For this configuration the following values are given in non-metallic environment at room temperature.

Minimum operating distance: 0 ... 10mm

Typical operating distance: 0 ... 25 mm

Important: MIFARE® Cards designed and produced according to MIFARE® Specifications in particular the *MIFARE® Card IC Coil Design Guide* are optimised to work in a range starting directly from the antenna surface.

For some older card designs a minimum distance of typically 3 mm is recommended between antenna loop and card surface. This can be achieved by construction. However, to verify function and performance with such cards a careful qualification with such cards need to be done.

3.2.7.2 Detachable Antenna

The MF RD260 provides a scratch line for easy separation of the electronic part and the antenna part. This feature offers much more flexibility for the arrangement of the MF RD260 in an application. The two parts shall then be connected via a 5-core ribbon cable with a maximum length of 200 mm.

The two parts may be connected together in a sandwich construction, by simply folding the antenna along the scratch line. The screw holes and the connectors ST3 and ST4 on the PCB are positioned to fit in this construction. The distance between the two parts must not be less than 20 mm to ensure proper operation and no influence of the antenna by the electronic part.

The scratch line is prepared for easy separation. No additional cutting is necessary.

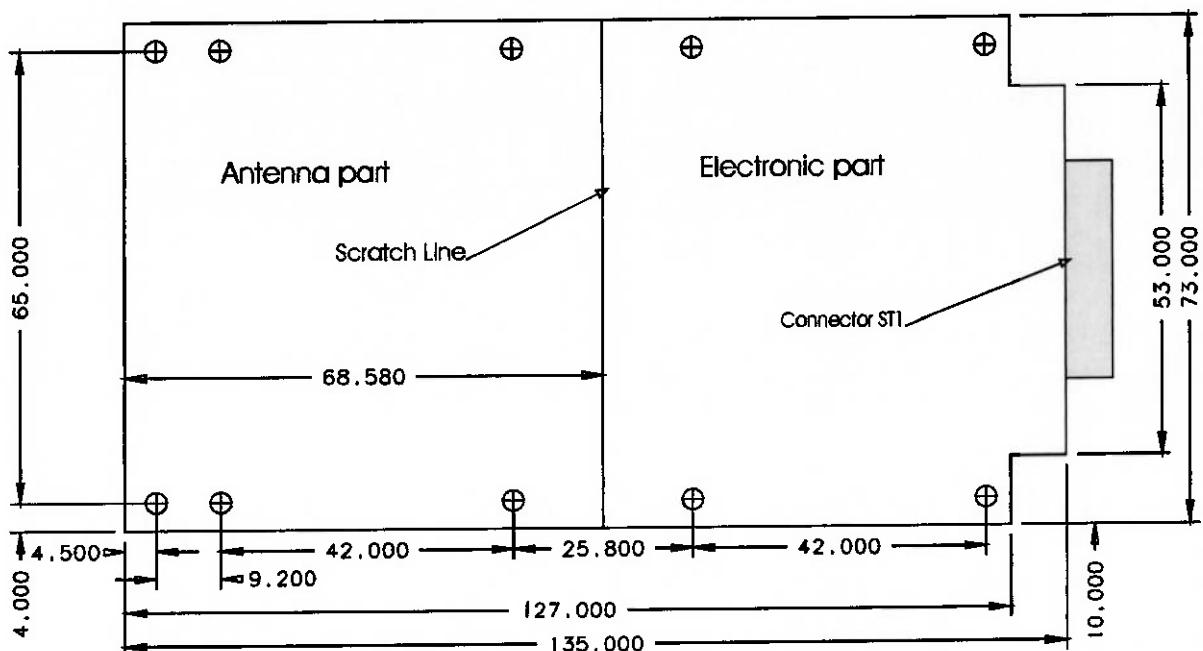
Note: Before detaching make sure that no jumpers stuck on the connectors. To minimize bending of the PCB and stress of the SMD components, ensure that the two parts are fixed near to the scratch line when separated.

For the detached antenna it is recommended to verify the tuning of the antenna. Metal influence might make it necessary to change the values of the coupling circuit components. Tuning information is available on request.

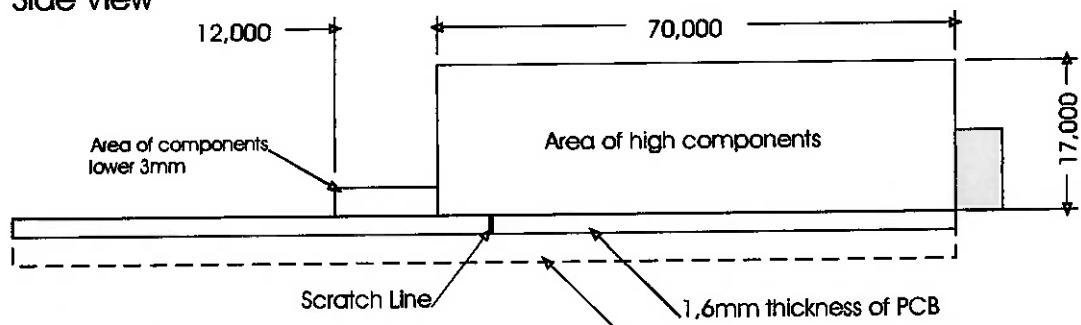
3.3 Mechanical and Environmental Specification

3.3.1 Dimensions of the MF RD260

Top View (Component Side)



Side View



Drill Holes



3.3.2 Operating Temperature Range and Humidity

Temperature range for the operation of the MF RD260: -10 ... +70 °C
Maximum humidity: 98 % r.h. (not condensing)

The according standards are:

- IEC 68-2-1, Part 2, Test Ad -10 °C
- IEC 68-2-2, Part 2, Test Bd 70 °C
- IEC 68-2-3, Part 2, Test Ca 98 % r.h. @ 40 °C

3.3.3 Electromagnetic Compatibility

The MF RD260 complies to the following requirements of electromagnetic compatibility:

3.3.3.1 Immunity

The following items are basic standards of the standard ETS 300-683.

- IEC1000-4-2 Electrostatic discharge requirements
- IEC 1000-4-3 Immunity against radiated, radio-frequency electromagnetic field
- IEC 1000-4-4 Electrical fast transient/burst requirements
- IEC 1000-4-6 Immunity against conducted disturbances induced by radio-frequency (excluding carrier frequency) electromagnetic field

3.3.3.2 Emissions

- FTZ 17 TR 2100 German postal regulation
- I-ETS 300330 Radio Equipment and Systems (RES); Short Range Devices (SRDs)
Technical characteristics and test methods for radio equipment
in the frequency range 9 kHz to 25 MHz and
inductive loop systems in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

3.3.4 Shock and Vibration Immunity

The according standards are:

- IEC 68-2-27, Test Ea Shock
- IEC 68-2-34, Test Fc Vibration

4 Firmware-Functions

The functions implemented in the the firmware are described in the document *MSR Specification of the Software Requirements*.

For an easy system integration a PC-Library (compiled with Borland C/C++ V3.1 for DOS) supporting all of these functions is available.

Definitions

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics section of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

Life support applications

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so on their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

Philips Semiconductors - a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTHRIDGE, NSW 2113,

Tel. +612 9805 4455, Fax. +612 9805 4466

Austria: Computerstraße 6, A-1101 WIEN, P.O.Box 213,

Tel. +431 60 101, Fax. +431 30 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Centre, Blvd. 3, r.1211, Volodarski Str. 6, 220050 MINSK, Tel. +375172 200 733, Fax. +375172 200 773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,

51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA

Tel. +3592 689 211, Fax. +3592 689 102

Canada: Philips Semiconductors/Components,

Tel. +1800 234 7381

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,

72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,

Tel. +85223 19 7888, Fax. +85223 19 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Prags Boulevard 80, PB 1919, DK-2300 COPENHAGEN S,

Tel. +4532 88 2636, Fax. +4531 57 1949

Finland: Sinikallontie 3, FIN-02630 ESPOO,

Tel. +3589 61 5800, Fax. +3589 61 580/xxx

France: 4 Rue du Port-aux-Vins, BP 317, 92156 SURESNES Cedex,

Tel. +331 40 99 6161, Fax. +331 40 99 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,

Tel. +4940 23 53 60, Fax. +4940 23 536 300

Greece: No. 15, 25th March Street, GR 17778 TAVROS/ATHENS,

Tel. +301 4894 339/239, Fax. +301 4814 240

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd., Shivasagar Estate, A Block, Dr. Annie Besant Rd.

World, MUMBAI 400018, Tel. +9122 4938 541, Fax. +9122 4938 722

Indonesia: see Singapore

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,

Tel. +3531 7640 000, Fax. +3531 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Salomon St., TEL AVIV 61180,

Tel. +972 645 0444, Fax. +972 649 1007

Italy: Philips Semiconductors, Piazza IV Novembre 3,

20124 MILANO, Tel. +392 6752 2531, Fax. +392 6752 2557

Japan: Philips Bldg. 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku, TOKYO 108,

Tel. +813 3740 5130, Fax. +813 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199, Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,

Tel. +822 709 1412, Fax. +822 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, Selangor,

Tel. +60 3750 5214, Fax. +603 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, El PASO, Texas 79905,

Tel. +9 5800 234 7381

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,

Tel. +3140 27 82785, Fax. +3140 27 88399

New Zealand: 2 Wagerer Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,

Tel. +649 849 4160, Fax. +649 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,

Tel. +4722 74 8000, Fax. +4722 74 8341

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,

106 Valero St. Salcedo Village, P.O.Box 2108 MCC, MAKATI,

Metro MANILA, Tel. +632 816 6380, Fax. +632 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZWA,

Tel. +4822 612 2831, Fax. +4822 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,

Tel. +7095 247 9145, Fax. +7095 247 9144

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 1231,

Tel. +65350 2538, Fax. +65251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. Philips Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,

2092 JOHANNESBURG, P.O.Box 7430 Johannesburg 2000,

Tel. +2711 470 5911, Fax. +2711 470 5494

South America: Rua do Rocío 220, 5th floor, Suite 51,

04552-903 São Paulo, SAO PAULO - SP, Brazil,

Tel. +5511 821 2333, Fax. +5511 829 1849

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,

Tel. +343 301 6312, Fax. +343 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,

Tel. +468 632 2000, Fax. +468 632 2745

Switzerland: Allmendstraße 140, CH-8027 ZÜRICH,

Tel. +411 488 2686, Fax. +411 481 7730

Taiwan: Philips Taiwan Ltd., 2330F, 66,

Chung Hsiao West Road, Sec. 1, P.O.Box 22978,

TAIPEI 100, Tel. +8862 382 4443, Fax. +8862 382 4444

Thailand: Philips Electronics (Thailand) Ltd.,

209/2 Sanpavut-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,

Tel. +662 745 4090, Fax. +662 398 0793

Turkey: Talapasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/İSTANBUL,

Tel. +90212 279 2770, Fax. +90212 282 6707

Ukraine: Philips Ukraine, 4 Patrice Lumumba Str., Building B, Floor 7,

252042 KIEV, Tel. +38044 264 2776, Fax. +38044 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,

MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44181 730 5000, Fax. +44181 754 8421

United States: 811 Argus Avenue, SUNNYVALE, CA94088-3409,

Tel. +1800 234 7381

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: Philips, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,

Tel. +38111 625 344, Fax. +38111 635 777

Published by:

Philips Semiconductors Gratkorn GmbH, Mikron-Weg 1, A-8101 Gratkorn, Austria

Fax: +43 3124 299 - 270

For all other countries apply to: Philips Semiconductors, Marketing & Sales Communications, Building BE-p, P.O.Box 218, 5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax: +3140 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1997

SCB52

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without any notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Philips
Semiconductors



PHILIPS

ANEXO C**ESPECIFICAÇÕES DO CARTÃO SMARTCARD****MIFARE STANDARD CARD IC****MF1 IC S50**

DATA SHEET

mifare[®]
Standard Card IC
MF1 IC S50
Functional Specification

Product Specification

May 2001

Revision 5.1

Philips
Semiconductors



PHILIPS

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****CONTENTS**

1	FEATURES.....	4
1.1	MIFARE® RF Interface (ISO/IEC 14443 A).....	4
1.2	EEPROM.....	4
1.3	Security	4
2	GENERAL DESCRIPTION.....	5
2.1	Contactless Energy and Data Transfer.....	5
2.2	Anticollision.....	5
2.3	User Convenience.....	5
2.4	Security	5
2.5	Multi-application Functionality.....	5
2.6	Delivery Options	6
3	FUNCTIONAL DESCRIPTION.....	6
3.1	Block Description.....	6
3.2	Communication Principle.....	7
3.2.1	REQUEST STANDARD / ALL	7
3.2.2	ANTICOLLISION LOOP	7
3.2.3	SELECT CARD	7
3.2.4	3 PASS AUTHENTICATION.....	7
3.2.5	MEMORY OPERATIONS	8
3.3	Data Integrity.....	8
3.4	Security	8
3.4.1	THREE PASS AUTHENTICATION SEQUENCE.....	8
3.5	RF Interface	8
3.6	Memory Organisation.....	9
3.6.1	MANUFACTURER BLOCK	10
3.6.2	DATA BLOCKS	10
3.6.3	SECTOR TRAILER (BLOCK 3).....	11
3.7	Memory Access	12
3.7.1	ACCESS CONDITIONS	13
3.7.2	ACCESS CONDITIONS FOR THE SECTOR TRAILER.....	13
3.7.3	ACCESS CONDITIONS FOR DATA BLOCKS.....	15
4	DEFINITIONS	16

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50**

5	LIFE SUPPORT APPLICATIONS	16
6	REVISION HISTORY	17

MIFARE® is a registered trademark of Philips Electronics N.V.

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50**

1 FEATURES**1.1 MIFARE® RF Interface (ISO/IEC 14443 A)**

- Contactless transmission of data and supply energy (no battery needed)
- Operating distance: Up to 100mm (depending on antenna geometry)
- Operating frequency: 13.56 MHz
- Fast data transfer: 106 kbit/s
- High data integrity: 16 Bit CRC, parity, bit coding, bit counting
- True anticollision
- Typical ticketing transaction: < 100 ms (including backup management)

1.2 EEPROM

- 1 Kbyte, organized in 16 sectors with 4 blocks of 16 bytes each (one block consists of 16 byte)
- User definable access conditions for each memory block
- Data retention of 10 years.
- Write endurance 100.000 cycles

1.3 Security

- Mutual three pass authentication (ISO/IEC DIS9798-2)
- Data encryption on RF-channel with replay attack protection
- Individual set of two keys per sector (per application) to support multi-application with key hierarchy
- Unique serial number for each device
- Transport key protects access to EEPROM on chip delivery

Functional Specification

Standard Card IC MF1 IC S50

2 GENERAL DESCRIPTION

Philips has developed the MIFARE® MF1 IC S50 to be used in contactless smart cards according to ISO/IEC 14443A. The communication layer (MIFARE® RF Interface) complies to parts 2 and 3 of the ISO/IEC 14443A standard. The security layer sports the field-proven CRYPTO1 stream cipher for secure data exchange of the MIFARE® Classic family.

2.1 Contactless Energy and Data Transfer

In the MIFARE® system, the MF1 IC S50 is connected to a coil with a few turns and then embedded in plastic to form the passive contactless smart card. No battery is needed. When the card is positioned in the proximity of the Read Write Device (RWD) antenna, the high speed RF communication interface allows to transmit data with 106 kBit/s.

2.2 Anticollision

An intelligent anticollision function allows to operate more than one card in the field simultaneously. The anticollision algorithm selects each card individually and ensures that the execution of a transaction with a selected card is performed correctly without data corruption resulting from other cards in the field.

