RODRIGO PERALTA MORAES RUIZ

**Gerenciamento Eletrônico de um Motor Flex por meio de Unidade
Microcontrolada com arquitetura descentralizada**

SÃO PAULO

2018

RODRIGO PERALTA MORAES RUIZ

**Gerenciamento Eletrônico de Motor Flex por meio de Unidade
Microcontrolada com arquitetura descentralizada**

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

Área de concentração:
Engenharia Elétrica- Sistemas eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Armando Antonio
Maria Laganá.

SÃO PAULO

2018

RODRIGO PERALTA MORAES RUIZ

**Gerenciamento Eletrônico de Motor Flex por meio de Unidade Microcontrolada
com arquitetura descentralizada**

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

Área de concentração:
Engenharia Elétrica- Sistemas eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Armando Antonio
Maria Laganá.

SÃO PAULO

2018

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Catálogo-na-publicação

Rodrigo Peralta Moraes Ruiz

Gerenciamento Eletrônico de um Motor FLEX por meio de Unidade Microcontrolada com Arquitetura Descentralizada / R. P. M. R. -- São Paulo, 2018.
193 p.

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

1.Gerenciamento de Motores 2.Teorias de Controle Digital 3.Powertrain 4.Microcontroladores
I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos
II.t.

Dedico esse trabalho a Deus, a minha família e a todos que me ajudaram nessa grande jornada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pela sua graça e misericórdia terem me alcançado, pelo seu infinito amor e pelo seu sustento em minha vida até o momento presente.

Agradeço a minha mãe, Teresa Peralta, por todo amor e carinho dedicado em toda a minha vida, servindo o reflexo de sua garra , perseverança e fé, como inspiração para a minha personalidade e formação pessoal.

Agradeço a minha irmã, Andréia Peralta, por todo o apoio , cuidado e afeto, pela disponibilidade em me ajudar nos momentos em que mais precisei e por estar sempre ao meu lado.

Seria ingrato se não agradecesse ao professor , e maiormente um grande amigo, Armando Antonio Maria Laganá, por toda a ajuda e disposição em fazer aquilo que está além de sua própria responsabilidade como docente. Pessoas assim nos impelem a adotar uma característica pouco usual nos dias atuais, a integridade.

Agradeço aos meus colegas de equipe, Wellington, Endryl, Marcus Vinicius, Marcos Hideo, Kauan, Danilo, Renan e Thales, por toda a dedicação, apoio, garra e disposição em fazer acontecer algo tão marcante como foi esse projeto.

Agradeço ao professor Thiago Contim por toda a sua colaboração técnica, material e pessoal nesse estudo, ao professor José Luiz por toda a contribuição com aquilo que precisamos, aos professores Maurício e Canhada pelo empenho em nos ajudar e ao professor Alex Jbelle pela sua contribuição intelectual e principalmente a grande humildade em nos auxiliar. Agradeço ao professor Evandro Leme pela sua atenção e disponibilidade em assistir às nossas apresentações e nos retornar comentários de grande incentivo. Agradeço ao auxiliar docente e amigo George Aislam, por todo o incentivo, por estar presente em meus trabalhos desde a época da graduação, quando ainda trabalhávamos no embrião do estudo de gerenciamento de motores na Fatec Sorocaba. Agradeço a todos os colegas da Escola Politécnica da USP e Fatec Santo André, em especial ao Demerson e Bruninho , que com grande humildade e solicitude nos ensinaram muito.

Enfim, a todos esses, expresso meus sinceros votos de gratidão.

“E o Verbo se fez carne, e habitou entre nós, e vimos a sua glória, como a glória do unigênito do Pai, cheio de graça e de verdade.”

(Jo 1:14).

RESUMO

A eletrônica embarcada teve um expressivo ganho de espaço dentro dos veículos ao longo dos últimos anos, mais especialmente no que se refere ao gerenciamento eletrônico do motor à combustão, uma vez que a inteligência empregada nesse sistema vem sofrendo constante evolução, sendo uma das evoluções, a utilização da estratégia FLEX de gerenciamento. O domínio das técnicas de controle de um motor à combustão interna torna-se desafiador em sua própria natureza, haja vista que envolve conceitos heterogêneos e concorrentes entre si em se tratando de aspectos de engenharia. Dessa forma, ainda é restrito o número de profissionais com conhecimento e competência para desenvolver atividades relacionadas ao gerenciamento desse sistema. Esse projeto teve por intuito o emprego de um empenho intelectual realizado em equipe a fim de desenvolver uma unidade de gerenciamento referente ao controle de um motor à combustão interna com estratégia FLEX de gerenciamento, tornando possível a inserção da cultura do estudo de gerenciamento de motores FLEX dentro das universidades, tais como, FATEC-Santo André, Escola Politécnica da USP e principalmente, a FATEC-Sorocaba. Para esse desenvolvimento, uma unidade já existente foi utilizada, sendo a mesma aplicada em seu projeto primitivo no Gol 1.6 com gerenciamento à gasolina e totalmente reprojeta na em seu *firmware* para o veículo VW Polo 1.6 na atual ocasião. Agora em uma aplicação FLEX, a partir de técnicas de controle, foi possível alcançar resultados similares aos observados na unidade original que equipa o veículo. Embora os resultados obtidos tenham limitações devido às condições de uso do veículo, estrutura da instituição e também do tempo disponível para esse desenvolvimento, foi possível entender e compreender diversos fatores antes maculados pela distância do contato direto com um sistema de gerenciamento real aplicado em um motor à combustão interna. Ademais, dentro das limitações citadas, os resultados obtidos mostraram-se bastante satisfatórios.

