MARCOS ANTONIO DE CARVALHO GUEDES

Estudo de compensadores para a válvula borboleta eletrônica automotiva

São Paulo

2014

MARCOS ANTONIO DE CARVALHO GUEDES

Estudo de compensadores para a válvula borboleta eletrônica automotiva

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para a obtenção do Título de Mestre em
Ciências.

Orientador:
Prof. Dr. João Francisco Justo Filho

São Paulo

2014

MARCOS ANTONIO DE CARVALHO GUEDES

Estudo de compensadores para a válvula borboleta eletrônica automotiva

Dissertação apresentada a Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para a obtenção do título de Mestre em
Ciências.

Área de Concentração:
Engenharia Elétrica
Sistemas Eletrônicos

Orientador:
Prof. Dr. João Francisco Justo Filho

São Paulo
2014

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 06 de fevereiro de 2014.

Assinatura do autor

Assinatura do orientador

FICHA CATALOGRÁFICA

Guedes, Marcos Antonio de Carvalho

Estudo de compensadores para a válvula borboleta eletrônica automotiva / M.A.C. Guedes. -- versão corr. -- São Paulo, 2014.

155 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1. Motores ciclo Otto 2. Eletrônica automotiva 3. Válvulas (Controle) I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II. t.

Dedico este trabalho a Deus, aos meus pais Antonio e Helena, as minhas irmãs Priscila e Jaqueline e a todos meus familiares, amigos e professores que estiveram junto comigo em toda esta Jornada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, agradeço aos meus pais: Antonio Durães Guedes e Helena Aparecida Moreira de Carvalho Guedes, e a todos os meus familiares por todo apoio.

Agradeço aos Profs. Drs. João Francisco Justo Filho e Armando Antonio Maria Laganá pela orientação e apoio durante todos os momentos deste trabalho e da vida pessoal.

Agradeço aos Profs. Me. Luiz Vasco Puglia e Dr. Fábio Delatore que me orientaram e me deram um grandioso apoio e força durante o estudo de controle.

Agradeço ao Prof. Dr. Alexsander Tressino Carvalho, amigo e diretor da FATEC Santo André, pelo apoio, ajuda e compreensão.

Agradeço ao Prof. Carlos Alberto Morioka, coordenador do curso de Eletrônica Automotiva da FATEC Santo André, e a todos da FATEC Santo André pelo apoio, e por toda a ajuda e material e base que forneceram para todo o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao Felipe Serafim Albaladejo, Ricardo de Andrade, Bruno Casagrande, Bruno Martin Dias, Leone, Cynthia, Lucas Sacramone, Guilherme Tolposki e a todos meus amigos que sempre estiveram juntos no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao CNPq pela bolsa auxílio concedida por todo o período do mestrado.

“Nunca deixe que lhe digam que não vale a pena acreditar num sonho que se tem, ou que seus planos nunca vão dar certo, ou que você nunca vai ser alguém, se quiser alguém em quem confiar, confie em si mesmo, quem acredita sempre alcança...”.

Renato Russo

RESUMO

A válvula borboleta é o atuador principal do sistema de admissão de ar no motor a combustão interna ciclo Otto (MCI), determinando a massa de ar admitida para o sistema de gerenciamento eletrônico do motor (ECU) realizar os cálculos de controle da injeção eletrônica de combustível, e o momento de lançamento da centelha para o sistema de ignição eletrônica, atuando também no regime de funcionamento do MCI. Este trabalho explora o controle da válvula borboleta eletrônica automotiva, onde foram estudados diversos modelos de controle para a válvula borboleta. O controle visa responder a ECU que demanda um determinado ângulo de abertura da válvula borboleta, para o melhor funcionamento e gestão do MCI para cada região de operação do motor, sendo este ângulo de abertura determinado pela própria ECU. O principal objetivo do trabalho é buscar um melhor desempenho do controle da válvula borboleta, para responder com exatidão ao comando da ECU e, conseqüentemente, um desempenho ótimo do motor de combustão interna. Adicionalmente, o trabalho promove avanços parciais para o desenvolvimento de uma unidade eletrônica de gerenciamento do motor.

Palavras chaves: Eletrônica Automotiva. Gerenciamento de Motores. Sistema de Admissão de Ar. Válvula Borboleta. Controle.

ABSTRACT

The throttle is the main actuator of the air intake system in an internal combustion engine Otto cycle (MCI), determining the mass of air admitted to the system of electronic engine management (ECU) in the calculations of the electronic injection control fuel, and the timing of the spark to launch the electronic ignition system, also working in the regime of operation of the MCI. This work explores the control of automotive electronic throttle valve, where many control for throttle valve was studied. The control ECU aims to answer that demand a certain opening angle of the throttle valve, to improve the functioning and management of MCI for each region of operation of the engine, and this opening angle determined by the ECU itself. The main objective is to seek a better control performance throttle valve to respond accurately to the command of the ECU and hence optimum performance of the internal combustion engine. In addition, the work promotes partial advances in the development of an electronic engine management unit.

Keywords: Automotive Electronics. Engine Management. Air Intake System. Throttle Body. Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 - Ciclo de trabalho motor ciclo Otto.	22
Figura 2.2 - Dimensões da Válvula Borboleta.	36
Figura 2.3 - Diagrama sistema EGAS.	37
Figura 2.4 - Esquema elétrico do sensor MAF.	40
Figura 2.5 - Esquema da válvula borboleta eletrônica.	41
Figura 2.6 - Corpo de válvula borboleta eletrônica.....	42
Figura 2.7 - Esquema da mola não linear, torque como função da posição da válvula.	43
Figura 2.8 - Circuito em malha fechada da planta.....	50
Figura 2.9 - Diagrama em blocos do controle da válvula borboleta.....	52
Figura 2.10 - Controle do sistema da válvula borboleta.	53
Figura 2.11 - Diagrama em blocos do processo da válvula borboleta.....	54
Figura 2.12 - Estratégia de controle da válvula borboleta.	55
Figura 2.13 - Imagem das operações de ajuste automático.....	56
Figura 2.14 - Sistema de controle da válvula borboleta (a) e componentes do sistema para controle da válvula borboleta (b).	58
Figura 2.15 - Estrutura da estratégia AMRNC.....	59
Figura 2.16 - Estrutura para controlador 2-DOF.....	60
Figura 2.17 - Características estáticas medidas.....	61
Figura 2.18 - Resposta a entrada de degrau.....	61
Figura 2.19 - Controlador não linear proposto.....	62
Figura 3.1 - Hardware para controle da válvula borboleta.....	65
Figura 3.2 - Circuito elétrico simulador do sistema de admissão de ar.	65
Figura 3.3 - Sistema de bancada utilizado: simulador do sistema de admissão de ar.	66
Figura 3.4 - Código em LabVIEW® para aquisição e tratamento dos sinais.....	67
Figura 3.5 - Aparência do software desenvolvido em LabVIEW® para aquisição de sinais.	68
Figura 3.6 - Fluxograma do software de controle da válvula borboleta em malha fechada.	68
Figura 3.7 - Modelo mecânico da válvula borboleta.	71
Figura 3.8 - Modelo da força da mola da válvula borboleta.....	71

Figura 3.9 - Modelo da válvula borboleta em grandezas elétricas.	72
Figura 3.10 - Resposta da velocidade angular a um sinal degrau de entrada.	73
Figura 3.11 - Modelo dos atritos.	75
Figura 3.12 - Modelo do HardStopOn	75
Figura 3.13 - Tensão de descolamento (Breakaway Voltage).....	75
Figura 3.14 - Identificação de parâmetros na curva estática.	76
Figura 3.15 - Ambiente virtual de simulação da válvula borboleta.	76
Figura 3.16 - Bloco de Posição do TPS [V].	77
Figura 3.17 - Curva de assinatura da válvula borboleta com entrada de onda senoidal de 33mHz.....	78
Figura 3.18 - Demodulação do PWM com filtro passa-baixa com frequência de corte em 5 kHz.	79
Figura 3.19 - Curva de assinatura para uma senóide de 5V e 33mHz.	80
Figura 3.20 - Curva de assinatura para uma senóide de 5V e frequência de 100mHz (A) e para 500mHz (B).	80
Figura 3.21 - Resposta ao Degrau de +/- 5 V.....	81
Figura 3.22 - Sinal de trapézio e resposta com parada.	82
Figura 3.23 - Resposta ao degrau de +/- 5 V e análise da velocidade angular.	83
Figura 3.24 - Análise da velocidade angular.	84
Figura 3.25 - Identificação parâmetros estáticos.	85
Figura 3.26 - Resposta real x simulada para uma entrada senoidal de 33 mHz.	86
Figura 3.27 - Resposta real x simulada para uma entrada triângulo de 100 mHz.....	86
Figura 3.28 - Resposta ao degrau de +/- 3 V - real versus simulada.	86
Figura 3.29 - Resposta real x simulada para uma entrada senoidal de 33 mHz.	87
Figura 3.30 - Resposta real x simulada para uma entrada triangular de 100 mHz....	88
Figura 3.31 - Resposta ao degrau de +/- 3 V- real versus simulada.	88
Figura 4.1 - Circuito em malha fechada da válvula borboleta.	89
Figura 4.2 - Circuito eletrônico para o fechamento de malha analógico com $K=27,27$	90
Figura 4.3 - Degrau de 0 a 2,1 volts. Erro de Estado Estacionário Médio (ERM): 0,037 V.....	90
Figura 4.4 – Degrau de 0 a 3,1 volts. ERM: 0,129 V.	91
Figura 4.5 - Resposta a entrada senoidal com frequência de 200 mHz. ERM: 0,245 V.....	91

Figura 4.6 - Sinais utilizados nos experimentos.	93
Figura 4.7 - Resposta a onda quadrada em malha fechada para ganho $K_c=4$. ERM: 0,149 V.	94
Figura 4.8 - Resposta ao trem de pulsos em malha fechada para $K_c=4$. ERM: 0,143 V.	94
Figura 4.9 - Resposta ao degrau de 2,1 V.	95
Figura 4.10 - Modelo de segunda ordem para a válvula borboleta em malha fechada (analógico).	97
Figura 4.11 - Caminho do lugar das raízes para o modelo identificado (analógico). ..	97
Figura 4.12 - Resposta ao degrau de 2,43V.	98
Figura 4.13 - Modelo de segunda ordem para a válvula borboleta em malha fechada (digital).	99
Figura 4.14 - Caminho do lugar das raízes para o modelo identificado (digital).	99
Figura 4.15 - Compensador de Avanço para a Válvula Borboleta: (A) Modelo MATLAB/Simulink®, (B) Resposta Temporal Simulada.	100
Figura 4.16 - Caminho do lugar das raízes com o compensador de avanço.	101
Figura 4.17 - Fluxograma do algoritmo do compensador de avanço.	103
Figura 4.18 - Resposta a excitação de onda quadrada de 0,8 a 2,43 V. ERM: 0,313 V.	103
Figura 4.19 - Resposta ao trem de pulsos com compensador de avanço. ERM: 0,256 V.	104
Figura 4.20 - Modelo perturbação com compensador de avanço da válvula borboleta.	105
Figura 4.21 - Modelo de perturbação da válvula borboleta.	106
Figura 4.22 - Compensador PID para a válvula borboleta: (A) Modelo MATLAB/Simulink®, (B) Resposta temporal simulada.	108
Figura 4.23 - CLR com o compensador PID para a válvula borboleta.	108
Figura 4.24 - Fluxograma do algoritmo de controle do compensador PID.	110
Figura 4.25 - Resposta a onda quadrada com compensador PID. ERM: 0,051 V ..	111
Figura 4.26 - Resposta ao trem de pulsos com compensador PID. ERM: 0,073 V ..	111
Figura 4.27 - Resposta a entrada de onda quadrada. ERM: 0,192V.	113
Figura 4.28 - Resposta ao trem de pulsos. ERM: 0,144V.	114
Figura 4.29 - Resposta ao degrau de 2,39V.	114

Figura 4.30- Resposta a entrada de onda quadrada utilizando o compensador PID. ERM: 0,058V.....	115
Figura 4.31 - Resposta ao trem de pulsos com compensador PID. ERM: 0,072V..	116
Figura 4.32 - Imagem do mock-up e da ECU didática.....	118
Figura 4.33 - Gráfico de aceleração do mock-up utilizando o controlador da válvula borboleta desenvolvido.	118
Figura 4.34 - Gráfico detalhado da aceleração do mock-up utilizando o controlador da válvula borboleta desenvolvido.	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Resultados do processo IFT para otimização do controle da válvula borboleta.	60
Tabela 3.1 - Parâmetros do Modelo.	87
Tabela 4.1 - Dados da válvula borboleta em teste de bancada utilizados para os experimentos.	93
Tabela 4.2 – Resumo dos parâmetros do PID calculado.	110
Tabela 4.3 - Comparação entre os resultados dos compensadores.	112
Tabela 4.4 - Dados da válvula borboleta do <i>mock-up</i>	113
Tabela 4.5 – Resumo dos parâmetros do PID calculado para o <i>mock-up</i>	115
Tabela 4.6 - Comparação entre os resultados dos compensadores no <i>mock-up</i>	117

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2-DOF	<i>Two-Degree-Of-Freedom</i>
AMRNC	<i>Approximate Model-based Robust Nonlinear Control</i>
APMS	Antes do Ponto Morto Superior
ARX	<i>Auto-Regressive- eXogenous</i>
DC	<i>Direct Current</i>
ECU	<i>Electronic Control Unit</i>
EGAS	<i>Electronic GAS pedal</i>
EGR	<i>Exhaust Gas Recirculation</i>
ERM	Erro de Estado Estacionário Médio
FATEC	Faculdade de Tecnologia
FFC	<i>Feedforward Controller</i>
GNV	Gás Natural Veicular
HC	Hidrocarbonetos
IFT	<i>Iterative Feedback Tuning</i>
KS	<i>Knock Sensor</i>
LH	<i>Limp Home</i>
MAF	<i>Mass Air Flow</i>
MAP	<i>Manifold Absolut Pressure</i>
MCI	Motores a Combustão Interna
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
PID	<i>Progressive-Integrative-Derivative Controller</i>
PMI	Ponto Morto Inferior
PMS	Ponto Morto Superior
PTC	<i>Positive Temperature Coefficient</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
TD	<i>Tracking Differentiator</i>
TPS	<i>Throttle Position Sensor</i>
USP	Universidade de São Paulo
VEIC	Válvula Eletromagnética Injetora de Combustível

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	INTRODUÇÃO	18
1.2	OBJETIVOS	19
1.3	CONTEÚDO E ORGANIZAÇÃO.....	20
2	MOTORES A COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO E A VÁLVULA BORBOLETA.....	21
2.1	BREVE HISTÓRICO E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR A COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO	21
2.2	A MISTURA E RELAÇÃO AR-COMBUSTÍVEL	23
2.3	GERENCIAMENTO ELETRÔNICO DE MOTORES A COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO	25
2.4	O SISTEMA DE ADMISSÃO DE AR	30
2.4.1	<i>Sensores Utilizados no Sistema de Admissão de Ar</i>	38
2.5	VÁLVULA BORBOLETA.....	41
2.6	SISTEMAS DE CONTROLE	45
2.6.1	<i>Estudo de Técnicas Não Lineares</i>	48
2.7	ESTADO DA ARTE.....	50
2.7.1	<i>Histórico e Evolução dos Controles para a Válvula Borboleta</i>	50
3	METODOLOGIA	63
3.1	DESCRIÇÃO DO HARDWARE	64
3.2	DESCRIÇÃO DO SOFTWARE.....	67
3.3	MODELO MATEMÁTICO PARA A VÁLVULA BORBOLETA	69
3.4	IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO	77
3.4.1	<i>Identificação dos Parâmetros Estáticos.....</i>	79
3.4.2	<i>Identificação dos Parâmetros Dinâmicos</i>	81
3.4.3	<i>Identificação dos Parâmetros Não Lineares</i>	82
3.4.4	<i>Determinação das Variáveis do Modelo</i>	83
3.5	VALIDAÇÃO DO MODELO IDENTIFICADO	85
4	PROJETO DO COMPENSADOR PARA A VÁLVULA BORBOLETA E RESULTADOS.....	89
4.1	MALHA FECHADA DO SISTEMA DA VÁLVULA BORBOLETA	89

4.2	OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA VÁLVULA BORBOLETA EM MALHA FECHADA	95
4.3	COMPENSADOR DE AVANÇO PARA A VÁLVULA BORBOLETA	99
4.4	INFLUÊNCIA DE PERTURBAÇÕES NO MODELO DA VÁLVULA BORBOLETA	105
4.5	COMPENSADOR PID PARA A VÁLVULA BORBOLETA	107
4.6	RESULTADOS FINAIS	113
5	CONCLUSÃO	120
5.1	PROPOSTAS FUTURAS	121
APÊNDICE A		128
APÊNDICE B		134
APÊNDICE C		155

1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO

Na última década, observou-se um grande avanço da indústria automotiva brasileira, ultrapassando a marca de três milhões de veículos produzidos por ano. Em 2012, o Brasil disputou com a Coréia do Sul a sexta posição na produção mundial. Este cenário de grande crescimento na produção industrial exige paralelamente a ampliação do corpo de engenheiros e tecnólogos para executar os projetos relacionados nesse setor, principalmente pela incorporação de novas tecnologias nos automóveis e, particularmente, de dispositivos eletrônicos de sensoriamento e controle, muitas vezes designada eletrônica embarcada. Entretanto, nos últimos anos, o corpo de profissionais brasileiros associados à eletrônica automotiva teve um crescimento modesto quando comparado ao de outros países com crescimento econômico semelhante, levando a uma escassez de profissionais no mercado brasileiro (GUEDES *et al.*, 2012; ALBALADEJO *et al.*, 2012). Com o objetivo de oferecer novas oportunidades de formação de nível superior na área de eletrônica automotiva, a Faculdade de Tecnologia (FATEC) de Santo André e a Escola Politécnica da USP uniram esforços nos últimos anos e, em 2007, foi implantado o curso de Tecnologia em Eletrônica Automotiva na FATEC.

As novas tecnologias nos automóveis levaram a um aumento significativo de sistemas eletrônicos sofisticados em veículos, chamados de sistemas embarcados. Analistas estimam que 90% das inovações nas indústrias automobilística estão relacionadas a sistemas eletrônicos (HODEL, 2008).

Os sensores, atuadores e microcontroladores são os elementos responsáveis pelo crescimento da utilização de sistemas de controle eletrônico nos veículos. Estes vêm sendo sistematicamente aprimorados, oferecendo componentes cada vez melhores e com custos mais reduzidos. Os novos sistemas eletrônicos embarcados apresentam soluções cada vez melhores e mais sofisticadas para substituir os sistemas existentes, facilitando a substituição de sistemas puramente mecânicos ou hidráulicos do automóvel por soluções eletrônicas. Considerando os grandes avanços ocorridos nas últimas décadas, é possível afirmar que a indústria automobilística é um dos ícones nos desafios tecnológicos de *software* e *hardware* embarcados (HODEL, 2008).

Ainda é necessário melhorar a tecnologia disponível nos motores a combustão interna para se obter maior eficiência de torque e potência, unindo baixo consumo de combustível e baixa emissão de poluentes, visando atender às normas e legislações ambientais vigentes (MILHOR, 2002; SOUZA, 2010). O sistema de admissão de ar automotivo é responsável, em grande parte, por unir esses fatores, pois dentre suas funções está determinar a quantidade de massa de ar admitida para que a unidade de gerenciamento do motor possa definir a quantidade de combustível a ser injetada para manter uma relação de mistura ar-combustível estequiométrica, de forma a reduzir a emissão de gases finais e otimizar a queima do combustível (CÂMARA, 2006; MILHOR, 2002; SOUZA, 2010).

A válvula borboleta é o atuador mais importante do sistema de admissão, e realizar o seu controle com exatidão é um fator muito importante. O controle da válvula borboleta é bastante complexo por se tratar de um atuador que possui características não lineares, e tem diversas influências como a força de retorno de mola e um forte atrito em seu corpo. A válvula borboleta precisa responder aos comandos da Unidade de Gerenciamento do Motor (*Electronic Control Unit* - ECU), que determina o ângulo de abertura, de acordo com o acionamento do pedal de acelerador pelo motorista e a quantidade de torque exigida para se equilibrar com a melhor quantidade de massa de ar admitida possível para os diversos regimes de funcionamento do motor (BOSCH, 2005; PAVKOVIC *et al.*, 2006).

A relevância deste trabalho está ligada primordialmente a esses fatores, realizar o correto controle da válvula borboleta automotiva para uma melhor eficiência de funcionamento do Motor a Combustão Interna (MCI). Atualmente, a válvula borboleta é amplamente empregada no sistema de gerenciamento de motores como principal atuador para admissão de ar.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem como principal objetivo realizar um estudo detalhado do controle da válvula borboleta e a implementação de um sistema controlador para a mesma. O presente trabalho possuirá um compensador para a válvula borboleta em um algoritmo de controle implementado num microcontrolador PIC16F877A. Os compensadores já existentes utilizados por outros autores possuem como característica a utilização de um Proporcional-Integrativo-Derivativo (PID) com

termos adicionais para as compensações não lineares, aplicando junto conceitos de controle adaptativo e robusto. Neste trabalho será estudado e desenvolvido um compensador para a válvula borboleta com um algoritmo aberto em um microcontrolador PIC[®] e será aplicado em uma Unidade de Gerenciamento Eletrônica Didática para Motores a Combustão Interna para um *mock-up*. Inicialmente, será definido um modelo para a válvula borboleta e, a partir do estudo deste modelo, serão identificados seus parâmetros. Em seguida, será definido um compensador que melhor atenda ao sistema desejado para o controle da válvula borboleta.

Alguns objetivos específicos deste trabalho são:

- Conhecer as características da válvula borboleta automotiva para prever as dificuldades que o sistema apresentaria para projeto do compensador.
- Determinar um modelo matemático da válvula borboleta;
- Levantar um simulador da válvula borboleta virtualmente e identificar seus parâmetros;
- Estudar e aplicar o melhor compensador para as não linearidades da válvula borboleta;
- Implementar um PID

1.3 CONTEÚDO E ORGANIZAÇÃO

Este trabalho está organizado em cinco capítulos, sendo que o primeiro apresenta uma introdução ao trabalho, o segundo apresenta os fundamentos e funcionamento dos motores à combustão interna, seu gerenciamento eletrônico, características e controle da válvula borboleta. O terceiro apresenta a metodologia do trabalho, enquanto que o quarto apresenta o projeto do compensador e resultados. Finalmente, o quinto capítulo apresenta as conclusões e propostas futuras.

2 MOTORES A COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO E A VÁLVULA BORBOLETA

Este capítulo faz uma breve descrição das principais características de funcionamento de um motor a combustão interna ciclo Otto e das características de seu funcionamento e do gerenciamento eletrônico correspondente e a influência da válvula borboleta para suas estratégias de funcionamento. Posteriormente, apresenta o funcionamento e a descrição da válvula borboleta, e algumas estratégias de controle já existentes.

2.1 BREVE HISTÓRICO E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR A COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO

O princípio do MCI quatro tempos começou a ser concebido em 1862 pelo físico francês Alphonse Beau de Rochas. Ele propôs condições para que o MCI de quatro tempos funcionasse com o máximo de economia possível. Rochas então descreveu uma sequência de eventos, por meio da qual a economia e a eficiência poderiam ser conseguidas simultaneamente. Esta sequência, que se resume em quatro tempos, é o que se utiliza ainda hoje em praticamente todos os MCI. Entretanto, Rochas não chegou a construir nenhum motor, apenas concebeu e formulou as condições de funcionamento econômico que ele havia imaginado. O primeiro motor experimental do gênero foi construído em 1872 e foi colocado em funcionamento somente em 1876 por Nikolaus Otto (1832-1891), que foi quem determinou também o ciclo teórico sob o qual o MCI trabalha. Naquela época, a ignição já era obtida por meio de vela, algo que se mantém até os dias de hoje (PASSARINI, 1993; MILHOR, 2002). Otto teve seu trabalho financiado por Eugen Langen, proprietário de uma refinadora de açúcar, que provavelmente teria ligações com o mercado de etanol da Europa (VEIGA, 2010). Quando a firma Alemã Otto & Langen passou a fabricar os MCI a quatro tempos, de pistões móveis, ligados a girabrequim, este tipo de motor ficou conhecido popularmente como motor Otto (PASSARINI, 1993; MILHOR, 2002).

Um ciclo de trabalho no MCI quatro tempos corresponde a duas voltas na árvore de manivelas. Conforme a árvore de manivelas (ou girabrequim) realiza seu movimento rotacional, os pistões se movem dentro dos cilindros do ponto morto

superior (PMS) ao ponto morto inferior (PMI). As bielas transmitem o movimento rotacional da árvore de manivelas para os pistões fazendo com que os mesmos façam o movimento retilíneo entre o PMS e PMI. A cada duas voltas na árvore de manivelas, quatro tempos são executados dentro de um cilindro (MILHOR, 2002). Este acontecimento pode ser melhor visualizado na Figura 2.1:

Figura 2.1 - Ciclo de trabalho motor ciclo Otto.

Fonte: (BOSCH, 1988; MILHOR, 2002).

Cada cilindro possui válvulas de admissão e válvulas de escape, onde a de admissão é responsável por admitir a mistura de ar-combustível em motores de injeção direta, e a de escape por liberar os produtos da combustão desta mistura admitida. A quantidade destas válvulas pode variar dependendo do modelo do motor e fabricante. Estas válvulas são acionadas pelo eixo de comando de válvulas, que por sua vez é movido através da árvore de manivelas. A seguir uma breve descrição de cada um dos quatro tempos do MCI ciclo Otto:

Admissão: Esta ocorre quando se realiza o deslocamento do pistão do PMS para o PMI dentro do cilindro, com as válvulas de admissão abertas e as válvulas de escape fechadas, admitindo assim a mistura ar-combustível para dentro do cilindro.

Compressão: Neste instante a válvula de admissão é fechada, e o pistão realizará o movimento do PMI para o PMS, comprimindo toda a mistura admitida na câmara de combustão dentro do cilindro. Antes que o pistão atinja completamente o PMS, ocorre a faísca de centelha produzida pelo sistema de ignição através da bobina e velas, e esta causa a queima da mistura comprimida na câmara de combustão do cilindro, elevando a pressão dentro do cilindro.

Expansão: A alta pressão causada pela queima da mistura faz com que o pistão se desloque do PMS ao PMI. Neste momento, todas as válvulas estão ainda fechadas. Durante esta expansão, a energia do combustível é extraída e convertida em movimento através da expansão elástica dos gases, proveniente da queima da mistura efetuada dentro do cilindro.

Exaustão: Neste momento, as válvulas de escape se abrem e o pistão realiza o deslocamento do PMI para o PMS, efetuando a exaustão do resultado da queima da mistura ar-combustível dentro do cilindro para a atmosfera, e finaliza assim o quarto tempo. Ao término deste ciclo se inicia novamente o primeiro ciclo.

2.2 A MISTURA E RELAÇÃO AR-COMBUSTÍVEL

A relação de ar-combustível influi diretamente no funcionamento do MCI e nas emissões finais de gases, sendo um fator muito importante para seu desempenho e funcionamento. Em cada regime de funcionamento, o motor exige uma determinada razão desta mistura, garantindo assim o funcionamento ótimo do motor desde a marcha-lenta até a situação de plena carga, procurando garantir simultaneamente economia de combustível e eficiência do motor.

Os sistemas de injeção procuram alcançar o balanceamento desta razão de ar-combustível, que também é conhecida como mistura estequiométrica. Esta mistura estequiométrica depende do balanço de massa do hidrocarboneto contido no combustível e o ar. Se o oxigênio for o suficiente para a quantidade de hidrocarbonetos no combustível, este poderá ser totalmente oxidado (VEIGA, 2010).

No Brasil, a gasolina E22 (mistura de gasolina e 22% de Etanol anidro) ou conhecida também como gasolina brasileira e o álcool hidratado (96% Etanol e 4% Água) são os combustíveis mais utilizados nos veículos com motores ciclo Otto. Em uma combustão perfeita, teríamos como saída de escape uma emissão de gases de dióxido de carbono (CO_2) e água (H_2O), mas devido às adversas condições do ambiente não acontece uma combustão perfeita, ocorre também à exaustão de gases como monóxido de carbono (CO), óxidos de nitrogênio (união de oxigênio e nitrogênio) denotados por NO_x , hidrocarbonetos (HC) não queimados, dentre outros, como o Aldeído originado a partir da combustão com álcool e o óxido de enxofre, provindo do processo de refinamento da gasolina (MILHOR, 2002).

A mistura estequiométrica (razão ar-combustível), apropriada para se ocorrer uma combustão completa, é de 14,9:1 para gasolina pura, aproximadamente 13:1 para a gasolina E22 e 9:1 para álcool etílico (MILHOR, 2002).