2.3 User Convenience

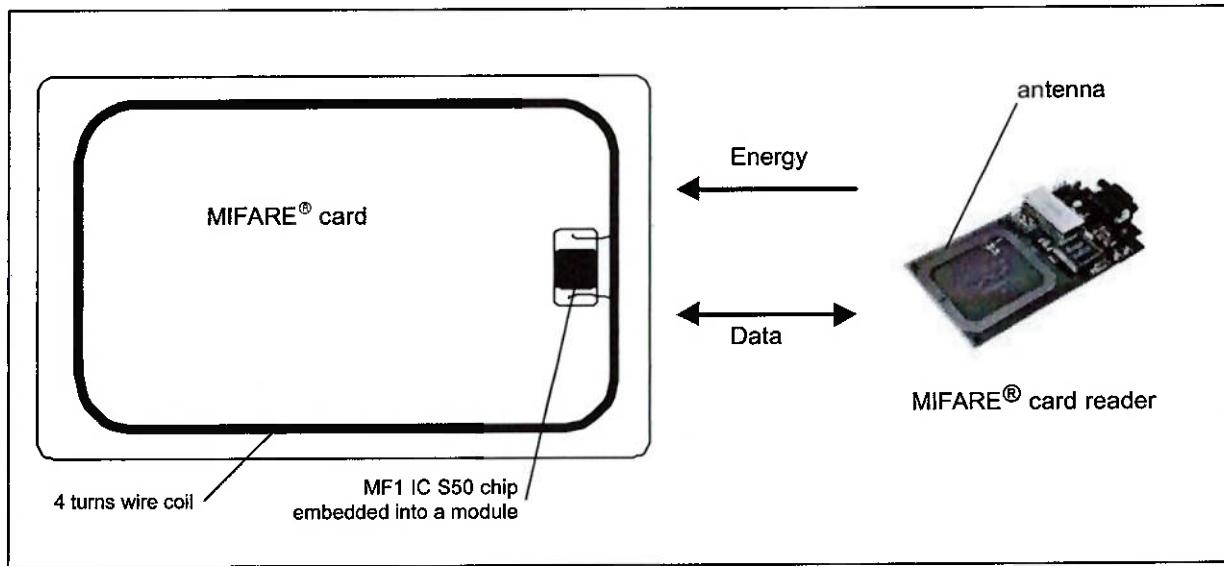
The MIFARE® system is designed for optimal user convenience. The high data transmission rate for example allows complete ticketing transactions to be handled in less than 100 ms. Thus, the MIFARE® card user is not forced to stop at the RWD antenna leading to a high throughput at gates and reduced boarding times onto busses. The MIFARE® card may also remain in the wallet during the transaction, even if there are coins in it.

2.4 Security

Special emphasis has been placed on security against fraud. Mutual challenge and response authentication, data ciphering and message authentication checks protect the system from any kind of tampering and thus make it attractive for ticketing applications. Serial numbers, which can not be altered, guarantee the uniqueness of each card.

2.5 Multi-application Functionality

The MIFARE® system offers real multi-application functionality comparable to the features of a processor card. Two different keys for each sector support systems using key hierarchies.



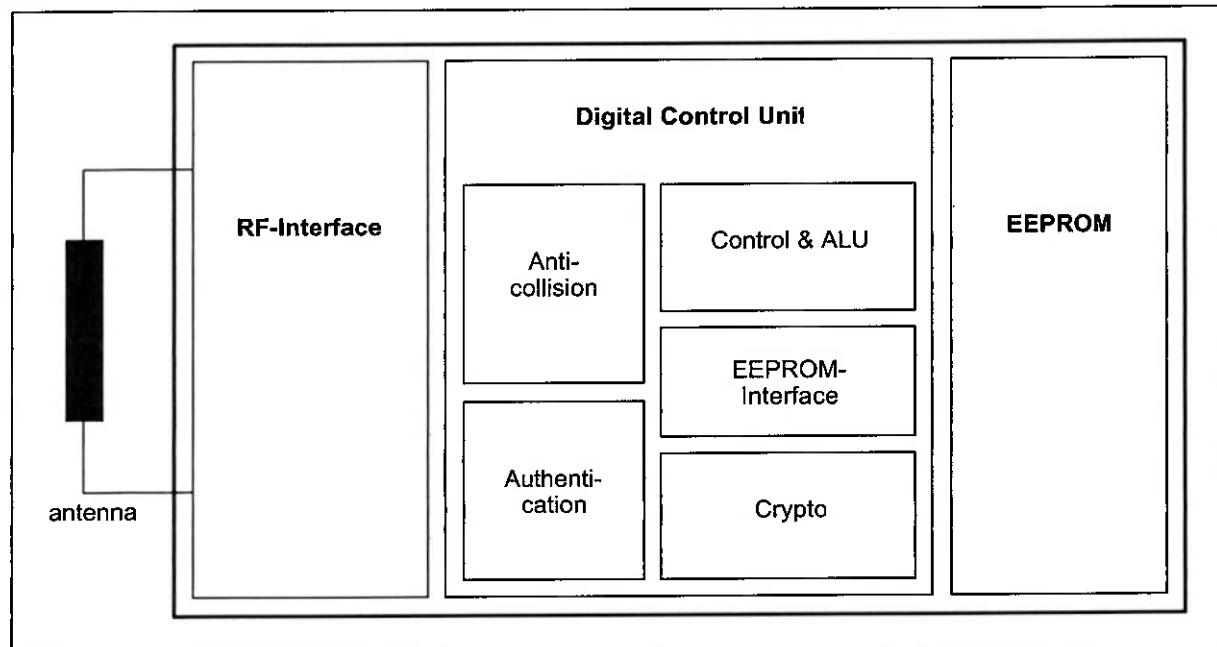
Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****2.6 Delivery Options**

- Die on wafer
- Bumped die on wafer
- Chip Card Module

3 FUNCTIONAL DESCRIPTION**3.1 Block Description**

The MF1 IC S50 chip consists of the 1 Kbyte EEPROM, the RF-Interface and the Digital Control Unit. Energy and data are transferred via an antenna, which consists of a coil with a few turns directly connected to the MF1 IC S50. No further external components are necessary. (For details on antenna design please refer to the document *MIFARE® Card IC Coil Design Guide*.)

- RF-Interface:
 - Modulator/Demodulator
 - Rectifier
 - Clock Regenerator
 - Power On Reset
 - Voltage Regulator
- Anticollision: Several cards in the field may be selected and operated in sequence
- Authentication: Preceding any memory operation the authentication procedure ensures that access to a block is only possible via the two keys specified for each block
- Control & Arithmetic Logic Unit: Values are stored in a special redundant format and can be incremented and decremented
- EEPROM-Interface
- Crypto unit: The field-proven CRYPTO1 stream cipher of the MIFARE® Classic family ensures a secure data exchange
- EEPROM: 1 Kbyte are organized in 16 sectors with 4 blocks each. A block contains 16 bytes. The last block of each sector is called "trailer", which contains two secret keys and programmable access conditions for each block in this sector.



Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****3.2 Communication Principle**

The commands are initiated by the RWD and controlled by the Digital Control Unit of the MF1 IC S50 according to the access conditions valid for the corresponding sector.

3.2.1 REQUEST STANDARD / ALL

After Power On Reset (POR) of a card it can answer to a request command - sent by the RWD to all cards in the antenna field - by sending the answer to request code (ATQA according to ISO/IEC 14443A).

3.2.2 ANTICOLLISION LOOP

In the anticollision loop the serial number of a card is read. If there are several cards in the operating range of the RWD, they can be distinguished by their unique serial numbers and one can be selected (select card) for further transactions. The unselected

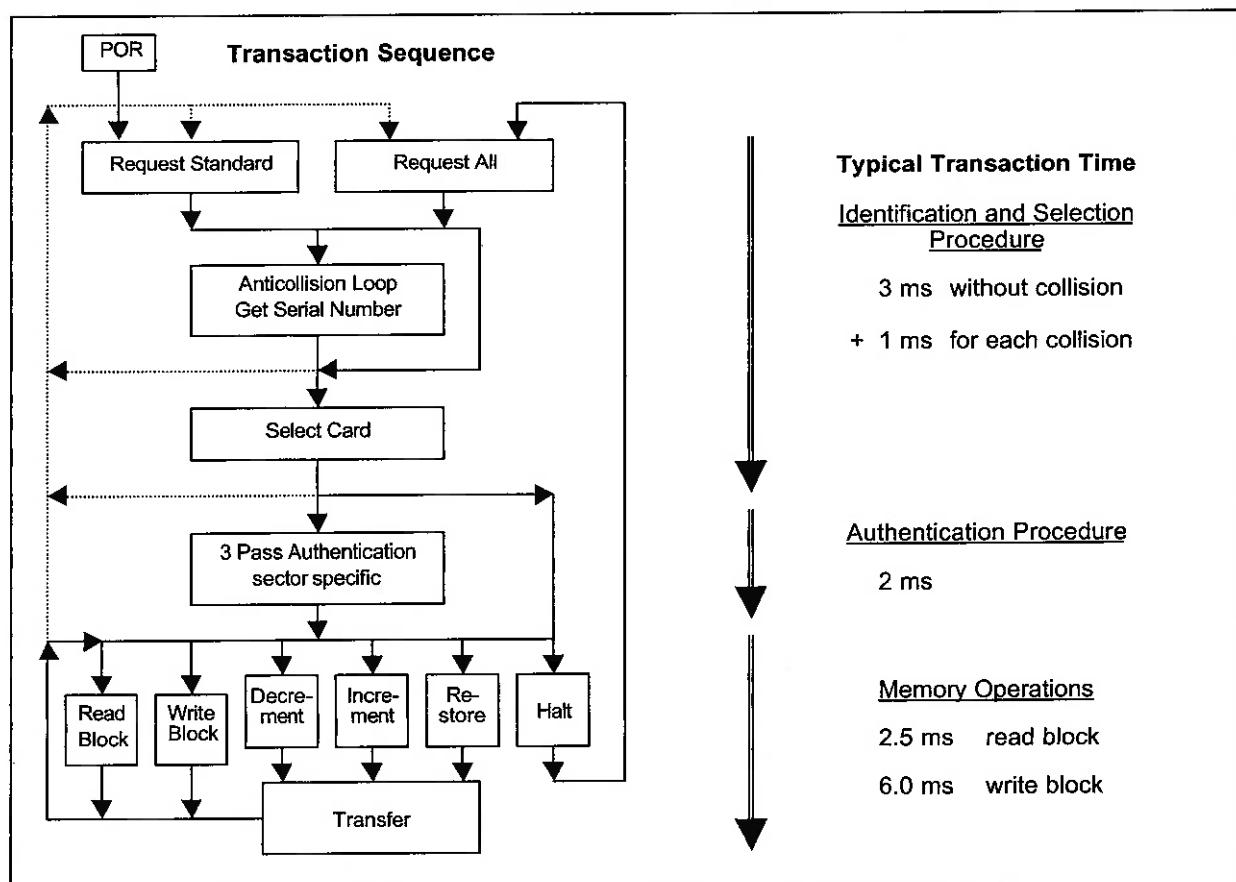
cards return to the standby mode and wait for a new request command.

3.2.3 SELECT CARD

With the select card command the RWD selects one individual card for authentication and memory related operations. The card returns the Answer To Select(ATS) code (= 08h), which determines the type of the selected card. Please refer to the document *MIFARE® Standardised Card Type Identification Procedure* for further details.

3.2.4 3 PASS AUTHENTICATION

After selection of a card the RWD specifies the memory location of the following memory access and uses the corresponding key for the 3 pass authentication procedure. After a successful authentication all memory operations are encrypted.



Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****3.2.5 MEMORY OPERATIONS**

After authentication any of the following operations may be performed:

- Read block
- Write block
- Decrement: Decrements the contents of a block and stores the result in a temporary internal data-register
- Increment: Increments the contents of a block and stores the result in the data-register
- Restore: Moves the contents of a block into the data-register
- Transfer: Writes the contents of the temporary internal data-register to a value block

3.3 Data Integrity

Following mechanisms are implemented in the contactless communication link between RWD and card to ensure very reliable data transmission:

- 16 bits CRC per block
- Parity bits for each byte
- Bit count checking
- Bit coding to distinguish between "1", "0", and no information
- Channel monitoring (protocol sequence and bit stream analysis)

3.4 Security

To provide a very high security level a three pass authentication according to ISO 9798-2 is used.

3.4.1 THREE PASS AUTHENTICATION SEQUENCE

- a) The RWD specifies the sector to be accessed and chooses key A or B.
- b) The card reads the secret key and the access conditions from the sector trailer. Then the card sends a random number as the challenge to the RWD (pass one).
- c) The RWD calculates the response using the secret key and additional input. The response,

together with a random challenge from the RWD, is then transmitted to the card (pass two).

- d) The card verifies the response of the RWD by comparing it with its own challenge and then it calculates the response to the challenge and transmits it (pass three).
- e) The RWD verifies the response of the card by comparing it to its own challenge.

After transmission of the first random challenge the communication between card and RWD is encrypted.

3.5 RF Interface

The RF-interface is according to the standard for contactless smart cards ISO/IEC 14443A.

The carrier field from the RWD is always present (with short pauses when transmitting), because it is used for the power supply of the card.

For both directions of data communication there is only one start bit at the beginning of each frame. Each byte is transmitted with a parity bit (odd parity) at the end. The LSB of the byte with the lowest address of the selected block is transmitted first. The maximum frame length is 163 bits (16 data bytes + 2 CRC bytes = $16 * 9 + 2 * 9 + 1$ start bit).

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****3.6 Memory Organisation**

The 1024 x 8 bit EEPROM memory is organized in 16 sectors with 4 blocks of 16 bytes each.

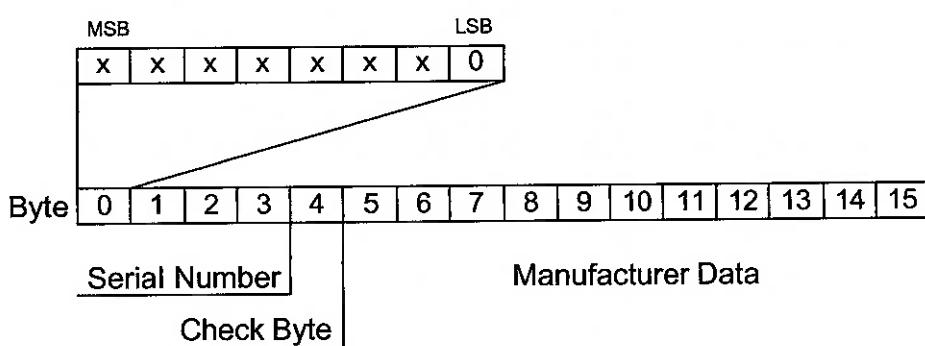
In the erased state the EEPROM cells are read as a logical "0", in the written state as a logical "1".

		Byte Number within a Block															Description
Sector	Block	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
		Key A				Access Bits					Key B						
15	3																Sector Trailer 15
	2																Data
	1																Data
	0																Data
14	3																Sector Trailer 14
	2																Data
	1																Data
	0																Data
:	:																
:	:																
:	:																
1	3																Sector Trailer 1
	2																Data
	1																Data
	0																Data
0	3																Sector Trailer 0
	2																Data
	1																Data
	0																Manufacturer Block

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****3.6.1 MANUFACTURER BLOCK**

This is the first data block (block 0) of the first sector (sector 0). It contains the IC manufacturer data. Due to security and system requirements this block is

write protected after having been programmed by the IC manufacturer at production.

**3.6.2 DATA BLOCKS**

All sectors contain 3 blocks of 16 bytes for storing data (Sector 0 contains only two data blocks and the read-only manufacturer block).

The data blocks can be configured by the access bits as

- read/write blocks for e.g. contactless access control or
- value blocks for e.g. electronic purse applications, where additional commands like increment and decrement for direct control of the stored value are provided.

An authentication command has to be carried out before any memory operation in order to allow further commands.

3.6.2.1 Value Blocks

The value blocks allow to perform electronic purse functions (valid commands: *read*, *write*, *increment*,

decrement, *restore*, *transfer*).

The value blocks have a fixed data format which permits error detection and correction and a backup management.