Palavras-chave: Gerenciamento eletrônico de motores, ECU, microcontroladores, controle, motores à combustão interna.

ABSTRACT

The embedded electronics had an expressive gain of space within the vehicles over the last years, more especially regarding the electronic management of the combustion engine since the intelligence employed in this system has been under constant evolution, being one of the evolutions, the use of the FLEX management strategy. The domain of control techniques of an internal combustion engine becomes challenging in its own nature since it involves heterogeneous concepts and competing with each other in the engineering aspects, in this way, the fluency in activities related to the management of this system is very rarefied in the professional and academic environment. The purpose of this project was the use of an intellectual commitment made in a team to develop a management unit for the control of an internal combustion engine with FLEX management strategy, making possible the insertion of the FLEX engine management study culture within the universities, such as, FATEC-Santo André, Polytechnic School of USP and mainly, FATEC-Sorocaba. For this development, an already started unit was used, being applied in its original design in Gol 1.6 with gasoline management and totally redesigned in its firmware for Polo 1.6 in the current occasion, now in a FLEX application, from techniques of control, it was possible to achieve results similar to those observed in the original unit equipping the vehicle. Although the results obtained have limitations due to the conditions of use of the vehicle, structure of the institution and also the time offered for this development, it was possible to understand several factors previously tainted by the distance of direct contact with a real management system applied in a motor to the internal combustion, in addition, within the mentioned limitations, the obtained results were shown quite satisfactory.

Keywords: Electronic engine management, ECU, microcontrollers, control, internal combustion engines.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 -	OS QUATRO TEMPOS DO MOTOR.....	24
FIGURA 2 -	SISTEMA MONOPONTO	26
FIGURA 3 -	SISTEMA MULTIPONTO	27
FIGURA 4 -	SISTEMA INTERMITENTE	28
FIGURA 5 -	SISTEMA INTERMITENTE AQUECIDO.....	29
FIGURA 6 -	SISTEMA BANCO A BANCO.....	30
FIGURA 7 -	SISTEMA SEQUENCIAL	31
FIGURA 8 -	GASES INICIAIS E FINAIS DA COMBUSTÃO	33
FIGURA 9 -	RELAÇÃO ENTRE EMISSÕES E FATOR λ	38
FIGURA 10 -	A INFLUÊNCIA DO FATOR <i>LAMBDA</i>	38
FIGURA 11 -	SINAIS ENVOLVIDOS NO MÓDULO DE CONTROLE DO MOTOR	40
FIGURA 12 -	DIAFRAGMA DO SENSOR DE PRESSÃO DO COLETOR DE ADMISSÃO.	42
FIGURA 13 -	FALHA DA RODA FÔNICA.....	43
FIGURA 14 -	SENSOR INDUTIVO DE ROTAÇÃO	44
FIGURA 15 -	SENSOR DE FASE.....	45
FIGURA 16 -	SENSOR DE TEMPERATURA DO LÍQUIDO DE ARREFECIMENTO.	46
FIGURA 17 -	ESTRUTURA DO SENSOR <i>LAMBDA</i>	47
FIGURA 18 -	MISTURA RICA NO SENSOR <i>LAMBDA</i>	48
FIGURA 19 -	MISTURA POBRE NO SENSOR <i>LAMBDA</i>	49
FIGURA 20 -	EFICIÊNCIA DO CONVERSOR CATALÍTICO EM RELAÇÃO AO FATOR <i>LAMBDA</i>	51
FIGURA 21 -	CONVERSOR CATALÍTICO DE TRÊS VIAS.	52
FIGURA 22 -	POSIÇÃO DA VÁLVULA INJETORA.	53
FIGURA 23 -	DUTO DISTRIBUIDOR DE COMBUSTÍVEL.....	53
FIGURA 24 -	ESTRUTURA DA VÁLVULA INJETORA.	54
FIGURA 25 -	CIRCUITO DE IGNIÇÃO.....	56
FIGURA 26 -	MAPA DE AVANÇO DE IGNIÇÃO.....	57
FIGURA 27 -	PEDAL ACELERADOR ELETRÔNICO.	58
FIGURA 28 -	SISTEMA ELETRÔNICO DE CONTROLE DA BORBOLETA.....	59
FIGURA 29 -	CONFIGURAÇÃO DA VÁLVULA BORBOLETA ELETRÔNICA.....	60
FIGURA 30 -	SINAL PWM.....	61