A combustão em geral se realiza a partir do ar atmosférico, que apresenta 3,773 moles de nitrogênio para cada mol de oxigênio. Independente do combustível utilizado, etanol, gasolina ou Gás Natural Veicular (GNV), o processo de combustão completo de um hidrocarboneto de composição molecular C_aH_b com o ar é dado pela eq.(1) (WILDNER, 2006; VEIGA, 2010). As variáveis a e b representam coeficientes para o balanço químico (WILDNER, 2006).

Adotando os pesos molares do oxigênio, nitrogênio, carbono atômico e hidrogênio, respectivamente como 31,988, 28,16, 12,001 e 1,008, substituindo na eq.(1), é possível obter a eq.(2), dependendo somente da composição do hidrocarboneto CH_y , onde A é a massa de ar e C é a massa do combustível, s representa a condição estequiométrica e y a relação entre número de carbono e hidrogênio do combustível ($y = b/a$) (WILDNER, 2006; VEIGA, 2010).

$$\left(\frac{A}{C}\right)_s = \frac{\text{massa de ar}}{\text{massa de combustível}} = \frac{\left(1 + \frac{y}{4}\right)(32 + 3,773(28,16))}{12,011 + 1,088} = \frac{34,56(4 + y)}{12,011 + 1,088} \quad (2)$$

A eq.(2) representa a mistura estequiométrica. Existe também o fator Lambda (λ), que é caracterizado pela razão entre a mistura real e a mistura estequiométrica, que é mostrado na eq.(3) (WILDNER, 2006; VEIGA, 2010).

$$\lambda = \frac{(A/C)_{REAL}}{(A/C)_s} \quad (3)$$

Quando uma mistura possui excesso de oxigênio, ela é denominada uma mistura pobre, e quando possui excesso de combustível ela é denominada uma mistura rica. Quando a medida de oxigênio e combustível está ideal, ou seja, $\lambda=1$, ela é estequiométrica.

Obter o fator lambda é de extrema importância para o sistema de injeção de combustível, pois somente através dele é possível se determinar uma correção da mistura ar-combustível. Mas as equações de razão de mistura de combustível não são utilizadas pelo sistema de injeção. O sistema de injeção determina o valor de λ

através de um sensor conhecido como Sonda Lambda ou Sensor de Oxigênio. Este sensor é instalado no escapamento e gera uma tensão inversamente proporcional à quantidade de oxigênio nos gases de escape. Não importa qual o combustível é utilizado, o sistema de injeção realizará a análise desta mistura determinando se ela é pobre, estequiométrica ou rica para determinar a quantidade de combustível a ser injetada (WILDNER, 2006; VEIGA, 2010).

Desta forma, a mistura estequiométrica é importante não apenas para economia de combustível, mas também para a redução de emissão de gases poluentes, como o monóxido de carbono e os hidrocarbonetos, garantindo um bom funcionamento do MCI.

2.3 GERENCIAMENTO ELETRÔNICO DE MOTORES A COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO

Antes do gerenciamento eletrônico e injeção eletrônica, o controle de injeção de combustível nos MCI era executado usando um componente mecânico, chamado de carburador, para a obtenção da mistura carburante para o motor Otto. O carburador é um componente responsável pela formação da mistura ar-combustível fornecida para a combustão em cada um dos regimes de funcionamento do motor, desde a marcha-lenta até o regime de plena carga. Seu funcionamento se baseia na mecânica de fluidos: o ar admitido passa por um difusor (uma região onde ocorre o estreitamento da passagem) levando consigo uma quantidade de combustível que estava previamente armazenado na cuba. Acionando o acelerador, ele move a válvula borboleta mecanicamente através de um cordão, abrindo uma passagem maior para o ar aspirado no motor. Desta forma, o torque e potência desejados pelo motorista são determinados. Os carburadores utilizados podiam ser convencionais ou com monitoramento eletrônico, e aqueles que possuíam monitoramento eletrônico se distinguiam muito pouco do funcionamento do convencional. Os carburadores com monitoramento eletrônico possuem dois dispositivos de controle elétrico, um que controla a marcha-lenta e outro dispositivo afogador para partida a frio (CAMARA, 2006).

Na atualidade, os carburadores já não são mais utilizados nos automóveis brasileiros, uma vez que são dispositivos mecânicos que não permitem verificar as condições de queima do combustível dentro dos cilindros. Adicionalmente, com a

nova legislação ambiental e com o objetivo da indústria de desenvolver motores com melhor consumo do combustível e menor taxa de emissão de poluentes, foi inevitável a substituição do carburador dos automóveis por um sistema de gerenciamento eletrônico para a injeção de combustível.

A injeção eletrônica de combustível permitiu reduzir e controlar de uma forma muito mais precisa tanto o consumo de combustível como as emissões de gases poluentes. Com o surgimento do gerenciamento eletrônico de MCI, através da injeção e ignição eletrônica foi possível obter as seguintes vantagens (CAMARA, 2006):

- Melhor rendimento;
- Menor consumo de combustível;
- Maior confiabilidade;
- Menor necessidade de manutenção;
- Partidas mais fáceis a qualquer temperatura;
- Facilidade na manutenção.

O sistema de gerenciamento eletrônico é composto por sensores, atuadores e controladores para comandos. Através da análise dos dados obtidos nos sensores, a unidade eletrônica de gerenciamento do motor (ECU – *Electronic Control Unit*) determina uma estratégia e define os comandos para cada um dos atuadores do motor, buscando alcançar simultaneamente maior torque, potência, economia de combustível e redução de emissão de gases em cada uma das regiões de trabalho do MCI. Ela ainda busca atender à demanda do motorista que, através dos pedais de acelerador, freio e embreagem, definem sua intenção a cada momento. Obtendo estes sinais de *input* do motorista, a ECU determina qual o tempo de injeção de combustível necessário, qual o ângulo de adiantamento da ignição para cada um dos momentos, dentre outras funções para manter o funcionamento ótimo do MCI.

O sistema de gerenciamento, através do monitoramento eletrônico da carga que o MCI está submetido e da rotação, envia para a ECU o posicionamento para que seja calculada a quantidade de combustível necessária para formar a mistura ideal para cada regime de funcionamento do motor. Ele determina também o momento ideal para o centelhamento nas velas. A ECU executa os cálculos e decisões e envia o comando para execução, através dos atuadores presentes no MCI, visando otimizar o funcionamento do motor (CAMARA, 2006).

No MCI ciclo Otto, a ECU determina a quantidade de combustível a ser injetada com base na quantidade de ar admitido, que está diretamente relacionada à abertura da válvula borboleta. O pedal de acelerador acionado pelo motorista determina o ângulo de abertura da válvula borboleta. Sistemas de borboleta eletrônica podem oferecer também um ajuste e controle para a quantidade de ar admitido, embora esteja fortemente ligada e relacionada ao pedal (CAMARA, 2006).

Para se determinar o cálculo da massa de ar admitida, apenas a informação do ângulo de abertura da borboleta não é suficiente, é preciso determinar também a vazão de massa em cada instante de funcionamento do motor. Existem diversas formas de se conseguir esta medição, e as mais comuns são por Densidade versus Velocidade (Speed Density) ou então sensor MAF (Mass Air Flow) de película aquecida. O sensor MAF, inserido no duto de admissão de ar, é responsável por determinar o fluxo de massa de ar (CAMARA, 2006).

A medição do parâmetro Densidade x Velocidade é realizada pelo seguinte processo. Um sensor realiza a medição da pressão absoluta no coletor de admissão e outro faz a medição da temperatura, o que permite calcular a densidade da massa de ar admitida. A rotação e a eficiência volumétrica (volume de ar admitido por rotação em relação ao volume dos cilindros) do motor e a densidade da massa de ar admitida permitem determinar a vazão mássica com uma razoável precisão (RIBBENS, 2003).

O sensor MAF de película aquecida funciona da seguinte forma. Este sensor contém uma ponte de Wheaststone, que possui alguns de seus elementos resistivos submetidos ao fluxo de ar. A passagem de ar causa um resfriamento sob alguns destes elementos resistivos, o que causa um desequilíbrio da ponte, forçando uma passagem de corrente maior por um elemento aquecedor, que procura reaquecer a película. Este desequilíbrio da ponte é transformado em tensão elétrica através de um circuito eletrônico dedicado, e esta tensão elétrica é proporcional à vazão de massa de ar que flui pelo sensor (HEISLER, 2002).

A informação do ar admitido é fundamental para ECU determinar a quantidade de combustível a ser injetado. Depois que esse valor é determinado, atua nos bicos injetores para fornecer a quantidade de combustível necessária através de pulsos que caracterizam o tempo de injeção determinado pelo sistema.

O sistema de injeção eletrônica tem a função de dosar a quantidade de combustível a ser injetada no MCI de acordo com seu regime de operação. A

dosagem de combustível é feita através do tempo de acionamento da Válvula Eletromagnética Injetora de Combustível (VEIC) (MILHOR, 2002). Além das VEIC, que são atuadores dosadores de combustível, outros componentes podem ser utilizados para este tipo de função, como o carburador convencional ou eletrônico, válvulas injetoras mecânicas, válvulas piezoelétricas, dentre outros. As VEIC são as mais utilizadas devido a sua confiabilidade e baixo custo (PASSARINI, 1993; MILHOR, 2002).

O tempo de injeção define a largura do pulso durante o qual o VEIC permanece ligado (normalmente em milissegundos) dosando a quantidade de combustível para o motor. Utilizando os vários sinais dos sensores presentes no motor a ECU determina a condição de operação do motor, e assim determina e executa um específico controle (MILHOR, 2002).

As dimensões das VEIC são reduzidas e sua inércia permite realizar um controle em microssegundos da quantidade de combustível em controles de sistemas atuais. Desta forma, se torna possível fazer o controle eletrônico da quantidade de combustível no motor baseado em mapas pré-estabelecidos de tempo de injeção, corrigindo o tempo de injeção de acordo com a quantidade da massa de ar admitida pelo motor, da resposta dinâmica da VEIC, e de mapas de correção para condições de partida a frio e a plena carga (PUJATTI, 2007).

Os primeiros sistemas de gerenciamento eletrônico utilizavam apenas uma válvula injetora, que era posicionada logo acima ou abaixo do corpo de válvula de borboleta. Esse sistema é conhecido como sistema de injeção central de combustível, monoponto ou *throttle-body* (MILHOR, 2002). Outro sistema utilizado é o de injeção individual ou multiponto, no qual a válvula injetora é posicionada nas proximidades da válvula de admissão em cada cilindro, sendo utilizada uma válvula injetora para cada cilindro.

As estratégias de controle das válvulas injetoras para o sistema de injeção individual são (MILHOR, 2002):

Injeção Sequencial: É a mais utilizada atualmente. A injeção é feita em igual posição com relação aos diversos cilindros. A posição da injeção pode ser programada livremente e pode ser adaptada aos respectivos critérios de otimização.

Injeção Simultânea: As VEIC são todas acionadas simultaneamente duas vezes por ciclo.

Injeção em Grupo: Divide-se em dois grupos de VEIC, no qual cada grupo injeta uma vez por ciclo. O intervalo de tempo entre cada um dos grupos é de uma volta na árvore de manivelas. Essa disposição permite uma seleção entre a posição da injeção em função do ponto de operação e evita a indesejada injeção com a válvula de admissão aberta em ciclo diferente relacionado ao de admissão no cilindro.

O sistema de controle eletrônico da ignição é importante para que seja efetivada a combustão no MCI através da centelha. Este determina qual o regime de funcionamento e rotação do motor. O gerenciamento do controle de ignição calcula o ângulo de adiantamento para a inserção da centelha no cilindro para que o MCI mantenha seu regime adequado e com redução de emissões. Este cálculo é realizado com base na massa de ar admitida no cilindro e a rotação do motor.

O ângulo de ignição é um dos parâmetros controlados pelo sistema de ignição. Este parâmetro está relacionado com o momento em que a centelha de ignição é inserida na câmara de combustão. O ângulo de ignição é uma medida em graus no eixo de manivelas em relação ao PMS, durante o ciclo de compressão. O controle deste parâmetro visa garantir que o ponto de maior pressão dentro da câmara de combustão ocorra exatamente após o pistão atingir o PMS, fazendo com que boa parte desta pressão de combustão gerada seja convertida em trabalho útil. Desta forma, é necessário que a centelha seja introduzida no cilindro antes do PMS (APMS) para que compense o tempo gasto com a combustão da mistura ar-combustível e sua velocidade de propagação no interior do cilindro. O avanço de ignição é caracterizado como sendo o ângulo de ignição, que está associado ao tempo APMS em que é inserida a centelha. O aumento do avanço de ignição na maioria dos MCI está relacionado com o aumento de rotação e redução de carga. O conjunto destes fatores é conhecido como mapa de ignição (PUJATTI, 2007). O mapa de ignição, os tempos de injeção eletrônica e a quantidade de ar admitido são parâmetros fundamentais para o sistema de gerenciamento eletrônico do MCI (PUJATTI, 2007; MILHOR, 2002; CAMARA, 2006).

O controle eletrônico de ignição funciona a partir de um mapa de avanço de ignição do motor. Uma vez determinada a região de operação, as informações armazenadas nas tabelas são recuperadas para corrigir o ponto de ignição que é em função da rotação do motor, pressão no coletor de admissão e temperatura do motor. O controle eletrônico de ignição, além de corrigir o ângulo de ignição em

função da condição de operação do motor, controla a ocorrência de *knocking*, atrasando o ângulo de ignição quando o sinal do *knock* aparece (MILHOR, 2002).

O *knocking* tem características muito próximas à combustão detonante, quando comparado com o processo normal de combustão. Este tipo de combustão ocorre devido a reações espontâneas de oxidação em regiões quentes da mistura ar-combustível não queimadas. Estas porções não queimadas são comprimidas pelo pistão no cilindro, e depois pela frente de chama. O maior problema da reação destas porções remanescentes é a geração de uma ignição quase instantânea.

O processo de aceleração da combustão ocasiona elevadas pressões localizadas, acompanhadas por ondas de choque e oscilações de pressão com um aumento da transferência de calor. Este efeito do *knocking* pode ocasionar danos ao motor, dependendo de sua intensidade e ocorrência (MILHOR, 2002). Ao se prevenir a ocorrência do *knocking*, uma grande economia de combustível pode ser alcançada. Ele pode ser evitado se os limites para o avanço de ignição forem determinados continuamente durante a operação do motor, ajustando o ponto em malha fechada pelo *Knock Sensor* (KS), assumindo que o avanço especificado pelo mapa de ignição esteja na faixa de ocorrência de *knocking*. O ponto de ignição também influencia no torque produzido pelo motor, onde o torque aumenta com o aumento do ângulo de ignição, e depois de certo momento passa a diminuir com o adiantamento (MILHOR, 2002).

2.4 O SISTEMA DE ADMISSÃO DE AR

O sistema de admissão de ar em um MCI é um dos elementos mais importantes para o correto funcionamento do motor. É ele que comanda o ângulo de abertura da válvula borboleta, determinando a quantidade de ar admitido e o regime de operação do motor, em resposta ao sinal de pedal do acelerador e a exigência de torque e carga. O foco deste trabalho é explorar o controle da válvula borboleta, e consequentemente a quantidade de ar admitido no motor. Este subcapítulo aborda todo o funcionamento do sistema de admissão de ar, e apresenta um maior detalhamento de diversos sensores envolvidos no gerenciamento do MCI.

O sistema de admissão de ar em MCI é composto basicamente pelo sistema de injeção de combustível, pela válvula borboleta, coletor de admissão, por um filtro e canos condutores de ar. A carga no MCI é solicitada pela variação da quantidade

de ar admitida durante seu funcionamento, que é controlada pela posição angular da válvula borboleta (BOSCH, 2005; PUJATTI, 2007).

Com o processo de aspiração normal do ar (motor aspirado) em uma pressão atmosférica (P_{Atm}) acontece uma depressão no coletor de admissão do motor desde o filtro de ar até o interior do cilindro. Esta depressão é induzida pelas perdas de cargas do sistema de admissão durante o processo de aspiração do ar atmosférico. Esta pressão varia também em função de alguns fatores, entre eles: a rotação do motor, a resistência de escoamento de cada componente, a área transversal dos canos de admissão, a densidade do fluido de trabalho e os efeitos pulsantes no coletor de admissão (PUJATTI, 2007).

Para se aumentar a quantidade de ar admitido pelo MCI, pode-se adotar a estratégia de cruzamento de válvulas (*overlap period*). Esta estratégia consiste em iniciar a abertura da válvula de admissão antes do fechamento da válvula de escape, entre o tempo de exaustão e admissão, permitindo aproveitar a inércia dos gases no sistema de admissão e exaustão. Este fenômeno de cruzamento de válvulas é definido em função do ângulo do eixo de manivelas durante o qual as válvulas de admissão e escape ficam abertas simultaneamente (PUJATTI, 2007; BOSCH, 2005).

O ar admitido no cilindro após o fechamento da válvula de admissão define o trabalho que será realizado no pistão dentro do cilindro durante a combustão, e desta forma entrega o torque liberado pelo motor. Para se obter aumento do torque máximo e da potência máxima no motor é necessário aumentar a capacidade volumétrica do cilindro. Este enchimento máximo teórico é definido pela cilindrada do motor, e em motores sobrealimentados, adicionalmente pela pressão de sobrealimentação (BOSCH, 2005).

A cilindrada é caracterizada como a capacidade volumétrica do espaço compreendido entre o PMS e PMI, determinando assim a capacidade máxima de enchimento da mistura ar-combustível. Uma vez determinada a cilindrada do motor, é possível também determinar a taxa de compressão desta mistura, sendo uma relação entre a cilindrada (volume máximo do cilindro) pelo volume da câmara de combustão, que compreende todo o espaço quando o pistão se encontra no PMS. A cilindrada pode ser verificada na eq.(4) e a taxa de compressão na eq.(5) (PUJATTI, 2007; BOSCH, 2005).

$$cilindrada(cm^3) = \pi * (rcil)^2 * hpistao * ncil \quad (4)$$

$$taxacompressao = \frac{cilindrada + vcamaracombustao}{vcamaracombustao} \quad (5)$$

Onde $rcil$ é o raio do cilindro [cm], $hpistao$ é o percurso do pistão [cm], $ncil$ é o número de cilindros do motor e $vcamaracombustao$ é o volume da câmara de combustão [cm^3].

O processo de admissão em MCI pode ser caracterizado através da definição de um controle do volume delimitado pelo sistema, onde os principais parâmetros são a pressão, a temperatura e a vazão do ar na saída e na entrada do controle. Conforme mencionado anteriormente, o máximo torque gerado em um MCI está relacionado ao volume de ar inserido nos cilindros com relação ao volume dos cilindros, que é conhecida teoricamente como cilindrada (PUJATTI, 2007; BOSCH, 2005). Essa relação é conhecida como eficiência volumétrica, e segundo (HANRIOT, 2001; PUJATTI, 2007), para um MCI em quatros tempos ela é dada pela eq.(6).

$$\eta_{v(EficienciaVolumetrica)} = \frac{2 * vazaomassica}{\rho_{mesp} * cil * RPM} \quad (6)$$

Onde η_v é a eficiência volumétrica, $Vazaomassica$ é a vazão mássica real de ar admitida no cilindro por ciclo [kg/min], ρ_{mesp} é a massa específica de ar admitido [kg/m^3], cil é o volume deslocado pelo cilindro (PMS-PMI [m^3]) e RPM é o número de rotações por minuto do motor.

A vazão mássica de ar admitida no cilindro por ciclo é a referência para a introdução de combustível no MCI, procurando manter a relação de mistura ar-combustível ideal em função do regime de funcionamento do motor (PUJATTI, 2007).

Existem sistemas que determinam a vazão mássica de forma direta e outros que a determinam indiretamente. Sistemas classificados como indiretos utilizam equações de correlações entre propriedades físicas do ar, como temperatura e pressão no coletor de admissão, para determinar a quantidade de ar admitida. O sistema *Speed-Density* é o mais utilizado entre os veículos de passeio, cuja principal diferença em relação aos que realizam medição direta está na posição em que realiza a medição (PUJATTI, 2007; CAMARA, 2006).

O *Speed-Density* determina a temperatura e pressão no coletor de admissão após a válvula borboleta, desta forma é possível determinar a massa específica do ar na entrada do cilindro através de tabelas e equações termodinâmicas. Em um dado volume de ar (v_{ar} [m^3]), a uma pressão (p_{ar} [Pa]) e temperatura (t_{ar} [$^{\circ}C$]), a

massa específica (ρ_{ar} [kg/m³]) pode ser determinada em função da massa de ar (m_{ar} [kg/m³]) pela eq.(7) (RIBBENS, 2003; PUJATTI, 2007).

$$\rho_{ar} = \frac{m_{ar}}{v_{ar}} \therefore m_{ar} = v_{ar} * \rho_{ar} \quad (7)$$

A massa específica de ar presente no coletor ($\rho_{ar,i}$ [kg/m³]) nas diversas condições de operação do MCI é determinada através da pressão absoluta no coletor ($p_{ar,i}$ [Pa]) e sua temperatura ($t_{ar,i}$ [°C]). No sistema *Speed-Density*, o $p_{ar,i}$ e a $t_{ar,i}$ são determinados por sensores e a $\rho_{ar,i}$ é determinada através de tabelas e equações termodinâmicas. O valor de $\rho_{ar,i}$ normalmente é calculado em relação à condição padrão do ar como massa específica (ρ_0 [kg/m³]), temperatura (t_0 [°C]) e pressão (p_0 [Pa]), como mostra a eq.(8) (RIBBENS, 2003; PUJATTI, 2007).

$$\rho_{ar,i} = \rho_0 \left(\frac{p_{ar,i}}{p_0} \right) \left(\frac{t_0}{t_{ar,i}} \right) \quad (8)$$

A temperatura ($t_{ar,i}$) no sistema *Speed-Density* é determinado através de um sensor, que é um elemento resistivo que altera sua resistência quando ocorre alteração de temperatura (Termistores). A variação desta resistência altera também a corrente nominal do circuito de acordo com a variação da temperatura (PUJATTI, 2007). Se a variação da temperatura e resistência for diretamente proporcional, este possui um coeficiente positivo, sendo assim denominado de PTC (*Positive Temperature Coefficient*), se ele possuir uma variação de temperatura e resistência inversamente proporcional ele é um NTC (*Negative Temperature Coefficient*) (CARVALHO, 2005; BOSCH, 2005).

Além da temperatura, utiliza-se também a pressão absoluta no coletor ($p_{ar,i}$) para a determinação da vazão mássica e para referência de condição de carga imposta para o motor. O mapa de avanço de ignição nos sistemas de gerenciamento atuais é determinado juntamente com este parâmetro de pressão absoluta no coletor e com a rotação como referência para ajuste do motor. Esta grandeza define ainda as correções referentes a este sinal para o sistema de gerenciamento, como variações da pressão atmosférica, desde o nível do mar até elevadas altitudes. Existem no mercado automotivo dois tipos de transdutores para a medição desta grandeza, os capacitivos e os extensométricos (também conhecidos como *Strain Gauge*) (PUJATTI, 2007). A eq.(9) define os transdutores capacitivos segundo CARVALHO (2005) .

$$C[F] = \frac{\varepsilon_r A}{d} \quad (9)$$

onde a variação da pressão no coletor altera a distância (d [m]) entre duas placas de área (A [m²]), separadas por um material de constante dielétrica (ε_r).

Segundo CARVALHO (2005), os transdutores extensométricos (*Strain Gauge*) medem a tensão de desequilíbrio de uma ponte de Wheatstone, que é formada por quatro elementos resistivos que podem sofrer alterações de acordo com a temperatura e fluxo da massa de ar que passa por eles. Quando estes elementos desequilibram devido à alteração da resistência elétrica na ponte, uma tensão elétrica de saída é gerada devido à diferença de potencial causado pela alteração da resistência na ponte. A eq.(10) representa esta ponte de resistência.

$$V_o = \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} \right) - \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \right] V_i \quad (10)$$

onde os quatros elementos resistivos (R_1 , R_2 , R_3 e R_4 [Ω]) são conectados em uma configuração em ponte de Wheatstone e aplicados sobre um diafragma de silício. Esse diafragma isola a câmara de vácuo incorporada ao sensor, da pressão de coletor de admissão. Assim sendo, as variações de pressão no coletor são determinadas de forma absoluta em relação ao vácuo da câmara. A tensão de saída (V_o [V]) é linearmente proporcional ao produto da pressão no coletor de admissão (variação de R_1 , R_2 , R_3 e R_4) pela tensão de alimentação do sensor (V_i [V]) (PUJATTI, 2007).

A frequência de flutuação da pressão no coletor de admissão devido ao movimento alternativo dos pistões e pela abertura e fechamento das válvulas, pode ser determinada em função da rotação do motor (RPM) e do número de cilindros ($ncil$), conforme a eq.(11) (CARVALHO, 2005; PUJATTI, 2007).

$$f_{lp} = \frac{RPM * ncil}{120} \quad (11)$$

A vazão mássica de ar admitido por ciclo ($m_{ar,i}$) pode ser então determinada pelo produto da vazão volumétrica de ar ($V_{ar,i}$) pela massa específica ($\rho_{ar,i}$) calculada. Em condições ideais de funcionamento do motor e o sistema de admissão de ar, a vazão mássica de ar admitida ($V_{ar,i}$) pode ser calculada como função direta da cilindrada do motor ($cilindrada$) e de sua rotação (RPM), assim como mostra a eq.(12) (RIBBENS, 2003; PUJATTI, 2007).

$$V_{ar,i} = \left(\frac{RPM}{60} \right) \left(\frac{cilindrada}{2} \right) \quad (12)$$

A eficiência volumétrica (η_v) define a quantidade de ar admitida em relação ao volume dos cilindros no motor, sendo assim é possível determinar a vazão mássica de ar real de um motor ($V_{ar,real}$) de quatro tempos ciclo Otto, multiplicando a η_v pela $V_{ar,i}$, como mostra a eq.(13) (RIBBENS, 2003; PUJATTI, 2007).

$$V_{ar,real} = \left(\frac{RPM}{60} \right) \left(\frac{cilindrada}{2} \right) \eta_v \quad (13)$$

A eficiência volumétrica é representada por um número adimensional que varia entre 0 a 1 para motores comerciais naturalmente aspirados. Para motores que utilizam sistemas EGR (sistema de recirculação de gases), deve-se reduzir a vazão volumétrica de ar dos gases recirculados pela natureza inerte que apresentam a reação da combustão (PUJATTI, 2007).

A vazão mássica está totalmente relacionada com o ângulo de abertura da válvula borboleta, que fornece a massa de ar admitida. Ao acionar o acelerador, o ângulo de abertura aumenta, ocasionando um aumento da área efetiva de passagem, que é dada pela eq.(14), provocando um aumento do fluxo de massa de ar, conforme a eq.(15). Mesmo que a pressão de saída aumente diminuindo o fluxo de massa, prevalece o aumento de área de passagem (DELPHI, 2003).

$$M_{th} = \frac{C_d A_{th} P_0}{\sqrt{RT_0}} \left(\frac{P_t}{P_0} \right)^{\frac{1}{\gamma}} \left\{ \frac{2\gamma}{\gamma-1} \left[1 - \left(\frac{P_t}{P_0} \right)^{\frac{\gamma-1}{\gamma}} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

$$M_{th} = \frac{C_d A_{th} P_0}{\sqrt{RT_0}} y^{\frac{1}{2}} \left(\frac{2}{y+1} \right)^{\frac{(y+1)}{2(y-1)}} \quad (15)$$

$$\frac{A_{th} 4}{\pi D^2} = \left(1 - \frac{\cos \theta}{\cos \theta_0} \right) + \frac{2}{\pi} \left[\frac{a}{\cos \theta} \left(\cos^2 \theta - a^2 \cos^2 \theta_0 \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{\cos \theta}{\cos \theta_0} \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{a \cos \theta_0}{\cos \theta} \right) - a \left(1 - a^2 \right)^{\frac{1}{2}} \operatorname{sen}^{-1} a \right]$$

$$a = d/D$$

onde P_0 e T_0 são a pressão [Pa] e a temperatura [°C] de entrada, P_t é a pressão [Pa] de saída da válvula borboleta, C_d é o coeficiente de descarga (determinado experimentalmente), R é o numero de Reynolds, γ é a taxa de calor específico [cal/g.°C]. θ_0 e θ são o ângulo de Limp Home (LH) e o ângulo de abertura, respectivamente em [°]. D e d são o diâmetro do corpo da válvula borboleta e o

diâmetro do eixo da válvula borboleta, respectivamente em [cm]. Estes dados podem ser mais bem visualizados na Figura 2.2.

Figura 2.2 - Dimensões da Válvula Borboleta.

Fonte: (adaptado de DELPHI, 2003).