A value block can only be generated through a *write* operation in the value block format:

- Value: Signifies a signed 4-byte value. The lowest significant byte of a value is stored in the lowest address byte. Negative values are stored in standard 2's complement format. For reasons of data integrity and security, a value is stored three times, twice non-inverted and once inverted.
- Adr: Signifies a 1-byte address, which can be used to save the storage address of a block, when implementing a powerful backup management. The address byte is stored four times, twice inverted and non-inverted. During *increment*, *decrement*, *restore* and *transfer* operations the address remains unchanged. It can only be altered via a *write* command.

Byte Number	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Description	Value				Value				Value				Adr	Adr	Adr	Adr

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****3.6.3 SECTOR TRAILER (BLOCK 3)**

Each sector has a sector trailer containing the

- secret keys A and B(optional), which return logical "0"s when read and
- the access conditions for the four blocks of that sector, which are stored in bytes 6...9. The access bits also specify the type (read/write or value) of the data blocks.

If key B is not needed, the last 6 bytes of block 3 can be used as data bytes.

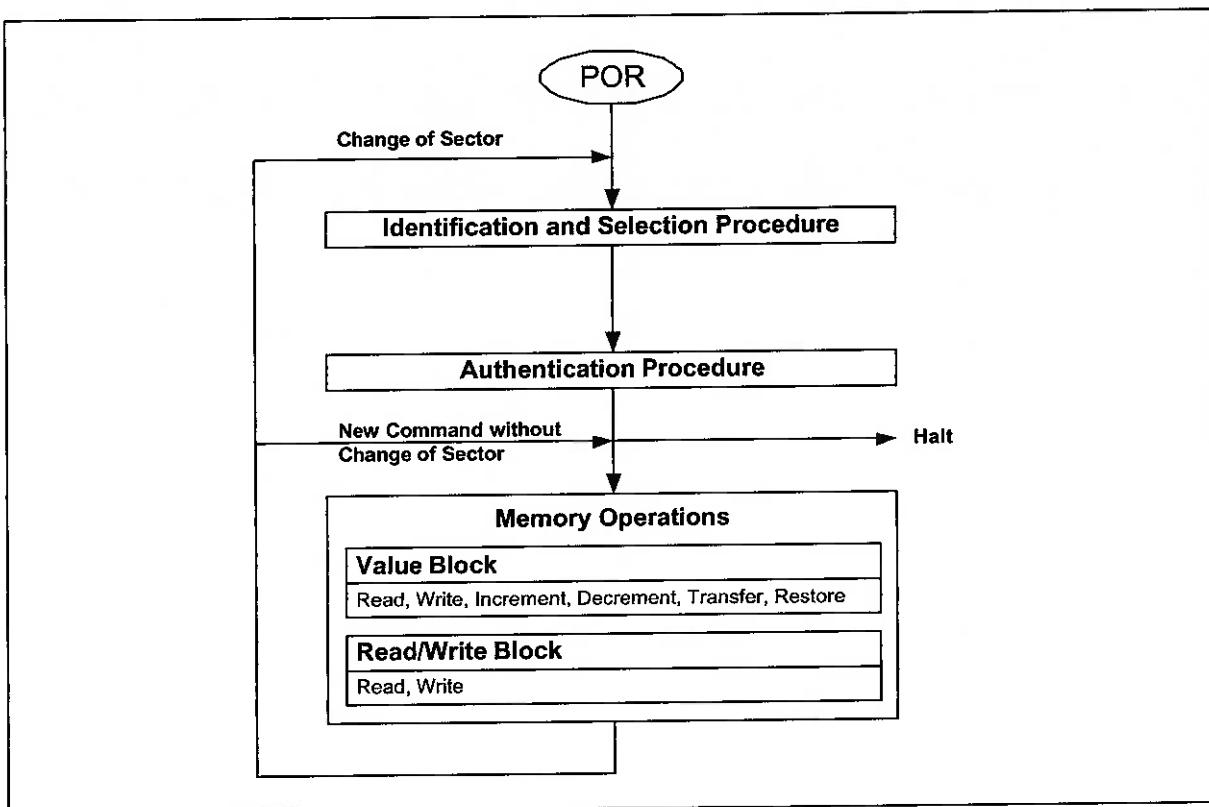
Byte 9 of the sector trailer is available for user data. For this byte apply the same access rights as for byte 6, 7 and 8.

Byte Number	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Description	Key A					Access Bits				Key B (optional)						

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****3.7 Memory Access**

Before any memory operation can be carried out, the card has to be selected and authenticated as described previously.

The possible memory operations for an addressed block depend on the key used and the access conditions stored in the associated sector trailer.

**Memory Operations**

Operation	Description	Valid for Block Type
Read	reads one memory block	read/write, value and sector trailer
Write	writes one memory block	read/write, value and sector trailer
Increment	increments the contents of a block and stores the result in the internal data register	value
Decrement	decrements the contents of a block and stores the result in the internal data register	value
Transfer	writes the contents of the internal data register to a block	value
Restore	reads the contents of a block into the internal data register	value

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50**

access bits is specified as 'never', 'key A', 'key B' or 'key A|B' (key A or key B).

On chip delivery the access conditions for the sector

configuration, new cards must be authenticated with key A.

Since the access bits themselves can also be blocked, special care should be taken during personalization of cards.

Note: the grey marked lines are access conditions where key B is readable and may be used for data.

Access bits			Access condition for						Remark	
			KEYA		Access bits		KEYB			
C1	C2	C3	read	write	read	write	read	write		
0	0	0	never	key A	key A	never	key A	key A	Key B may be read	
0	1	0	never	never	key A	never	key A	never	Key B may be read	
1	0	0	never	key B	key A B	never	never	key B		
1	1	0	never	never	key A B	never	never	never		
0	0	1	never	key A	key A	key A	key A	key A	Key B may be read, transport configuration	
0	1	1	never	key B	key A B	key B	never	key B		
1	0	1	never	never	key A B	key B	never	never		
1	1	1	never	never	key A B	never	never	never		

trailers and key A are predefined as transport configuration. Since key B may be read in transport

Functional Specification

Standard Card IC MF1 IC S50

3.7.3 ACCESS CONDITIONS FOR DATA BLOCKS

Depending on the access bits for data blocks (blocks 0...2) the read/write access is specified as 'never', 'key A', 'key B' or 'key A|B' (key A or key B). The setting of the relevant access bits defines the application and the corresponding applicable commands.

- Read/write block: The operations read and write are allowed.
- Value block: Allows the additional value operations *increment*, *decrement*, *transfer* und *restore*. In one case ('001') only *read* and *decrement* are possible for a non-rechargeable card. In the other case ('110') recharging is possible by using key B.
- Manufacturer block: The read-only condition is not affected by the access bits setting!
- Key management: In transport configuration key A must be used for authentication¹.

Access bits			Access condition for				Application
C1	C2	C3	read	write	increment	decrement, transfer, restore	
0	0	0	key A B ¹	transport configuration			
0	1	0	key A B ¹	never	never	never	read/write block
1	0	0	key A B ¹	key B ¹	never	never	read/write block
1	1	0	key A B ¹	key B ¹	key B ¹	key A B ¹	value block
0	0	1	key A B ¹	never	never	key A B ¹	value block
0	1	1	key B ¹	key B ¹	never	never	read/write block
1	0	1	key B ¹	never	never	never	read/write block
1	1	1	never	never	never	never	read/write block

¹ if Key B may be read in the corresponding Sector Trailer it cannot serve for authentication (all grey marked lines in previous table). **Consequences:** If the RWD tries to authenticate any block of a sector with key B using grey marked access conditions, the card will refuse any subsequent memory access after authentication.

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****4 DEFINITIONS**

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics section of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

5 LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so on their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

Functional Specification**Standard Card IC MF1 IC S50****6 REVISION HISTORY****Table 1** Functional Specification MF1 IC S50 Revision History

REVISION	DATE	CPCN	PAGE	DESCRIPTION
5.1	0501	2001 05013	9, 10	New Coding Manufacturer Block
5.0	1199			New Layout: Revised. Includes MF1 IC S50 05 silicon.
1.0		-		Initial version.

Functional Specification

Standard Card IC MF1 IC S50

NOTES

Philips Semiconductors - a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTHRYDE, NSW 2113, Tel. +612 9805 4455, Fax. +612 9805 4466

Austria: Computerstraße 6, A-1101 WIEN, P.O.Box 213, Tel. +431 60 101, Fax. +431 30 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Centre, Bld. 3, r.1211, Volodarski Str. 6, 220050 MINSK, Tel. +375172 200 733, Fax. +375172 200 773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor, 51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA

Tel. +3592 689 211, Fax. +3592 689 102

Canada: Philips Semiconductors/Components, Tel. +1800 234 7381

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre, 72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG, Tel. +85223 19 7888, Fax. +85223 19 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Prags Boulevard 80, PB 1919, DK-2300 COPENHAGEN S, Tel. +4532 88 2636, Fax. +4531 57 1949

Finland: Sinkkiontis 3, FIN-02630 ESPOO,

Tel. +3589 61 5800, Fax. +3589 61 580/xxx

France: 4 Rue du Port-aux-Vins, BP 317, 92156 SURESNES Cedex, Tel. +331 40 99 6161, Fax. +331 40 99 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-2009 HAMBURG,

Tel. +4940 23 53 60, Fax. +4940 23 536 300

Greece: No. 15, 25th March Street, GR 17778 TAVROS/ATHENS, Tel. +301 4894 339/239, Fax. +301 4814 240

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd., Shivsagar Estate, A Block, Dr. Annie Besant Rd. Worli, MUMBAI 400018, Tel. +9122 4938 541, Fax. +9122 4938 722

Indonesia: see Singapore

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,

Tel. +3531 7640 000, Fax. +3531 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St., TEL AVIV 61180,

Tel. +972 645 0444, Fax. +9723 649 1007

Italy: Philips Semiconductors, Piazza IV Novembre 3,

20124 MILANO, Tel. +392 6752 2531, Fax. +392 6752 2557

Japan: Philips Bldg. 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku, TOKYO 108,

Tel. +813 3740 5130, Fax. +813 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199, Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,

Tel. +822 709 1412, Fax. +822 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, Selangor,

Tel. +60 3750 5214, Fax. +603 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, Texas 79905,

Tel. +9 5800 234 7381

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,

Tel. +3140 27 82785, Fax. +3140 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,

Tel. +649 849 4160, Fax. +649 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,

Tel. +4722 74 8000, Fax. +4722 74 8341

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,

106 Valero St. Salcedo Village, P.O.Box 2108 MCC, MAKATI,

Metro MANILA, Tel. +632 816 6380, Fax. +632 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZWA,

Tel. +4822 612 2831, Fax. +4822 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,

Tel. +7095 247 9145, Fax. +7095 247 9144

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 1231,

Tel. +65350 2538, Fax. +65251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. Philips Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,

2092 JOHANNESBURG, P.O.Box 7430 Johannesburg 2000,

Tel. +2711 470 5911, Fax. +2711 470 5494

South America: Rua do Rocío 220, 5th floor, Suite 51,

04552-903 São Paulo, SAO PAULO - SP, Brazil,

Tel. +5511 821 2333, Fax. +5511 829 1849

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,

Tel. +343 301 6312, Fax. +343 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,

Tel. +468 632 2000, Fax. +468 632 2745

Switzerland: Allmendstraße 140, CH-8027 ZÜRICH,

Tel. +411 488 2686, Fax. +411 481 7730

Taiwan: Philips Taiwan Ltd., 2330F, 66,

Chung Hsiao West Road, Sec. 1, P.O.Box 22978,

TAIPEI 100, Tel. +8862 382 4443, Fax. +8862 382 4444

Thailand: Philips Electronics (Thailand) Ltd.,

209/2 Sanpavith-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,

Tel. +662 745 4090, Fax. +662 398 0793

Turkey: Talapasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/İSTANBUL,

Tel. +90212 279 2770, Fax. +90212 282 6707

Ukraine: Philips Ukraine, 4 Patrice Lumumba Str., Building B, Floor 7,

252042 KIEV, Tel. +38044 264 2776, Fax. +38044 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,

MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44181 730 5000, Fax. +44181 754 8421

United States: 811 Argus Avenue, SUNNYVALE, CA94088-3409,

Tel. +1800 234 7381

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: Philips, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,

Tel. +38111 625 344, Fax. +38111 635 777

Published by:

Philips Semiconductors Gratkorn GmbH, Mikron-Weg 1, A-8101 Gratkorn, Austria Fax: +43 3124 299 - 270

For all other countries apply to: Philips Semiconductors, Marketing & Sales Communications, Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>
Building BE-p, P.O.Box 218, 5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax: +3140 27 24825

© Philips Electronics N.V. 1997

SCB52

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without any notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Philips
Semiconductors



PHILIPS

ANEXO D – DATA SHEET DO MOTOR ELÉTRICO DC UTILIZADO

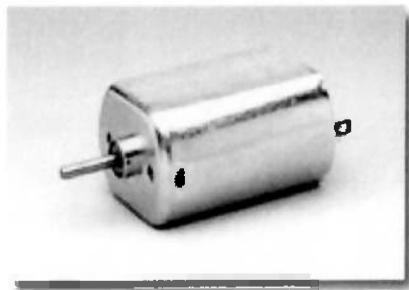


Figura D.1 – Foto do motor elétrico escolhido

Peso aproximado: 41g.

Dimensões (mm)

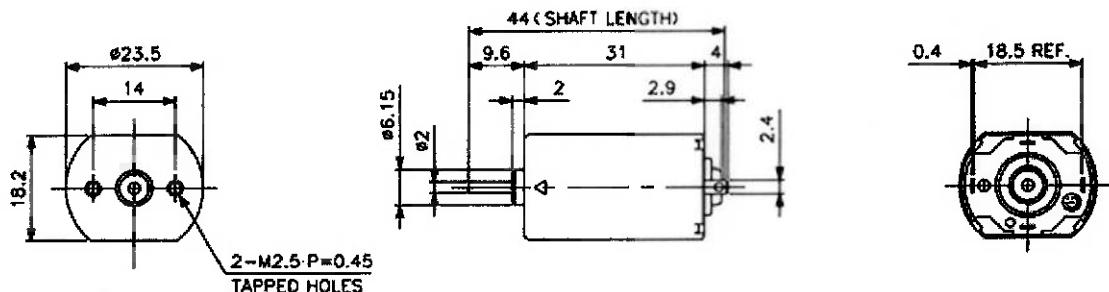


Figura D.2 – Dimensões do motor

Especificações

Tabela D.1 – Especificações para condição sem carga

Model No.	No Load		
	Voltage	Speed	Current
	V	RPM	A
A182331-031-G-3	3	16400	0.7
A182331-072-G-3	6	14150	0.255
A182331-130-G-5	12	8700	0.07
A182331-138-G-3	12	14150	0.12

Tabela D.2 – Especificações para condição de máxima eficiência

Model No.	Max Efficiency						
	Speed	Torque			Current	Output	Eff.
		RPM	mN-m	g·cm	oz-in	A	W
A182331-031-G-3	13400	3.51	35.9	0.50	3.04	4.95	54.2

A182331-072-G-3	11750	4.12	42.0	0.58	1.32	5.08	64.1
A182331-130-G-5	6700	2.34	23.8	0.33	0.25	1.65	55.0
A182331-138-G-3	11750	3.64	37.1	0.52	0.59	4.50	63.5

Tabela D.3 – Especificações para condição de stall

Model No.	Stall			
	Torque		Current	
	mN-m	g-cm	oz-in	A
A182331-031-G-3	19.2	196	2.72	13.5
A182331-072-G-3	24.3	248	3.44	6.55
A182331-130-G-5	10.2	104	1.44	0.85
A182331-138-G-3	21.5	219	3.04	2.89