FIGURA 31 - SENSOR DE ETANOL.....	62
FIGURA 32 - RESPOSTA DO SENSOR DE ETANOL.....	62
FIGURA 33 - SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM.....	66
FIGURA 34 - MÉTODO DE Z. N. E HÄGGLUND PARA MODELAGEM DE PROCESSOS DE PRIMEIRA ORDEM.	67
FIGURA 35 - SISTEMA DE CONTROLE CONTÍNUO.	75
FIGURA 36 - SISTEMA DE CONTROLE DISCRETO.	75
FIGURA 37 - SISTEMA DE CONTROLE CONTÍNUO COM SEGURADOR DE ORDEM ZERO.	77
FIGURA 38 - REPRESENTAÇÃO DOS SISTEMAS DE CONTROLE DE UMA ECU.....	84
FIGURA 39 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE.	89
FIGURA 40 - LUGAR DAS RAÍZES DO SISTEMA.	90
FIGURA 41 - MODELO DINÂMICO SIMPLIFICADO DO MOTOR PARA ESTEQUIOMETRIA.	91
FIGURA 42 - RESPOSTA AO DEGRAU DO MODELO APROXIMADO.	92
FIGURA 43 - SISTEMA DE CONTROLE λ EM MALHA FECHADA.	92
FIGURA 44 - RESPOSTA DO SENSOR LAMBDA UNIVERSAL PARA ENTRADA DEGRAU.	93
FIGURA 45 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE DE INJEÇÃO.....	95
FIGURA 46 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM SONDA LAMBDA BANDA LARGA.....	95
FIGURA 47 - RESPOSTA DA VELOCIDADE ANGULAR PARA ENTRADA DEGRAU.....	98
FIGURA 48 - COMPENSADOR POR AVANÇO DA VÁLVULA BORBOLETA.....	99
FIGURA 49 - RESPOSTA A UMA ONDA QUADRADA PARA O SISTEMA COMPENSADO.....	100
FIGURA 50 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO PID NÃO LINEAR.	101
FIGURA 51 - RESPOSTA AO DEGRAU COM PID NÃO LINEAR.	102
FIGURA 52 - ESBOÇO DO SISTEMA DE CONTROLE PARA UM CILINDRO....	104
FIGURA 53 - PROCESS REACTION CURVE.....	108
FIGURA 54 - APROXIMAÇÃO DA CURVA DE REAÇÃO DO PROCESSO.	109
FIGURA 55 - RESPOSTA DE ROTAÇÃO PARA O CONTROLADOR PD.....	111
FIGURA 56 - VARIAÇÃO DE CARGA PARA VALIDAÇÃO DO COMPENSADOR.....	111
FIGURA 57 - MAPA DA DEMANDA DE TORQUE.....	113

FIGURA 58 -	ESTRUTURA DE BLOCOS DO CONTROLE DE TORQUE.....	114
FIGURA 59 -	CURVAS DE TORQUE E POTÊNCIA	117
FIGURA 60 -	FICHA TÉCNICA.....	118
FIGURA 61 -	SINCRONISMO DO MOTOR.....	119
FIGURA 62 -	ECU COM MICROCONTROLADORES PIC.....	120
FIGURA 63 -	FICHA TÉCNICA MICROCONTROLADOR PIC.....	121
FIGURA 64 -	DIAGRAMA DE BLOCOS DA ECU.....	122
FIGURA 65 -	BLOCO DE GERENCIAMENTO.....	123
FIGURA 66 -	BLOCO DE SINCONISMO.....	124
FIGURA 67 -	BLOCO DE ADMISSÃO.....	125
FIGURA 68 -	BLOCO DE COMUNICAÇÃO.	126
FIGURA 69 -	<i>KIT</i> DIDÁTICO COM PIC18F4550.	128
FIGURA 70 -	INTERSECCIONADOR DE SINAIS.	129
FIGURA 71 -	SISTEMA ACOPLADO AO VEÍCULO.....	129
FIGURA 72 -	INJEÇÃO NO CILINDRO 1.	130
FIGURA 73 -	INJEÇÃO NO CILINDRO 4	131
FIGURA 74 -	CURVA DE CARACTERIZAÇÃO DO SENSOR TPS.	132
FIGURA 75 -	CURVA CARACTERÍSTICA DO SENSOR MAP.	133
FIGURA 76 -	CURVA CARACTERÍSTICA DO SENSOR DE TEMPERATURA...	134
FIGURA 77 -	VÁLVULA BORBOLETA.	135
FIGURA 78 -	DRIVER PONTE-H MC33186.	136
FIGURA 79 -	RESPOSTA DA VÁLVULA PARA UM DEGRAU NA ENTRADA...	139
FIGURA 80 -	RESULTADO DA PRIMEIRA COMPARAÇÃO	140
FIGURA 81 -	COMPARAÇÃO COM O GANHO AJUSTADO.....	141
FIGURA 82 -	RESPOSTA DA SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR CONTÍNUO.	142
FIGURA 83 -	DIAGRAMA EM SIMULINK DO CONTROLE DE VÁLVULA BORBOLETA.	143
FIGURA 84 -	SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR DISCRETO.....	143
FIGURA 85 -	RESPOSTA DA ROTAÇÃO PARA DEGRAU APLICADO NO AVANÇO DE IGNIÇÃO.	146
FIGURA 86 -	COMPARAÇÃO DO MODELO COM A CURVA DE RESPOSTA...	147
FIGURA 87 -	COMPARAÇÃO DO MODELO AJUSTADO COM A CURVA DE RESPOSTA.....	148
FIGURA 88 -	SIMULAÇÃO DO CONTROLE CONTÍNUO DE ROTAÇÃO.	150