O sistema de gerenciamento do motor monitora continuamente o fluxo de massa de ar e, a partir do valor medido, estabelece o tempo de injeção de combustível adequado para obter a estequiometria desejada (λ), entre a massa de ar e de combustível, como é apresentado pela eq.(3), conforme o regime de funcionamento do carro. A consequência do aumento do fluxo de massa de ar e de combustível será o aumento da rotação cuja relação entre eles, que é dada pela eq.(16) (DELPHI, 2003; GUEDES *et. al.*, 2012).

$$Fluxo_massa_ar = ncil * \frac{pressao}{R * temperatura} * cilindrada * \frac{RPM}{120} \quad (16)$$

onde o *Fluxo_massa_ar* é expressa por uma relação da pressão do ar admitido [*Pa*] pela temperatura do ar [$^{\circ}C$] multiplicada pela constante de gás (*R*). Esta relação é multiplicada pelo número de cilindros, pela cilindrada e a relação de rotação do MCI.

Nos sistemas antigos, a válvula borboleta era controlada por um cordão mecânico ligado ao pedal do acelerador, que controlava a quantidade de ar admitida para o MCI. Esta configuração era utilizada tanto em motores carburados quanto sistemas de injeção eletrônica. Entretanto, com a evolução do sistema de gerenciamento eletrônico, foi implementado também um controle eletrônico para a válvula borboleta, que é conhecido também como EGAS. Este sistema permitiu uma

maior precisão para admissão de ar e o cálculo da vazão mássica para o sistema de gerenciamento injetar o combustível nos instantes adequados e determinar também os mapas de ignição. O controle da válvula borboleta no EGAS acontece via *drive-by-wire*, ou seja, o sistema de cordão mecânico, que acionava a válvula borboleta através do pedal acelerador, foi substituído por um sistema eletrônico com sensor eletrônico de pedal acelerador e válvula borboleta eletrônica, esta última dotada ainda de um sensor de posição angular (*Throttle Position Sensor* - TPS). No sistema EGAS, o enchimento de ar necessário é determinado de acordo com o nível de posicionamento do acelerador, e a quantidade de torque necessária solicitada pela ECU. Quando determinado o enchimento de ar necessário, um ângulo de abertura da válvula borboleta é solicitado, e caso seja necessário atua na abertura ou fechamento da válvula borboleta para alcançar o ângulo desejado (BOSCH, 2005). A Figura 2.3 mostra o diagrama de um sistema EGAS. Este sistema é composto por um microcontrolador que recebe os dados dos sensores e atuadores, e o processamento da ECU indicando o ângulo de abertura para o determinado momento de operação do MCI, para atuar na válvula borboleta eletrônica. O sensor TPS realimenta o microcontrolador através de um módulo de monitoramento para realizar o controle e ajuste correto do ângulo de abertura.

Figura 2.3 - Diagrama sistema EGAS.

Fonte: (BOSCH, 2005).

2.4.1 Sensores Utilizados no Sistema de Admissão de Ar

a) Sensor do Pedal de Acelerador Eletrônico

O sensor do pedal de acelerador eletrônico indica a posição do pedal eletrônico, permitindo calcular o ângulo de abertura da válvula borboleta para se atingir o torque desejado, definindo assim também o regime de funcionamento do motor. Assim, o sistema de gerenciamento eletrônico do MCI determina os tempos de injeção de combustível e os mapas de ignição adequados (BOSCH, 2005).

O sensor do pedal de acelerador eletrônico pode ser formado por até dois potenciômetros que determinam a profundidade de acionamento pelo motorista. Estes sensores são dispostos de forma a fornecer uma redundância do sinal do acelerador (quando formado por dois potenciômetros). A tensão máxima aplicada na maioria dos casos é de cinco volts para que a ECU possa obter a sua leitura de forma segura.

b) Sensor de Posição Angular da Válvula Borboleta

O sensor de posição angular da válvula borboleta (*Throttle Position Sensor - TPS*) é responsável por indicar o ângulo de abertura da válvula borboleta, fornecendo assim uma realimentação para o sistema de gerenciamento executar o seu controle adequado. O sensor TPS se encontra no eixo angular da válvula borboleta, e o sistema pode consistir de até dois potenciômetros. Quando possui dois potenciômetros, estes sinais são divididos em TPS1 e TPS2, sendo um inverso ao outro em nível de tensão elétrica (entre zero e cinco volts) e ambos possuem linearidade com relação ao ângulo de abertura da válvula borboleta (BOSCH, 2005; DELPHI, 2003).

A realimentação do sinal do TPS para a ECU é de fundamental importância para o seu controle. Baseado nele, o gerenciamento determina qual a posição da válvula borboleta e define se precisa ajustar o sinal de PWM para mudar a posição angular atual da mesma, bem como adotar as estratégias de segurança em caso de falha em um destes sensores. O sistema de gerenciamento é capaz de detectar falhas nestes sensores em caso de discrepância entre os sinais, utilizando o recurso de tensão média entre os sinais (quando dotado com dois potenciômetros), o que

permite detectar o mau funcionamento do sensor e tomar as ações mais apropriadas para não colocar em risco a segurança do correto funcionamento do MCI e a do motorista (DELPHI, 2003; BOSCH, 2005).

c) Sensor MAP

O sensor *Manifold Absolut Pressure* (MAP) é responsável pela medição da pressão absoluta no coletor de admissão, fornecendo este dado para o sistema de gerenciamento eletrônico do motor. Há algumas versões que já possuem um sensor de temperatura integrado. No sistema *Speed-Density*, o sinal de pressão no coletor de admissão é utilizado para calcular a densidade do ar admitido. Em outras estratégias, esta pressão é utilizada para determinar a carga em que o motor se encontra, para então atuar nos mapas de ignição, que é função da rotação e da pressão no coletor (MILHOR, 2002; PUJATTI, 2007). O sensor MAP pode ser capacitivo (conforme a Eq.09) ou então extensométrico (conforme a Eq.10).

Normalmente este sensor é instalado no coletor de admissão de ar. Estes sensores permitem medidas de pressão de acordo com cada sistema automotivo projetado, existindo uma diversidade de modelos do mesmo sensor para cada situação.

A pressão e a tensão elétrica são linearmente proporcionais. Este fator facilita o cálculo da pressão no coletor de admissão para o sistema de gerenciamento do motor. Alguns sensores MAP possuem sensor de temperatura embutido. Ele possui uma queda de resistência com o aumento da temperatura do ar. O cálculo da massa de ar admitida a partir do *Speed-Density* é dado pelas Eq(7)-(13).

d) Sensor MAF

O sensor *Massic Air Flow* (MAF) é um sensor mássico que tem por finalidade realizar a medida da vazão de massa de ar que está sendo admitido de forma direta. Para se realizar a medida direta da massa de ar que está sendo admitida é necessário utilizar um elemento quente. Este elemento pode ser um fio ou um filme aquecido, dependendo do sensor. Normalmente nos sensores utilizados nos automóveis o elemento tem que permanecer numa faixa entre 100°C e 200°C acima

da temperatura do ar. Este sensor contém uma ponte de Wheatstone, que possui alguns de seus elementos resistivos submetidos ao fluxo de ar. A passagem de ar causa uma troca de calor entre o ar e o elemento resistivo quente, o que causa um desequilíbrio da ponte, forçando uma passagem de corrente maior por um elemento que procura reaquecer a película para manter constante sua temperatura. A corrente necessária para que isto ocorra é uma medida da massa de ar que está sendo admitida. Este elemento quente faz parte da ponte de Wheatstone, outro elemento resistivo que é uma compensação para a temperatura também é inserido no sistema para que seja restabelecida a temperatura do elemento quente. Portanto, a saída de sinal deste sensor, que é em forma de tensão elétrica é diretamente proporcional à massa de ar que está sendo admitida pelo motor (CAMARA, 2006; MILHOR, 2002; BOSCH 2005). O esquema elétrico deste sensor é apresentado na Figura 2.4.

Figura 2.4 - Esquema elétrico do sensor MAF.

Fonte: (MILHOR, 2002).

Este sensor oferece uma grande vantagem por impor baixa resistência à passagem de ar pela tubulação de admissão e por oferecer o cálculo da massa de combustível diretamente, não exigindo processamento devido a alterações de altitude ou temperatura do ar (MILHOR, 2002).

2.5 VÁLVULA BORBOLETA

A válvula borboleta é o principal atuador do sistema de admissão de ar e responsável pela massa de ar admitida. Este subcapítulo aborda detalhadamente o funcionamento e acionamento da válvula borboleta e as principais características que devem ser consideradas para se realizar o seu controle. Diversos outros métodos de controle para válvula borboleta, implementados por outros autores, são também apresentados. Primeiramente, é necessário levantar o modelo que representa a válvula borboleta, em seguida identificar seus parâmetros. Desta forma, conhecendo todas as respostas de funcionamento e comportamento, é possível desenvolver técnicas para seu controle.

Com o intuito de propiciar uma melhor eficiência do motor e visando ainda atender às legislações ambientais, foram implementados a válvula borboleta eletrônica e o pedal eletrônico em configuração *X-by-Wire* (GREPL & LEE, 2008). A válvula borboleta eletrônica permitiu também a implantação de novas tecnologias e sistemas inteligentes para direção, como o piloto automático e o *cruise control*. O corpo de válvula borboleta eletrônico é formado por um motor DC, molas de retorno, engrenagens de transmissão e potenciômetros para indicar a posição angular do movimento de abertura da válvula borboleta (GREPL & LEE, 2008; BOSCH, 2005). A Figura 2.5 descreve em diagrama a válvula borboleta eletrônica e a Figura 2.6 apresenta uma válvula borboleta eletrônica automotiva normalmente utilizada em veículos de passeio.

Figura 2.5 - Esquema da válvula borboleta eletrônica.

Figura 2.6 - Corpo de válvula borboleta eletrônica. Onde: 1- Motor de Corrente Contínua; 2 – Engrenagens; 3 – Eixo da válvula borboleta; 4 – Molas e a sua trava mecânica; 5 – Conectores dos sensores de posicionamento TPS.

O motor DC da válvula borboleta eletrônica é acionado por um sinal de alimentação de tensão elétrica em corrente contínua. Para facilitar o controle digital deste atuador pela ECU, é utilizada uma tensão média gerada por um PWM (*Pulse Width Modulation*). O PWM é uma modulação de frequência através da variação do tempo de pulsos elétricos. A alteração do tempo de pulso modifica também a tensão média final de saída elétrica proporcionalmente. Após o motor DC receber o sinal de tensão média gerado pelo PWM, ele atua através das engrenagens de transmissão, alterando a abertura da válvula borboleta, realizando o movimento quando vencer a força de atrito e da mola do corpo de válvula borboleta. Uma vez alterada a posição angular da válvula borboleta, este movimentação a posição nos potenciômetros que informam a posição angular da borboleta através da tensão elétrica aplicada no potenciômetro (TPS) (AL-ASSADI *et al.*, 2006; PAVKOVIC *et al.*, 2006). O nível de sinal elétrico de PWM enviado para o motor DC da válvula é gerado através de um circuito eletrônico de potência (Ponte H) e é controlado por um sistema de gerenciamento eletrônico que, de acordo com o ângulo θ (ângulo de abertura) exigido pela ECU, envia o sinal PWM para alterar o ângulo de abertura da válvula borboleta. A ponte H é um circuito de potência transistorizado para dreno de corrente, podendo fazer o sentido de corrente no motor trafegar pelos dois sentidos de aplicação, de acordo com a necessidade do gerenciamento da válvula borboleta (YANG, 2004).

A válvula borboleta eletrônica apresenta algumas características específicas que precisam ser levadas em consideração para que se realize seu controle. Como mencionado anteriormente, na válvula borboleta atuam forças de retorno de molas e atritos que apresentam características não lineares (ERIKSSON & NIELSEN, 2000;

PAVKOVIC *et al.*, 2006). O corpo da válvula borboleta eletrônica pode possuir até duas molas de retorno, com característica linear em seu ponto de operação, porém não linear globalmente. Ela possui forte atuação em torno da posição *Limp-Home* (LH), e mais suave quando distante deste. A mola não linear geralmente é utilizada nos modelos comerciais da válvula borboleta, pois uma situação de alta rigidez da mola, quando a válvula estivesse totalmente aberta, causaria grande carga no motor DC, o que provocaria o alto consumo energético e aquecimento do mesmo (GREPL & LEE, 2008; DEUR *et al.*, 2004).

A Figura 2.7 apresenta um modelo com duas molas opostas e a parada física do percurso (batentes) da válvula borboleta. Este percurso é representado por três regiões: válvula borboleta fechada, LH e aberta (AL-ASSADI *et al.*, 2006; ERIKSSON & NIELSEN, 2000; GREPL & LEE, 2008). A imagem apresenta um gráfico de resposta de torque da mola pelo ângulo de abertura da válvula borboleta, onde LH = *Limp Home*, CL = válvula borboleta fechada e OP = válvula borboleta aberta.

Figura 2.7 - Esquema da mola não linear, torque como função da posição da válvula.

A região de funcionamento da primeira mola se estende do θ_{LH} até θ_{OP} , enquanto a segunda mola atua do θ_{CL} até θ_{LH} . Esta ocorrência explica o formato de resposta da mola da válvula borboleta como um degrau não linear (SCATTOLINI *et al.*, 1997). Quando a válvula borboleta possui uma única mola, este efeito do comportamento da segunda mola que atua entre a posição LH e o fechamento total é simulado através de uma imposição mecânica que força a abertura de LH nas

paredes da própria válvula borboleta na região do eixo, quando o motor entra em funcionamento inversamente ele vence a imposição das paredes e realiza o fechamento total da válvula borboleta (DEUR *et al.*, 2004; SCATTOLINI *et al.*, 1997).

A válvula borboleta possui dois tipos de atrito: o estático (Coulomb) e o dinâmico (viscoso), que atuam no percurso do prato interno da válvula borboleta para a passagem do ar (AL-ASSADI *et al.*, 2006; SCATTOLINI *et al.*, 1997). Segundo alguns autores, a influência do ar que passa pela abertura da válvula borboleta não interfere no seu controle, podendo ser desconsiderado no modelo (DEUR *et al.*, 2004; SCATTOLINI *et al.*, 1997), embora alguns autores considerem esse efeito como uma perturbação desconhecida. A força do atrito dos componentes possui uma característica altamente não linear, e é um dos pontos-chave para se realizar o controle da válvula borboleta, sendo necessário compensar estas forças do atrito. Os atritos estáticos impostos pela válvula borboleta causam uma histerese assimétrica no comportamento da resposta estática da válvula borboleta para abertura e fechamento da válvula.

O LH imposto mecanicamente pelas forças das molas do corpo da válvula borboleta permite uma abertura média de em torno de 7% do ângulo da borboleta, sendo então o ponto inicial de partida da mesma. Este valor pode sofrer alterações, de acordo com cada modelo de válvula borboleta (AL-ASSADI *et al.*, 2006; YANG, 2004). O LH é uma segurança para o funcionamento do MCI, mesmo quando ocorrerem falhas elétricas no sistema da válvula borboleta eletrônica (PAVKOVIC *et al.*, 2006; YANG, 2004).

A entrada de torque no motor é proveniente do sinal de tensão média do PWM, e a direção deste torque está correlacionada à direção da corrente desta tensão média. O gerenciamento eletrônico da válvula borboleta indicará qual o sentido apropriado necessário para o momento, definindo se enviará tensão elétrica com valor positivo ou negativo, para abertura ou fechamento da válvula, respectivamente. O torque gerado no motor através do sinal de tensão média do PWM é proporcional à tensão de entrada, e este torque precisa ter a força suficiente para vencer os atritos e a força da mola para começar a gerar movimento efetivo na válvula (ERIKSSON & NIELSEN, 2000).

2.6 SISTEMAS DE CONTROLE

Diversas técnicas podem ser utilizadas para controlar a válvula borboleta, sendo que diversas estratégias já foram utilizadas, apresentando respostas de controle bastante satisfatórias. Previamente, diversas estratégias foram utilizadas para o controle e serão detalhadas adiante. Muitos autores utilizaram um controlador PID (*Proportional-Integrative-Derivative*) com técnicas não lineares adicionais para sua compensação. As estratégias de controle para compensar as não linearidades e as possíveis influências externas ao sistema se baseiam predominantemente em teorias de controle adaptativo e controle robusto (GREPL & LEE, 2008; HASHIMOTO *et al.*, 2003).

Compensação é a definição e o ajuste de dispositivos a serem incluídos no sistema a controlar, de forma que este atenda a um conjunto de especificações de projeto. De modo geral, em um projeto de sistema de controle, o mais delicado é definir adequadamente as especificações de desempenho, de modo que o sistema resultante seja capaz de cumprir as finalidades a que se destina. O projeto de sistemas de controle desenvolve-se, tipicamente, num esquema de tentativa e erro. Este processo pode conduzir, inclusive, a uma redefinição das especificações de projeto (CRUZ, 2007; OGATA, 2011).

Em geral, um dos propósitos do sistema de controle está em fazer com que a saída seja insensível à ação de distúrbios externos. Em situações nas quais se dispõe de um modelo matemático satisfatório desses distúrbios, o projetista pode recorrer a um esquema de controle conhecido por pré-compensação ou pré-alimentação, conhecido em inglês por “*feedforward*” (CRUZ, 2007; OGATA, 2011).

O princípio básico dos pré-compensadores consiste em utilizar as informações disponíveis a respeito das perturbações e da dinâmica da planta para obter uma estimativa da variável de controle. Cabe ao esquema de realimentação compensar apenas os desvios de saída com relação a aquela resultante da ação do pré-compensador (CRUZ, 2007).

Existe uma série de compensadores, dentre eles os mais utilizados são os compensadores de avanço, compensadores de atraso e compensadores PID (Proporcional-Integrativo-Derivativo) (CRUZ, 2007).

O compensador de avanço, quando utilizado por meio de parâmetros da resposta temporal, é utilizado para melhorar a resposta transitória, utilizando a

propriedade empírica de que o zero do compensador “arrasta” o Lugar Geométrico das Raízes (LGR) para a esquerda no plano complexo e, com isso, aumentam o amortecimento e a velocidade de resposta do sistema em malha fechada. A ideia básica é determinar os parâmetros do compensador de maneira que um par de polos dominantes pertença ao LGR. A localização desse par de polos dominantes é obtida de maneira a satisfazer as especificações da resposta transitória. A função de transferência que corresponde a um compensador de avanço pode ser visualizada na eq.(17) (CRUZ, 2007; OGATA, 1985), onde K é o ganho, z representa o zero e p representa o polo, que serão inseridos na planta a ser compensada a fase.

$$G_{AV}(s) = K \left[\frac{(s + z)}{(s + p)} \right] \quad (17)$$

O compensador de atraso produz um atraso de fase em todas as frequências. Apesar do nome de compensador, o efeito do atraso de fase não é útil para a compensação, o que se aproveita do compensador é, de fato, a alteração do ganho. A ideia básica da compensação neste caso consiste em aumentar o ganho real (ganho em baixas frequências) do sistema sem alterar sensivelmente o LGR nas vizinhanças dos polos dominantes de malha fechada. Para evitar uma variação apreciável no LGR nessa região, a contribuição angular do compensador para a condição de fase deve ser pequena. Para garantir esta característica, basta alocar o polo e o zero do compensador próximos entre si. A função de transferência que corresponde a um compensador de atraso também pode ser descrito pela eq.(17) (CRUZ, 2007; OGATA, 2011).

O compensador PID consiste em atuar sobre o processo a partir das informações do valor desejado e do valor atual da variável do processo. Este valor de atuação sobre o processo é transformado em um sinal adequado ao atuador utilizado, e deve garantir um controle estável e preciso. O PID é composto por três ações quase intuitivas. Segundo (OGATA, 2011; CRUZ, 2007), o compensador PID pode ser definido pela eq.(18):

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \dot{e}(t) \right] \quad (18)$$

Onde $u(t)$ é a função de transferência do controlador em função do tempo, $e(t)$ é a função que representa os erros da planta em função do tempo. Na eq.18 é

possível notar o ganho proporcional (K_p) multiplicando cada uma das parcelas, sendo a primeira representada pelo erro $e(t)$, a segunda pelo termo integrativo do erro dado por $\frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau$, onde T_i representa o tempo de integração, e a terceira pelo termo derivativo do erro dado por $T_d \dot{e}(t)$, onde T_d é o tempo de derivação. A soma de cada uma destas parcelas forma o compensador PID (CRUZ, 2007).

E a função de transferência, $C(s)$, no domínio de Laplace é dada pela eq.(19):

$$C(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right] \quad (19)$$

onde $C(s)$ é a função de transferência do controlador no domínio de Laplace, K_p é o ganho proporcional, T_i é chamado tempo de “reset” e T_d tempo derivativo ou “rate time” (CRUZ, 2007).

O termo de natureza integral fornece uma saída não nula após o sinal de erro ter sido cancelado. Este acontecimento é consequência do fato de que a saída depende dos valores anteriores do erro e não do valor atual. A principal razão para a presença do termo de natureza integral é reduzir ou eliminar erros estacionários (OGATA, 2011; CRUZ, 2007).

O termo derivativo tem o papel de aumentar o amortecimento e, em geral, melhorar a estabilidade do sistema. A ação desse termo pode ser entendida quando se considera um controlador PD num instante em que o erro é momentaneamente nulo, mas sua taxa de variação não. Nesse caso, enquanto o termo proporcional possui contribuição nula sobre a saída, o termo derivativo terá uma contribuição. Desta forma, este último termo tem o papel de fazer com que o controlador se antecipe à ocorrência de erro. Essa característica de tornar o controlador sensível à taxa de variação do erro leva claramente ao aumento no amortecimento do sistema (OGATA, 2011; CRUZ, 2007).

A combinação de termos de natureza proporcional, integral e derivativa é normalmente utilizada para se obter um grau aceitável de redução de erro, simultaneamente com boas características de estabilidade, amortecimento e velocidade de resposta (CRUZ, 2007).

Simplificando, quando se necessita de uma compensação em resposta temporal, no qual a planta não possui erro estacionário, podemos utilizar um compensador PD ou um compensador de avanço. Quando existe erro estacionário, mas a resposta temporal é satisfatória para o projeto, pode-se utilizar um compensador PI ou um compensador de atraso. Quando é necessária uma correção tanto temporal, como de erro estacionário, deve-se utilizar um PID ou compensador de avanço e atraso.

2.6.1 Estudo de Técnicas Não Lineares

a) Técnica por Linearização Exata

A linearização exata é uma das técnicas mais conhecidas e conceituadas de controle não linear. Dada uma malha não linear em seus estados, mas linear com relação às entradas, é possível projetar um controlador não linear com uma forma tão específica, que a função de transferência do conjunto resultante (controlador + malha) é linear (ADAMY, 2009).

Essa técnica, ao contrário das outras técnicas não lineares que tendem a linearizar a malha em uma região ou em um ponto de operação, a linearização promovida é global. Porém, esta técnica possui uma grande desvantagem: para o bom funcionamento do controlador e da linearização, é necessária a realimentação de todas as variáveis de estado do sistema (ADAMY, 2009).

b) Técnica de Controle por Modelo Interno (Internal Model Control)

A ideia básica desse método é decompor a função de transferência da planta em duas partes: uma parte linear (invertível) e uma parte chamada de “modelo interno” (não invertível). A função de transferência do modelo interno deve conter todos os termos que, quando invertidos, gerem problemas de estabilidade ou de realização, como zeros positivos, atrasos e não linearidades.

Feito isso, espera-se projetar um filtro passa-baixa adequado e controlador que anule os polos e zeros da malha linear da planta e adicione autovalores desejados pelo projetista, garantindo assim o desempenho requerido (GARCIA, 2012).

c) *Técnica por Ganho Escalonado (Gain Scheduling)*

O método de ganho escalonado é um método de controle que se baseia na teoria de sistemas lineares, e, portanto mais simples com relação a outras técnicas não lineares. Por isso, os controladores de ganho escalonado são muito utilizados em sistemas reais.

Para o desenvolvimento desse tipo de controlador, primeiramente, deve-se linearizar a função de transferência da planta para diferentes pontos de operação. Supõe-se que o sistema tem comportamento aproximadamente linear nas regiões em torno deste ponto de operação. Assim, utilizando técnicas de controle linear obtém-se uma série de controladores lineares para cada um destes pontos de operação. Por fim, define-se uma lei que, baseada em algum dos sinais que indique o ponto de operação do sistema (normalmente os valores de saída ou do erro), ative-se o controlador correspondente daquela região ou interpola-se os controladores das regiões adjacentes. Dessa maneira, usa-se a teoria de controle linear, já bem conhecida e desenvolvida, para malhas não lineares.

Existem diversos métodos para definir as regiões ou pontos de operação e qual parâmetro do sistema deve servir como referência para o uso dos controladores (ADAMY, 2009; KHALIL, 2002).

d) *Outras Técnicas Não Lineares*

Existem ainda diversos outros métodos de controle não linear, como controle por função de Lyapunov e controle por método recursivo, entre outros. O primeiro baseia-se na ideia de encontrar uma função $V(\chi)$, sendo χ o vetor das variáveis de estado do sistema, que sirva para determinar a estabilidade do sistema e a velocidade com que essa estabilidade é atingida. Encontrada essa função, ela pode ser utilizada para projetar uma técnica de controle. Apesar da aparente simplicidade, em sistemas não lineares descontínuos, é bastante complicada sua implementação (ADAMY, 2009; KHALIL, 2002).

Já o controle por método recursivo é aplicável para sistemas não lineares de uma classe bem específica (ADAMY, 2009; KHALIL, 2002).

2.7 ESTADO DA ARTE

2.7.1 Histórico e Evolução dos Controles para a Válvula Borboleta

a) Controlador Proposto por Eriksson e Nielsen

Eriksson e Nielsen propuseram um PI de ganho programável (*Gain Scheduling*) e estratégias de compensação não linear com controle adaptativo. O modelo descrito prevê o efeito causado pelo atrito no corpo da válvula borboleta e a carga de torque no eixo da válvula borboleta enquanto ocorre a admissão de ar. O controlador tem como objetivo compensar o atrito no corpo da válvula borboleta, devido à histerese não linear imposta no sistema pela abertura e fechamento do corpo.

A Figura 2.8 mostra o circuito em malha fechada, com um controlador PI simples sintonizado utilizando o conceito de Ziegler-Nichols. O princípio do projeto utilizado para compensar o atrito é uma realimentação em malha fechada linearizada da planta e um observador de atrito na planta.

Figura 2.8 - Circuito em malha fechada da planta.

Fonte: (ERIKSSON & NIELSEN, 2000).

A ideia básica do compensador de atrito é construir um estimador de atrito na entrada do sistema que compensará o atrito dinâmico e estático. O ruído de medição e outras perturbações exercem uma influência significativa sobre o compensador de atritos quando a velocidade angular se aproxima de zero, especialmente se o compensador se basear em uma função de comutação. Além disso, a velocidade angular não pode ser medida e precisa ser calculada, e um erro no estimador de velocidade angular pode causar a inversão de sinal no compensador de atrito. Para reduzir a sensibilidade, os autores sugerem a inserção de um “tempo morto”, ou

então uma função linear com baixa inclinação nas proximidades da velocidade angular igual a zero.

Esta função resulta em quatro parâmetros que precisam ser sintonizados para produzir um comportamento suave do controlador da válvula borboleta. Os quatro parâmetros são: a largura e a inclinação na região mais próxima da velocidade angular igual a zero e a largura e a inclinação na região seguinte.

b) Controlador Proposto por Hashimoto e colaboradores

Hashimoto e colaboradores descrevem um controlador robusto e de melhor desempenho, quando comparado com o proposto por Eriksson e Nielsen em 2000. Este controlador compensa a variação individual dos componentes, inclusive por degradação do próprio produto ao longo do tempo de uso (HASHIMOTO *et al.*, 2003). Um sistema com um compensador puramente PID dificilmente conseguiria identificar estas variações, dificultando o balanço entre robustez e sensibilidade adequada. Para alcançar essa robustez, uma estratégia de controle adaptativo é bastante recomendada. O controle adaptativo consegue prever um controle variável incluindo a identificação do desempenho atual da planta através de uma sequência de cálculos. Esta tecnologia é utilizada para alcançar ótimos níveis de robustez, precisão e sensibilidade no controle da válvula borboleta eletrônica.

Segundo os autores (HASHIMOTO *et al.*, 2003), é necessário possuir uma tolerância das características dinâmicas e suas variações em cada subcomponentes da válvula borboleta, como o sensor de posicionamento da válvula borboleta, seu sistema de transmissão e motor DC, que podem sofrer alterações em suas características dinâmicas por causa de mudanças no ambiente, como temperatura, ou então degradação com o tempo dos próprios componentes.

O controlador adaptativo proposto (Figura 2.9) contém programados os parâmetros do modelo para compensar repentinas alterações das características dinâmicas, possui identificação e adaptação para alterações de características dinâmicas baseadas no tempo e variações individuais dos subcomponentes e sensores. Este é um controlador que se ajusta para obter a sensibilidade aos comandos de ângulos da válvula borboleta e alto desempenho de controle nas proximidades do ângulo desejado entre as regiões de funcionamento da válvula borboleta.

Figura 2.9 - Diagrama em blocos do controle da válvula borboleta.

Fonte: (HASHIMOTO *et al.*, 2003).