Curvas Características

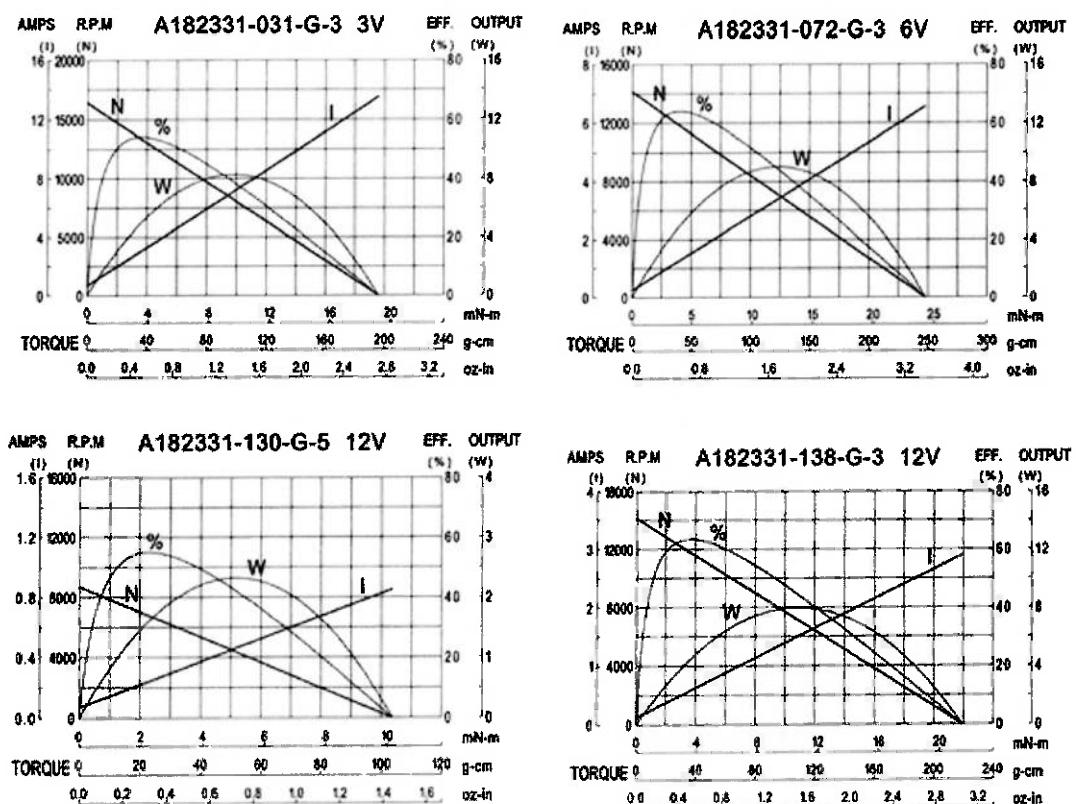
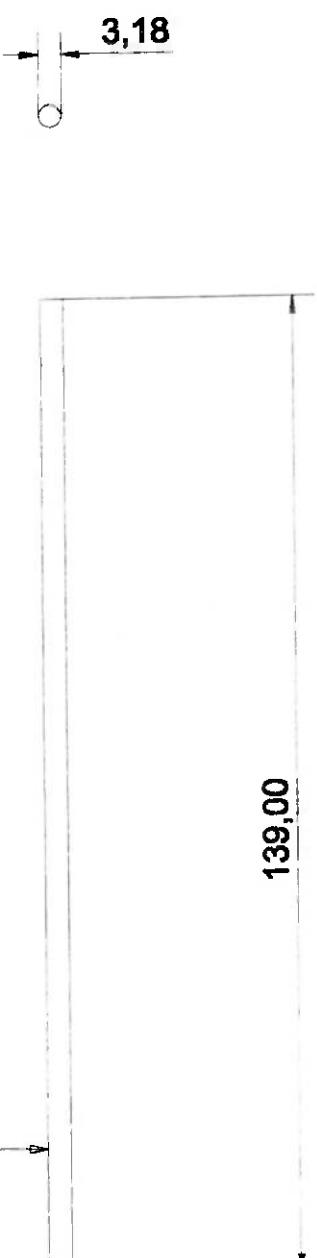


Figura D.3 – Curvas características dos motores

ANEXO E

DESENHOS TÉCNICOS

DAS PEÇAS DO CARRINHO



3,18

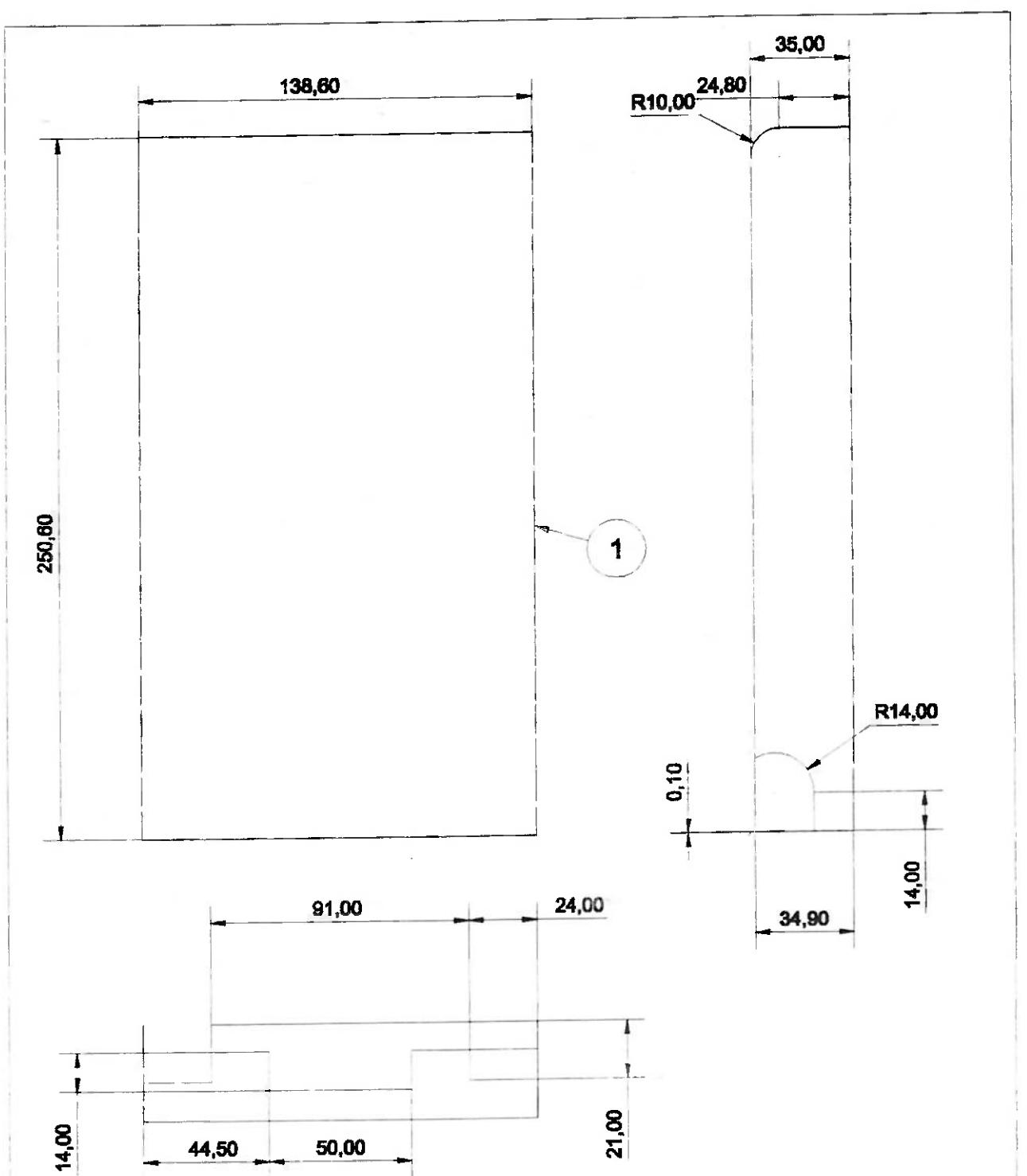
139,00

Lista de Peças

ITEM	QTD	MATERIAL
1	1	Aço 1020

Autor: Danilo de Santana Chui	Projeto: Projeto de Teste Conceito de Navegação de Veículos sobre uma Rodovia com Sinalização Passiva
	Nome da Peça EIXO

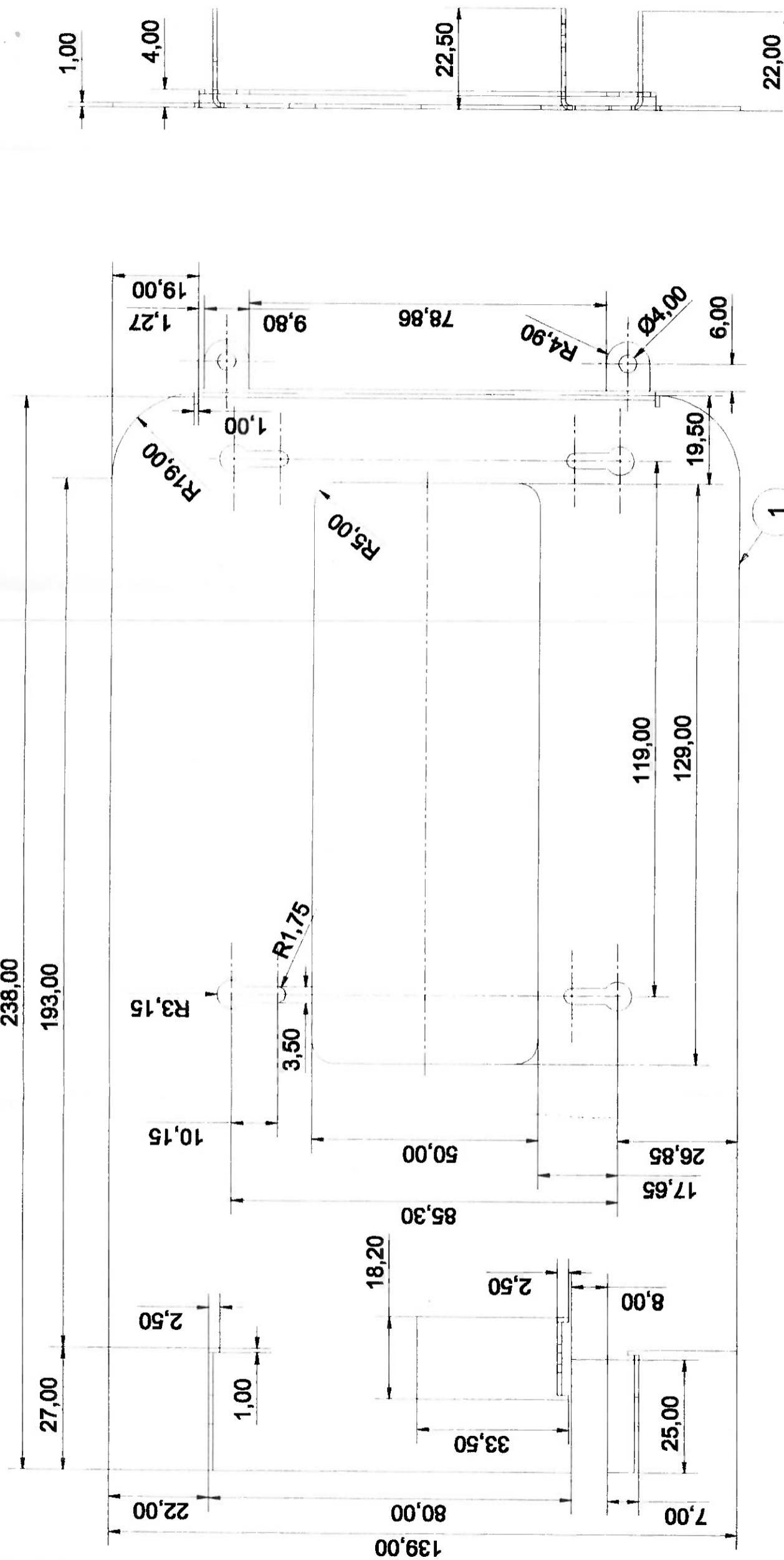
Faculdade: Escola Politécnica da Universidade de São Paulo	Obs.	Data	Escala
		11/22/02	1:1



Lista de Peças		
ITEM	QTD	MATERIAL
1	1	Folha de Acetato

Autor Danilo de Santana Chui	Projeto Projeto de Teste Conceito de Navegação de Veículos sobre uma Rodovia com Sinalização Passiva.
 Nome da Peça CARENAGEM	Faculdade Escola Politécnica da Universidade de São Paulo

Obs.	Data	Escala
	11/22/02	1:2



Lista de Peças		
ITEM	QTD	MATERIAL
1	1	Aço 1020
Conceito de Navegação de Veículos sobre uma Rodovia com Sinalização Passiva		
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo		
Escala		1:1
Data		11/22/02

Autor	Danilo de Santana Chui	Projeto	Projeto de Teste C	Faculdade	Escola
				Obs.	

APÊNDICE A – POLINÔMIO DE TAYLOR DE ORDEM 1

Este texto foi retirado de Guidorizzi [8], para melhor elucidar sobre as linearizações que são feitas ao longo do trabalho.

Seja f uma função derivável em x_0 e seja T dada por:

$$T(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) \quad (\text{A.1})$$

O gráfico de T é a reta tangente ao gráfico de f em $(x_0, f(x_0))$.

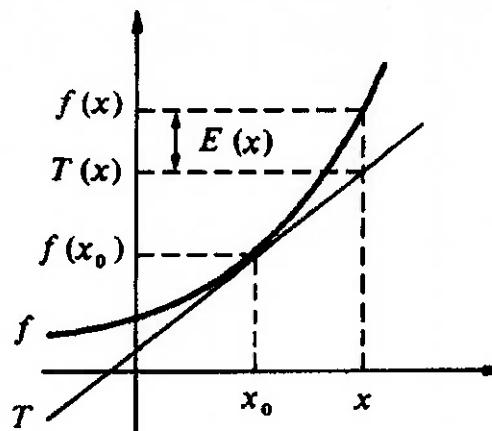


Figura A.1 – Gráfico da tangente T de $f(x)$ em $(x_0, f(x_0))$

Para cada $x \in D_f$, seja $E(x)$ o erro que se comete na aproximação de $f(x)$ por $T(x)$:

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) + E(x), \quad x \in D_f \quad (\text{A.2})$$

ou,

$$f(x) = T(x) + E(x), \quad x \in D_f \quad (\text{A.3})$$

Observe que, para $x \neq x_0$.

$$\frac{E(x)}{x - x_0} = \frac{f(x) - f(x_0)}{x - x_0} - f'(x_0) \quad (\text{A.4})$$

dai,

$$\lim_{x \rightarrow x_0} \frac{E(x)}{x - x_0} = 0 \quad (\text{A.5})$$

ou seja: quando $x \rightarrow x_0$ o erro $E(x)$ tende a zero mais rapidamente que $x - x_0$.

A função

$$T(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) \quad (\text{A.6})$$

é a única função afim que goza da propriedade de o erro $E(x)$ tender a zero mais rapidamente que $x - x_0$. De fato, se $S(x) = f(x_0) + m(x - x_0)$ for uma função afim passando por $(x_0, f(x_0))$ tal que:

$$f(x) = f(x_0) + m(x - x_0) + E_1(x), \quad x \in D_f \quad (\text{A.7})$$

onde $\lim_{x \rightarrow x_0} \frac{E(x)}{x - x_0} = 0$, então necessariamente $m = f'(x_0)$.

Segue que, se f for derivável em x_0 ,

$$T(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) \quad (\text{A.8})$$

é a função afim que melhor aproxima localmente a f em volta de x_0 .

A função T acima é uma função polinomial de grau no máximo 1; será do grau 1 se $f'(x_0) \neq 0$. Assim, T é o polinômio de grau no máximo 1 que melhor aproxima localmente a f em volta de x_0 .

Observe que os valores de f e T em x_0 são iguais, bem como os de suas derivadas:

$$f(x_0) = T(x_0) \text{ e } f'(x_0) = T'(x_0) \quad (\text{A.9})$$

O polinômio

$$P(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) \quad (\text{A.10})$$

denomina-se polinômio de Taylor de ordem 1 de f em volta de x_0 .

APÊNDICE B – CONTROLABILIDADE E OBSERVABILIDADE

Este texto foi retirado de Ogata [15], para melhor elucidar sobre a teoria atrás dos conceitos de controlabilidade e observabilidade.

Controlabilidade de estado completa de sistemas contínuos no tempo

Seja o sistema contínuo no tempo

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (B.1)$$

onde x – vetor de estado (n -dimensional);

u – sinal de controle (escalar);

A – matriz $n \times n$;

B – matriz $n \times 1$;

O estado de um sistema descrito pela equação (B.1) é dito controlável em $t = t_0$ se for possível construir um sinal de controle não-restrito capaz de transferir o sistema do estado inicial para o estado final num intervalo de tempo finito $t_0 \leq t \leq t_1$. Se todos os estados forem controláveis, então o sistema é dito de estados completamente controláveis.

Será deduzida, agora, a condição para completa controlabilidade de estados. Sem perda de generalidade, pode-se admitir que o estado final seja a origem do espaço de estados e que o instante inicial seja zero, ou seja, $t_0 = 0$.

A solução da equação (B.1) é:

$$x(t) = e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (B.2)$$

Aplicando-se a definição de controlabilidade de estado completa, que acabou de ser dada, tem-se:

$$x(t_1) = 0 = e^{At_1}x(0) + \int_0^{t_1} e^{A(t_1-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (B.3)$$

ou seja,

$$x(0) = - \int_0^{t_1} e^{-A\tau}Bu(\tau)d\tau \quad (B.4)$$

Sabendo que $e^{-A\tau}$ pode ser escrita sob a forma:

$$e^{-A\tau} = \sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k(\tau) A^k \quad (B.5)$$

Substituindo-se a equação (B.5) na equação (B.4), tem-se:

$$x(0) = - \sum_{k=0}^{n-1} A^k B \int_0^t \alpha_k(\tau) u(\tau) d\tau \quad (B.6)$$

Seja:

$$\int_0^t \alpha_k(\tau) u(\tau) d\tau = \beta_k \quad (B.7)$$

Então a equação (B.6) se torna:

$$x(0) = - \sum_{k=0}^{n-1} A^k B \beta_k = - [B \mid AB \mid \dots \mid A^{n-1} B] \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \beta_{n-1} \end{bmatrix} \quad (B.8)$$

Se o sistema for de estados completamente controláveis, então, dado um estado inicial qualquer $x(0)$, a equação (B.8) deve ser satisfeita. Isto requer que o posto da matriz $n \times n$

$$[B \mid AB \mid \dots \mid A^{n-1} B] \quad (B.9)$$

seja n .

Desta análise pode ser estabelecida a seguinte condição para a controlabilidade completa de estados: o sistema dado pela equação (B.1) é de estados completamente controláveis se, e somente se, os vetores B , AB , ..., $A^{n-1}B$ forem linearmente independentes, ou seja, se a matriz $n \times n$:

$$[B \mid AB \mid \dots \mid A^{n-1} B] \quad (B.10)$$

for de posto n .

O resultado que se acabou de obter pode ser estendido para o caso em que o vetor u seja r -dimensional. Se o sistema for descrito por:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (B.11)$$

onde u é um vetor de dimensão r , pode-se provar então que a condição para controlabilidade de estados completa é que a matriz $n \times nr$

$$[B \mid AB \mid \dots \mid A^{n-1}B] \quad (B.12)$$

seja de posto n , ou seja, que contenha n vetores-coluna linearmente independentes. A matriz

$$[B \mid AB \mid \dots \mid A^{n-1}B] \quad (B.13)$$

é comumente chamada de matriz de controlabilidade.

Observabilidade completa de sistemas contínuos no tempo

Considere-se o sistema não-forçado descrito através das seguintes equações:

$$\dot{x} = Ax \quad (B.14)$$

$$y = Cx \quad (B.15)$$

onde x – vetor de estado (n -dimensional)

y – vetor resposta (m -dimensional)

A – matriz $n \times n$

C – matriz $m \times n$

O sistema é dito completamente observável se qualquer estado $x(t_0)$ pode ser determinado a partir de qualquer observação de $y(t)$ durante um intervalo de tempo finito, $t_0 \leq t \leq t_1$. Por conseguinte, o sistema é completamente observável se toda transição de estado afeta finalmente cada um dos elementos do vetor de saída. O conceito de observabilidade é útil na solução do problema de se reconstruirão variáveis de estado não mensuráveis a partir das variáveis mensuráveis, no menor intervalo possível de tempo. Trataremos somente do caso de sistemas lineares

invariantes no tempo. Por conseguinte, sem perda de generalidade, pode-se admitir que $t_0 = 0$.

O conceito de observabilidade é muito importante porque, na prática, a dificuldade encontrada com o controle por retroação de estado reside no fato de algumas variáveis de estado não serem acessíveis diretamente para medição. Isto tem como resultado a necessidade de se estimarem as variáveis de estado não-mensuráveis para que se possam elaborar os sinais de controle. Estimar variáveis de estado só é possível se, e somente se, o sistema for completamente observável.

Ao se discutirem as condições de observabilidade, considera-se o sistema não-forçado conforme descrito pelas equações (B.14) e (B.15). A razão para isso é a seguinte: se o sistema for descrito por

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{B.16}$$

então

$$x(t) = e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau\tag{B.17}$$

e $y(t)$ é

$$y(t) = Ce^{At}x(0) + C \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau + Du\tag{B.18}$$

Como as matrizes **A**, **B**, **C** e **D** são conhecidas e $u(t)$ também é conhecido, os dois últimos termos do segundo membro desta última equação são quantidades conhecidas. Portanto, elas podem ser subtraídas dos valores observados de $y(t)$. Em consequência, para se investigar uma condição necessária e suficiente para observabilidade completa, basta considerar o sistema descrito pelas equações (B.14) e (B.15). Desse modo, o vetor $y(t)$ será:

$$y(t) = Ce^{At}x(0)\tag{B.19}$$

Com base na equação (B.5), a equação (B.19) fica:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k(t)CA^kx(0)\tag{B.20}$$

ou

$$y(t) = \alpha_0(t)Cx(0) + \alpha_1(t)CAx(0) + \dots + \alpha_{n-1}(t)CA^{n-1}x(0) \quad (B.21)$$

Se o sistema for completamente observável, então, dado o sinal de saída $y(t)$ durante um intervalo de tempo $0 \leq t \leq t_1$, é possível determinar $x(0)$, univocamente, a partir da equação (B.21). Pode-se mostrar que isto requer que o posto da matriz $nm \times n$, mostrada abaixo, seja igual a n .

$$\begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (B.22)$$

A partir desta análise é possível enunciar a condição de observabilidade completa da seguinte forma: o sistema descrito pelas equações (B.14) e (B.15) é completamente observável se, e somente se, a matriz $n \times nm$

$$[C^* \mid A^*C^* \mid \dots \mid (A^*)^{n-1}C^*] \quad (B.23)$$

for de posto n , ou seja, se tiver n vetores-coluna linearmente independentes. Esta matriz é chamada *matriz de observabilidade*.

APÊNDICE C – DEFINIÇÕES DE ESPECIFICAÇÕES DE REGIME TRANSITÓRIO

Este texto foi retirado de Ogata [15], para melhor elucidar sobre as especificações de regime transitório.

Em muitos casos práticos, as características de desempenho desejadas de sistemas de controle são especificadas em termos de grandezas no domínio do tempo. Sistemas com armazenamento de energia não podem responder instantaneamente e terão respostas transitórias sempre que submetidos a excitações ou a perturbações.

Freqüentemente, as características de desempenho de um sistema de controle são especificadas em termos da resposta transitória a uma excitação em degrau unitário, pois este sinal é fácil de ser gerado e corresponde a uma solicitação suficientemente severa. (Conhecendo-se a resposta a uma excitação em degrau, é matematicamente possível computar a resposta para qualquer outro tipo de sinal).

A resposta transitória de um sistema a uma excitação em degrau unitário depende das condições iniciais. Por uma questão de conveniência na comparação de respostas transitórias de vários sistemas, constitui uma praxe usar a condição inicial padrão de que o sistema está inicialmente em repouso com valor nulo da variável de saída e de todas as suas derivadas. Assim, as características do sinal de resposta podem facilmente ser comparadas.

Na prática, a resposta transitória de um sistema de controle freqüentemente apresenta oscilações amortecidas antes de alcançar o estado ou regime estacionário. Ao especificar as características de resposta transitória de um sistema de controle a uma excitação em degrau unitário, é comum especificar-se o seguinte:

- Tempo de atraso, t_d ;
- Tempo de subida, t_s ;
- Instante de pico, t_p ;
- Máximo valor de ultrapassagem, M_p ;
- Tempo de acomodação, t_s ;

Estas especificações são definidas, a seguir, e mostradas graficamente na Figura C.1.

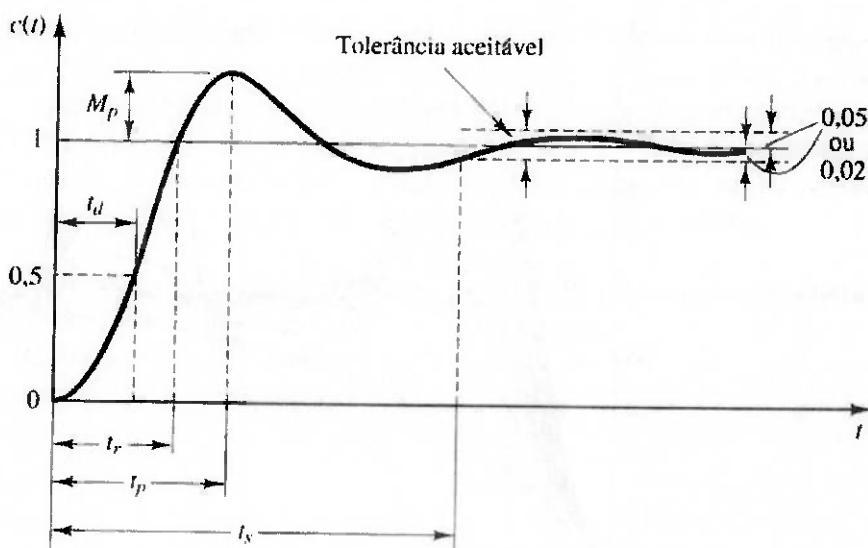


Figura C.1 – Curva de resposta ao degrau unitário mostrando t_d , t_r , t_p , M_p e t_s

- Tempo de atraso, t_d : o tempo de atraso é o tempo necessário para que a resposta alcance, pela primeira vez, a metade do valor final.
- Tempo de subida, t_r : o tempo de subida é o tempo necessário para que a resposta passe de 10% a 90%, de 5% a 95%, ou de 0% a 100%. Para sistemas de 2^a ordem subamortecidos, normalmente se usa o tempo de subida de 0% a 100%. Para sistemas de 2^a ordem superamortecidos, o tempo de subida normalmente usado diz respeito ao intervalo de 10% a 90%.
- Instante de pico, t_p : o instante de pico é o tempo necessário para que a resposta alcance o primeiro pico de ultrapassagem.
- Máxima ultrapassagem (percentual), M_p : a máxima ultrapassagem é o máximo valor de pico da curva de resposta medido a partir do valor unitário. Quando o valor final de regime estacionário da resposta difere da unidade, é comum usar-se a máxima ultrapassagem percentual, definida por

$$M_p = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\% \quad (C.1)$$

O valor de máxima ultrapassagem (percentual) indica diretamente a estabilidade relativa do sistema.

- Tempo de acomodação, t_s : o tempo de acomodação é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores dentro de uma faixa em torno do valor

final e aí permaneça. O intervalo de valores no interior da faixa é especificado por uma porcentagem absoluta do valor final (normalmente 2% a 5%). O tempo de acomodação está relacionado com a maior constante de tempo do sistema de controle. A escolha de que porcentagem usar no critério de erro pode ser determinada a partir dos objetivos do projeto do sistema em questão.

As especificações de domínio de tempo que se acabou de fornecer são bastante importantes, visto que a maioria dos sistemas de controle são sistemas no domínio do tempo, isto é, eles devem apresentar respostas temporais aceitáveis. (Isto significa que o sistema de controle deve ser modificado até que a resposta transitória seja satisfatória). Observe-se que se forem especificados os valores de t_d , t_r , t_p , t_s e M_p , então a forma da curva de resposta estará virtualmente determinada. Isto pode ser visto claramente na Figura C.2.

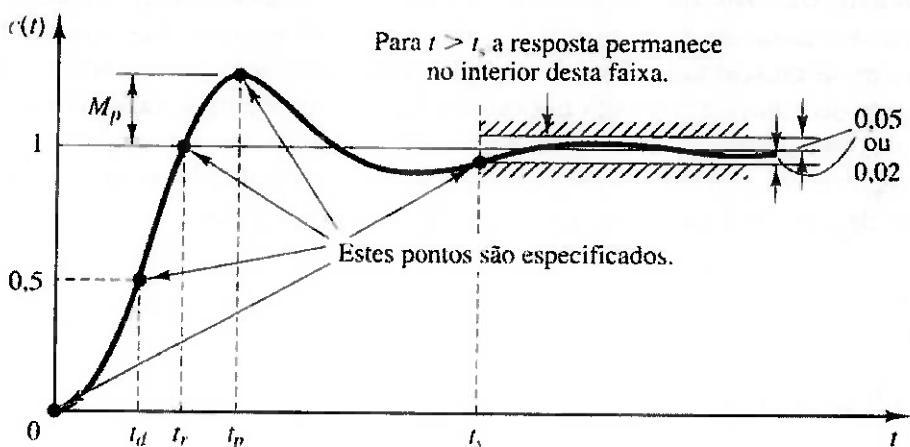


Figura C.2 – Especificações de regime transitório

Note-se que nem todas estas especificações se aplicam necessariamente a qualquer caso dado. Por exemplo, para um sistema superamortecido, os termos instante de pico e máxima ultrapassagem não se aplicam. (Para sistemas que apresentam erros de regime estacionário a excitações em degrau, este erro deve ser mantido dentro de um nível percentual especificado).

APÊNDICE D – PROJETO POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS

Este texto foi retirado de Ogata [15], para melhor elucidar sobre o projeto de alocação de pólos.

Considere-se o sistema de controle:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (D.1)$$

Poderemos definir que o sinal de controle é

$$u = -Kx \quad (D.2)$$

Isto significa que o sinal de controle é determinado pelo estado instantâneo. Esta técnica é chamada de retroação de estado. A matriz K é chamada de matriz de ganho de retroação de estado. Na análise que se segue admite-se que não haja restrições sobre o valor de u , isto é, que u seja não-restrito.

A Figura D.1(a) mostra no sistema definido pela equação (D.1). Trata-se de um sistema de controle a malha aberta, porque o estado x não retroage ao sinal de controle u . A Figura D.1(b) mostra o sistema com retroação de estado. Este é um sistema a malha fechada devido ao fato de que o estado x retroage ao sinal de controle u .

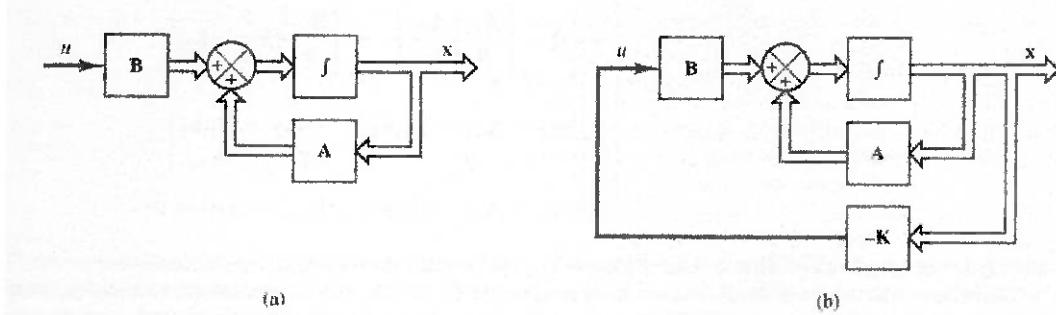


Figura D.1 – (a) Sistema de controle a malha aberta; (b) sistema de controle a malha fechada com $u = -Kx$.