É possível ajustar as entradas do controlador adequadamente em resposta às variações das características dinâmicas do objeto de controle e das perturbações se o ganho de realimentação do sistema é calculado sequencialmente usando os parâmetros do modelo.

Os parâmetros básicos do modelo são definidos em resposta ao ângulo da válvula borboleta, que possui correlação com as variações das características dinâmicas do objeto controlado.

A combinação das operações dos parâmetros do modelo descrito pelo identificador com o modo ajustável resulta em um controlador responsivo, e robusto com relação a erros de modelagem, reações das engrenagens e alterações da fonte de alimentação da bateria.

c) Controlador Proposto por YANG

A estrutura geral proposta pelo autor para seu controlador consiste em uma referência gerada pelos atritos (*Reference Shaping*) e um controlador PID com técnicas adicionais, de acordo com as não linearidades do corpo da válvula borboleta. (YANG, 2004) propõe o cancelamento de termos não lineares (relacionados ao atrito) no controlador, minimizando a não linearidade do sistema, permitindo o uso de técnicas para análises de sistema lineares. A análise da dinâmica em malha fechada é baseada nas funções de transferência da planta e do

controlador. Através de técnicas de respostas em frequências, é possível realizar um ajuste fino do controlador. O sistema desenvolvido para o controle desenvolve um processo iterativo de modelagem da planta, simplificando o modelo, o projeto do controlador e as análises. A proposta do modelo simplificado é capturar a dinâmica dominante da planta e introduzir uma função de transferência simples ou um modelo de resposta em frequência. Segundo o autor, o ganho programável, baseado no reconhecimento das várias condições, como uma variação na temperatura, pode gerar um desempenho ótimo, mas adicionará complexidade ao *software* do controlador e também ao efeito de reconhecimento de falhas para o gerenciamento. A estrutura geral do controlador para a válvula borboleta é apresentada na Figura 2.10.

Figura 2.10 - Controle do sistema da válvula borboleta.

Fonte: (YANG, 2004).

O autor aborda ainda uma compensação por realimentação através do processo de sintonização de um PID. Ao invés de iniciar com um controlador baseado no modelo de função de transferência, que possui certos aspectos não lineares negligenciados, o autor obteve os ganhos do controlador inicial, realizando diretamente os testes no *hardware* da válvula borboleta real, utilizando o método cíclico de Ziegler-Nichols. Em seguida, a função de transferência do modelo é utilizada para analisar o controlador e melhorar o seu desempenho. Uma realimentação no processo de sintonia faz com que o controlador se torne mais robusto com relação às diferenças entre o modelo e a planta. O autor utiliza o

sistema de tempo contínuo para visualizar e analisar os dados, enquanto que a realização dos cálculos ocorre em tempo discreto.

d) Controlador Proposto por Pavkovic

Um controlador para a válvula borboleta, baseado no controlador PID e compensadores não lineares para o atrito e a posição *Limp-Home* (LH), foi proposto mais recentemente por (PAVKOVIC *et al.*, 2006). A proposta foca em estratégia de controle adaptativo, que melhora a estratégia de controle robusto com respeito às variações dos parâmetros do processo, causado por variações das características dinâmicas da válvula borboleta, variações de condições externas e o desgaste das componentes da válvula borboleta. O modelo do processo é apresentado na Figura 2.11.

Figura 2.11 - Diagrama em blocos do processo da válvula borboleta.

Fonte: (PAVKOVIC *et al.*, 2006).

Na figura, u , u_a , u_{emf} são respectivamente o sinal comandado, tensão de armadura e força contra eletromotriz; i_a é a corrente de armadura; m_m , m_s , m_f , m_L são o torque do motor, força de retorno da mola, força do atrito e força de torque de carga; θ_m , θ são posição do motor e a posição angular da válvula borboleta; ω_m é a velocidade do motor; K_{ch} é o ganho do sistema de potência (ponte-H); K_a , K_t , K_v são os ganhos de armadura, torque e tensão; J é o momento total de inércia; $1/K_l$ é

a taxa de transmissão das engrenagens; θ_{LH} é a posição LH; M_C , M_S são respectivamente os atritos de Coulomb e deslizamento.

Uma estratégia de controle proposta pelo autor para a válvula borboleta é apresentada na Figura 2.12:

Figura 2.12 - Estratégia de controle da válvula borboleta.

Fonte: (PAVKOVIC *et al.*, 2006).

A estratégia consiste de um controlador PID realimentado (*feedforward controller* - FFC), e um compensador não linear do LH e atritos. O design do controle linear do sistema com um controlador PID em tempo discreto é transportado para uma saída em domínio de tempo contínuo. A amostragem de tempo, um elemento segurador de ordem zero e também um diferenciador de tempo são utilizados em conjunto ao termo derivativo do controlador, aproximando para um termo segurador de primeira ordem com a constante de tempo $T \ll T_{em}$ (tempo de resposta eletromecânica). Os parâmetros básicos do controlador PID (para a região de $\theta > \theta_{LH}$) são calculados baseados nos parâmetros de K_p e T_{em} . Os parâmetros do

controlador são otimizados de acordo com a viscosidade ideal analisada pelo método do design.

Segundo os autores, existem influências de variação nos parâmetros do processo controlado, e estas são provenientes da variação de resistência da armadura, que influencia tanto no controle linear, como no não linear (PAVKOVIC *et al.*, 2006). Esta variação pode acontecer até os limites de $\pm 50\%$, o que influencia consideravelmente a resposta do controle. As variações provenientes da bateria também influenciam no controle, pois o ganho K_{ch} é proporcional à tensão da bateria, esta variação pode ocorrer em até $\pm 20\%$, o modo de operação para grandes alterações de θ_R (ângulo desejado ou *setpoint*) é que sofre maior influência. A variação da posição de LH influencia também no controle da válvula borboleta. O compensador de LH é apenas ativo na região estreita em torno da posição de LH suposta de $\theta_{LH0} \pm \varepsilon_{LH}$. Se a informação sobre θ_{LH0} na posição LH estiver inexata, o compensador ativará fora da posição corrente θ_{LH} em LH. É proposta uma estratégia de ajuste automático do controle dividida em seis passos, enumerados na Figura 2.13. Cada uma das fases relatadas, seja um ponto único ou de uma parte da curva estática do processo, pode ser executada em malha aberta (ol) ou em malha fechada (cl). A imagem apresenta também o tipo de comando do sinal u ou a referência de sinal θ_R que é aplicado em cada fase.

Figura 2.13 - Imagem das operações de ajuste automático. 0 – Posição limp home estimada. 1 – Descolamento da posição limp home. 2 – Identificação da dinâmica do processo linear. 3 – Sintonização básica do controlador e fechamento do *loop* de controle. 4 – Identificação do processo da curva estática. 5 – Sintonização final da estratégia de controle.

Fonte: (PAVKOVIC *et al.*, 2006).

O ajuste automático determina a posição LH de θ_{LH} na fase 0, onde é inserido $u = 0$. Na fase 1, a válvula borboleta é posicionada na borda superior da curva estática com $\theta = \theta_{LH}$, ou seja para o ponto mais a esquerda, aproximadamente da região linear de operação $\theta > \theta_{LH} \wedge \dot{\theta} > 0$ da curva estática (onde o atrito e LH não linear são mais influenciados). No início da fase 2, um degrau no comando u é aplicado. Com base na resposta da válvula borboleta, os parâmetros dominantes do processo linear dinâmico são estimados. Usando esses parâmetros, os parâmetros iniciais básicos do controlador PID são determinados (para $\theta > \theta_{LH}$) no início da fase 3. A válvula borboleta então é levada (no controlador PID) para a posição θ_0 , que é um pouco maior que a posição LH θ_{LH} . Na fase 4, é aplicado um sinal rampa em sua posição de referencia θ_R e através da região $\theta < \theta_0$ na curva estática a válvula borboleta é comandada. Deste modo, os principais parâmetros da curva estática do processo são estimados. Baseados nestes parâmetros, o final do ajuste automático da estratégia de controle é transportada para a saída na fase 5.

Para lidar com variações de tensão da bateria, resistência da armadura ou da posição de LH, que podem ocorrer na válvula borboleta, a estratégia de controle segue com procedimentos de ajuste automático, que estimam e calculam os parâmetros da estratégia de controle.

e) Controlador Proposto por Al-Assadi e colaboradores

Al-Assadi e colaboradores propuseram um estimador de atrito de Coulomb e efeitos de retorno da mola da válvula borboleta utilizando um sistema estimador de modelo não linear (AL-ASSADI *et al.*, 2006). O modelo estima suavemente o comportamento estático baseado no conhecimento a priori dos sinais medidos de erros de posição e velocidade angular do prato da válvula borboleta. O desempenho do estimador é comparado com uma aproximação baseada nos comportamentos não lineares da válvula borboleta. É proposta uma compensação e cancelamento dos efeitos estáticos não lineares da válvula borboleta, o que acaba por melhorar o controle de sua posição. A estrutura de controle do estimador proposto é de simples implementação e com operação robusta, conforme Figura 2.14.

Figura 2.14 - Sistema de controle da válvula borboleta (a) e componentes do sistema para controle da válvula borboleta (b).

Fonte: (AL-ASSADI *et al.*, 2006).

A Figura 2.14-b representa o sistema físico, em que é proposto um modelo compensador junto com um analisador de velocidade e um controlador PID, todos integrados na ECU e conectados com a válvula borboleta. O compensador proposto possui uma estrutura simples e opera em tempo real.

Um estimador dos atritos do atuador é proposto. Ele compensa o atrito estático com a contínua multiplicação pelo sinal da velocidade angular. A sensibilidade do estimador de atrito, especialmente para baixas velocidades, é reduzida por causa da introdução de uma zona morta nas proximidades de zero no estimador de velocidade angular. Esta banda morta em zero ajuda a suavizar a compensação durante a transição entre abertura e fechamento da válvula borboleta e vice versa. Um filtro segurador de primeira ordem é adicionado para suavizar os sinais obtidos pelas saídas do observador.

f) Controlador Proposto por Yuan e Wang

Yuan e Wang propuseram uma estratégia de controle robusto não linear por aproximação de modelos (*Approximate Model-based Robust Nonlinear Control - AMRNC*) para a válvula borboleta (YUAN & WANG, 2008). O AMRNC inclui duas partes: aproximação do modelo do controlador e compensação das incertezas. A aproximação do modelo do controlador utiliza uma realimentação positiva no controlador, é desenvolvido com a linearização da entrada e da saída do modelo da planta, utilizando a técnica de expansão de Taylor, e é implementada usando modelagem *fuzzy* do sistema (HERRERA *et al.*, 2004; HERRERA *et al.*, 2005;

HERRERA *et al.*, 2007). Além disso, uma compensação de incertezas é incluída na estrutura da realimentação do filtro robusto. A estabilidade robusta é estabelecida pelo teorema de Lyapunov. A Figura 2.15 apresenta a estrutura da estratégia AMRNC.

Figura 2.15 - Estrutura da estratégia AMRNC.

Fonte: (YUAN & WANG, 2008).

O modelo do controle considera um sistema auto regressivo não linear (*Nonlinear AutoRegressive Moving Average* - NARMA). A partir deste modelo, se realiza a expansão de Taylor e se define os respectivos parâmetros aplicando uma modelagem *fuzzy* TaSe TSK (HERRERA *et al.*, 2004; HERRERA *et al.*, 2005; HERRERA *et al.*, 2007), para estimar a função não linear dos sinais de entrada e saída. Em seguida, o filtro de realimentação robusta é modelado, que é um típico filtro de primeira ordem com unidade de ganho e resposta de frequência sintonizada para eliminar o ruído de alta frequência introduzido por meios de dispositivos de medição.

g) Controlador Proposto por Jiang e colaboradores

Jiang e colaboradores propuseram um controlador utilizando PID e *Two-Degree-of-Freedom* (2-DOF) para controlar a válvula borboleta com os ganhos do PID otimizados usando ajuste de realimentação iterativa (*Iterative Feedback Tuning* - IFT) (JIANG *et al.*, 2009). IFT é um método de ajuste direto para os parâmetros do controlador baseado nos dados experimentais em malha fechada sem a necessidade de um modelo explícito do sistema. A realimentação com estrutura de controle 2-DOF é apresentado na Figura 2.16.

Figura 2.16 - Estrutura para controlador 2-DOF.

Fonte: (JIANG *et al.*, 2009).

O controlador proporcional e integrativo é utilizado para os erros e o controlador derivativo é utilizado para a variável do processo, com um filtro passa baixa adicional. Esse design aproxima o termo derivativo quando comparado ao controlador convencional *one-degree-of-freedom*, fornecendo um desempenho melhor para atender a referência e para a rejeição de perturbações.

Os resultados do processo IFT, para uma otimização da válvula borboleta em cada iteração, são apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Resultados do processo IFT para otimização do controle da válvula borboleta.

Iteration	Starting Gains $[K_p \ K_I \ K_D]$	J	$\partial J(\rho)/\partial \rho$	H	γ	New Gains $[K_p \ K_I \ K_D]$
1	$\begin{bmatrix} 0.3900 \\ 8.5500 \\ 0.4400 \end{bmatrix}$	4.0847	$\begin{bmatrix} -11.5777 \\ 0.2542 \\ -2.0895 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 140.2929 & -0.0699 & -17.4669 \\ -0.0699 & 0.1059 & -1.3342 \\ -17.4669 & -1.3342 & 24.2001 \end{bmatrix}$	1.00	$\begin{bmatrix} 0.4813 \\ 7.1662 \\ 0.5159 \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 0.4813 \\ 7.1662 \\ 0.5159 \end{bmatrix}$	2.8161	$\begin{bmatrix} -5.7344 \\ 0.0740 \\ -0.1777 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 42.1881 & -0.0198 & -7.5738 \\ -0.0198 & 0.0432 & -0.3975 \\ -7.5738 & -0.3975 & 8.6862 \end{bmatrix}$	1.00	$\begin{bmatrix} 0.6442 \\ 6.9179 \\ 0.6671 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 0.6442 \\ 6.9179 \\ 0.6671 \end{bmatrix}$	1.9813	$\begin{bmatrix} -2.2871 \\ 0.0232 \\ -0.5034 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 19.1583 & -0.0094 & -4.1641 \\ -0.0094 & 0.0191 & -0.1739 \\ -4.1641 & -0.1739 & 5.9831 \end{bmatrix}$	0.50	$\begin{bmatrix} 0.7292 \\ 7.4019 \\ 0.7824 \end{bmatrix}$
Final	$\begin{bmatrix} 0.7292 \\ 7.4019 \\ 0.7824 \end{bmatrix}$	1.7344				

Fonte: (JIANG *et al.*, 2009).

h) Controlador Proposto por Grepl e Lee

Grepl e Lee propuseram um controle não linear usando os princípios da realimentação linearizada (GREPL & LEE, 2008). A componente chave para a

estrutura de controle é a compensação dos atritos, utilizando técnicas de um protótipo rápido de controle (RCP).

Dois diferentes modelos de simulação são preparados e testados, um criado em ambiente MATLAB/SimMechanics® e um segundo criado em MATLAB/Simulink® usando aproximação padrão. Para identificar os parâmetros estáticos da planta, foi introduzida uma entrada elétrica senoidal de baixa frequência e, a partir da resposta da planta, um gráfico foi levantado com as características estáticas ($\varphi \times u$), apresentado na Figura 2.17.

Figura 2.17 - Características estáticas medidas.

Fonte: (GREPL & LEE, 2008).

Com a Figura 2.17, é possível determinar a posição LH, leitura da abertura e fechamento da válvula, o forte atrito do sistema, a rigidez relativa da mola na região LH e a rigidez da mola em regime de abertura. Para se determinar as características dinâmicas do sistema foi aplicada uma resposta em degrau no sistema, apresentada na Figura 2.18. Com esta resposta é possível levantar dois parâmetros dinâmicos: J e b .

Figura 2.18 - Resposta a entrada de degrau.

Fonte: (GREPL & LEE, 2008).

O sistema da válvula borboleta é altamente não linear devido ao dominante atrito seco e a não linearidade da mola. A aplicação de um controlador PID padrão não demonstra bons resultados devido a estas características. Uma teoria de controle não linear é proposta, baseada em uma realimentação linearizada, que primeiro transfere o sistema não linear para um linear, usando termos adicionais baseados no modelo do sistema e depois cria o controle para um sistema linearizado usando ferramentas padrão para um sistema linear. A realimentação linearizada é global e requer cálculos em tempo real da dinâmica inversa do sistema. A Figura 2.19 apresenta o esquema do controlador não linear proposto pelo autor.

Figura 2.19 - Controlador não linear proposto.

Fonte: (GREPL & LEE, 2008).

3 METODOLOGIA

Este capítulo apresenta todo o processo de metodologia para levantamento dos dados da válvula borboleta e o processo para aplicação prática do controle da válvula borboleta nas plataformas propostas. Este controle será aplicado através de um microcontrolador PIC16F877A fabricado pela empresa Microchip[®], que realizará todo gerenciamento a partir do recebimento dos sinais da ECU e enviará o sinal de PWM para o *driver* de potência em ponte-H, que determinará a corrente no motor DC da válvula borboleta. O microcontrolador da Microchip[®] foi escolhido por ser didático e amplamente utilizado na área acadêmica. Este sistema será acoplado em um sistema de gerenciamento eletrônico de motor a combustão interna didático, aplicado em um *mock-up*, no qual o microcontrolador também é um PIC[®]. No mercado, os microcontroladores mais utilizados para fins automotivos são os da empresa freescale[™]. A ponte-H da freescale[™] MCP33926 foi escolhida por ter sido desenvolvida para o controle de potência da válvula borboleta. Os sinais dos sensores da válvula borboleta serão monitorados e adquiridos através de ferramentas da NATIONAL INSTRUMENTS[™] (NI), utilizando o *hardware* DAQ 6009 e o *software* LabVIEW[®] 7.1 *Student Version*. Estes instrumentos da NI são versáteis e simples de serem utilizados, coletando todos os dados de forma satisfatória. A linguagem de programação utilizada será a linguagem C utilizando o compilador PIC C como plataforma para desenvolvimento do *software* e compilação, ferramentas nas quais também são utilizadas na área acadêmica. O *software* utilizado para gravar o programa desenvolvido no PIC16F877A será o MPLAB[®] 8.3. Para a análise dos dados adquiridos através do LabVIEW[®], será utilizado o *software* da MathWorks MATLAB[®] R2012a, poderosa ferramenta para análise dos dados e levantamento dos gráficos.

Através das curvas de respostas no processo de identificação da válvula borboleta, é possível construir um modelo de função de transferência, baseado no estudo da resposta a diversos sinais de entrada. Conhecendo a função de transferência e o comportamento de resposta do sistema, é possível levantar os seus parâmetros. Os gráficos para identificação dos parâmetros e comportamento da planta são construídos através da aplicação de sinais elétricos na entrada por PWM em formato de degraus, rampas, triângulo e trapézios, e analisando sua resposta pelo sinal do sensor de posição da borboleta. Este sinal é adquirido com o

equipamento da *National Instruments* (NI) DAQ 6009 (*Hardware*) e LabVIEW® (*Software*). Os sinais adquiridos são tratados e apresentados graficamente através do *software* MATLAB®. Após o levantamento dos parâmetros, é possível montar a planta equivalente em ambiente virtual, através do *software* MATLAB/Simulink®, buscando uma resposta aproximada ao de uma planta real. Quando a resposta da planta virtual estiver satisfatória, baseada na comparação entre o sinal de entrada e resposta da planta real e virtual, se iniciará a estratégia de compensação do sistema e suas não linearidades em ambiente virtual e real buscando a melhor resposta possível ao *setpoint* da posição angular desejada.

A plataforma para testes deste controle foi um conjunto didático de estudo do sistema de admissão de ar para motores a combustão interna. Posteriormente, o sistema foi implementado em um *mock-up*, que é um motor completo com todas as condições de funcionamento, porém em uma base didática e aberta para seu estudo aprimorado. Definida a melhor estratégia de controle, esta será aplicada junto à unidade de gerenciamento eletrônico didático do motor para o controle da válvula borboleta.

3.1 DESCRIÇÃO DO *HARDWARE*

Para se efetivar o estudo do modelo realizado é necessário aplica-lo em uma plataforma. A plataforma de teste utilizada para levantamento dos dados é um conjunto didático para o estudo do sistema de admissão de ar em motores a combustão interna ciclo Otto. Esta plataforma utiliza uma válvula borboleta da Delphi PBTGF20+GS20, propositalmente o mesmo modelo que é utilizado no *mock-up*, pois levantando o modelo e parâmetros desta válvula borboleta, o modelo validado de controle será aplicável ao conjunto didático e ao *mock-up*, que é o objetivo final deste trabalho.

O *hardware* utilizado para o controle da válvula borboleta no conjunto didático e no *mock-up* é o mesmo, e consiste na estrutura descrita na Figura 3.1.

Figura 3.1 - Hardware para controle da válvula borboleta.

Conforme a Figura 3.1, o *hardware* para controle da válvula borboleta consiste na entrada de sinais elétricos dos sensores de TPS para indicar posição angular da válvula, sensor de posicionamento do pedal de acelerador e o cálculo de carga necessária, realizado através do sistema de gerenciamento eletrônico do motor. O microcontrolador processa todos estes sinais e define o *setpoint* (ângulo de abertura desejado em volts para o correto funcionamento do MCI no instante atual). Em seguida, este envia o sinal PWM com amplitude de 5 volts. A ponte-H recebe este sinal e, com seu circuito de potência, amplifica o sinal PWM de entrada para 12 volts em sua saída, gerando uma tensão média para alimentação do motor DC da válvula borboleta.

O conjunto didático para o estudo do sistema de admissão de ar em motores a combustão interna (plataforma de teste) contempla o circuito descrito na Figura 3.2.

Figura 3.2 - Circuito elétrico simulador do sistema de admissão de ar.

O circuito da Figura 3.2 pertence ao conjunto didático para o estudo do sistema de admissão de ar, onde os testes para levantamento dos parâmetros do modelo da válvula borboleta estão sendo executados e adquiridos em bancada. Este conjunto didático reúne todos os sensores e atuadores que simulam o sistema de admissão de ar automotivo. O simulador é constituído de uma válvula borboleta, pedal de acelerador eletrônico, turbina de um aspirador de pó, secador, sensor MAP com NTC (pressão e temperatura), sensor MAF (fluxo de massa de ar) e sistema eletrônico de controle e potência. O funcionamento consiste em, através de uma tensão gerada pelo pedal, comandar a abertura da válvula borboleta, através do qual é controlado o fluxo de massa de ar admitido por um motor. O fluxo citado é gerado por depressão a partir da turbina de um aspirador de pó de 1300 Watts. A rotação dessa turbina será controlada por outro microcontrolador que controlará o ângulo de condução dos Triacs. Em paralelo é realizada a medida da temperatura e da pressão do ar admitido através do sensor MAP e o fluxo de massa de ar através do sensor MAF. A Figura 3.3 apresenta o sistema de admissão de ar de bancada utilizado para simulação.

Figura 3.3 - Sistema de bancada utilizado: simulador do sistema de admissão de ar.

Para se programar o microcontrolador PIC16F877A é utilizado um *hardware* (ICD2) desenvolvido pela empresa Mosaico, exclusivamente para programação do PIC[®]. Ele permite realizar a programação no microcontrolador *onboard* através de um cabo USB ligado no computador, o que representa uma de suas vantagens. Outro *hardware* de apoio utilizado foi o DAQ 6009, desenvolvido pela NI. Esse módulo possui uma grande vantagem de aplicação, possui 12 canais de entradas/saídas digitais, 8 canais de entrada analógica, 2 canais de saída analógica

e opera em frequências de até 48kHz, que é satisfatória para a aquisição dos sinais da válvula borboleta.

Neste trabalho, esse equipamento de aquisição é utilizado para se obter os sinais de entrada e saída da válvula borboleta (sinal de saída através de TPS 1 e 2, sinal de inversão da ponte-H, sinal do acelerador eletrônico e o sinal de entrada gerado), no qual é processado pelo código implementado em LabVIEW[®] para salvar os dados em arquivos “.csv” ou “.lvm” que podem ser diretamente importados para o MATLAB[®] para análise dos dados e levantamento dos gráficos.

3.2 DESCRIÇÃO DO SOFTWARE

Para se executar este trabalho, foram usados diversos *softwares* de apoio, que serão detalhados nesta seção. O compilador PIC C foi o ambiente de programação do *software* em linguagem C. Para programá-lo no microcontrolador, foi utilizado o ambiente do *software* MPLAB[®] 8.3 do Microchip[®], onde tanto o compilador como o *software* ambiente para programação são dedicados ao PIC[®] e suportam diversos formatos do mesmo.

O LabVIEW[®] 7.1 Student Version da NI utilizado para a aquisição dos sinais é uma ferramenta bastante utilizada tanto para programação, como para tratamento e geração de sinais elétricos. O ambiente de programação é orientado a objetos e possui inúmeras ferramentas para tratamentos de sinais e criação de código, sendo útil para diversas aplicações, desde a aquisição e tratamento sinais até a criação de *softwares* de controle. As Figuras 3.4 e 3.5 apresentam, respectivamente, o código criado para trabalhar com os sinais, e o painel de operação do programa desenvolvido.

Figura 3.4 - Código em LabVIEW[®] para aquisição e tratamento dos sinais.

O código apresentado na Figura 3.4 consiste em, através do bloco DAQ Assistant, adquirir todos os sinais do *hardware*. Estes sinais são disponibilizados na saída “data”, então são apresentados pelos indicadores. A combinação de “NUMBER OF SAMPLES” e “RATE” determinam a taxa de amostragem do sinal e o tempo de sinal adquirido.

Figura 3.5 - Aparência do software desenvolvido em LabVIEW® para aquisição de sinais.

A Figura 3.5 apresenta os gráficos de todos os sinais adquiridos pelo *software* da Figura 3.4. Para o início do trabalho prático, foi desenvolvido um código em linguagem C que controla a válvula borboleta em malha fechada, baseado no erro (EK) entre o setpoint (SP) e a posição angular corrente da válvula borboleta (TPS). Este *software* está descrito na Figura 3.6 através de um fluxograma.

Figura 3.6 - Fluxograma do software de controle da válvula borboleta em malha fechada.

O fluxo elaborado na Figura 3.6 representa simplesmente um fechamento de malha, onde o erro (diferença entre o *setpoint* e a abertura angular) é calculado. O motor DC da válvula borboleta é alimentado pela tensão média fornecida por um fator baseado no *Pulse Width Modulation* (PWM) enviado pelo microcontrolador. Este fator é calculado pela relação entre o período de pulso de tensão pelo período

total do pulso. Baseado no erro calculado (SP-TH) é definido o nível de PWM que o microcontrolador deve enviar para o controle da ponte H do motor DC.

A partir do sinal analógico, a diferença entre o *setpoint* e a posição corrente é calculada, que é comparada com o nível de erro. No caso de estar dentro de um intervalo determinado, os valores do *display* referentes à posição do pedal e da válvula borboleta são atualizados. Este *software* de controle é utilizado e implementado no conjunto didático para o estudo do sistema de admissão de ar em motores a combustão interna. Entretanto, por ser apenas um fechamento de malha, ele não compensa plenamente a resposta do sistema, o que será explorado neste trabalho, buscando melhorar seu desempenho através do levantamento do modelo e parâmetros da válvula borboleta para a inserção de um compensador. Uma das deficiências do sistema está relacionada ao comportamento não linear em várias regiões de ângulo θ .

3.3 MODELO MATEMÁTICO PARA A VÁLVULA BORBOLETA

O modelo matemático adotado para a válvula borboleta foi baseado na modelagem de (GREPL & LEE, 2010; GREPL & LEE, 2008; YANG, 2004), onde para o motor em corrente contínua de polos permanentes é considerado:

$$u(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + k_{emf} \omega(t) \quad (21)$$

$$\text{Onde: } \omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{1}{n} \omega_m(t)$$

Dado que a dinâmica elétrica do motor é mais rápida que o sistema mecânico, pode-se desprezar a indutância da armadura (L) de acordo com (GREPL & LEE, 2008), então a corrente do motor é dada por:

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} - \frac{k_{emf} \omega(t)}{R} \quad (22)$$

E para o torque do motor:

$$T_m(t) = k_v i(t) \quad (23)$$

Onde: R é a resistência total da armadura, L é a indutância total da armadura, $i(t)$ é a corrente elétrica no motor, k_{emf} é a constante de força contra eletromotriz, $\theta(t)$ é o ângulo do eixo da válvula borboleta, $\omega(t)$ é a velocidade

angular no eixo da válvula borboleta, $T_m(t)$ é o torque elétrico recalculado para o eixo da válvula borboleta, k_v é a constante de torque do motor.

Para o modelo da mola:

$$T_{mol}(t) = k_s(\theta)\theta(t) \quad (24)$$

onde $T_{mol}(t)$ é o torque da mola e a rigidez da mola k_s varia de acordo com a posição angular θ da válvula borboleta

Para o modelo do atrito de Coulomb:

$$M_{coul}(\omega) = -\text{sgn}(\omega)\mu N \quad (25)$$

onde M_{coul} é o torque de atrito seco, μ é o coeficiente de atrito seco e N é a força normal.