Substituindo-se a equação (D.2) na equação (D.1) tem-se:

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t) \quad (D.3)$$

A solução desta equação é dada por:

$$x(t) = e^{(A-BK)t} x(0) \quad (D.4)$$

onde $x(0)$ é o estado inicial devido a perturbações externas. A estabilidade e as características da resposta transitória são determinadas pelos autovalores da matriz $A - BK$. Se a matriz K for escolhida de forma adequada, a matriz $A - BK$ pode ser feita uma matriz assintoticamente estável e, qualquer que seja $x(0) \neq 0$, é possível fazer $x(t)$ tender a $\mathbf{0}$ quando t tende para infinito. Os autovalores da matriz $A - BK$ são chamados pólos do regulador. Se estes pólos do regulador forem localizados no semi-plano s da esquerda, então $x(t)$ tende a zero quando t tende a infinito. O problema de impor a localização dos pólos a malha fechada é dito o problema da alocação de pólos.

APÊNDICE E – CONTROLE ÓTIMO COM FUNÇÃO DE CUSTO QUADRÁTICA

Este texto foi retirado de Ogata [15] e de Fleury [7], para melhor elucidar sobre o projeto de controlador linear quadrático.

O sistema de controle a ser considerado aqui será definido por:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (E.1)$$

Ao se projetarem sistemas de controle, há freqüentemente o interesse de se escolher o vetor de controle $u(t)$ tal que um dado índice de desempenho seja minimizado. Pode-se provar que um índice de desempenho quadrático, onde os limites de integração sejam 0 e ∞ , tal como

$$J = \int_0^{\infty} L(x, u) dt \quad (E.2)$$

onde $L(x, u)$ é uma função quadrática ou uma função hermitiana de x e u , conduz a leis de controle lineares; isto é,

$$u(t) = -Kx(t) \quad (E.3)$$

onde K é uma matriz $r \times n$, ou seja,

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \dots & \dots & k_{1n} \\ k_{21} & k_{22} & \dots & \dots & k_{2n} \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ k_{r1} & k_{r2} & \dots & \dots & k_{rn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (E.4)$$

Portanto, o projeto de sistemas de controle ótimo e de sistemas reguladores ótimos baseados em tais índices quadráticos de desempenho se reduz à determinação dos elementos da matriz K .

Uma vantagem em se utilizar o esquema de controle ótimo quadrático é que o sistema projetado será estável exceto no caso em que o sistema não seja controlável. No projeto de sistemas de controle baseados na minimização de índices quadráticos

de desempenho há necessidade de se resolver as equações de Riccati. O Matlab possui um comando *lqr* que fornece a solução da equação de Riccati para sistemas contínuos no tempo e determina a matriz de ganho de retroação ótima.

Considere-se, a seguir, o problema de determinar o vetor de controle ótimo $u(t)$ para o sistema descrito pela equação (E.1) e o índice de desempenho dado por:

$$J = \int_0^{\infty} (x^T \cdot Q \cdot x + u^T \cdot R \cdot u) dt \quad (\text{E.5})$$

onde Q é uma matriz hermitiana ou real simétrica e definida positiva (ou semidefinida positiva), R é uma matriz hermitiana ou real simétrica e definida positiva e u não tem restrições. O sistema de controle ótimo é para minimizar o índice de desempenho. Tal sistema é estável.

Note que as matrizes Q e R , definidas pelo projetista, ponderam o quanto se pode tolerar de erro (rms) nas variáveis de estado e quanto se pretende gastar de energia para controlar o sistema.

APÊNDICE F – TRATAMENTO DE SISTEMAS COM VARIÁVEIS FORÇANTES (EXÓGENAS)

Este texto foi retirado de Fleury [7], para melhor elucidar o tratamento de sistemas com variáveis forçantes.

Para poder usar técnicas de projeto de controladores em espaço de estado em problemas onde existem perturbações (ou referências) variantes no tempo, é necessário representar essas perturbações por variáveis de estado adicionais.

Admita o sistema na forma:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + F \cdot x_d \quad (\text{F.1})$$

onde x_d é o vetor de perturbação.

Para generalizar, admita ainda que o sistema deva seguir uma entrada (referência) x_r .

As duas novas entradas, x_d e x_r , podem ser modeladas por equações diferenciais do tipo:

$$\begin{aligned} \dot{x}_d &= A_d \cdot x_d \\ \dot{x}_r &= A_r \cdot x_r \end{aligned} \quad (\text{F.2})$$

ou mais complexas, se for o caso.

Estas equações *não estão* sujeitas a controle, sendo, portanto, equações diferenciais não forçadas. O novo sistema resultante, juntando x , x_d , e x_r , é *necessariamente não controlável*.

Como, em geral, nossa preocupação é com o comportamento do erro do sistema:

$$e = x - x_r \quad (\text{F.3})$$

Usando-se as equações (F.1), (F.2) e (F.3) podemos estabelecer:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{x} - \dot{x}_r = Ax + Bu + Fx_d - A_r x_r = A(e - x_r) + Bu - A_r x_r + Fx_d \\ \dot{e} &= Ae + (A - A_r)x_r + Bu + Fx_d \\ \dot{e} &= Ae + Ex_p + Bu \end{aligned} \quad (\text{F.4})$$

onde $x_p = \begin{bmatrix} x_r \\ \dots \\ x_d \end{bmatrix}$ e $E = [A - A_r \mid F]$; e x_p representa o vetor de entradas exógenas no sistema.

Definindo agora um vetor de estado aumentado:

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} e \\ \dots \\ x_p \end{bmatrix} \quad (\text{F.5})$$

onde $\bar{x}(t)$ deverá satisfazer o modelo dinâmico:

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot \bar{u} \quad (\text{F.6})$$

onde:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & | & E \\ \dots & + & \dots \\ 0 & | & A_p \end{bmatrix}; \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \text{ e } A_p = \begin{bmatrix} A_r & | & 0 \\ \dots & + & \dots \\ 0 & | & A_d \end{bmatrix} \quad (\text{F.7})$$

O modelo de observação também deverá ser alterado:

$$y = \bar{C} \cdot \bar{x}; \quad \bar{C} = [C \mid C_r \mid C_d] \quad (\text{F.8})$$

com as implicações de sempre: C é a matriz de observação do estado original, C_r é a das referências e C_d das perturbações.

Para um projeto por alocação de pólos, deve-se considerar uma lei de controle na forma:

$$u = -k \cdot e - k_p \cdot x_p = -k \cdot e - k_r \cdot x_r - k_d \cdot x_d \quad (\text{F.9})$$

Nesse caso vai sempre existir uma malha antecipativa (feedforward), como representado na Figura F.1:

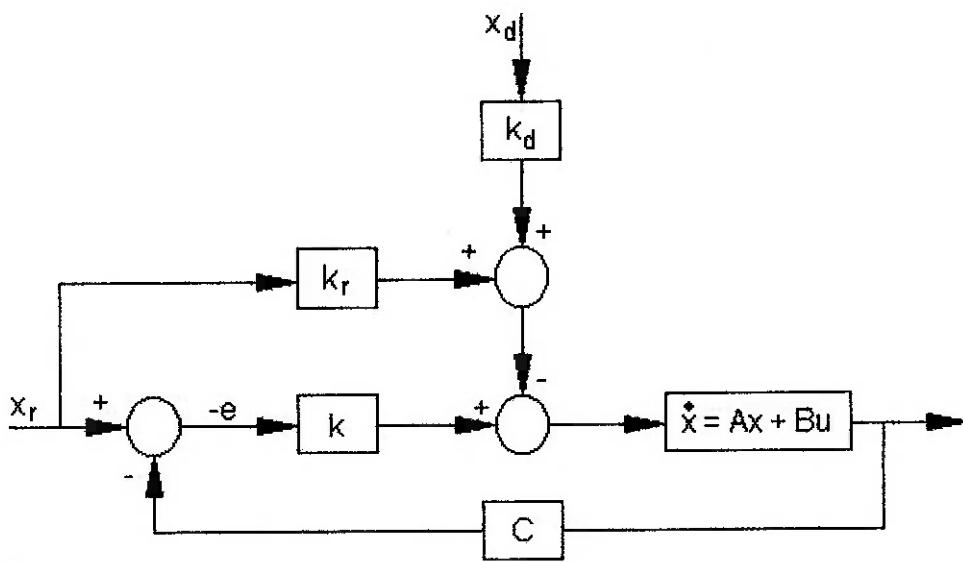


Figura F.1 – Malha antecipativa (feedforward)

Com isso, a dinâmica do erro fica:

$$\dot{e} = Ae + Ex_p - B(k_e + k_p x_p) \quad (\text{F.10})$$

Seria ideal escolher ganhos em k e k_p para manter o erro em zero. Isto em geral não é possível. Objetivos mais razoáveis de desempenho são:

- O sistema em malha fechada deve ser assintoticamente estável $\Rightarrow A_c = A - Bk$ tem todos os pólos no semiplano esquerdo.
- Uma combinação linear dos erros nas variáveis de estado (e não o vetor de erros inteiro) deve ser nulo em regime permanente:

$$\begin{aligned} \dot{e} = 0 &\Rightarrow (A - Bk)e = (Bk_p - E)x_p \\ e &= (A - Bk)^{-1}(Bk_p - E)x_p \end{aligned} \quad (\text{F.11})$$

Como queremos $y = C \cdot e = 0$, C é singular e $C \cdot (A - Bk)^{-1}(Bk_p - E) = 0$.

Dependendo da dimensão de C , a solução acima é sobre ou subamortecida. Apenas quando a dimensão de y (saídas) é a mesma de u (entradas), ou seja, o sistema é quadrado, existe uma solução analítica:

$$k_p = [C(A - Bk)^{-1}B]^{-1}C(A - Bk)^{-1}E \quad (\text{F.12})$$

APÊNDICE G – TEORIA DA SEMELHANÇA: SEMELHANÇA GEOMÉTRICA E CINEMÁTICA

Este texto foi tirado de Duncan [4], e o que será exposto aqui é somente aquilo que foi utilizado no decorrer do trabalho.

Introdução

Todas as concepções, visando a semelhança em fenômenos físicos, estão baseados na idéia de semelhança geométrica exposta por Euclides. A geometria pode ser vista como uma ciência puramente abstrata, mas ela ganha muito de sua importância como uma base necessária para a ciência física; o sistema geométrico, que fornece a base mais acurada e conveniente para a física, pode propriamente ser vista como a mais fundamental das ciências físicas. É sabido que a geometria Euclidiana é considerada por muitos pensadores como não sendo a mais adequada para a base da física, mas há um consenso universal que a geometria Euclidiana é completamente adequada para uma boa parte da física e quase toda a engenharia; além disso, ela tem o grande mérito da simplicidade.

As Proposições Básicas da Geometria

Figuras geometricamente semelhantes são definidas no Sexto Livro de *Elementos* de Euclides e as propriedades dessas figuras são deduzidas a partir de proposições de triângulos semelhantes contidas no mesmo livro. A *proposição 4* diz que se dois triângulos têm ângulos iguais, então seus lados correspondentes são proporcionais; os lados correspondentes são aqueles opostos ao ângulo em questão. O contrário dessa proposição também é verdadeiro, de maneira que triângulos com lados proporcionais têm ângulos iguais. Tais triângulos são ditos *semelhantes*. A *proposição 6* diz que se dois triângulos têm um dos ângulos iguais e os lados correspondentes a esses ângulos proporcionais, os triângulos são semelhantes.

Se na Figura G.1 os triângulos ABC e DEF são semelhantes com os ângulos em A, B e C iguais àqueles em D, E e F respectivamente, então DEF pode ser sobreposto no ABC com DE ao longo de AB e DF ao longo de AC. O triângulo sobreposto é mostrado como D'E'F' e E'F' é paralelo ao lado BC. Nota-se que os

pontos correspondentes A e D podem ocupar qualquer posição enquanto que os lados correspondentes AB e DE podem estar inclinados de qualquer ângulo. Um triângulo arbitrário localizado num plano fixo tem 6 graus de liberdade, uma vez que cada um de seus vértices tem 2 graus de liberdade. Quando o triângulo é restringido para ser semelhante a outro triângulo dado, o número de graus de liberdade é reduzido a 4. Então, na Figura G.1 com DEF semelhante ao ABC, o vértice D tem 2 graus de liberdade, a inclinação de DE para AB é arbitrária e o comprimento de DE é arbitrário, fazendo 4 graus de liberdade no total.

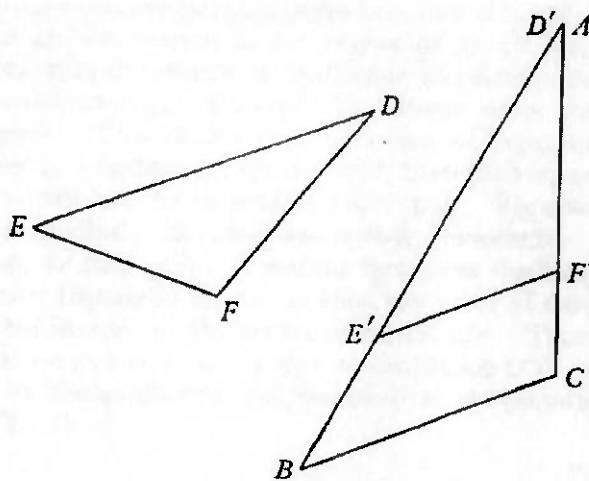


Figura G.1 – Triângulos semelhantes

Um par de polígonos planos é semelhante quando eles têm o mesmo número de vértices a quando as seguintes condições são satisfeitas:

- os ângulos correspondentes são iguais.
- os lados correspondentes têm uma relação constante.

Para triângulos, como vimos, o atendimento a uma dessas condições implica na outra, mas isso não é verdade quando o número de lados excede três. Deixemos os polígonos terem n lados a serem chamados de α e β ; deixe α ser dado e considerar a construção de β . Podemos supor que um lado de β , que chamaremos de primeiro, é dado; isso fixa a escala linear de β . As condições a serem satisfeitas pelo segundo lado de β são que ele deve fazer um ângulo com o primeiro lado igual ao ângulo correspondente de α e que sua relação para o primeiro lado seja igual para a relação correspondente em α . Assim o segundo lado deve satisfazer duas condições, e há duas novas condições para cada lado adicionado. Quando $(n - 2)$ lados tiverem sido adicionados ao primeiro, todos os vértices de β estarão localizados. Portanto o

número de condições independentes a serem satisfeitas por β a fim de que seja semelhante a α é $(2n - 4)$. Mas há apenas $(n - 1)$ condições independentes para a igualdade de relações de todos os lados correspondentes de α e β . Os dois números concordam apenas quando $n = 3$.

As curvas semelhantes podem ser observadas como limites de polígonos equivalentes quando o comprimento dos lados tende a zero.

O Centro da Semelhança

Seja o triângulo $A'B'C'$ semelhante ao triângulo ABC . Posicione $A'B'C'$ no plano de ABC com $A'B'$ paralelo a AB e $B'C'$ paralelo a BC (veja Figura G.2). Ligue AA' e BB' e deixe essas linhas se encontrarem no ponto O . Então será mostrado que C, C' e O são colineares.