Para a equação do movimento:

$$\begin{aligned} T(t) &= J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m(t) + \frac{1}{n} \left(J_{th} \frac{d\omega_{th}(t)}{dt} + B_{th} \omega_{th}(t) \right) + M_{coul}(t) + T_{mol}(t) \\ &= \left(J_m + \frac{1}{n^2} J_{th} \right) \frac{d\omega_m(t)}{dt} + \left(B_m + \frac{1}{n^2} B_{th} \right) \omega_m(t) + M_{coul}(t) + T_{mol}(t) \\ T(t) &= J_{eq} \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_{eq} \omega_m(t) + M_{coul}(t) + T_{mol}(t) \end{aligned} \quad (26)$$

onde $\omega_m(t)$ e $\omega_{th}(t)$ são as velocidades angulares no eixo do motor e no eixo da válvula borboleta respectivamente, J_m é o momento de inércia do motor, J_{th} é o momento de inércia do prato da válvula borboleta e eixo, B_m e B_{th} são os atritos viscosos no motor e válvula borboleta respectivamente, n é a taxa de transmissão das engrenagens $n = \frac{\theta_m(t)}{\theta(t)}$, $\theta_m(t)$ é o ângulo do eixo no motor, M_{coul} é o torque do atrito no motor, T_{mol} é o torque da mola na válvula borboleta, J_{eq} é o momento total de inércia incluindo o motor mais o prato da válvula borboleta e o eixo de transferência, B_{eq} é o coeficiente de atrito viscoso total incluindo motor mais a transmissão da borboleta e o eixo de transferência do outro lado do motor.

Transformando as equações para o domínio de Laplace teremos:

$$I(s) = \frac{1}{R} (U(s) - K_{emf} \Omega_m(s)) \quad (27)$$

$$T_m(s) = K_v I(s) \quad (28)$$

$$\Omega_m(s) = \frac{1}{(J_{EQ}s + B_{EQ})} (T_M(s) - M_{COUL}(s) - T_{MOL}(s)) \quad (29)$$

O modelo mecânico para a válvula borboleta, baseado nas eq.(27-29), para o sistema é descrito na Figura 3.7.

Figura 3.7 - Modelo mecânico da válvula borboleta.

A Figura 3.7 mostra o comportamento do motor DC (eq.(21)) e o ganho de torque fornecido pelo circuito de potência para alimentação do motor (eq.(23)). Em seguida, se observa o torque total para a movimentação da válvula borboleta (eq.(26) e eq.(28)), que é formado pela força total gerada pelo torque do motor menos as forças contrárias (atritos – eq.(25) e mola – eq.(24)).

O modelo para a resposta da mola é apresentado na Figura 3.8, onde o comportamento da mola é simulado com duas molas, como sendo uma mola oposta à outra, interligadas pela parada mecânica de LH, o que resulta num modelo global não linear de mola, sendo uma constante para cada mola, e uma característica de rigidez bastante forte nas proximidades de LH. O modelo do atrito de Coulomb do sistema é simulado através de um bloco já pronto fornecido na caixa de ferramenta do MATLAB/Simulink®, onde o bloco “Zero Crossing” é utilizado em série para determinar as paradas da velocidade angular do sistema, onde ocorre o atrito estático sempre que a velocidade angular descolar do marco zero.

Figura 3.8 - Modelo da força da mola da válvula borboleta.

O modelo proposto pela Figura 3.7 não é o utilizado neste trabalho, devido às dificuldades de identificação de seus parâmetros físicos estáticos e dinâmicos.

Identificar o modelo da válvula borboleta mecanicamente é complicado, uma vez que os parâmetros do sistema não são facilmente mensurados. Neste caso, conhecer parâmetros de características elétricas, realizando uma identificação no modelo “caixa preta”, que são facilmente levantados, permite que o modelo seja útil para variadas válvulas borboletas, e não especificamente para uma, no qual teria que levantar todos os parâmetros mecânicos de cada uma em análise (GREPL & LEE, 2010) (DEUR *et al.*, 2004). O modelo para a válvula borboleta de caixa preta em grandezas elétricas, proposto por (DEUR *et al.*, 2004) é apresentado na Figura 3.9.

Figura 3.9 - Modelo da válvula borboleta em grandezas elétricas.

A equação que rege o modelo para a válvula borboleta na Figura 3.9 consiste em uma análise linear do processo, uma aproximação baseada no modelo original, a partir da resposta aos estímulos de sinais elétricos de entrada na planta real e é descrito na eq.(30) (DEUR *et al.*, 2004).

$$G_p(s) = \frac{K_p}{T_{tot}s + 1} \quad (30)$$

$$K_p = \frac{\omega_{ss}}{\Delta U}; K_p = K_{ch} K_l / K_{emf}$$

$$\tau_{tot} = T_{em} + T_a$$

$$T_{em} = J / K_a K_v K_{emf}$$

onde K_p corresponde a relação de ganhos do sistema, τ_{tot} a constante de tempo de resposta total do sistema, ω_{ss} a posição final da velocidade angular para um determinado degrau elétrico, ΔU a variação de tensão elétrica do degrau aplicado, K_{ch} é o ganho do sistema de potência elétrica (ponte H), K_l é o ganho do sistema de en-

grenagens de transmissão, T_{em} é a constante de tempo de resposta eletromecânica, T_a é a constante de tempo de resposta de armadura e K_a é o ganho de armadura do motor.

Na função de transferência da planta, $G_p(s)$, o ganho K_p , que no modelo mecânico é definido por $K_{ch}K_l/K_{emf}$, pode ser estimado experimentalmente através da curva de velocidade angular ($\omega(t)$). A curva de velocidade angular pode ser estimada através da aplicação de um sinal elétrico na entrada do sistema (degrau, triangular, senoidal ou trapezoidal), e em seguida realizando a derivada da posição angular ($\theta(t)$) obtida como resposta (DEUR *et al.*, 2004). O gráfico de resposta seria aproximado do apresentado na Figura 3.10, onde para uma entrada elétrica de degrau, a posição angular $\theta(t)$ gerada é derivada e então estimada a velocidade angular $\omega(t)$, que então é apresentada na Figura 3.10 uma resposta que foi baseada no $\theta(t)$ medido, e outra que é obtida através de uma predição realizada por (DEUR *et al.*, 2004). Através deste gráfico é possível levantar alguns parâmetros, que são apresentados a seguir.

Figura 3.10 - Resposta da velocidade angular a um sinal degrau de entrada.

Fonte: (DEUR *et al.*, 2004).

O parâmetro ω_{ss} é o valor em que acontece o estado estacionário da velocidade angular em resposta ao degrau de entrada. Este valor sobre ΔU , que é a variação do sinal do degrau determina uma aproximação experimental do parâmetro K_p para o modelo. O parâmetro $T_{tot} = T_{em} + T_a$ pode ser aproximado através de

$T_{fin} - \frac{\theta_{fin} - \theta_0}{\omega_{ss}}$, onde no gráfico da Figura 3.10 também pode ser estimado. O T_{fin} re-

apresenta o período em que a curva entra em estado estacionário. O θ_{fin} representa a posição angular final estacionária e o θ_0 a posição angular inicial. No modelo real mecânico da válvula, a constante de tempo eletromecânica do sistema (T_{em}), é representada por $T_{em} = J / K_a K_v K_{emf}$. Somando com a constante de tempo da armadura (T_a) obtemos o tempo total do sistema (T_{tot}) (DEUR *et al.*, 2004).

O sistema real possui limitadores de fim de curso em $\theta = 0^\circ$ (válvula totalmente fechada) e $\theta = 90^\circ$ (válvula totalmente aberta) que precisam ser considerados para o modelo. A modelagem do choque é um assunto bastante vasto e complexo, por isso esse efeito foi modelado de forma extremamente rudimentar neste trabalho. No modelo, foi inserida uma saturação em $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 90^\circ$ na saída do integrador de posição. É necessário também adicionar um bloco que anule a velocidade angular quando o integrador de posição satura. Esta é a função do bloco HardStopOn, que realimenta negativamente a saída do integrador de velocidade na sua entrada.

O integrador com limitadores calcula a posição angular, a partir da velocidade angular simulada, possuindo como batentes do sistema os limites mínimo e máximo de integração. O modelo da mola é igual ao mencionado anteriormente, mensurado em tensão elétrica, desde o LH, até as regiões de atuações da mola. O atrito de Coulomb é uma constante, implementada no sistema baseada na Eq.(25), o bloco de modelagem dos atritos é apresentado na Figura 3.11, onde as forças de atrito podem ser estimadas eletricamente, caso a tensão elétrica seja menor ou igual a tensão de descolamento (para este caso 0,05 V) atua a constante da tensão de descolamento, caso seja maior atua a constante da tensão de atrito de Coulomb. A Figura 3.12 apresenta o bloco de *Hard Stop On*, que é responsável por realizar a desaceleração angular sempre que acontece o encontro com as batentes superior ou inferior do corpo. Na Figura 3.12, quando a posição angular ultrapassa o valor de 90° (1,5708 rad.) que é referente à batente superior do eixo da válvula borboleta ou o valor de 0° (0 rad.) que é referente a batente inferior, a saída lógica do *Hard Stop On* é igual a zero, forçando um fator multiplicativo negativo (-0,9) para reduzir ou zerar a velocidade angular, evitando a saturação infinita da velocidade angular quando o mesmo encontra as batentes.

Figura 3.11 - Modelo dos atritos.

Figura 3.12 - Modelo do HardStopOn

Os parâmetros U_s e U_c são estimados através da curva estática da válvula borboleta, onde U_c é a tensão de atrito de Coulomb e U_s é a tensão de descolamento do sistema, em inglês “*breakaway voltage*” (Figura 3.13). O parâmetro U_c e U_{LH} (utilizado no modelo da mola) pode ser visualizado e identificado na Figura 3.14. O parâmetro U_s é aproximadamente 15% do valor de U_c (DEUR *et al.*, 2004).

Figura 3.13 - Tensão de descolamento (Breakaway Voltage).

Fonte: (DEUR *et al.*, 2004).

Figura 3.14 - Identificação de parâmetros na curva estática.

Fonte: (DEUR *et al.*, 2004).

A Figura 3.15 apresenta o ambiente virtual de simulação para o sistema da válvula em MATLAB/Simulink®.

Figura 3.15 - Ambiente virtual de simulação da válvula borboleta.

Conforme a Figura 3.15, o ambiente de simulação permite a utilização de sinais gerados no próprio MATLAB/Simulink® (Degrau e Sinal Senoidal) ou entrada direta de sinais adquiridos na planta real da válvula borboleta (Entrada de Dados Simulados). O bloco Válvula Borboleta é o sistema indicado na Figura 3.9, e a Posição do TPS é indicada na Figura 3.16, onde ele mensura o ponto mínimo e máximo de tensão sob o sensor de posição angular e calcula a posição corrente em volts, de acordo com a indicada pelo bloco da Válvula Borboleta em radianos.

Figura 3.16 - Bloco de Posição do TPS [V].

3.4 IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO

Para identificação dos parâmetros estáticos e dinâmicos, a válvula borboleta em questão foi excitada em malha aberta com diversos sinais elétricos, entre eles: degrau, onda senoidal, sinal em trapézio e sinal em triângulo. A partir das curvas de respostas, foi avaliado o comportamento da tensão de entrada e saída pelo tempo, e a curva de assinatura, que consiste em um gráfico do sinal de saída em função do sinal de entrada.

Para inserir estes sinais elétricos na entrada da válvula borboleta foi necessário modular estes sinais em PWM variando seu *duty cycle* como uma onda senoidal, um trapézio ou um triângulo. Implementada esta estratégia no *software* em linguagem C para a geração dos sinais modulados, estes sinais foram então programados no microcontrolador para executar a excitação na válvula borboleta. A frequência do PWM gerado pelo microcontrolador se encontra na faixa de 5 kHz, sendo que a faixa de frequência recomendada para o PWM de controle da válvula borboleta através do fabricante é entre 1,5 kHz e 24 kHz (DELPHI, 2004).

A figura 3.17 apresenta os resultados dos primeiros ensaios, onde a curva de assinatura (entrada versus saída) da válvula borboleta para uma entrada de onda senoidal de 33mHz apresenta a aparência da curva estática contida na imagem. A curva de assinatura da válvula borboleta se apresenta semelhante para todas as entradas de sinais, devido as suas características estáticas e dinâmicas.

Figura 3.17 - Curva de assinatura da válvula borboleta com entrada de onda senoidal de 33mHz.

O gráfico da Figura 3.17 apresenta o formato de todo o percurso de abertura e fechamento da válvula, onde é possível notar os seguintes parâmetros:

- 1a e 1b – Posição da válvula borboleta em LH;
- 2a até 2b – Movimento de abertura da válvula borboleta;
- 3b até 3a – Movimento de fechamento da válvula borboleta;
- 4 – Histereses provocadas pelo atrito de Coulomb (atrito estático);
- 5a até 5b – Força de retorno da mola um até o LH;
- 5c até 5b – Força de retorno da mola dois até o LH.

Com estes parâmetros é possível se conhecer as características estáticas da válvula borboleta em teste.

A modulação destes sinais elétricos para PWM foi realizada através do MATLAB/Simulink®, gerando os vetores referentes aos sinais para serem programados no microcontrolador em Linguagem C. O mesmo *software* foi utilizado para a demodulação dos sinais de entrada medidos pelo LabVIEW®, assim, nos gráficos das simulações mostrados adiante, os sinais de entrada já estão demodulados. É importante deixar claro que a frequência de amostragem utilizada pela placa de aquisição foi de 12 kHz, satisfazendo assim o critério de Nyquist e tornando possível a reconstrução perfeita do sinal de entrada. A Figura 3.18 exemplifica a demodulação para o caso de um sinal de seno na entrada. Para isso, foi necessário aplicar um filtro passa baixa de 5 KHz, para conseguir reconstruir o

formato do sinal original elétrico no qual estava modulado em PWM com a frequência de 5 KHz. O sinal de posição fornecido pelo TPS sofre ruídos externos, como a variação da tensão de alimentação do sensor. Para compensar a variação de tensão de alimentação pode-se aproveitar a existência de dois sinais (TPS1 e TPS2) simétricos para se obter um valor independente da tensão de alimentação.

Figura 3.18 - Demodulação do PWM com filtro passa-baixa com frequência de corte em 5 kHz.

Os parâmetros foram todos identificados utilizando os procedimentos apresentados no subcapítulo 3.3 deste trabalho. E para poder conhecer os parâmetros estáticos, dinâmicos e não lineares do sistema foram inseridos sinais elétricos diferentes de entrada, que serão apresentados a seguir.

3.4.1 Identificação dos Parâmetros Estáticos

Diversas conclusões podem ser retiradas da Figura 3.19. É possível perceber as posições das batentes de abertura e fechamento da válvula, além da posição LH (conforme a Figura 3.13). Como esperado, o atrito tem grande influência no sistema e a rigidez da mola de segurança é alta (especialmente na abertura) e, portanto, nenhum dos dois pode ser desconsiderado.

Figura 3.19 - Curva de assinatura para uma senóide de 5V e 33mHz.

Esse teste foi realizado para diversos ciclos completos do sinal de entrada (são mostrados três ciclos, ou seja, resposta do ângulo de abertura para três ondas senoidais completa na excitação de entrada da válvula borboleta na Figura 3.19) e o sistema da válvula borboleta apresentou comportamento repetitivo. Com isso, é possível concluir que as características estáticas da válvula borboleta são constantes. Em seguida, diversos sinais de entrada senoidal em diferentes frequências foram testados, conforme as Figuras 3.20A e 3.20B. É possível observar que a resposta da válvula borboleta depende da frequência do sinal de entrada, o que não deveria ocorrer em teoria, uma vez que os parâmetros estáticos devem ser constantes. Entretanto, é possível notar que as respostas são estáveis e bem parecidas, de forma que essa variação em função da frequência do sinal de entrada será desconsiderada deste ponto em diante. Segundo a literatura (GREPL & LEE, 2008), levar em conta essa variação acarretaria em modelagem dinâmica do atrito e outras adaptações, que complicariam bastante a identificação do modelo.

Figura 3.20 - Curva de assinatura para uma senóide de 5V e frequência de 100mHz (A) e para 500mHz (B).

A Figura 3.19 permite ainda estimar a constante de mola. Sabendo que U_{LH} é a tensão necessária do sinal de entrada para vencer a mola na posição LH e que ela é proporcional ao torque, é possível obtê-la através da curva de retorno da válvula borboleta à posição LH, pode ser melhor visualizado na Figura 3.13. O atrito de Coulomb, causador da grande histerese apresentada nas curvas estáticas, é estimado pela tensão U_C . Esta medida é obtida de forma análoga à tensão U_{LH} , basta fazer a interpolação da curva de histerese tanto para abertura quanto para o retorno a LH da válvula.

Para identificar todas as curvas do sistema corretamente é necessário aplicar uma entrada com frequência bastante baixa. Nos experimentos, foram utilizadas as frequências de 33 mHz e 100 mHz, para uma visualização mais nítida do comportamento do sistema.

3.4.2 Identificação dos Parâmetros Dinâmicos

Após conhecer os parâmetros estáticos do sistema, é necessária a definição dos parâmetros dinâmicos do sistema: o atraso de primeira ordem T_{tot} e o coeficiente do atrito de Coulomb U_C . Para isso, um degrau foi utilizado como sinal de entrada. Inicialmente, utilizou-se um degrau de 0 a 100 por cento, conforme mostra a Figura 3.21.

Figura 3.21 - Resposta ao Degrau de +/- 5 V.

Além do degrau de 100%, mostrou-se necessário realizar diversos degraus com diferentes amplitudes para determinar a amplitude mínima necessária para superar a rigidez da mola e o atrito e fazer o corpo borboleta se mover levemente. O valor de tensão média encontrada foi de 1,1 V. Com este nível de tensão, a força da mola foi superada, e é possível colocar o eixo da válvula borboleta em qualquer posição angular que ele se mantém (mesmo manualmente). Além desses testes, foi realizado um teste com trapézio com parada como entrada, para determinar o coeficiente de descolamento para movimentação do eixo da válvula borboleta. Esse sinal de entrada e a sua respectiva resposta são apresentados na figura 3.22.

Figura 3.22 - Sinal de trapézio e resposta com parada.

3.4.3 Identificação dos Parâmetros Não Lineares

Observando o comportamento da válvula, nota-se que se ela está parada em uma posição já aberta, mas não na posição final e é fornecido um sinal de entrada para que ela altere sua posição, a movimentação do corpo borboleta não é imediata. Ou seja, é necessário que o sinal de entrada ultrapasse um valor mínimo antes que uma movimentação seja observada. Esse fenômeno é conhecido como *stick-slip friction*.

A tensão mínima de descolamento (em inglês, "*breakaway voltage*") é a diferença entre a tensão, em que alguma movimentação começa a ser observada, e a tensão que mantinha a válvula parada em uma determinada posição (fora da LH, mas não na posição final, conforme a Figura 3.14).

Para a realização destas medidas é necessário o conhecimento da posição θ_{LH} , mas isso pode ser facilmente determinado pela curva de resposta estática do sistema.

3.4.4 Determinação das Variáveis do Modelo

Através das técnicas apresentadas anteriormente serão determinados os parâmetros para o modelo da válvula borboleta em questão. Para que o modelo apresentado na Figura 3.9 funcione, é necessário determinar os seguintes parâmetros através das técnicas mencionadas anteriormente: K_p , T_{tot} , U_C , U_{LH} , U_S e θ_{LH} . Para determinar os parâmetros K_p e T_{tot} , foi utilizada a resposta ao degrau de ± 5 V, como apresentado na Figura 3.21, e estimada a sua velocidade angular, como apresenta as Figuras 3.23 e 3.24.

Figura 3.23 - Resposta ao degrau de ± 5 V e análise da velocidade angular.

A Figura 3.23 apresenta a resposta da velocidade angular estimada, utilizando a derivação do sinal de posição angular obtido através da resposta ao degrau de entrada de ± 5 V. O vetor do sinal da posição angular obtido foi derivado através das ferramentas do MATLAB/Simulink®, sendo possível estimar a velocidade angular (linha verde) no gráfico. O destaque na Figura 3.23 é expandido na Figura 3.24 para uma melhor análise.

Figura 3.24 - Análise da velocidade angular.

Analisando a Figura 3.24, é possível determinar K_p , conhecendo o $\omega_{ss} = 30,52 \text{ rad/s}$ e sabendo que o $\Delta_U = 5V$ aplicado na entrada como degrau, então $K_p = 30,52/5$. É possível também determinar o parâmetro T_{tot} , conhecendo o $T_{fin} = 3,31 - 3,22 = 0,09s$ que é o tempo que a velocidade angular leva para sair do ponto inicial até o final. Para se determinar T_{tot} ainda precisa se conhecer a posição angular inicial (θ_0) e a final (θ_{fin}) para a resposta em análise. Nesta curva temos o $\theta_0 = \theta_{LH}$ e o $\theta_{fin} = \theta_{90^\circ}$, que em radianos corresponde a 0,169 e 1,57, respectivamente.

Depois de determinadas essas variáveis, é possível calcular o parâmetro

$$T_{tot} = 0,09 - \frac{(1,57 - 0,169)}{30,52} = 0,044 \text{ s.}$$

Para se determinar os parâmetros U_C , U_{LH} , U_S e θ_{LH} , foi utilizada a curva estática (curva de assinatura) da válvula borboleta para uma excitação de entrada senoidal com frequência de 33 mHz, como mostrado na Figura 3.25.

Figura 3.25 - Identificação parâmetros estáticos.

Os resultados da Figura 3.25 permitem determinar os parâmetros U_{LH} , U_C e estimar o U_S . Entre os pontos médios da histerese é possível determinar que

$$U_{LH} = \frac{(1,602) - ((-1,698))}{2} = 1,65, \quad U_C = \frac{(2,337 - 0,866)}{2} = 0,735 \text{ e } U_S = 0,15 * U_C = 0,11. \text{ O}$$

parâmetro θ_{LH} possui o valor de 0,8689 volts, que convertido em radianos é equivalente a 0,169.

3.5 VALIDAÇÃO DO MODELO IDENTIFICADO

Este subcapítulo apresenta uma validação do modelo deduzido no MATLAB/Simulink®, representado pela Figura 3.9, através da comparação com os sinais elétricos de resposta da válvula borboleta real para as mesmas excitações de entrada em malha aberta. Utilizando os parâmetros obtidos anteriormente no modelo, obtivemos as respostas apresentadas na Figura 3.26 (para uma entrada senoidal de 33 mHz), Figura 3.27 (para uma entrada triangular de 100 mHz) e Figura 3.28 (resposta ao degrau de +/- 3 V).

Figura 3.26 - Resposta real x simulada para uma entrada senoidal de 33 mHz.

Figura 3.27 - Resposta real x simulada para uma entrada triângulo de 100 mHz.

Figura 3.28 - Resposta ao degrau de +/- 3 V - real versus simulada.

Essas comparações permitiram refinar as estimativas dos parâmetros identificados pelos métodos anteriormente citados. Devido às grandes não linearidades do sistema, alguns parâmetros identificados numericamente nos processos anteriores

necessitam de um pequeno ajuste, para corresponder próximo ao comportamento do sistema real.

Para uma melhor resposta, realizando uma otimização dos parâmetros, através de comparações com o sistema real, para $U_C = 0,42$ e $U_{LH} = 1,497$ (conforme Tabela 3.1), obtemos as seguintes respostas apresentadas na Figura 3.29 (para uma entrada senoidal de 33 mHz), Figura 3.30 (para uma entrada triangular de 100 mHz) e Figura 3.31 (resposta ao degrau de +/- 3 V).

Tabela 3.1 - Parâmetros do Modelo.

Parâmetros do Modelo	Valores
K_P	6,104
T_{tot}	0,044
U_C	0,42
U_{LH}	1,497
U_S	0,063
θ_{LH}	0,169

Figura 3.29 - Resposta real x simulada para uma entrada senoidal de 33 mHz.

Figura 3.30 - Resposta real x simulada para uma entrada triangular de 100 mHz.

Figura 3.31 - Resposta ao degrau de +/- 3 V- real versus simulada.

Uma análise mais minuciosa revela que mesmo após esta otimização dos parâmetros do sistema, ainda há uma pequena diferença de comportamento entre o modelo e o sistema real. Este fato mostra que existem dinâmicas ainda não modeladas no sistema. Entretanto, o modelo obtido atende às necessidades para simular a válvula borboleta em malha aberta. Todo o código para levantamento e análises dos parâmetros do modelo em MATLAB® é apresentado no Apêndice A.

O modelo obtido por este método, proposto por (DEUR, 2004), simula muito bem o sistema em malha aberta, porém em malha fechada a resposta temporal obtida pelo mesmo modelo não corresponde ao sistema, por este motivo foi necessário alterar a estratégia e realizar uma identificação “caixa preta” do sistema em malha fechada, que será apresentado no capítulo a seguir.

4 PROJETO DO COMPENSADOR PARA A VÁLVULA BORBOLETA E RESULTADOS

4.1 MALHA FECHADA DO SISTEMA DA VÁLVULA BORBOLETA

Este capítulo apresenta o controle de malha fechada da válvula borboleta, conforme estratégia representada na Figura 3.6. O objetivo principal é conhecer o seu comportamento em regime de malha fechada e analisar seus parâmetros, para que se possa definir a melhor técnica de controle a ser aplicada.

Antes de aplicar o fechamento de malha, foi realizado o fechamento de malha com controle analógico. Conhecendo esse comportamento a análise do sistema se torna robusta para garantir que o fechamento de malha em controle digital foi bem implementado. A Figura 4.1 ilustra uma representação do circuito de malha fechada em MATLAB/Simulink®.

Figura 4.1 - Circuito em malha fechada da válvula borboleta.

A Figura 4.2 apresenta o circuito eletrônico para o controle em malha fechada analógico, que é constituído apenas de um comparador entre o sinal do sensor TPS e o sinal de referência e, a partir do erro gerado pela diferença entre os sinais dos sensores, é gerada a corrente necessária para movimentar o motor da válvula até o sinal de referência desejado. Este circuito eletrônico é utilizado apenas para se conhecer o comportamento de malha fechada esperado, para então realizar a implementação de um fechamento de malha digital. O *hardware* que será utilizado oficialmente para todo o trabalho experimental é o apresentado pela Figura 3.1, que se trata de um controlador digital para a válvula borboleta. O circuito apresentado pela Figura 4.2 possui o controle somente de abertura, sem inversão da corrente para fechamento, mas é o suficiente para se estimar uma resposta ao degrau em malha fechada do sistema. No circuito analógico o erro gerado entre TPS e SETPOINT deve ser sempre igual ou próximo a zero, por este motivo para fazer sentido físico de diferenciação, o SETPOINT é utilizado com tensão negativa.

Figura 4.2 - Circuito eletrônico para o fechamento de malha analógico com $K=27,27$.

A Figura 4.3 apresenta a resposta ao degrau da válvula borboleta em malha fechada, a partir de controle analógico, para uma variação de tensão de 0 a 2,1 V. A Figura 4.4 apresenta a mesma resposta, mas para variação de 0 a 3,1 V. Finalmente, a Figura 4.5 apresenta a resposta do sistema a uma entrada de onda senoidal.

Figura 4.3 - Degrau de 0 a 2,1 volts. Erro de Estado Estacionário Médio (ERM): 0,037 V.

Figura 4.4 – Degrau de 0 a 3,1 volts. ERM: 0,129 V.

Figura 4.5 - Resposta a entrada senoidal com frequência de 200 mHz. ERM: 0,245 V.

O fechamento de malha da válvula borboleta demonstra um comportamento mais estável, como apresenta a Figura 4.3, a resposta ao degrau analógico foi muito bem correspondida pelo sistema, que demonstrou uma resposta precisa e alcançando o *setpoint* desejado, gerando apenas um pequeno sobressinal. A diferença apresentada entre o degrau (*setpoint*) em zero Volt e a tensão no TPS acontece devido à posição mecânica LH, neste circuito analógico o controle está ocorrendo apenas em um sentido e na região entre LH e 90 graus de abertura na válvula borboleta. Em seguida se analisa o retorno que é dado pela mola do sistema quando o degrau retorna a zero. A Figura 4.4 apresenta o mesmo comportamento

da Figura 4.3, porém com um aparente erro de estado estacionário. Este erro depois de um tempo é reduzido na resposta pelo próprio sistema de controle analógico que corrige e amplifica o erro gerado. A Figura 4.5 apresenta uma resposta a *setpoint* de uma onda senoidal, e mostra que o sistema responde corretamente ao *setpoint* inserido, apresentando apenas alguns erros de estado estacionário que devido ao tempo que o sistema leva para se corrigir, não conseguiu zerar o erro.

Realizando uma análise (Figuras 4.3 a 4.5) da válvula borboleta em malha fechada é possível observar que a resposta temporal para este sistema possui um pequeno sobressinal e tende sempre a convergir ao *setpoint*. Esta tendência é resultado do fato de que o sistema da válvula borboleta é um integrador natural, ou seja, atua em velocidade angular (motor DC + engrenagens) e responde em posição angular (TPS). Segundo (OGATA, 1985; CRUZ, 2007), sistemas com estas características são do tipo um, e possuem um polo na origem, possuindo erro estacionário matemático nulo, sempre tendendo a alcançar o *setpoint* desejado. No caso da válvula borboleta, a primeira hipótese é que ela responderia igualmente, porém o que causa algumas divergências de *setpoint* são perturbações como os atritos e a não linearidade da mola no sistema (este fato pode ser verificado na Figura 4.4 e 4.5 através do ERM). Assumindo a hipótese de este sistema ser do tipo um, é possível determinar algumas soluções de controladores a serem aplicados. Pela tendência do próprio sistema de anular o erro estacionário, um compensador que corrija apenas a resposta temporal pode ser o suficiente para executar a correção do sistema. Desta forma, um compensador de avanço ou um PD seria o ideal para resolver o problema. Segundo (OGATA, 1985; CRUZ, 2007), um compensador de avanço seria o mais indicado, uma vez que o PD causa muitas instabilidades (amplifica os ruídos) no sistema.

Antes de discorrer sobre o compensador, é necessário executar o fechamento de malha utilizando controle digital, pois este controlador para a válvula borboleta deverá ser executado por um microcontrolador (*hardware* apresentado na Figura 3.1), através de estratégias de *software*.

Para a análise das respostas dos próximos compensadores implementados em controle digital foi utilizado duas excitações: onda quadrada (Figura 4.6-A) com os valores de 0,80V (LH=7,5°) a 2,43 V (45°) e respostas a um trem de pulsos conforme a Figura 4.6-B. Os valores utilizados para implementação do trem de pulsos está expresso na Tabela 4.1. Os dados apresentados nesta tabela

correspondem à válvula borboleta de bancada em teste, mas a mesma estratégia pode ser aplicada a qualquer válvula borboleta.

Tabela 4.1 - Dados da válvula borboleta em teste de bancada utilizados para os experimentos.

Posição Angular (°)	Posição Angular (V)	Posição Angular (A/D)	Posição Angular (%)
0	0,46	23	0
7,5	0,80	40	8,4
22,5	1,45	73	25
45	2,43	124	50
67,5	3,42	174	75
90	4,41	225	100

Figura 4.6 - Sinais utilizados nos experimentos.

Aplicando puramente a estratégia de *software*, apresentada na Figura 3.6 como fechamento de malha com ganho proporcional para a válvula borboleta, é possível se obter as seguintes respostas para a entrada de onda quadrada apresentada na Figura 4.7, e trem de pulsos, representada na Figura 4.8.

Figura 4.7 - Resposta a onda quadrada em malha fechada para ganho $K_c=4$. ERM: 0,149 V.

Figura 4.8 - Resposta ao trem de pulsos em malha fechada para $K_c=4$. ERM: 0,143 V.

O resultado apresentado pelo fechamento de malha nas Figuras 4.7 e 4.8, utilizando um ganho proporcional de $K_c=4$, denota como esperado (comparando

com as Figuras 4.3 e 4.4) uma resposta temporal com sobressinal e que se aproxima do *setpoint* indicado, possuindo um ERM de 0,143 V, que comparado com os valores máximo e mínimo da posição angular em Volts apresentados na Tabela 4.1 com relação a posição angular em porcentagem, é possível determinar um ERM de 3,67%, sendo o maior erro possível de ser apresentado de acordo com a Figura 4.8 de 0,194 V (para o pulso de 90°), o que equivale a 4,9%.

Com estas análises é possível concluir que o fechamento de malha em controle digital com ganho proporcional foi implementado satisfatoriamente como o proposto, atendendo as semelhanças e proximidades das respostas com o sistema de controle analógico apresentado na Figura 4.2, sendo agora possível obter a função de transferência para que possibilite projetar os compensadores para a válvula borboleta.

4.2 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA VÁLVULA BORBOLETA EM MALHA FECHADA

A função de transferência da válvula borboleta em malha fechada pode ser aproximada por uma função de segundo grau, que pode ser determinada através da resposta ao degrau elétrico do sistema, assumindo todo o sistema como “caixa preta”, ou seja, modelo não conhecido em malha fechada (OGATA, 1985). Neste trabalho, foram identificadas duas funções de transferência, uma para o sistema analógico (Figura 4.3), e outra para o sistema de controle digital (Figura 4.7) em malha fechada. A Figura 4.9 apresenta a resposta ao degrau da válvula borboleta em malha fechada em controle analógico. Os cálculos apresentados a seguir são baseados nesta resposta.

Figura 4.9 - Resposta ao degrau de 2,1 V.

Para se calcular a função de transferência aproximada de um sistema de segunda ordem é necessário conhecer o tempo que a resposta leva para atingir o seu pico (T_p), os valores de pico (C_p) e quando ocorre a acomodação (C_a). A função de transferência é identificada através das Eq. (31-35) (OGATA, 1985).

$$U_p = \frac{C_p - C_a}{C_a} \quad (31)$$

$$\zeta = \frac{-\ln(U_p)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(U_p)}} \quad (32)$$

$$\omega_d = \frac{\pi}{T_p} \quad (33)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (34)$$

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (35)$$

Onde U_p é o valor de pico, ζ é o grau de amortecimento, ω_n é a frequência natural de oscilação, ω_d é a frequência de oscilação amortecida e $F(s)$ é a função de transferência do sistema de malha fechada de segunda ordem.

Aplicando as equações (31-35) na resposta temporal da Figura 4.9, os seguintes parâmetros são obtidos: $U_p = 0,05$, $\zeta = 0,69$, $\omega_d = 38,31$, $\omega_n = 53,21$ e

$$F(s) = \frac{2831,3}{s^2 + 73,32s + 2831,3}.$$

O Caminho do Lugar das Raízes (CLR) deste sistema é determinado através dos polos e zeros em malha aberta ($G(s) = \frac{2831,3}{s(s + 73,32)}$) e os polos dominantes em malha fechada, que seria a resultante das raízes da equação $s^2 + 73,32s + 2831,3$. Os polos para este sistema são $[0 \quad -73,32 \quad -36,66 + 38,56j \quad -36,66 - 38,56j]_{k=2831,3}$. A Figura 4.10 (A) apresenta o sistema simulado no MATLAB/Simulink®, a Figura 4.10 (B) apresenta a resposta temporal gerada pela simulação à entrada de um degrau de 2,1 V e a Figura 4.11 apresenta o CLR

Figura 4.10 - Modelo de segunda ordem para a válvula borboleta em malha fechada (analogico).

Figura 4.11 - Caminho do lugar das raízes para o modelo identificado (analogico).

Conforme a Figura 4.10, o modelo identificado apresenta uma resposta temporal idêntica ao do sistema real, considerando o erro estacionário nulo. A Figura 4.11 apresenta o CLR para a função de transferência identificada. Os polos dominantes do sistema de malha fechada são $[-36,66 + 38,56j \quad -36,66 - 38,56j]$ para o ganho identificado de 2831,3. Este sistema tem um polo na origem, o que caracteriza um sistema do tipo um, e outro polo em -73,32, que são os polos de malha aberta e definem a região de funcionamento dentro do CLR. Nenhum destes polos pertencem ao semi-plano direito do sistema, o que define um sistema estável (OGATA, 1985; CRUZ, 2007). A Figura 4.11 apresenta dois caminhos das raízes caracterizados pelas linhas em cor azul e verde. O caminho predominante é o mais a direita do CLR, onde existe o polo dominante, apresentado pela linha de cor azul.

Este trabalho identificou duas funções de transferência, devido ao fato do tempo de resposta ser diferente entre o *hardware* utilizado para o controle analógico (transistor) e o controle digital (ponte H freescale™). O tempo máximo de resposta para abertura de zero até 90 graus que se pode esperar do motor da válvula borboleta quando alimentado diretamente com 12 volts é de 90ms, no sistema analógico em média 112ms e no digital em média 120ms. Estes valores de tempo de resposta do motor foram determinados através da aplicação de um degrau de 12 volts na entrada do motor e então através da curva capturada pelo osciloscópio se determinou o tempo que a válvula demora em se deslocar de LH até 90°. Desta forma, ao se projetar o compensador, entende-se que não acontecerão respostas para degrau de 100% com tempo inferior a estes descritos. A Figura 4.12 apresenta a resposta ao degrau de 2,43V (45°) da válvula borboleta para o controle digital em malha fechada.

Figura 4.12 - Resposta ao degrau de 2,43V.

Aplicando as equações (31-35) na resposta temporal da Figura 4.12, os seguintes parâmetros são encontrados: $U_p = 0,15$, $\zeta = 0,52$, $\omega_d = 38,31$, $\omega_n = 44,75$,

$$F_{(s)} = \frac{2002,56}{s^2 + 46,27s + 2002,56}, \quad G_{(s)} = \frac{2002,56}{s(s + 46,27)} \quad \text{e} \quad \text{polos} \quad \text{em}$$

$[0 \quad -46,27 \quad -23,13 + 38,3j \quad -23,13 - 38,3j]_{k=2002,56}$. A função de transferência e os polos identificados pela Figura 4.12 sofrem alterações dos identificados na Figura 4.9, então será necessário levantar o novo CLR para efeito dos cálculos do compensador. Figura 4.13 (A) apresenta o sistema simulado no MATLAB/Simulink®, a Figura 4.13 (B) apresenta a resposta temporal gerada pela simulação à entrada de

um degrau de 2,43 V e a Figura 4.14 apresenta o CLR que será utilizado para o cálculo dos compensadores.

Figura 4.13 - Modelo de segunda ordem para a válvula borboleta em malha fechada (digital).

Figura 4.14 - Caminho do lugar das raízes para o modelo identificado (digital).

4.3 COMPENSADOR DE AVANÇO PARA A VÁLVULA BORBOLETA

Utilizando o sistema de controle em malha fechada digital apresentado anteriormente como base, e assumindo a hipótese da válvula borboleta possuir erro estacionário matemático nulo, desenvolveu-se um compensador de avanço para corrigir apenas a sua resposta temporal. Esta técnica consiste em deslocar o CLR mais para a esquerda do plano de Laplace, permitindo obter uma resposta temporal sem sobressinal e com a máxima velocidade que o sistema pode oferecer. Para a

planta $G(s) = \frac{2002,56}{s(s+46,27)}$, é possível inserir um compensador de avanço para se

obter uma resposta de $\zeta = 1$, ou com duas raízes reais e iguais, o que significa que sua resposta temporal possuirá a característica de um sistema com amortecimento crítico (OGATA, 1985). Analisando o CLR da Figura 4.14, é possível calcular facilmente um compensador para melhorar a resposta temporal do sistema. Inserindo um zero em $-46,27$ e um polo em $2\omega_n = -89,5$, a região de funcionamento passa a ser ω_n . A Figura 4.15 apresenta a inserção deste polo e zero como compensador de avanço.

Figura 4.15 - Compensador de Avanço para a Válvula Borboleta:
(A) Modelo MATLAB/Simulink®, (B) Resposta Temporal Simulada.

A função de transferência resultante para o sistema em malha aberta é $G(s) = \frac{2002,56}{s(s+89,5)}$ e em malha fechada é $F(s) = \frac{2002,56}{s^2 + 89,5s + 2002,56}$. Os polos para este sistema em malha aberta são $[0 \ -89,5]$ e em malha fechada são $[-44,75 \ -44,75]$. As raízes em malha fechada são reais e iguais, ocorrendo o amortecimento crítico como apresenta o gráfico da Figura 4.15. O novo CLR pode ser observado na Figura 4.16.

Figura 4.16 - Caminho do lugar das raízes com o compensador de avanço.

Com o zero inserido em -46,27, foi cancelado o polo em -46,27 de malha aberta da válvula borboleta, e foi inserido um polo em -89,5, que passou a ser o polo limite de malha aberta. Desta forma, o caminho se estende do polo zero até este último. A região de funcionamento do sistema foi consequentemente levado para a parte mais a esquerda no plano de Laplace, o que faz aumentar a velocidade de resposta. Considerando que o cálculo dos polos de malha fechada de uma função do segundo grau é dada por $P_{S(1,2)} = \zeta\omega_n \pm j\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n$ (OGATA, 1985; CRUZ, 2007), se for inserido o $\zeta = 1$ desejado, para amortecimento crítico (para este caso), chega-se a $P_{S(1,2)} = \omega_n$, que denota a estratégia utilizada para o projeto deste compensador.

Para implementar este compensador no controle digital é preciso realizar a discretização da sua equação, e inserir em código de linguagem C, para o microcontrolador. A equação que representa o compensador de avanço é a seguinte:

$$G_{AV} = K_C \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha T}}, 0 < \alpha < 1 \Rightarrow G_{AV} = K_C \frac{s + Z}{s + P} \quad (36)$$

onde $Z = \frac{1}{T}$, $P = \frac{1}{\alpha T}$ e T e αT são determinados com base na deficiência angular.

A discretização foi implementada utilizando o método das diferenças por *backward approximation*. Este método é caracterizado pela aproximação da equação

diferencial pela equação de diferenças equivalente. Serão consideradas as aproximações discretas da operação de derivada temporal no domínio contínuo, como apresenta a Eq.(37) (Aström & Wittenmark, 1984).

$$\frac{df(t)}{dt} = \frac{f(KT) - f(KT - T)}{T} \quad (37)$$

onde KT é o ponto atual e $KT - T$ é o ponto anterior da função, dividido pelo período de amostragem T .

Para a discretização da equação do compensador de avanço, a mesma será transformada em uma equação diferencial no domínio do tempo como segue:

$$G_{AV} = \frac{U(s)}{E(s)} = K_c \frac{(s + Z)}{(s + P)}$$

$$U(s)s + U(s)P = K_c E(s)s + K_c E(s)Z$$

Passando para domínio do tempo:

$$\frac{du(t)}{dt} + Pu(t) = K_c \frac{de(t)}{dt} + K_c Ze(t)$$

e aplicando *backward approximation*:

$$\frac{u(KT) - u(KT - T)}{T} + Pu(KT) = K_c \frac{e(KT) - e(KT - T)}{T} + K_c Ze(KT)$$

$$\frac{u(KT) - u(KT - T) + TPu(KT)}{T} = \frac{K_c[e(KT) - e(KT - T)] + TK_c Ze(KT)}{T}$$

$$u(KT)(1 + TP) = K_c e(KT) - K_c e(KT - T) + TK_c Ze(KT) + u(KT - T)$$

$$u(KT) = \frac{K_c e(KT) - K_c e(KT - T) + TK_c Ze(KT) + u(KT - T)}{(1 + TP)}$$

$$u(KT) = \frac{1}{(1 + TP)} [K_c e(KT)(1 + ZT) - K_c e(KT - T) + u(KT - T)] \quad (38)$$

$$uk1 = aek1 + bek + cuk \quad (39)$$

onde:

$$uk1 = u(KT); ek1 = e(KT); uk = u(KT - T); ek = e(KT - T)$$

$$a = K_c \frac{(1 + ZT)}{(1 + PT)}$$

$$b = \frac{-K_c}{(1 + PT)}$$

$$c = \frac{1}{(1 + PT)}$$

O período de amostragem T determina a precisão da reconstrução do sinal em tempo discreto. Quanto menor este período de amostragem, mais preciso se torna o projeto. Este trabalho adotou um período de amostragem de 10ms, que é o suficiente para uma boa reconstrução do sinal, e este período é limitado pelo processamento do *hardware* utilizado. A Figura 4.17 apresenta o fluxograma do compensador de avanço implementado em software de linguagem C.

Figura 4.17 - Fluxograma do algoritmo do compensador de avanço.

Utilizando este *software*, mantendo o $K_c=4$, inserindo o polo e o zero em $Z=46,27$ e $P=89,5$, é possível se obter as respostas temporais na válvula borboleta apresentadas na Figura 4.18 para resposta a excitação de onda quadrada, e na Figura 4.19 para resposta ao trem de pulsos.

Figura 4.18 - Resposta a excitação de onda quadrada de 0,8 a 2,43 V. ERM: 0,313 V.

Figura 4.19 - Resposta ao trem de pulsos com compensador de avanço. ERM: 0,256 V.

O resultado apresentado pelo compensador de avanço nas Figuras 4.18 e 4.19, utilizando um ganho de $K_c=4$, denota como esperado uma resposta temporal sem sobressinal, possuindo um ERM de 0,313 V, que comparado com os valores máximo e mínimos da posição angular em Volts apresentados na Tabela 4.1 com relação a posição angular em porcentagem, é possível determinar um ERM de 7,92%, sendo o maior erro possível de ser apresentado de acordo com a Figura 4.19 de 0,391 V (para o pulso de 90°), o que equivale a 9,9%. Desta forma o erro de estado estacionário com este compensador quando comparado com os resultados do sistema em malha fechada sem compensador se tornou maior, porém houve a correção da resposta temporal com a eliminação do sobressinal. Assim como o esperado, a resposta temporal foi corrigida, se tornando um sistema com amortecimento crítico. A resposta temporal do sistema está rápida e suave, no entanto ainda apresenta erro de estado estacionário, o que não deveria ocorrer, uma vez que este é um sistema do tipo um, e possui polo na origem.

4.4 INFLUÊNCIA DE PERTURBAÇÕES NO MODELO DA VÁLVULA BORBOLETA

Existe uma única condição para que sistemas do tipo um possuam erro de estado estacionário, e esta explicação se encontra no modelo para perturbações. O erro de estado estacionário pode ocorrer devido às perturbações, e estas são os próprios atritos e molas não lineares do sistema. Quando se insere um compensador ou um ganho em um sistema de malha fechada, e este recebe fortes perturbações, como o caso da válvula borboleta, seu erro de estado estacionário se torna a somatória do erro promovido em relação à entrada do sistema ($e_g(\infty)$) e o erro em relação às perturbações do sistema ($e_d(\infty)$) (NISE, 2004). Uma análise do sistema da válvula borboleta com o compensador de avanço, com relação às perturbações é apresentado na Figura 4.20.

Figura 4.20 - Modelo perturbação com compensador de avanço da válvula borboleta.

A saída que descreve o sistema da Figura 4.20 é dada pela Eq.(40):

$$C(s) = E(s)G1(s)G2(s) + D(s)G2(s) \quad (40)$$

Se $C(s) = R(s) - E(s)$, substituindo na Eq.(40):

$$E(s) = \frac{1}{1 + G1(s)G2(s)} R(s) - \frac{G2(s)}{1 + G1(s)G2(s)} D(s) \quad (41)$$

onde existe uma função de transferência ($\frac{1}{1 + G1(s)G2(s)}$) do erro relacionada com

$R(s)$, e uma ($-\frac{G2(s)}{1 + G1(s)G2(s)}$) relacionada com $D(s)$.

Para se obter o valor do erro estacionário é necessário aplicar o Teorema do Valor Final na Eq.(41), que permite resolver qualquer problema relativo a erro de estado estacionário. O Teorema do Valor Final pode ser visualizado na Eq.(42) (OGATA, 1985; CRUZ, 2007; NISE, 2004).

$$e_{(\infty)} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s.E(s) \quad (42)$$

Aplicando em Eq.41:

$$e_{(\infty)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G1(s)G2(s)} R(s) - \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sG2(s)}{1 + G1(s)G2(s)} D(s) \quad (43)$$

$$e_{(\infty)} = e_{g(\infty)} + e_{D(\infty)}$$

onde:

$$e_{g(\infty)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G1(s)G2(s)} R(s) \text{ e } e_{D(\infty)} = - \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sG2(s)}{1 + G1(s)G2(s)} D(s)$$

Se assumirmos que $R(s) = 0$ e $D(s) = \frac{1}{s}$ (degrau unitário), será possível

realizar uma análise da resposta do erro estacionário com relação à perturbação. O modelo de perturbação da válvula borboleta pode ser visualizado na Figura 4.21 (NISE, 2004).

Figura 4.21 - Modelo de perturbação da válvula borboleta.

Substituindo $R(s) = 0$ e $D(s) = \frac{1}{s}$ na Eq.(43):

$$e_{D(\infty)} = - \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{G2(s)} + \lim_{s \rightarrow 0} G1(s)} \quad (44)$$

Realizando uma análise com relação ao $e_{D(\infty)}$, o erro de estado estacionário é reduzido se aumentar o ganho de $G1(s)$, ou se diminuir o ganho de $G2(s)$. Para o caso da válvula borboleta a planta possui um polo na origem, o que ocasionaria um erro estacionário nulo, porém existe um erro que é causado devido às perturbações. Aplicando a Eq.44 para o sistema com compensador de avanço da válvula borboleta, onde $G2(s) = \frac{2002,56}{s(s+46,27)}$ e $G1(s) = \frac{(s+46,27)}{(s+89,5)}$, se obtém:

$$e_{D(\infty)} = -\frac{1}{0 + \frac{46,27}{89,50}} = -1,93, \text{ para } K_C = 1.$$

$$e_{D(\infty)} = -\frac{1}{0 + 4 * \frac{46,27}{89,50}} = -0,48, \text{ para } K_C = 4.$$

Aplicando a Eq.44 para o sistema de malha fechada da válvula borboleta, onde $G2(s) = \frac{2002,56}{s(s+46,27)}$ e $G1(s) = K_C$, se obtém:

$$e_{D(\infty)} = -\frac{1}{0+1} = -1, \text{ para } K_C = 1.$$

$$e_{D(\infty)} = -\frac{1}{0+4} = -0,25, \text{ para } K_C = 4.$$

Por estas razões, o compensador de avanço e o fechamento de malha simples da válvula borboleta não foram capazes de corrigir o erro de estado estacionário, mesmo que o sistema seja do tipo um, com polo na origem. Deste modo, a solução tomada foi a aplicação de um PID, para corrigir o erro estacionário causado pelas perturbações.

4.5 COMPENSADOR PID PARA A VÁLVULA BORBOLETA

O compensador PID será utilizado para realizar correção temporal e de erro estacionário para a válvula borboleta. Este compensador consiste em alocar um polo na origem e dois zeros sobre o plano para melhorar o desempenho do sistema, sendo um zero próximo da origem como compensador integrativo ideal e o outro como compensador derivativo ideal.

Baseado na CLR da Figura 4.14, inserindo um polo em zero no plano s , e um zero em -2, já é possível calcular um compensador integrativo, que respeita o limite máximo de contribuição angular de $+5^\circ$, e inserindo um zero em -46,27, anulando o mesmo polo, o CLR se tornaria todo o eixo real, onde o amortecimento é crítico ou superamortecido e o ganho definiria qual a região de funcionamento do sistema. A Figura 4.22 demonstra em MATLAB/Simulink® o compensador projetado e a Figura 4.23 o novo CLR.

Figura 4.22 - Compensador PID para a válvula borboleta: (A) Modelo MATLAB/Simulink®, (B) Resposta temporal simulada.

Figura 4.23 - CLR com o compensador PID para a válvula borboleta.

O ganho K_c do compensador define qual a região de funcionamento pela CLR. A resposta temporal para qualquer ganho, que torne o polo de funcionamento menor que -4, será de amortecimento crítico ou superamortecido. A inserção do polo na origem e um zero próximo da origem garante a resposta temporal do sistema e compensa o erro estacionário causado pelas perturbações.

A função de transferência que representa o PID é dada por $G_{PID}(s) = K_p \left[\frac{T_d s^2 + s + T_i}{s} \right]$, onde K_p é ganho proporcional, T_d é o ganho derivativo e T_i o ganho integrativo. Para se alocar os polos e zeros do compensador é necessário colocar a função neste formato. A função de transferência do compensador PID projetado para a válvula borboleta é $G_{PID}(s) = \frac{K_c (s+2)(s+46,27)}{s}$.

Com o objetivo de facilitar a implementação e alteração de parâmetros no código de linguagem C do compensador PID, pode-se elaborar uma equação genérica para a alocação dos dois zeros e o polo na origem como apresenta Eq.(45)

$$G_{PID}(s) = \frac{K_c (s+Z1)(s+Z2)}{s} \quad (45)$$

$$G_{PID}(s) = \frac{K_c (s^2 + (Z1+Z2)s + Z1Z2)}{s}$$

$$G_{PID}(s) = \frac{\frac{K_c}{(Z1+Z2)} \left(\frac{s^2}{(Z1+Z2)} + s + \frac{Z1Z2}{(Z1+Z2)} \right)}{s}$$

Onde, para os parâmetros da Eq. (45) se tem:

$$K_p = \frac{K_c}{(Z1+Z2)}$$

$$T_d = \frac{1}{(Z1+Z2)}$$

$$T_i = \frac{Z1Z2}{(Z1+Z2)}$$

A discretização do PID paralelo, através da transformada Z, permite obter facilmente a equação de implementação de um PID em um sistema de controle discreto, como no caso do microcontrolador, conforme a Eq.(46):

$$u(k) = u(k-1) + a * e(k) + b * e(k-1) + c * e(k-2) \quad (46)$$

onde:

$$a = K_p + \frac{T_i * T}{2} + \frac{T_d}{T}$$

$$b = -K_p + \frac{T_i * T}{2} - \frac{2 * T_d}{T}$$

$$c = \frac{T_d}{T}$$

Utilizando estas equações, é possível elaborar o algoritmo de controle em Linguagem C, que é apresentado no fluxograma da Figura 4.24.

Figura 4.24 - Fluxograma do algoritmo de controle do compensador PID.

O período de amostragem (T) utilizado foi também de 10ms, o mesmo utilizado para o compensador de avanço e para o fechamento de malha do sistema. A Tabela 4.2 apresenta todos os parâmetros do PID calculado.

Tabela 4.2 – Resumo dos parâmetros do PID calculado.

Valores de Entrada		Valores Calculados	
Kc	150	Kp	3,1
Z1	2	Td	0,02
Z2	46,27	Ti	1,92
T	0,01		

Utilizando o compensador apresentado pela Figura 4.24 com os parâmetros da Tabela 4.2, foi possível levantar os gráficos de controle da válvula borboleta,

apresentados na Figura 4.25 para resposta a onda quadrada e na Figura 4.26 para a resposta ao trem de pulsos.

Figura 4.25 - Resposta a onda quadrada com compensador PID. ERM: 0,051 V

Figura 4.26 - Resposta ao trem de pulsos com compensador PID. ERM: 0,073 V

O resultado apresentado pelo compensador PID nas Figuras 4.25 e 4.26, utilizando um ganho de $K_c=150$, denota como esperado uma resposta temporal sem sobressinal, possuindo um ERM de 0,073 V, que comparado com os valores máximo

e mínimo da posição angular em Volts apresentados na Tabela 4.1 com relação a posição angular em porcentagem, é possível determinar um ERM de 1,85%, sendo o maior erro possível de ser apresentado de acordo com a Figura 4.19 de 0,126 V (para o pulso de 25°), o que equivale a 3,19%. Desta forma é possível concluir que o compensador PID conseguiu reduzir consideravelmente o erro de estado estacionário provocado pelas perturbações, e apresentou uma resposta temporal de características com amortecimento crítico, promovendo um controle satisfatório para a válvula borboleta. Através da Tabela 4.3 é possível realizar a comparação entre o sistema com malha fechada sem compensador, com compensador de avanço e com o compensador PID.

Tabela 4.3 - Comparação entre os resultados dos compensadores.

	Proporcional (Kc=4)			Compensador de Avanço (Kc=4)			Compensador PID (Kc=150)		
	Volts (V)	Porc. (%)	Graus (°)	Volts (V)	Porc. (%)	Graus (°)	Volts (V)	Porc. (%)	Graus (°)
Erro de Estado Estacion. Médio	0,143	3,62	3,26	0,256	6,48	5,83	0,073	1,85	1,66
Máximo Erro de Estado Estacion.	0,194	4,91	4,42	0,391	9,89	8,91	0,126	3,19	2,87
Sobressinal	SIM			NÃO			NÃO		

Para verificar o efeito das perturbações com o compensador PID, é aplicado a

Eq.44, onde $G2(s) = \frac{2002,56}{s(s+46,27)}$ e $G1(s) = \frac{K_c(s+2)(s+46,27)}{s}$, e se obtém:

$$e_{D(\infty)} = -\frac{1}{0+\infty} = 0, \text{ para } K_c = 150.$$

O erro estacionário causado pelas perturbações para um compensador PID é anulado, tendendo a zero, e desta forma se corrigiu satisfatoriamente o sistema.

4.6 RESULTADOS FINAIS

Para validar e finalizar os resultados obtidos para o compensador PID para a válvula borboleta, o controle foi aplicado no *mock-up*. Os dados da válvula borboleta do *mock-up* estão apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Dados da válvula borboleta do *mock-up*.