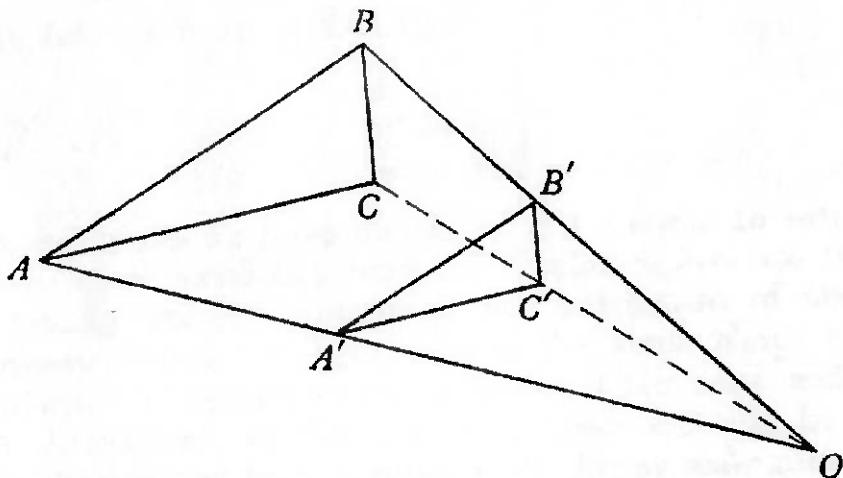


Figura G.2 – O centro de semelhança de dois triângulos semelhantes

Uma vez que $A'B'$ é paralelo a AB , os triângulos $OA'B'$ e OAB são semelhantes. Portanto:

$$\frac{B'C'}{BC} = \frac{A'B'}{AB} \quad (\text{uma vez que } A'B'C' \text{ é semelhante a } ABC) = \frac{B'O}{BO} \quad (\text{G.1})$$

E também:

$$\angle C'B'O = \angle CBO \quad (\text{G.2})$$

uma vez que $B'C'$ é paralelo a BC . Assim os triângulos $C'B'O$ e CBO são semelhantes, de modo que os lados sobre os ângulos iguais estão em proporção.

Então:

$$\angle C'OB' = \angle COB \quad (G.3)$$

e finalmente C, C' e O recaem numa linha reta. O ponto O é chamado de centro de semelhança dos triângulos. Se os triângulos semelhantes forem iguais o centro de semelhança estará no infinito.

A partir do que foi descrito acima, segue:

$$\frac{OA'}{OA} = \frac{OB'}{OB} = \frac{OC'}{OC} \quad (G.4)$$

e isso pode ser analisado como a propriedade fundamental do centro de semelhança. Além disso, se tomarmos os pontos A', B' e C' em OA, OB e OC respectivamente de modo que as relações da equação (G.4) são satisfeitas, então os triângulos A'B'C' e ABC são semelhantes.

Podemos facilmente generalizar o seguinte. Assim, se tivermos um par de polígonos planos semelhantes e colocá-los no mesmo plano de modo que os lados correspondentes sejam paralelos, então as linhas que ligam os vértices correspondentes concorrem no centro de semelhança. Os vetores radiais que partem do centro de semelhança também estão numa relação constante com pontos correspondentes nos dois polígonos, que é a escala linear para figuras semelhantes. Esta é a generalização para a equação (G.4).

Quando figuras semelhantes são colocadas com seus lados correspondentes paralelos eles são ditos estarem situadas semelhantemente. Figuras que são semelhantes e situadas semelhantemente são chamadas de *homotéticas*.

No futuro podemos pensar em figuras semelhantes como se elas estivessem situadas semelhantemente, do modo como foi discutido anteriormente, de modo que as retas que ligam pontos correspondentes concorrem no centro de semelhança. Assim, se r e r' são os vetores radiais que partem do centro de semelhança O para pontos correspondentes em figuras semelhantes, temos como generalização da equação (G.4):

$$r' = \lambda \cdot r \quad (G.5)$$

onde λ é a razão da escala linear. Se ρ e ρ' são vetores de O para os pontos correspondentes nós devemos ter:

$$\rho' = \lambda \cdot \rho \quad (G.6)$$

uma vez que os vetores são colineares. Agora deixe r ser o vetor radial de uma curva medida do ponto O como origem e θ o ângulo vetorial. Para uma mesma curva o vetor radial r' é dado pela equação (G.5) e o ângulo vetorial é:

$$\theta' = \theta \quad (G.7)$$

Deixe ψ e ψ' serem os ângulos cujas tangentes a curvas semelhantes fazem com o vetor do raio comum a eles.. Então:

$$\tan \psi = r \Big/ \frac{dr}{d\theta} \quad (G.8)$$

e

$$\tan \psi' = r' \Big/ \frac{dr'}{d\theta} = r \Big/ \frac{dr}{d\theta} = \tan \psi, \text{ por (G.5)} \quad (G.9)$$

Segue que:

$$\psi' = \psi \quad (G.10)$$

que também pode ser inferido da equação (G.4) se supusermos que A e C sejam pontos numa curva e deixar A se aproximar de C.

Podemos generalizar imediatamente o seguinte para três dimensões tomando ρ e ρ' na equação (G.6) como vetores tridimensionais. Neste sentido nós chegamos em figuras semelhantes a partir de polígonos ou curvas e a partir de superfícies. Considerando que o sistema de coordenadas Cartesianas de pontos correspondentes de duas figuras são referidos pelos eixos (x, y, z) e (x', y', z') , com origem no centro de semelhança. Então segue de (G.6) que:

$$\left. \begin{array}{l} x' = \lambda x \\ y' = \lambda y \\ z' = \lambda z \end{array} \right\} \quad (G.11)$$

Para figuras planas devemos apenas substituir z por zero. Essas equações mostram explicitamente que figuras semelhantes estão relacionadas com expansões ou contrações completamente uniformes de suas dimensões lineares. Portanto as figuras têm a mesma forma e diferem apenas no tamanho. Deve ser enfatizado que a relação entre as próprias figuras, distintamente quanto às suas localizações no espaço, é totalmente determinada pelo valor da escala linear λ . Isto é evidente a partir da maneira em que construímos a figura β como semelhante a α .

Pontos e linhas correspondentes em geral

Vamos colocar figuras semelhantes de modo que elas sejam homotéticas com a origem O do centro das coordenadas cartesianas. Então as coordenadas dos pontos correspondentes nas figuras são relacionadas pelas equações (G.11). Podemos generalizar e dizer que qualquer par de pontos cujas coordenadas satisfazem as equações (G.11) são pontos correspondentes. E mais, se tomarmos pontos de uma reta na primeira figura seus pontos correspondentes na segunda figura cairão sobre uma linha reta dita corresponder à primeira reta. Claramente, os lados correspondentes de polígonos semelhantes têm linhas correspondentes de acordo com esta definição. Do mesmo modo, a tangente à segunda figura em qualquer ponto corresponde à tangente à primeira figura no ponto correspondente. Por uma extensão óbvia podemos estabelecer planos correspondentes no espaço tridimensional.

Suponha que a primeira figura tem, relacionada a ela, algum locus ou contorno. Então, os loci ou contornos correspondentes na segunda figura são compostos por pontos correspondentes àqueles primeiros loci ou contornos. Isso tem aplicações físicas importantes onde os contornos podem relacionar, por exemplo, à constância de alguma propriedade física.

Considere A, B, C sendo pontos distintos na curva α , e A', B', C' os pontos correspondentes na curva semelhante α' . Assim o círculo que passa através A', B', C' correspondem ao círculo que atravessa A, B, C e os raios dos círculos estão, por conseguinte, na escala $\lambda:1$. Quando B e C se aproximam de A , o círculo que passa através A, B, C se torna, no limite, o círculo de curvatura de α em A e seu raio é o raio de curvatura de α' em A' . Portanto vemos que o raio de curvatura α' em A' é λ vezes o raio de curvatura α em A . Em outras palavras, a curvatura de α' em A' é $1/\lambda$.

vezes a curvatura de α em A. Podemos mostrar similarmente que, se α e α' são curvas semelhantes em três dimensões, seus planos nos pontos correspondentes A e A' são planos correspondentes. A curvatura e tortuosidade de α' em A' são obtidos a partir das quantidades de α em A pela multiplicação de $1/\lambda$.

Semelhança Cinemática

Primeiramente vamos considerar um par de pontos P_1 e P_2 . Podemos observar que seus movimentos como semelhantes quando suas posições estão relacionadas pela equação vetorial:

$$\rho_2 = \lambda \rho_1 \quad (G.12)$$

quando a comparação é feita com tempos, a equação é:

$$t_2 = \tau t_1 + c \quad (G.13)$$

onde λ , τ e c são constantes. Podemos sempre omitir a constante c se medirmos t_2 e t_1 , não a partir de uma origem de tempo comum, mas a partir de *instantes correspondentes* que são tais que pontos são também pontos correspondentes dados pela equação (G.12). As origens e eixos de referência para ρ_1 e ρ_2 não precisam ser os mesmos, mas eles devem estar relativamente em repouso.

Segue de (G.12) e de (G.13) que:

$$\begin{aligned} \delta \rho_2 &= \lambda \delta \rho_1 \\ \delta t_2 &= \tau \delta t_1 \end{aligned} \quad (G.14)$$

onde δ junto a um símbolo indica um pequeno incremento de quantidade. Portanto:

$$\frac{d\rho_2}{dt_2} = \frac{\lambda}{\tau} \frac{d\rho_1}{dt_1} \quad (G.15)$$

de modo que a velocidade do segundo ponto, considerada como um vetor referido aos eixos de referência, é igual àquela do primeiro multiplicada pela constante λ/τ . É para ser entendido que a comparação de velocidades é feita em instantes correspondentes. A equação (G.15) pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\dot{\rho}_2 = \frac{\lambda}{\tau} \dot{\rho}_1 \quad (\text{G.16})$$

A aceleração do segundo ponto é:

$$\ddot{\rho}_2 = \frac{d\dot{\rho}_2}{dt_2} = \frac{\lambda}{\tau^2} \frac{d\dot{\rho}_1}{dt_1} = \frac{\lambda}{\tau^2} \ddot{\rho}_1 \quad (\text{G.17})$$

Assim a aceleração do segundo ponto, considerado como um vetor referido ao sistema local de coordenadas de referência, é igual àquela do primeiro ponto multiplicada pela constante λ/τ^2 , onde as acelerações são comparadas em instantes correspondentes.

Quando temos que lidar sistema de pontos ou corpos rígidos temos simplesmente que estipular que a equação (G.12) se aplica para todos os pares de pontos correspondentes dos sistemas em todos os instantes relacionados por (G.13), onde as constantes λ e τ são as mesmas para todos os pares de pontos correspondentes. Isto implica em que λ seja, para todos os instantes correspondentes, a escala linear dos sistemas ou corpos correspondentes. As velocidades e acelerações correspondentes são relacionadas pelas equações (G.16) e (G.17), respectivamente, como dito anteriormente.

APÊNDICE H – ARRASTO NUM PERFIL AERODINÂMICO

Este texto foi compilado a partir das referências [3] e [14], que tratam sobre arrasto aerodinâmico e força de arrasto.

Um corpo de qualquer forma, quando imerso em um fluido em escoamento, fica sujeito a forças e momentos (White, 1986). Estas forças são três: o arrasto, que age numa direção paralela à direção da corrente livre, e duas forças de sustentação, que agem em direções ortogonais. A atuação destas forças no corpo causa momentos, conforme ilustra a Figura H.1.

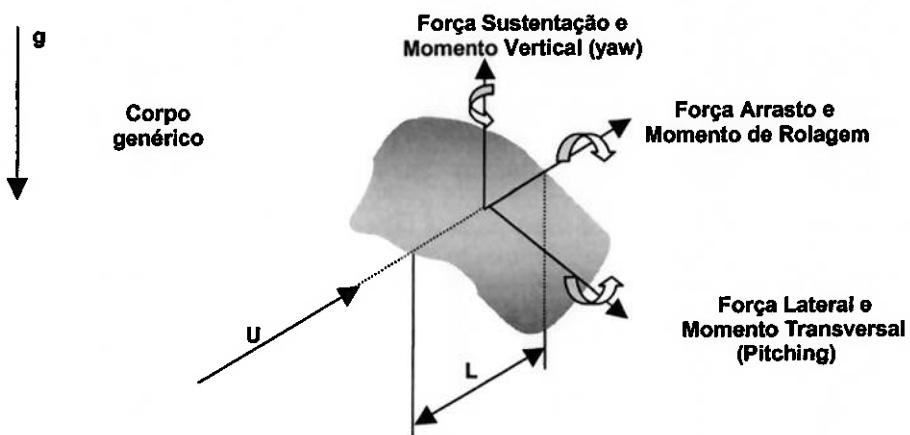


Figura H.1 – Forças e momentos atuantes em um corpo genérico imerso em um escoamento

Este documento enfocará apenas a força de arrasto, representada por **D**. Na sua forma adimensional, o arrasto é expresso pelo coeficiente de arrasto, C_D , que é a razão entre a força de arrasto e uma força característica associada à pressão dinâmica da corrente livre. Sabe-se que, em escoamentos com baixa velocidade, o coeficiente de arrasto de um corpo é uma função apenas do número de Reynolds:

$$C_D = f(Re) \quad (H.1)$$

O número de Reynolds é definido em termos da velocidade da corrente livre, U , e de um comprimento característico do corpo, L , usualmente a corda (dimensão transversal) ou o comprimento do corpo medido em direção paralela à corrente.

$$Re = \frac{UL}{v} \quad (H.2)$$

O coeficiente de arrasto é, então:

$$C_D = \frac{D}{(1/2)\rho U^2 A} \quad (H.3)$$

O fator $(1/2)$ é um tradicional tributo a Euler e a Bernoulli. A área característica do corpo, A , poderia ser igual a L^2 (L é a dimensão linear característica do número de Reynolds), mas é usual encontrá-la definida como:

- *Área Frontal* – é a projeção da área em um plano perpendicular à direção da corrente livre (é a área “vista” pela corrente livre). É freqüentemente utilizada para corpos ‘rombudos’ ou não-delgados, como esferas, cilindros, carros, mísseis, etc. E pode ser ilustrada pela Figura H.2.

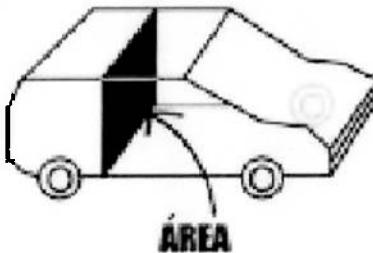


Figura H.2 - Ilustração sobre a área frontal

- *Área de Topo* – é a projeção da área no plano paralelo à corrente livre (é a vista de topo). É utilizada para corpos delgados, como perfis de asa e hidrofólios.
- *Área Molhada* – é a área total de contato do corpo com o fluido, costumeiramente utilizada para superfícies de cascos de embarcações.

Assim, a utilização de dados experimentais sobre arrasto ou outras forças exercidas pelo escoamento em corpos submersos pressupõe o conhecimento das dimensões linear e de área utilizadas no cálculo do número de Reynolds e do coeficiente de arrasto (isto é, estes valores são as escalas dos coeficientes medidos).

O arrasto exercido no corpo é composto por duas parcelas, equação (H.4). A primeira é o chamado “arrasto de atrito”, resulta da integração do produto entre o tensor das tensões viscosas, τ_w , que age na superfície, e a área superficial. A outra parcela, chamada de “arrasto de forma”, resulta da integração da pressão, p , que age sobre a superfície do corpo,

$$D = \iint_S \overline{\tau_w} \cdot \hat{n} \cdot dS + \iint_S p \cdot \hat{n} \cdot dS \quad (H.4)$$

sendo dS o elemento de área na superfície do corpo e \hat{n} a projeção, na direção do escoamento, do vetor unitário normal à superfície. De forma equivalente à equação (H.4) tem-se expressão similar para o coeficiente de arrasto:

$$C_D = C_{D, \text{atrito}} + C_{D, \text{forma}} \quad (H.5)$$

A determinação analítica ou numérica do arrasto, equações (H.4) ou (H.5), ainda é um desafio à teoria da mecânica dos fluidos, exceto para uma placa plana ou corpos muito delgados. Isto se deve ao fenômeno da “separação do escoamento”. A teoria da camada limite pode determinar o ponto de separação, mas ainda não avalia satisfatoriamente a pressão (usualmente baixa) na região de separação. E mesmo a própria determinação do ponto de separação do escoamento pode ser comprometida. Por exemplo, a corrente que se descola do corpo na região de separação pode causar uma perturbação significativa no escoamento livre. Nestes casos, a teoria da camada limite pode ser aplicada somente se a distribuição de pressão no corpo for previamente conhecida (determinada experimentalmente, por exemplo). Veja na Figura H.7 as distribuições de pressão sobre um cilindro colocado transversalmente ao escoamento, de acordo com a teoria potencial, e valores medidos em escoamentos laminar e turbulento.