Posição Angular (°)	Posição Angular (V)	Posição Angular (A/D)	Posição Angular (%)
0	0,47	24	0
7,8	0,81	41	8,6
22,5	1,43	73	25
45	2,39	122	50
67,5	3,35	171	75
90	4,31	220	100

Através da Tabela 4.4 é possível reconstruir o trem de pulsos e a onda quadrada apresentada na Figura 4.6 para realizar os experimentos com a válvula borboleta do *mock-up*. Aplicando o controle em malha fechada apenas com um ganho proporcional de $K_c=2,5$, é possível levantar o gráfico de comportamento do sistema a uma entrada de onda quadrada (Figura 4.27) e ao trem de pulsos (Figura 4.28).

Figura 4.27 - Resposta a entrada de onda quadrada. ERM: 0,192V.

Figura 4.28 - Resposta ao trem de pulsos. ERM: 0,144V.

O resultado apresentado pelo sistema em malha fechada com ganho proporcional de $K_c=2,5$ nas Figuras 4.27 e 4.28 apresenta uma resposta temporal com sobressinal, possuindo um ERM de 0,144 V, que comparado com os valores máximo e mínimo da posição angular em Volts apresentados na Tabela 4.4 com relação a posição angular em porcentagem, é possível determinar um ERM de 3,75%, sendo o maior erro possível de ser apresentado de acordo com a Figura 4.28 de 0,271 V (para o pulso de 75°), o que equivale a 7,06%.

Através da Figura 4.27 é possível determinar a resposta ao degrau do sistema para se obter a função de transferência que representa o modelo da válvula borboleta no *mock-up*. A Figura 4.29 apresenta o degrau detalhado do sistema.

Figura 4.29 - Resposta ao degrau de 2,39V.

Aplicando as equações (31-35) na resposta temporal da Figura 4.29, os seguintes parâmetros são encontrados: $U_p = 0,20$, $\zeta = 0,45$, $\omega_d = 30,50$, $\omega_n = 34,25$,

$$F(s) = \frac{1173,06}{s^2 + 31,17s + 1173,06}, \quad G(s) = \frac{1173,06}{s(s + 31,17)} \quad \text{e} \quad \text{polos} \quad \text{em}$$

$[0 \quad -31,17 \quad -15,58 + 30,49j \quad -15,58 - 30,49j]_{k=1173,06}$. Determinados os polos de malha fechada e de malha aberta, foi aplicado um PID, cuja configuração é um polo na origem, um zero em -2 e um zero em -31,17 para anulação do mesmo polo de malha aberta. Com este procedimento, o CLR ficou idêntico ao da Figura 4.23.

A Tabela 4.5 apresenta todos os parâmetros do PID calculado.

Tabela 4.5 – Resumo dos parâmetros do PID calculado para o *mock-up*.

Valores de Entrada		Valores Calculados	
Kc	80	Kp	2,41
Z1	2	Td	0,03
Z2	31,17	Ti	1,88
T	0,01		

Utilizando o compensador apresentado pela Figura 4.24 com os parâmetros da Tabela 4.5, foi possível levantar os gráficos de controle da válvula borboleta, apresentados na Figura 4.30 para resposta a onda quadrada e na Figura 4.31 para a resposta ao trem de pulsos.

Figura 4.30- Resposta a entrada de onda quadrada utilizando o compensador PID. ERM: 0,058V.

Figura 4.31 - Resposta ao trem de pulsos com compensador PID. ERM: 0,072V.

O resultado apresentado pelo compensador PID nas Figuras 4.30 e 4.31 apresenta uma resposta temporal sem sobressinal, possuindo um ERM de 0,072 V, que comparado com os valores máximo e mínimos da posição angular em Volts apresentados na Tabela 4.4 com relação a posição angular em porcentagem, é possível determinar um ERM de 1,87%, sendo o maior erro possível de ser apresentado de acordo com a Figura 4.31 de 0,196 V (para o pulso de 25°), o que equivale a 5,1%. Assim como visto anteriormente nos resultados de bancada com o PID, o compensador funcionou adequadamente também na válvula borboleta do mock-up, satisfazendo o objetivo inicial de projetar um compensador da válvula borboleta para o mesmo. Através da Tabela 4.6 é possível realizar a comparação entre o sistema com malha fechada com proporcional e com o compensador PID no mock-up e também com o PID de bancada.

Tabela 4.6 - Comparação entre os resultados dos compensadores no *mock-up*.

	Proporcional (mock-up) (Kc=2,5)			Compensador PID (mock-up)(Kc=80)			Compensador PID (bancada) (Kc=150)		
	Volts (V)	Porc. (%)	Graus (°)	Volts (V)	Porc. (%)	Graus (°)	Volts (V)	Porc. (%)	Graus (°)
Erro de Estado Estacion. Médio	0,144	3,72	3,37	0,072	1,87	1,69	0,073	1,85	1,66
Máximo Erro de Estado Estacion.	0,271	7,06	6,35	0,196	5,1	4,59	0,126	3,19	2,87
Sobressinal	SIM			NÃO			NÃO		

Os resultados do compensador PID no *mock-up* foram parecidos com os de bancadas e satisfatórios. Com o compensador da válvula borboleta funcionando adequadamente, é possível promover um controle adequado da admissão de ar no sistema de gerenciamento eletrônico do motor. Este controlador desenvolvido será aplicado na ECU desenvolvida pela FATEC Santo André e Escola Politécnica da USP, utilizando como base o trabalho de gerenciamento eletrônico realizado por (ALBALADEJO, 2013).

Inserir o controle da válvula borboleta em um MCI atuando, não é possível se for utilizando a ECU original do motor, pois este identifica como uma falha e ativa o modo de segurança do motor, no qual mantém o tempo de injeção e o ângulo de ignição fixo para o modo marcha-lenta do motor.

Como este trabalho é um aprimoramento do trabalho base promovido por (ALBALADEJO, 2013) para o desenvolvimento do *software* de gerenciamento eletrônico do motor, foi utilizado o mesmo algoritmo de gerenciamento, com a inserção do controle da válvula borboleta desenvolvido neste trabalho, para aperfeiçoamento da mesma ECU didática. A Figura 4.32 apresenta o *mock-up* e a ECU didática desenvolvida para seu gerenciamento.

Figura 4.32 - Imagem do mock-up e da ECU didática.

Aplicando o controle desenvolvido, foi possível controlar satisfatoriamente a válvula borboleta, sem causar oscilações e perdas de *setpoint* requisitados pela ECU. A Figura 4.33 apresenta um momento de aceleração do motor utilizando o software já desenvolvido pelo grupo.

Figura 4.33 - Gráfico de aceleração do mock-up utilizando o controlador da válvula borboleta desenvolvido.

Observando a Figura 4.33, o sinal elétrico do sensor MAP, que realiza a medição da pressão absoluta do ar admitido responde de forma proporcional à abertura da válvula borboleta, indicada pelo sinal do TPS. Esta massa de ar admitida é processada e então a ECU determina o tempo de injeção e ignição para o gerenciamento do motor. A ECU determina a abertura da válvula borboleta

necessário para cada região de funcionamento do motor, e neste projeto ele não acompanha diretamente o valor do pedal, passando antes por um processamento de cálculo com os sinais e então se procede à abertura da válvula, por este motivo a diferença entre o sinal elétrico do TPS e do pedal.

A Figura 4.34 apresenta os sinais dos sensores MAP, pedal, TPS e dos atuadores VEIC e bobina de ignição.

Figura 4.34 - Gráfico detalhado da aceleração do mock-up utilizando o controlador da válvula borboleta desenvolvido.

O resultado é satisfatório (conforme a Figura 4.33) visto que foi possível controlar a válvula borboleta tanto para manter o MCI em marcha-lenta (TPS em 40,2848 a 40,3248 segundos), quanto em modo de aceleração (TPS em 40,3248 a 40,3648 segundos).

A maior dificuldade no controle da válvula borboleta para as indústrias automotivas é manter o sistema estável e com boa resposta, principalmente para o regime de marcha-lenta do MCI, pois a válvula necessita responder ao posicionamento desejado na faixa entre LH e zero graus, onde e quando a influência da mola e atritos são maiores, e com este trabalho foi possível alcançar essa estabilidade para estas condições. Este trabalho é um grande passo dentro do contexto da área da eletrônica automotiva no Brasil, pois realizar o controle da válvula borboleta é um grande desafio hoje na área de gerenciamento eletrônico de MCI, devido a sua complexidade. Conhecendo as características da válvula borboleta e aplicando técnicas bem estruturadas de controle, como as apresentadas neste trabalho, torna-se possível realizar este controle adequadamente.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho realizou-se um estudo e uma definição de um compensador para a válvula borboleta eletrônica automotiva, que é um importante atuador para o sistema de gerenciamento eletrônico do MCI. Através da obtenção da resposta temporal do sistema físico e identificando matematicamente sua *performance*, é possível o dimensionamento de um compensador que leve a válvula borboleta em estudo à resposta desejada.

Inicialmente, conhecer seu comportamento em malha aberta, através da inserção de sinais elétricos de controle, permitiu analisar e prever as influências que as não linearidades do sistema causam, devido aos atritos e a força da mola. Construiu-se um modelo matemático no MATLAB/Simulink® para simular o sistema baseado no proposto por (DEUR, 2004). Este sistema em malha aberta funcionou como o esperado, mas não em malha fechada. Então foi realizada uma identificação (caixa preta) do sistema em malha fechada. Em seguida, operando nesta condição, é possível obter uma resposta dentro de limites previsíveis. É possível assumir que o sistema em estudo é do tipo um, com um polo na origem, devido ao mesmo ser um integrador natural, no qual atua em velocidade angular e apresenta o sinal de referência em posição angular. Para este caso, não ocorrem erros de estado estacionário, e então se executou um fechamento de malha com *gain scheduling* para compensar as não linearidades, e se aplicou um compensador de avanço para sua correção de resposta temporal para amortecimento crítico. Porém, como resultado, um erro de estado estacionário é observado, não condizente com as condições esperadas. Este erro acontece pela posição do compensador dentro da malha, anterior a entrada das perturbações, não sendo efetivo a este caso. Soluciona-se este problema, através de um compensador PID.

Determinado o CLR adequado para um bom funcionamento da válvula borboleta, é possível calcular os parâmetros do PID, e então aplicá-los.

Com o compensador funcionando adequadamente, o mesmo foi inserido ao sistema de gerenciamento do MCI, pela ECU didática para controle do *mock-up*, e então seus resultados mostraram-se semelhantes ao funcionamento do sistema original do veículo, sendo desta forma considerado satisfatório. Resulta então no controle adequado da válvula borboleta, para todos os ângulos necessários de

abertura no regime de funcionamento do MCI para o momento de partida, marcha-lenta e aceleração.

A maior dificuldade no controle da válvula borboleta para as indústrias automotivas é manter o sistema estável e com boa resposta, principalmente para o regime de marcha-lenta do MCI, pois a válvula necessita responder ao posicionamento desejado na faixa entre LH e zero graus, quando a influência da mola e atritos são mais fortes. O atual compensador desenvolvido contribui com um controle bem sintonizado, que apresenta estabilidade até mesmo neste regime de funcionamento do MCI.

O desenvolvimento deste trabalho é um passo inicial e base para se iniciar diversos outros trabalhos de controle da válvula borboleta aplicando técnicas mais precisas e robustas para o mesmo. É possível, a partir deste trabalho, executar estudos para melhorar o gerenciamento eletrônico didático desenvolvido pelo grupo da FATEC Santo André e Escola Politécnica da USP, permitindo técnicas mais precisas de gerenciamento e automatização como piloto automático.

5.1 PROPOSTAS FUTURAS

Neste trabalho é iniciado o estudo e estratégias para se definir um compensador adequado para este atuador, com comportamento não linear. Para o aprimoramento deste controlador, é necessário identificar e definir um modelo matemático preciso para todas as perturbações do sistema. Através do modelo matemático que defina todo o comportamento da planta e de suas perturbações, é possível aplicar diversas técnicas de controle para seu aperfeiçoamento, como o controle ótimo, o robusto, o adaptativo, entre outras técnicas.

O compensador desenvolvido neste trabalho ainda possui sensibilidade a variações de tensão elétrica da bateria, e alterações de parâmetros físicos do sistema como rigidez da mola e atritos do sistema. Aplicando técnicas de controle digital para reduzir esta sensibilidade, tornará este compensador mais preciso e robusto.

Após o completo domínio desta parte do sistema automotivo, pode-se propor então o gerenciamento e controle de um veículo através da válvula borboleta, inibindo a ação direta pelo motorista e modulando a potência entregue, privilegiando com isto a segurança e economia de consumo nas acelerações, entre outros.

PUBLICAÇÕES

Participação do Congresso SAE BRASIL 2013 com apresentação do trabalho: "IDENTIFICAÇÃO, MODELAGEM E CONTROLE DA VÁLVULA BORBOLETA ELETRÔNICA", SAE International 2013 – sessão técnica, artigo número 2013-36-0635 – São Paulo – SP, Outubro/2013.

Participação do Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia (COBENGE 2013) com apresentação do trabalho: "PLATAFORMA DIDÁTICA PARA AQUISIÇÃO DE SINAIS E ESTUDO DO CONTROLE DA VÁLVULA BORBOLETA AUTOMOTIVA", CD-ROM COBENGE volume XLI – sessão técnica - Gramado – RS, Setembro/2013.

Participação do International Conference on Engineering Education (ICEE 2012) com apresentação do trabalho: "A DIDACTIC KIT TO STUDY INTAKE AIR SYSTEM IN INTERNAL COMBUSTION ENGINES", publicado no do International Conference on Engineering Education, página 838/845, ICEE 2012, Turku – Finland, Julho/2012.

Participação do International Conference on Engineering Education (ICEE 2012) com apresentação do trabalho: "THE STUDY OF CAN BUS BY A DIDACTIC KIT", publicado no do International Conference on Engineering Education, página 975/981, ICEE 2012, Turku – Finland, Julho/2012.

Participação do International Symposium on Project Approaches in Engineering Education (PAEE 2012) com apresentação do trabalho: "DIDACTIC SETS FOR THE STUDY OF AUTOMOTIVE ELECTRONICS", Publicado no CD-ROM PAEE 2012 - São Paulo – SP – Brasil, Julho/2012 (Artigo Vencedor do Student Best Project Award do PAEE 2012).

Participação do International Symposium on Project Approaches in Engineering Education (PAEE 2012) com apresentação do trabalho: "A NEW METHOD FOR LEARNING ELECTRONIC MANAGEMENT OF AN INTERNAL COMBUSTION ENGINE WITH A MOCK UP", Publicado no CD-ROM PAEE 2012 - São Paulo – SP – Brasil, Julho/2012.

Participação do Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia (COBENGE 2011) com apresentação do trabalho: "CONJUNTO DIDÁTICO PARA O ESTUDO DO SISTEMA DE ADMISSÃO DE AR EM MOTORES A COMBUSTÃO INTERNA", CD-ROM COBENGE volume XXXIX – sessão técnica, artigo número 1901 - Blumenau – SC, Outubro/2011.

Participação do Congresso Argentino "Segundo Congreso Virtual, Microcontroladores y sus Aplicaciones"- Publicação do artigo: "Rede de Comunicação Via Protocolo CAN", 2010.

Participação do Congresso Argentino "Primer Congreso Virtual de microcontroladores" - 14 a 30 de Setembro de 2009 - Publicação do artigo: "Controle Microprocessado dos Sistemas de Conforto e Conveniência Automotiva".

REFERÊNCIAS

ADAMY, J. **Nichtlineare Regelungen**. [S.l.]: Springer, 2009.

AL-ASSADI, S.; BREITINGER, J.; MURPHY, N. Model-Based Friction and Limp Home Compensation in Electronic Throttle Control. **SAE TECHNICAL PAPER SERIES - 2006-01-0857**, p. 8, 2006.

ALBALADEJO, F. S. Desenvolvimento de uma Unidade de Gerenciamento Eletrônico para Motores de Combustão interna de Ciclo Otto. **Dissertação de Mestrado. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.**, São Paulo, 2013. 142.

ALBALADEJO, F. S. et al. A New Method for Learning Electronic Management of an Internal Combustion Engine with a Mock up. **PAEE - Project Approaches Engineering Education**, São Paulo - Brasil, Julho 2012.

ASTRON, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer Controlled System – Theory and Design**. 4^a. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1984.

ASTRON, K. J.; WITTENMARK, B. **Adaptive Control**. 2. ed. Addison-Wesley: [s.n.], 1995.

BOSCH. **GmbH. Automotive Electric/ Electronic Systems**. 1^a. ed. Warrendale - P.A.: [s.n.], 1988.

BOSCH. **Sensors Complete - Datasheet**. [S.l.]: [s.n.], 2002.

BOSCH. **Manual de Tecnologia Automotiva**. 25. ed. São Paulo: Edgard Blucher, 2005.

CÂMARA, J. C. C. Monitoramento Eletrônico da mistura Ar/Combustível em Motores a Combustão Interna Ciclo Otto. **Dissertação de Mestrado. Universidade Federal da Bahia.**, Salvador, 20 Dezembro 2006. 171.

CARVALHO, T. O. C. Definição da Arquitetura de Central Eletrônica para Controle da Ignição e da Injeção de Combustível em Motores de Combustão Interna. **Dissertação de Mestrado. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais**, Belo Horizonte, 2005. 148.

CRUZ, J. J. D. **Controle Robusto Multivariável**. 1ª. ed. São Paulo: EDUSP, 1996.

CRUZ, J. J. D. **Controle I - Notas de Aula**. São Paulo: Escola Politécnica da USP, 2007.

DELPHI. **ETC Air Control Valve (ETC-ACV)**. Rochester - New York: [s.n.], 2003.

DEUR, J. et al. An Electronic Throttle Control Strategy Including Compensation of Friction and Limp Home Effects. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 3, p. 821-834, Maio/Junho 2004.

ERIKSSON, L.; NIELSEN, L. Non-Linear Model-Based Throttle Control. **SAE INTERNATIONAL PAPERS SERIES - 2000-01-0261**, p. 67-71, 2000.

FRIEDLAND, B.; MENTZELOPULOU, S. On Adaptive Friction Compensation without Velocity Measurement. **Procc. IEEE Coference on Decision and Control**, Dayton , Setembro 1992.

GARCIA, C. **Processos Industriais PTC-2514**. São Paulo: [s.n.], 2012.

GONG, X. et al. A Nonlinear Feedforward-Feedback Controller Design for Electronic Throttle Based on Flatness. **IEEE- 24th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)**, p. 1542-1547, 2012.

GREPL, R.; LEE, B. Modelling, Identification and Control of Electronic Throttle using DSPACE Tools. **Technical Computing Prague**, 2008.

GREPL, R.; LEE, B. Modeling, parameter estimation and nonlinear control of automotive electronic throttle using a rapid-control prototyping technique.

International Journal of Automotive Technology, The Korean Society of Automotive Engineers, p. 601-610, 2010.

GUEDES, M. A. C. et al. A Didactic kit to Study Intake Air System in Internal Combustion Engines. **ICEE - International Conference on Engineering Education**, Turku - Finland, Julho 2012. pg.838 - pg.845.

HANRIOT, S. M. Estudo dos Fenômenos Pulsantes do Escoamento de Ar nos Condutores de Admissão em Motores a Combustão Interna. **Tese de Doutorado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Minas Gerais.**, Belo Horizonte, 2001. 177.

HASHIMOTO, E. et al. High Reliability Electronic Throttle System Design. **SAE INTERNATIONAL PAPERS SERIES - 2003-01-0708**, p. 37-43, 2003.

HEISLER, H. **Advanced Engine Technology**. Reino Unido: SAE International. 794 p., 2002.

HERRERA, L. J. et al. Function Approximation Through Fuzzy Systems Using Taylor Series Expansion Based Rules. **Interpretability and Parameter Tuning**, Berlin - Germany, v. 2972, p. 252-261, 2004.

HERRERA, L. J. et al. TaSe, a Taylor series-based Fuzzy System Model that Combines Interpretability and Accuracy. **Fuzzy Sets Syst.**, v. 153, n. 3, p. 403-427, Agosto 2005.

HERRERA, L. J. et al. Recursive Prediction for Long Term Time Series Forecasting using Advanced Models. **Neurocomputing**, v. 70, p. 2870-2880, Outubro 2007.

HODEL, K. N. Limites do Protocolo CAN (Controller Area Network) para Aplicações que Exigem Alto Grau de Confiabilidade Temporal. **Dissertação de Mestrado. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.**, São Paulo, 2008. 77.

JIANG, S.; SMITH, M. H.; KITCHEN, J. Optimization of PID Control for Engine Electronic Throttle System Using Iterative Feedback Tuning. **SAE INTERNATIONAL PAPERS SERIES - 2009-01-0370**, p. 29-35, 2009.

KHALIL, H. K. **Nonlinear Systems**. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.

MILHOR, C. E. Sistema de Desenvolvimento para Controle Eletrônico dos Motores a Combustão Interna Ciclo Otto. **Dissertação de Mestrado. Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo.**, São Carlos, 2002. 101.

NARENDRA, K. S. Parameter Adaptive Control - the end. or the beginning. **Proceedings of the 33rd Conference on Decision and Control**, Lake Buena Vista, p. 2117-2125, 1994.

NISE, N. S. **Control Systems Engineering**. 4ª Ed. ed. [S.l.]: Wiley, 2004.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 1985.

PASSARINI, L. C. Projeto e Análise de Válvulas Eletromagnéticas Injetoras de Combustível: Uma nova proposta. **Tese de Doutorado. Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo.**, São Carlos, 1993. 388.

PAVKOVIC, D. et al. Adaptive Control of Automotive Electronic Throttle. **Science Direct - Control Engineering Practice**, v. 14, p. 121-136, 2006.

PUJATTI, F. J. P. Desenvolvimento de um Sistema de Gerenciamento Eletrônico para Motores de Ignição por Centelha. **Tese de Doutorado. Universidade Federal de Minas Gerais.**, Belo Horizonte, 31 Agosto 2007. 221.

RIBBENS, W. B. **Understanding Automotive Electronics**. 6. ed. [S.l.]: SAE R-350, 2003.

SCATTOLINI, R. et al. Modeling and Identification of an Eletromechanical Internal Combustion Engine Throttle Body. **Elsevier Science- Control Engineering Practice**, Great Britain, v. 5, p. 1253-1259, 1997.

SOUZA, G. R. Estudo Experimental e Numérico do Sistema de Admissão de um Motor a Combustão Interna. **Tese de Doutorado. Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo.**, São Carlos, 2010. 155.

TROFINO, A. **Controle Robusto**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.

VEIGA, M. R. Desenvolvimento de um Gerenciador Eletrônico para Motores Tricombustível. **Dissertação de Mestrado. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.**, São Paulo, 2010. 137.

WILDNER, F. D. Estudo Experimental da Variação de Velocidade de Combustão para Diferentes Combustíveis, Relações de Misturas e Relações de Compressão em um Motor ASTM CFR. **Dissertação de Mestrado. Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul. 122 p.**, Porto Alegre, Abril 2006.

WIT, C. C. D. et al. A New Model for Control of Systems with Friction. **IEEE Trans. Automat. Contr.** , v. 40, p. 419-425, Março 1995.

YANG, C. Model-Based Analysis and Tuning of Electronic Throttle Controllers. **SAE TECHNICAL PAPERS SERIES - 2004-01-0524**, p. 10, 2004.

YUAN, X.; WANG, Y. A Novel Electronic-Throttle-Valve Controller Based on Approximate Model Method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 883-890, 2009.

APÊNDICE A

Código para Simulação da Válvula Borboleta em MATLAB®:

%Parâmetros da Simulação

sim_step = 1.0417e-04; %1.0417e-04 para 60s

sim_duration = 59.9999;

tempo_simul=[0:sim_step:sim_duration];

%Parâmetros da Válvula

% PARAMETROS CALCULADOS PELAS CURVAS IDENTIFICADAS

Kp = 30.52/5; % Kp = Wss/DeltaU = 30.52/5

Ttot = 0.044; % Ttot = 0.044 = 0.09 - ((1.57-0.169)/30.52) = Ttol= Ta+Tem =
Tfin - ((Theta_fin - Theta0)/Wss)

Uc = 0.42; % Uc = 0.735 =(2.337-0.866)/2; =====> Otimizado: 0.42

Ulh = 1.497; % Ulh = 1.65 = (1.602-(-1.6985))/2; =====> Otimizado: 1.497

Us = 0.15*Uc ; % Us = aproximadamente 15% de Uc = 0.11

Theta_LH = 0.169; % Angulo da Posicao LH [rad] = LH = 0.169rad = 9.7°

%Parâmetros TPS

TPS_max = 4.08;

TPS_min = 0.48;

% Valores Medidos

tempo = data(:,1);

U = data(:,2);

Sig = data(:,5);

Pos_Init = (data(1,3)-TPS_min)/(TPS_max-TPS_min)*(pi/2);

Sig = round((Sig-2.5)/2.5);

U = U.*-Sig;

u_entrada = horzcat(tempo, U_fil);

% Simulação Simulink

sim 'ModeloETCMarcos.mdl'


```
sim 'EstimadorVelocidadeAngular.mdl'
```

```
run 'Aquisicao_Sinais'
```

```
% Levantamento dos Gráficos
```

```
figure()
```

```
plot (U_fil, Pos_fil, 'b', u_simul, pos_simul, 'r')
```

```
legend ('Real', 'Simulado')
```

```
title('Resposta Estática')
```

```
xlabel ('Tensão U mot [V]')
```

```
ylabel ('Posição Angular [V]')
```

```
grid on
```

```
figure()
```

```
plot (tempo, Pos_fil, 'b', tempo_simul, pos_simul, 'r', tempo, U_fil, 'c')
```

```
legend ('Real', 'Simulado', 'Entrada')
```

```
grid on
```

```
title('Resposta Temporal')
```

```
xlabel ('Tempo (s)')
```

```
ylabel ('Posição Angular [V]')
```

```
figure()
```

```
plot (tempo, Pos_fil, 'b', tempo_simul, pos_simul, 'r', tempo_simul, W_fil, 'g', tempo, U_fil, 'c')
```

```
legend ('Real', 'Simulado', 'Velocidade Angular', 'Entrada')
```

```
grid on
```

```
title('Resposta Temporal')
```

```
xlabel ('Tempo (s)')
```

```
ylabel ('Posição Angular [V]')
```

Código do MATLAB® para levantamento dos gráficos a partir dos vetores adquiridos pelo LabVIEW®:

```
close all
```

```
clc
```

%Identificação dos Vetores adquiridos pelo LabVIEW.

```
tempo = data(:,1);
```

```
U = data(:,2);
```

```
Pos = data(:,3);
```

```
Sig = data(:,4);
```

```
SP = data(:,6);
```

% Sinal U (Entrada)

```
Sig = round((Sig-2.5)/2.5);
```

```
U = U.*-Sig;
```

% Filtro U (Entrada), SP (Setpoint) e Pos (TPS)

```
[bu,au]=butter(1,0.005,'low');
```

```
U_fil = filtfilt(bu, au, U);
```

```
[bpos,apos]=butter(1,0.005,'low');
```

```
Pos_fil = filtfilt(bpos, apos, Pos);
```

```
[bsp,asp]=butter(1,0.005,'low');
```

```
SP_fil = filtfilt(bsp, asp, SP);
```

%Igualando Unidades para o Setpoint (Utilizado para Degrau)

```
TpsLH=0.83;
```

```
TpsMAX=4.23;
```

```
TpsMIN=0.44;
```

```
Deg=100;
```

```
TEMPO=20;
```

```
SPI=TpsMIN;
```

```
SPS=((Deg*(TpsMAX-TpsLH))+(100*TpsLH))/100;
```

```
TSP=(0:0.02:TEMPO);
```

%Levantamento dos Gráficos (Para Identificação de Parâmetros em Malha Aberta)

%Resposta Temporal

```
figure()
```

```
plot (tempo, U_fil, tempo, Pos_fil)
```

```

title('Reposta Temporal - Degrau +/-5V')
xlabel ('Tempo [s]')
ylabel ('Posição Angular [V]')
legend ('U mot', 'Posição TPS')
grid on;

%Curva de Assinatura
figure()
plot (U_fil, Pos_fil)
title('Curva de Assinatura - Entrada Senoidal 33 mHz')
ylabel ('Posição Angular [V]')
xlabel ('Tensão de Entrada - U mot [V]')
grid on;

```

```

%Levantamento dos Gráficos (Para Sistema Malha Fechada)
figure()
plot (tempo, Pos_fil, tempo, SP_fil, 'r', TSP, SPI, 'r', TSP, SPS, 'r')
title('Reposta Temporal - POT - SP - PID - MockUp')
xlabel ('Tempo [s]')
ylabel ('Posição Angular [V]')
legend ('Posição TPS', 'Setpoint')
grid on;

```

Código do MATLAB® para levantamento dos gráficos com onda quadrada e trem de pulsos:

```

close all
clc

%Aquisicao
tempo = data(:,1); %1
U = data(:,2); %2
Pos = data(:,3); %3
Sig = data(:,4); %4

```

```
SP = data(:,6);
```

```
% Sinal U
```

```
Sig = round((Sig-2.5)/2.5);
```

```
U = U.*-Sig;
```

```
% Filtro U e Pos
```

```
[bu,au]=butter(1,0.005,'low');
```

```
U_fil = filtfilt(bu, au, U);
```

```
[bpos,apos]=butter(1,0.005,'low');
```

```
Pos_fil = filtfilt(bpos, apos, Pos);
```

```
[bsp,asp]=butter(1,0.005,'low');
```

```
SP_fil = filtfilt(bsp, asp, SP);
```

```
%Setpoints
```

```
TpsLH=0.81; %MockUp: 0.81 | Bancada: 0.80
```

```
TpsMAX=4.31; %MockUp: 4.31 | Bancada: 4.41
```

```
TpsMIN=0.47; %MockUp: 0.47 | Bancada: 0.46
```

```
TEMPO=20;
```

```
TSP=(0:0.02:TEMPO);
```

```
MinSP=TpsMIN;
```

```
LHSP=TpsLH;
```

```
VISP=1.43; %MockUp: 1.43 | Bancada: 1.45
```

```
CISP=2.39; %MockUp: 2.39 | Bancada: 2.43
```

```
SESP=3.35; %MockUp: 3.35 | Bancada: 3.42
```

```
CESP=TpsMAX;
```

```
%%%Setpoint Gráfico Analógico%%%
```

```
%SP_fil=SP_fil*(-1);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
Pos_fil=Pos_fil-0.06;
```

%Grafico

figure()

%subplot(211)

plot (tempo, Pos_fil, tempo, SP_fil, 'r' , TSP, MinSP, 'r', TSP, LHSP, 'r', TSP, VISP, 'r',
TSP, CISP, 'r', TSP, SESP, 'r', TSP, CESP, 'r')

%plot (tempo, Pos_fil, tempo, SP_fil, 'r',TSP, LHSP, 'r', TSP, CISP, 'r')

%plot (tempo, Pos_fil, tempo, SP_fil, 'r')

title('Reposta Temporal - Trem de Pulsos - PID - Kc=80')

xlabel ('Tempo [s]')

ylabel ('Posição Angular [V]')

legend ('Posição TPS', 'Setpoint')

grid on;

APÊNDICE B

Código em linguagem C para o controle em malha fechada com *gain scheduling* e com compensador de avanço desenvolvido:

```
#include <18f452.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>
#use delay(clock=20000000)
#fuses HS, NOWDT, PUT, BROWNOUT, LVP, DEBUG
#zero_RAM
#use rs232(BAUD=2400, XMIT=PIN_C6, RCV=PIN_C7, PARITY=N, BITS=8)

#use fast_io(A)
#use fast_io(B)
#use fast_io(C)
#use fast_io(D)
#use fast_io(E)

/* Definicao dos pinos dos sinais de entrada e saida */
#define LEDL15 PIN_A4
#define INV PIN_A2
#define INT_33972 PIN_B1
#define SF_33926 PIN_B2
#define SINAL_SS_33810 PIN_B3
#define SINAL_SS_33972 PIN_B4
#define SINAL_SS_SINC PIN_B5
#define Ncases 3

float uks, Sp_tps, Tps, valvula, pedal, eK, ek1, SP, T;
int Px, TpsLH, TpsMIN, TpsMAX;
float Kc, Z, k, P, a, b, c, uk, uk1, ck, ckk;

Void IniciaVariaveis ()
{
T=0.001;
ek=0;
ek1=0;
SP=0;
uk=0;
uk1=0;
Tps=0;
TpsLH=0;
TpsMIN=0;
TpsMAX=0;
Px=0;
a=0;
b=0;
```

```

c=0;

// Parametros Compensador de Avanço

Kc = 3.2;
Z = 73.32; // se for utilizar apenas fechamento de malha, sem o compensador
Z=0;
P = 106.42; // se for utilizar apenas fechamento de malha, sem o compensador
P=0;

}

/* Envia 16 bits via SPI */
void spi_write16(int16 data) {

    delay_us(1);
    spi_write(make8(data,1));
    delay_us(20);
    spi_write(make8(data,0));
    delay_us(1);

}

/* Envia 24 bits via SPI - Usado para o MC33972 */
void spi_write24(int32 data) {

    delay_us(1);
    spi_write(make8(data,2));
    delay_us(20);
    spi_write(make8(data,1));
    delay_us(20);
    spi_write(make8(data,0));
    delay_us(1);

}

Void LeTPS()
{
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);
    spi_write24(0b00000000000001100000000000001111); // AMUX - SP0
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_high(SINAL_SS_33972);
    set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
    delay_us(100);
    valvula = read_adc();
    //Tps=(valvula-TpsLH)*100/(TpsMAX-TpsLH); //Calibra Válvula
    Tps=valvula;

```

```

    }

    Void LeSP()
    {
        //if (input(pin_d7) == 0) {SP=(1.82*0)+40;} //Setpoint manual para Degrau (inferior)
        //if (input(pin_d7) == 1) {SP=(1.82*100)+40;} //Setpoint manual para Degrau (superior)
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_low(SINAL_SS_33972);
        spi_write24(0b00000000000001100000000000010000); // AMUX - SP1
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_high(SINAL_SS_33972);
        set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
        delay_us(90);
        pedal = abs(read_adc());
        SP=pedal;
    }

    Void Calibra_Parametros ()
    {
        output_low (INV); set_pwm1_duty (0); delay_ms(750);
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_low(SINAL_SS_33972);
        spi_write24(0b00000000000001100000000000011111); /* AMUX - SP0
(TPS)*/
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_high(SINAL_SS_33972);
        set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
        delay_us(95);
        TpsLH = read_adc(); // Calibra Tps totalmente aberto

        output_low (INV); set_pwm1_duty (255); delay_ms(750);
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_low(SINAL_SS_33972);
        spi_write24(0b00000000000001100000000000011111); /* AMUX - SP0
(TPS)*/
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_high(SINAL_SS_33972);
        set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
        delay_us(95);
        TpsMAX = read_adc(); // Calibra Tps totalmente aberto

```



```

    set_pwm1_duty (0); delay_ms(750); // retorna a LH

    output_high (INV); set_pwm1_duty (255); delay_ms(750);
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);
    spi_write24(0b00000000000001100000000000011111); /* AMUX - SP0
(TPS)*/
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_high(SINAL_SS_33972);
    set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
    delay_us(95);
    TpsMIN = read_adc(); // Calibra Tps totalmente FECHADO

    output_low (INV); set_pwm1_duty (0); delay_ms(750); // Retorna a LH
}

Void CalculosIniciais ()
{
a= Kc*((1+Z*T)/(1+P*T));
b= -Kc/(1+P*T);
c= 1/(1+P*T);
}

Void CalculaErro ()
{
ek1=(SP-Tps);
}

Void CalculaK ()
{
ck=SP-SP_tps;
if (abs(Ek<2) && abs(Ek>0)) {k=2.86;}
if (abs(Ek<5) && abs(Ek>2)) {k=2.34;}
if (abs(Ek<15) && abs(Ek>5)) {k=2.08;}
if (abs(Ek<30) && abs(Ek>15)) {k=1.82;}
if (abs(Ek<60) && abs(Ek>30)) {k=1.56;}
if (abs(Ek<120) && abs(Ek>60)) {k=1.3;}
if (abs(Ek<255) && abs(Ek>120)) {k=1.08;}
}

Void CalculaKc ()
{
if ((valvula<50) && (valvula>0)) {Kc=2.5; ckk=1.5;}
if ((valvula<140) && (valvula>50)) {Kc=(0.01389*valvula)+1.8; ckk=3;}
if ((valvula<255) && (valvula>140)) {Kc=(0.01087*valvula)+2.23; ckk=4;}
}

```

```

CalculosIniciais ();
}

Void CalculaNovaSaida ()
{
    Calculak ();
    CalculaKc ();
    uK1= a*ek1 + b*ek + c*uk;
    uks=(uk1*k)+ck*1;
}

Void AtualizaVariaveis ()
{
    ek=ek1;
    uk=uk1;
}

void main()
{

    /* Configuração das Portas */
    set_tris_a(0b00001001);
    set_tris_b(0b11000111);
    set_tris_c(0b10010011);
    set_tris_d(0b00000000);
    set_tris_e(0b00000000);

    /* Configuração inicial de alguns parâmetros */
    setup_adc_ports(AN0);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    //setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);
    setup_psp(PSP_DISABLED);
    set-
up_spi(SPI_MASTER|SPI_L_TO_H|SPI_CLK_DIV_4|SPI_XMIT_L_TO_H);

//setup_spi(SPI_MASTER|SPI_H_TO_L|SPI_CLK_DIV_4|SPI_XMIT_L_TO_H);
    setup_wdt(WDT_OFF);
    setup_ccp1(CCP_PWM);

    /* Configuração inicial dos Timers */
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1); /* 16 bits - Medicao da ro-
tacao */
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1); /* 16 bits - Deteccao da falha
*/
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,100,1); /* Gera o PWM (freq=12.5kHz) */
    setup_timer_3(T3_INTERNAL|T3_DIV_BY_8); //teste para ler pedal

    /*-----Inicio Config. SPI - MC33972-----*/

```

```

output_high(SINAL_SS_SINC);
output_high(SINAL_SS_33810);
output_low(SINAL_SS_33972);

spi_write24(0b011111110000000000000000); /* Reset */

output_high(SINAL_SS_33972);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33972);

//spi_write24(0b000001000000000000000000); /* desl wetting current nas
SPn */

output_high(SINAL_SS_33972);
/*-----Fim Config. SPI - MC33972-----*/

IniciaVariaveis ();

Calibra_Parametros ();

CalculosIniciais ();

while (true)
{
LeTPS();
LeSP();
CalculaErro ();
CalculaNovaSaida ();
AtualizaVariaveis ();

if (uks>255) {uks=255;}
if (uks<-255) {uks=-255;}

if (uks<0) {output_high (INV); Px=(-uks);}
else {output_low (INV); Px=uks;}

delay_us (726);

set_pwm1_duty (Px);

LeTPS();

SP_tps=valvula;

}

}

```

Código em linguagem C para o controle com compensador PID desenvolvido:

```
#include <18f452.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>
#define delay(clock=20000000)
#define fuses HS, NOWDT, PUT, BROWNOUT, LVP, DEBUG
#define zero_RAM
#define rs232(BAUD=2400, XMIT=PIN_C6, RCV=PIN_C7, PARITY=N, BITS=8)

//#include <flex_lcd.c>

#define fast_io(A)
#define fast_io(B)
#define fast_io(C)
#define fast_io(D)
#define fast_io(E)

/* Definicao dos pinos dos sinais de entrada e saida */
#define LEDL15 PIN_A4
#define INV PIN_A2
#define INT_33972 PIN_B1
#define SF_33926 PIN_B2
#define SINAL_SS_33810 PIN_B3
#define SINAL_SS_33972 PIN_B4
#define SINAL_SS_SINC PIN_B5
#define Ncases 3

float uks, Tps, valvula, pedal, eK, ek1, ek2, SP, T;
int Px, TpsLH, TpsMIN, TpsMAX;
float Kc, Ki, Kd, Kp, Ti, Td, Z1, Z2, k, P, a, b, c, uk, uk1, EKL;

Void IniciaVariaveis ()
{
    T=0.001;
    ek=0;
    ek1=0;
    ek2=0;
    SP=0;
    uk=0;
    uk1=0;
    Tps=0;
    TpsLH=0;
    TpsMIN=0;
    TpsMAX=0;
    EKL=0;
    Px=0;
    a=0;
    b=0;
}
```

```

c=0;

// Parametros Compensador PID - Alteração de Zeros e Ganho
Kd = 1;
Ki = 1;
Kc = 200;
Z1 = 1;
Z2 = 73.53;

}

/* Envia 16 bits via SPI */
void spi_write16(int16 data) {

    delay_us(1);
    spi_write(make8(data,1));
    delay_us(20);
    spi_write(make8(data,0));
    delay_us(1);

}

/* Envia 24 bits via SPI - Usado para o MC33972 */
void spi_write24(int32 data) {

    delay_us(1);
    spi_write(make8(data,2));
    delay_us(20);
    spi_write(make8(data,1));
    delay_us(20);
    spi_write(make8(data,0));
    delay_us(1);

}

Void LeTPS()
{
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);
    spi_write24(0b00000000000001100000000000001111); // AMUX - SP0
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_high(SINAL_SS_33972);
    set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
    delay_us(100);
    valvula = read_adc();
    //Tps=(valvula-TpsLH)*100/(TpsMAX-TpsLH); // Calibra válvula
    Tps=valvula;

```

```

    }

    Void LeSP()
    {
        //if (input(pin_d7) == 0) {SP=(1.82*0)+40;} //Setpoint manual para Degrau (inferior)
        //if (input(pin_d7) == 1) {SP=(1.82*50)+40;} //Setpoint manual para Degrau (superior)
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_low(SINAL_SS_33972);
        spi_write24(0b000000000000001100000000000010000); // AMUX - SP1
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_high(SINAL_SS_33972);
        set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
        delay_us(90);
        pedal = abs(read_adc());
        SP=pedal;
    }

    Void Calibra_Parametros ()
    {
        output_low (INV); set_pwm1_duty (0); delay_ms(750);
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_low(SINAL_SS_33972);
        spi_write24(0b00000000000000110000000000001111); /* AMUX - SP0
(TPS)*/
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_high(SINAL_SS_33972);
        set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
        delay_us(95);
        TpsLH = read_adc(); // Calibra Tps totalmente aberto

        output_low (INV); set_pwm1_duty (255); delay_ms(750);
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_low(SINAL_SS_33972);
        spi_write24(0b00000000000000110000000000001111); /* AMUX - SP0
(TPS)*/
        output_high(SINAL_SS_SINC);
        output_high(SINAL_SS_33810);
        output_high(SINAL_SS_33972);
        set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
        delay_us(95);
        TpsMAX = read_adc(); // Calibra Tps totalmente aberto

```

```

    set_pwm1_duty (0); delay_ms(750); // retorna a LH

    output_high (INV); set_pwm1_duty (255); delay_ms(750);
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);
    spi_write24(0b00000000000000110000000000001111); /* AMUX - SP0
(TPS)*/
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_high(SINAL_SS_33972);
    set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
    delay_us(95);
    TpsMIN = read_adc(); // Calibra Tps totalmente FECHADO

    output_low (INV); set_pwm1_duty (0); delay_ms(750); // Retorna a LH
    EKL=TpsMAX-TpsMIN;
}

Void CalculosIniciais ()
{

// Parametros Compensador PID - Cálculo de Kp, Ti e Td


$$Kp = Kc / (Z1 + Z2);$$


$$Ti = Ki * (Z1 * Z2) / (Z1 + Z2);$$


$$Td = Kd * 1 / (Z1 + Z2);$$


    a= Kp+(Ti*T/2)+Td/T;
    b= -Kp+(Ti*T/2)-(2*Td/T);
    c= Td/T;
}

Void CalculaErro ()
{

    ek=(SP-Tps);/*k+(ck*6);

    if (ek>EKL) {ek=EKL;}
    if (ek<-EKL) {ek=-EKL;}
}

Void CalculaNovaSaida ()
{
    uk = uk1 + a*ek + b*ek1 + c*ek2;
    uks = uk;
}

Void AtualizaVariaveis ()
{

```

```

    ek2=ek1;
    ek1=ek;
    uk1=uk;
}

void main()
{
    /* Configuração das Portas */
    set_tris_a(0b00001001);
    set_tris_b(0b11000111);
    set_tris_c(0b10010011);
    set_tris_d(0b00000000);
    set_tris_e(0b00000000);

    /* Configuração inicial de alguns parâmetros */
    setup_adc_ports(AN0);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    //setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);
    setup_psp(PSP_DISABLED);
    set-
up_spi(SPI_MASTER|SPI_L_TO_H|SPI_CLK_DIV_4|SPI_XMIT_L_TO_H);

//setup_spi(SPI_MASTER|SPI_H_TO_L|SPI_CLK_DIV_4|SPI_XMIT_L_TO_H);
    setup_wdt(WDT_OFF);
    setup_ccp1(CCP_PWM);

    /* Configuração inicial dos Timers */
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1); /* 16 bits - Medicao da ro-
tacao */
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1); /* 16 bits - Deteccao da falha
*/
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,100,1); /* Gera o PWM (freq=12.5kHz) */
    setup_timer_3(T3_INTERNAL|T3_DIV_BY_8); //teste para ler pedal

    /*-----Inicio Config. SPI - MC33972-----*/
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);

    spi_write24(0b0111111110000000000000000000); /* Reset */

    output_high(SINAL_SS_33972);
    delay_us(20);
    output_low(SINAL_SS_33972);

    //spi_write24(0b0000001000000000000000000000); /* desl wetting current nas
SPn */

    output_high(SINAL_SS_33972);

```



```

/*-----Fim Config. SPI - MC33972-----*/

IniciaVariaveis ();

Calibra_Parametros ();

CalculosIniciais ();

while (true)
{
    LeTPS();
    LeSP();
    CalculaErro ();
    CalculaNovaSaida ();
    AtualizaVariaveis ();

    if (uks>255) {uks=255;}
    if (uks<-255) {uks=-255;}

    if (uks<0) {output_high (INV); Px=(-uks);}
    else {output_low (INV); Px=uks;}

    delay_us (726);

    set_pwm1_duty (Px);

}
}

```

Código em linguagem C para o controle da válvula borboleta no Mock-Up, utilizando o gerenciamento eletrônico do motor proposto por (ALBALADEJO, 2013):

Obs: Código Completo em (ALBALADEJO, 2013), neste trabalho apresenta apenas as alterações do código original para o funcionamento do controlador da válvula borboleta desenvolvido neste trabalho e as estratégias para aperfeiçoamento do controle de admissão de ar em regime de marcha-lenta e aceleração já desenvolvidos.

Funções:

//Declarações das Variáveis:

```

unsigned int pedal;
float uks, Tps, valvula, eK, ek1, ek2, SP, T;
int Px, TpsLH, TpsMIN, TpsMAX;
float Kc, Kp, Ki, Kd, Ti, Td, Z1, Z2, a_vb, b_vb, c_vb, uk, uk1;

```

//Timer 3

```

#int_timer3
void trata_t3() {

    set_timer3 (35536);

    disable_interrupts(INT_TIMER3);

    pedal_read();

    pedal_tst = pedal/2;

    //pisca o led e demora um pouco de tempo
    if (x)
        output_high(d8);
    else
        output_low(d8);

    x = !x;

    pedal_read();

    pedal = pedal/2 + pedal_tst; //faz media p "anular" ruido

    Controle_VB();

    map_read();

    clear_interrupt(int_timer3);
    enable_interrupts(int_timer3);

}

```

//Subrotinas

```

Void IniciaVariaveis ()
{
    T=0.024;
    ek=0;
    ek1=0;
    ek2=0;
    SP=0;
    uk=0;
    uk1=0;
    Tps=0;
    TpsLH=0;
    TpsMIN=0;
    TpsMAX=0;
    Px=0;
    a_vb=0;
}

```

```
b_vb=0;
c_vb=0;
```

```
// Parametros Compensador PID - Alteração de Zeros, Polos e Ganho
```

```
Kc = 45;
Ki=1;
Kd=1;
Z1 = 1;
Z2 =40.3;
```

```
}
```

```
Void LeTPS()
```

```
{
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);
    spi_write24(0b000000000000001100000000000001111); // AMUX - SP0
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_high(SINAL_SS_33972);
    set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
    delay_us(100);
    valvula = read_adc();
    Tps=valvula;
```

```
}
```

```
Void Calibra_Parametros ()
```

```
{
    output_low (INV); set_pwm1_duty (0); delay_ms(750);
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);
    spi_write24(0b000000000000001100000000000001111); /* AMUX - SP0 (TPS)*/
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_high(SINAL_SS_33972);
    set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
    delay_us(95);
    TpsLH = read_adc(); // Calibra Tps totalmente aberto

    output_low (INV); set_pwm1_duty (255); delay_ms(750);
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
    output_low(SINAL_SS_33972);
    spi_write24(0b000000000000001100000000000001111); /* AMUX - SP0 (TPS)*/
    output_high(SINAL_SS_SINC);
    output_high(SINAL_SS_33810);
```

```

output_high(SINAL_SS_33972);
set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
delay_us(95);
TpsMAX = read_adc(); // Calibra Tps totalmente aberto

set_pwm1_duty (0); delay_ms(750); // retorna a LH

output_high (INV); set_pwm1_duty (255); delay_ms(750);
output_high(SINAL_SS_SINC);
output_high(SINAL_SS_33810);
output_low(SINAL_SS_33972);
spi_write24(0b000000000000001100000000000001111); /* AMUX - SP0 (TPS)*/
output_high(SINAL_SS_SINC);
output_high(SINAL_SS_33810);
output_high(SINAL_SS_33972);
set_adc_channel(0); // porta A0 PIC
delay_us(95);
TpsMIN = read_adc(); // Calibra Tps totalmente FECHADO

output_low (INV); set_pwm1_duty (0); delay_ms(750); // Retorna a LH
}

Void CalculosIniciais ()
{

// Parametros Compensador PID - Cálculo de Kp, Ti e Td


$$Kp = Kc / (Z1 + Z2);$$


$$Ti = Ki * (Z1 * Z2) / (Z1 + Z2);$$


$$Td = Kd * 1 / (Z1 + Z2);$$



$$a\_vb = Kp + (Ti * T / 2) + Td / T;$$


$$b\_vb = -Kp + (Ti * T / 2) - (2 * Td / T);$$


$$c\_vb = Td / T;$$

}

Void CalculaErro ()
{

ek=(ref-Tps);

}

Void CalculaNovaSaida ()
{
uk = uk1 + a_vb*ek + b_vb*ek1 + c_vb*ek2;
uks = uk;
}

Void AtualizaVariaveis ()

```

```
{
ek2=ek1;
ek1=ek;
uk1=uk;
}
```

```
Void Controle_VB ()
{
  LeTPS();
  CalculaErro ();
  CalculaNovaSaida ();
  AtualizaVariaveis ();

  if (uks>255) {uks=255;}
  if (uks<-255) {uks=-255;}

  if (uks<0) {output_high (INV); Px=(-uks);}
  else {output_low (INV); Px=uks;}

  set_pwm1_duty (Px);
}
```

```
void controle_partida() {

  ref = 120;

  delay_ms(120);

  ref = 61;

  delay_ms(20);

  ref = 45;

  //se frio deixar aberto mais um pouco de tempo
  delay_ms(500);
}
```

```
void controle_rpm_pedal(){

  if (pedal < 40) {
    ref = 16;
  }
  else {ref= (1.58*pedal) - 37.71;}

}
```

```

/* Funcao Principal */
void main() {

    long int cont = 0; /* Contador utilizado p/ o LCD */
    long int cont2 = 0;

    espera_partida = 0;

    /* Configuração das Portas */
    set_tris_a(0b00001001);
    set_tris_b(0b11000111);
    set_tris_c(0b10010011);
    set_tris_d(0b00000000);
    set_tris_e(0b00000000);

    /* Configuração inicial de alguns parâmetros */
    setup_adc_ports(AN0);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    //setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);
    setup_psp(PSP_DISABLED);
    setup_spi(SPI_MASTER|SPI_L_TO_H|SPI_CLK_DIV_4|SPI_XMIT_L_TO_H);
    //setup_spi(SPI_MASTER|SPI_H_TO_L|SPI_CLK_DIV_4|SPI_XMIT_L_TO_H);
    setup_wdt(WDT_OFF);
    setup_ccp1(CCP_PWM);

    /* Configuração inicial dos Timers */
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1); /* 16 bits - Medicao da rotacao */
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1); /* 16 bits - Deteccao da falha */
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,100,1); /* Gera o PWM (freq=12.5kHz) */
    setup_timer_3(T3_INTERNAL|T3_DIV_BY_4); //teste para ler pedal
    //setup_timer_3(T3_disabled);

    output_low(rele_geral);
    output_low(rele_bomba);
    output_low(rele_mp);

    disable_interrupts(GLOBAL);
    disable_interrupts(INT_EXT);

    /* Inicializacao das variaveis - Ignicao */
    t_low = 0;
    t_low_ref = 65535; /* Garante que o pulso de deteccao so acontecera apos
                        a comparacao do segundo pulso de sinal */
    estouro1 = 0;
    dente = 0;
    rotacao = 0;
    a = b = c = 0;

    /* Inicializacao das variaveis - Valvula Borboleta */

```

```

IniciaVariaveis ();
ref = 0;

modo_inj = 0;
L15 = 0;
temp_ar = 0;
pressao_ar = 0;
ruído = 0;

erro_ign = 0;
teste = 14; // so pra ver se muda valor

fase_ok = 0; //com 0 por seguranca, pd ser q fase n acerte de primeira
deteccao_fase = 0; //com 0 pq id a fase apos comecar o sequencial

estavel = 0; //no inicio espera motor pegar e estabilizar
map = 0;

start = 0;

limite_fullgroup = 2; //inicia com 200rpm e depois passa para 600rpm, tentar reto-
mar
contador = 0;

cutoff = 0;

pisca_leds(); /* Todos os LEDs ficam apagados apos piscarem */

/*-----Inicio Config. SPI - MC33810-----*/
/* Selecao do SPI - MC33810 */
output_high(SINAL_SS_SINC);
output_low(SINAL_SS_33810);
output_high(SINAL_SS_33972);

/* Calibracao do Clock - MC33810 */
spi_write16(0b1110000000000000);
output_high(SINAL_SS_33810);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33810); /* Pulso de 32us no CS do SPI */
delay_us(32); /* Requisito de calibracao do MC33810 */
output_high(SINAL_SS_33810);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33810); /* Mantem o SPI do MC33810 ativo */

/* SPI Check - MC33810 */
/* OBS: O programa espera a resposta do MC33810 para prosseguir */
while (spi_write_read_16(0b0000111100000000) != 0b0000110100001010);
//led3 da placa (lembre q esse esta queimado)
//output_high(LEDGER3); /* Led Aceso - Passou pelo SPI Check */

```

```

output_high(SINAL_SS_33810);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33810);

/* Modo de Operacao - MC33810 */
spi_write16(0b0001000000000000); /* Setado p/ IGN */

output_high(SINAL_SS_33810);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33810);

/* Habilita saidas da ignicao e injecao - MC33810 */
//spi_write16(0b0011000000001111);

output_high(SINAL_SS_33810);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33810);

/* Spark command - MC33810 */
spi_write16(0b0100010110101101); // Falta calibrar o SPKDUR!!!
//spi_write16(0b0100010110100001);

output_high(SINAL_SS_33810);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33810);

/* DAC command - MC33810 */
spi_write16(0b0110111111011010);

output_high(SINAL_SS_33810);
delay_us(20);
output_low(SINAL_SS_33810);

/* LSD Fault Command - MC33810 */
spi_write16(0b0010101011111111);

/* Habilita saidas - MC33810 */
output_low(OUTEN_33810);
/*-----Fim Config. SPI - MC33810-----*/

/*-----Inicio Config. SPI - MC33972-----*/
output_high(SINAL_SS_SINC);
output_high(SINAL_SS_33810);
output_low(SINAL_SS_33972);

spi_write24(0b011111110000000000000000); /* Reset */

output_high(SINAL_SS_33972);
delay_us(20);

```



```

output_low(SINAL_SS_33972);

//spi_write24(0b000001000000000000000000); /* desl wetting current nas SPn */

output_high(SINAL_SS_33972);
/*-----Fim Config. SPI - MC33972-----*/

// checar funcionamento OK da VB

Calibra_Parametros ();
CalculosIniciais ();

ref=31;
clear_interrupt(int_timer3);
enable_interrupts(GLOBAL);
enable_interrupts(int_timer3);
set_timer3(35536);

//ligar rele geral
output_high(rele_geral);

// ATENCAO: Ligar rele responsavel por controlar injetores+bomba etc...
output_high(rele_bomba);
delay_ms(800);
output_low(rele_bomba);
// linha ja pressurizada, desliga e espera partida

/* Habilita interrupcoes */
enable_interrupts(INT_EXT);
enable_interrupts(INT_RDA);

nivel = 0;
ext_int_edge(H_TO_L);

partida = 1; // motor regime de partida

cont = 0;
ref_ant = 0;

tempo_inj = 25000;

output_low(d8);

aceleracao = 0;

while (!espera_partida); //enqto variavel = 0 fica parado
output_high(rele_bomba); //na volta seguinte ja vai injetar

while(dente < 56);
controle_partida();

```

```
ref=24; delay_ms(4000);
ref=22; delay_ms(2000);
ref=20; delay_ms(2000);
ref=18; delay_ms(2000);

while(1){ //ideia 1, original + teste de rpm

    controle_rpm_pedal();
    coolant_read();

    if (rotacao == 0) { //se motor morrer
        output_low(rele_bomba); //desliga por seguranca
        reset_cpu();
    }

}
} /* void main() */
```

APÊNDICE C

Segue abaixo o circuito elétrico do *hardware* utilizado, destacando aqui somente os dois blocos mais usados que é o de Gerenciamento e Controle da Válvula Borboleta, para acesso ao circuito completo consulte (ALBALADEJO, 2013).

A) Circuito do PIC Gerenciamento

B) Circuito da Ponte H MCP33926