Em escoamentos subsônicos com número de Reynolds elevado ($Re > 1000$, por exemplo), o arrasto de forma pode superar em várias ordens de grandeza o arrasto de atrito. Entretanto, não se pode generalizar, pois a proporção dependerá da forma do corpo, isto é, se ela favorecerá ou não a separação hidrodinâmica.

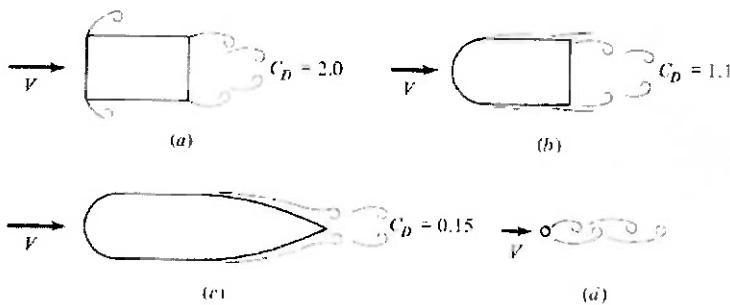


Figura H.3 – Coeficientes de arrasto para corpos de formas geométricas diferentes em escoamentos com $Re_L > 10000$

Valores do coeficiente de arrasto para corpos com formas distintas, (a) cilindro, (b) cilindro com nariz arredondado, (c) cilindro com nariz arredondado e traseira delgada e (d) cilindro transversal ao escoamento, para escoamentos com $Re_L > 10000$, estão na Figura H.3. Em todos estes casos, a área característica para o cálculo do coeficiente de arrasto foi a área frontal do corpo. Observa-se que o coeficiente de arrasto para os corpos rombudos (não delgados), representados em (a), (b) e (d), tem valores entre 2 e 1,1. Já para o corpo com uma traseira delgada, que previne melhor a separação do escoamento, Figura H.3(c), há uma substancial redução do arrasto, isto é $C_D = 0.15$! Isto é, se o cilindro da Figura H.3(a) é a referência, nota-se que ao arredondar a frente do cilindro, Figura H.3(b), reduz-se o arrasto em 45%; com a introdução de uma carenagem na parte traseira, entretanto, a redução do arrasto chega a 93%, Fig. 2(c).

A magnitude do arrasto de forma e de atrito de um corpo delgado (streamlined) com razão de aspecto (t/c) variando entre 0.05 a 0.4, está mostrada na Figura H.4. Para $(t/c) \rightarrow 0$ a forma do corpo aproxima-se de uma placa plana e o arrasto de atrito representa 83% do arrasto total. Por outro lado, quando (t/c) aumenta, isto é o corpo torna-se mais bojudo (arredondado), o arrasto de forma também aumenta.

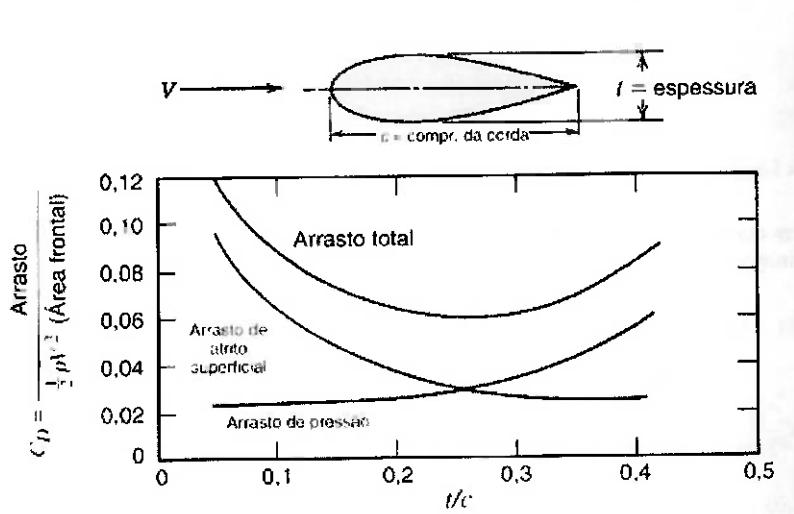


Figura H.4 – Influência do arrasto de atrito e de forma no arrasto total para um corpo delgado (carenado) em função da razão de aspecto (t/c)

Em corpos rombudos, isto é, não delgados, tais como cilindros e placas planas normais ao escoamento, o arrasto de pressão é dominante e corresponde a mais que 90% do arrasto total. Isto pode ser facilmente identificado se observarmos a Figura

H.5, que mostra o C_D em função do Re para corpos de formas variadas. Para escoamentos com $Re > 1000$, por exemplo, corpos delgados com formas de placas planas, aerofólios, pássaros, etc, têm $C_D < 0.1$. Nestes corpos, como visto na Figura H.5, os arrastos de forma e atrito são igualmente importantes na constituição do arrasto total. Por outro lado os corpos rombudos, barra de seção quadrada, cilindro transversal ao escoamento e placa plana normal ao escoamento têm $C_D \approx 1$.

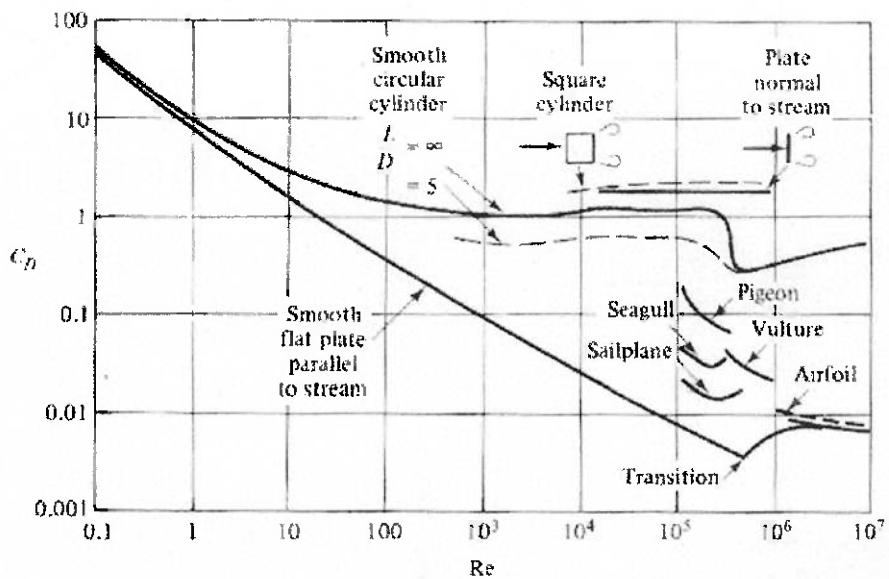


Figura H.5 – Coeficientes de Arrasto para corpos bi-dimensionais em função do Reynolds

A razão para os corpos rombudos apresentarem C_D próximo da unidade é que a força de arrasto total é bem próxima do produto entre a pressão dinâmica e a área frontal. De maneira aproximada pode-se estimar a força total de arrasto considerando que a diferença de pressão entre as superfícies do corpo, à montante e à jusante em relação ao escoamento, corresponde à pressão dinâmica, $(1/2)\rho U^2$, no ponto de estagnação frontal. Esta diferença de pressão vezes a área frontal do corpo é, então, uma estimativa do arrasto total. Isto então justifica o fato, nestes corpos rombudos, do arrasto de forma ser a componente dominante no arrasto total.

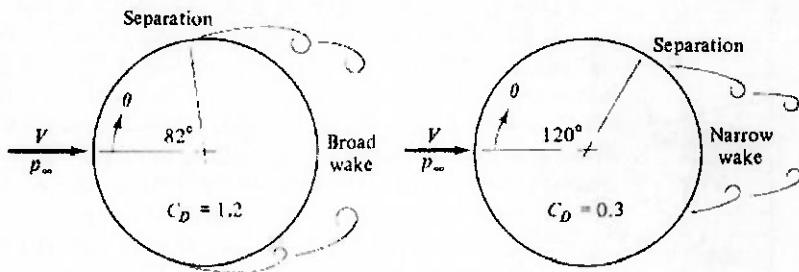


Figura H.6 – Representação esquemática do ponto de separação escoamento em um cilindro em regime laminar (a) e turbulento (b)

Ainda com referência à Figura H.5, deve-se destacar um comportamento peculiar do C_D do cilindro para números de Reynolds variando entre 10^5 e 10^6 . Nesta faixa há uma súbita diminuição do C_D de 1.2 para 0.3. Este fenômeno também é conhecido como “crise do arrasto” e deve-se a uma transição de regime laminar para turbulento da camada limite que se desenvolve na superfície do cilindro. Enquanto a camada limite laminar separa-se em uma posição angular (em torno) de 82 graus a partir do ponto de estagnação frontal, na camada limite turbulenta a separação ocorre em 120 graus, veja representação esquemática na Figura H.6. Ao transicionar de laminar para turbulento, o escoamento na camada limite do cilindro consegue extrair mais energia do escoamento externo e retardar o ponto de separação para 120 graus.

A redução do arrasto também pode ser observada na distribuição de pressão no cilindro para os diferentes regimes, como mostra a Figura H.7. A curva tracejada é uma distribuição simétrica obtida da solução do escoamento potencial; as linhas ‘traço-ponto’ e ‘contínua’ são valores medidos de escoamentos de camada limite laminar e turbulenta. A assimetria na distribuição de pressão resulta, naturalmente, da separação do escoamento. A partir do valor máximo de estagnação frontal, o caso laminar apresenta uma pressão negativa e constante a partir de 82°. No caso turbulento o ponto de separação desloca-se para 120° e a distribuição de pressão é mais simétrica que a do caso laminar: portanto, o arrasto é menor.

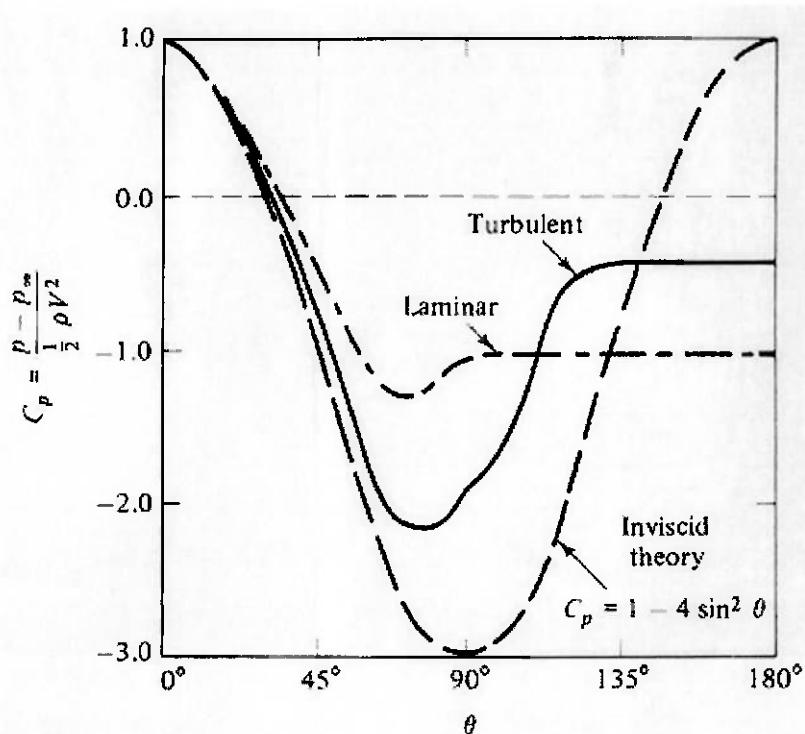


Figura H.7 – Distribuição de pressão num cilindro causadas por um escoamento: potencial (teórico), camada limite laminar e turbulenta

Concluindo, por paradoxal que possa ser, a transição do escoamento de laminar para turbulento causa uma redução do arrasto total do cilindro. Sem dúvidas, o arrasto de atrito aumenta quando o escoamento transiciona de laminar para turbulento. Porém, neste regime e para esta forma de corpo, a contribuição do arrasto de atrito para o arrasto total no cilindro é muito pequena quando comparado com o arrasto de pressão. Assim, como a transição laminar-turbulento torna a distribuição de pressão mais simétrica, ela também reduz o arrasto total.

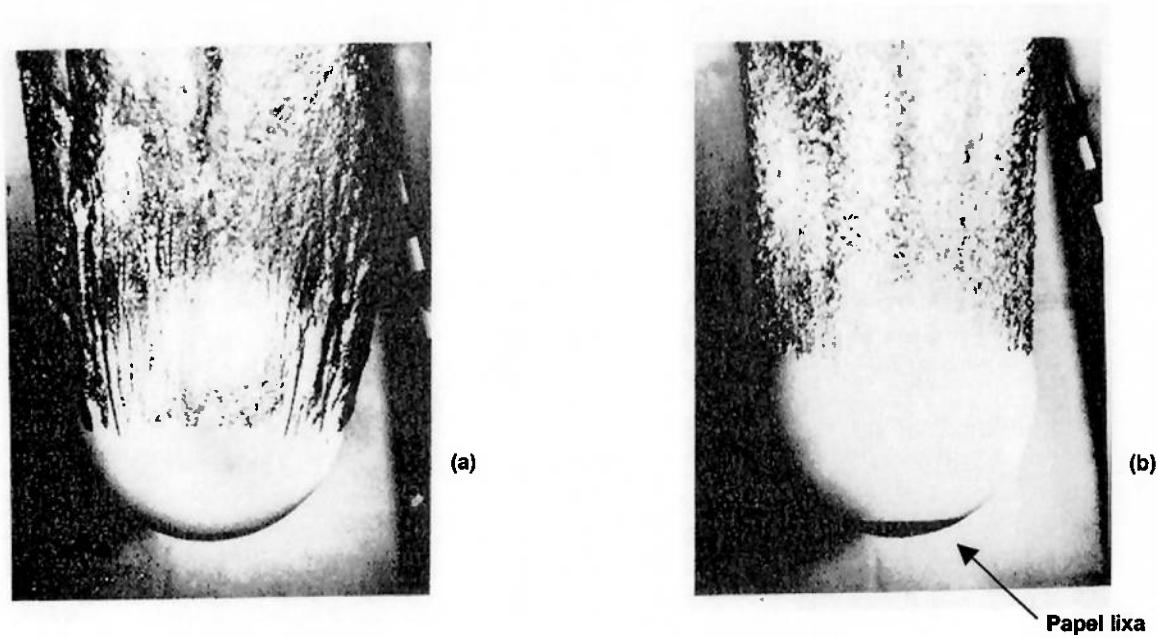


Figura H.8 – Diferenças entre os pontos de separação laminar (a) e turbulento (b) em uma bola de boliche de 216 mm de diâmetro entrando na água com 7,6 m/s

A indução da transição laminar-turbulento passa então a ser um recurso empregado para redução de arrasto, neste caso específico. A Figura H.8 mostra a visualização da entrada na água de duas bolas de boliche com 216 mm de diâmetro, a uma velocidade de 7.6 m/s ($Re = 1.6 \cdot 10^6$). Na Figura H.8(a) o escoamento é laminar e o ponto de separação ocorre próximo ao equador da esfera. Na Figura H.8(b), a mesma esfera, nas mesmas condições, tem o ponto de separação atrasado em relação ao caso (a) devido à inserção de rugosidade causada por um papel lixa no nariz da bola. Mesmas formas, porém em regimes distintos, apresentam arrastos diferentes. Uma utilização popular do uso deste efeito para a redução de arrasto é rugosidade criada na superfície das bolas de golf.