FIGURA 89 - DIAGRAMA DE BLOCOS EM SIMULINK DO <i>IDLE SPEED</i> CONTROL 151	
FIGURA 90 - RESPOSTA DA SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM O CONTROLADOR DIGITAL.....	152
FIGURA 91 - AQUECIMENTO SONDA LAMBDA.....	153
FIGURA 92 - CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL DO SENSOR <i>LAMBDA</i>	154
FIGURA 93 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE <i>LAMBDA</i> EM <i>SIMULINK®</i>	155
FIGURA 94 - RESPOSTA DA SIMULAÇÃO DO CONTROLE <i>LAMBDA</i>	157
FIGURA 95 - SIMULAÇÃO DO CONTROLE <i>LAMBDA</i> COM OS GANHOS REAJUSTADOS.....	158
FIGURA 96 - RESULTADO DO CONTROLE PARA UM <i>SETPOINT</i> DE 50°	159
FIGURA 97 - <i>SETPOINT</i> DE 50° COM O CONTROLADOR AJUSTADO.....	160
FIGURA 98 - RESPOSTA DA VÁLVULA PARA UM <i>SETPOINT</i> DE 60°	161
FIGURA 99 - RESPOSTA DA VÁLVULA PARA UM <i>SETPOINT</i> DE 45°.....	161
FIGURA 100 - RESPOSTA DO CONTROLE ABAIXO DA POSIÇÃO <i>LIMP HOME</i>	163
FIGURA 101 - MÁQUINA DE ESTADOS DO CONTROLE DE BORBOLETA. ...	164
FIGURA 102 - TRANSIÇÃO DA RESPOSTA DE 60° PARA 2°	165
FIGURA 103 - CONTROLE DE ROTAÇÃO COM <i>SETPOINT</i> DE 800 RPM.	166
FIGURA 104 - COMPARAÇÃO DA ROTAÇÃO EM MARCHA LENTA ENTRE AS UNIDADES	166
FIGURA 105 - MÁQUINA DE ESTADOS PARA ESTRATÉGIA DE AQUECIMENTO DE <i>IDLE SPEED</i>	168
FIGURA 106 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA MÁQUINA DE ESTADOS DO CONTROLE <i>IDLE SPEED</i>	169
FIGURA 107 - TRANSIÇÃO DA ROTAÇÃO DO ESTADO DE PARTIDA PARA O ESTADO AQUECIDO.....	170
FIGURA 108 - ROTINA DE CONTROLE <i>LAMBDA</i> NO MICROCONTROLADOR.....	171
FIGURA 109 - RESPOSTA DO SENSOR <i>LAMBDA</i> PARA A O CONTROLE DA RELAÇÃO A/C	172
FIGURA 110 - COMPARAÇÃO DO CONTROLE <i>LAMBDA</i> ENTRE AS UNIDADES.....	173
FIGURA 111 - CONTROLE <i>LAMBDA</i> EM PARALELO COM O CONTROLE DE MARCHA LENTA.	173
FIGURA 112 - KIT EM BANCADA COM O SENSOR DE ETANOL.	175
FIGURA 113 - PERCENTUAL DE ETANOL.....	176

FIGURA 114 -	CONTROLE LAMBDA COM GERENCIAMENTO FLEX.....	177
FIGURA 115 -	MAPA DE AVANÇO DE IGNIÇÃO INTERPOLADO PARA ETANOL.....	178
FIGURA 116 -	MAPA DE AVANÇO DE IGNIÇÃO INTERPOLADO PARA GASOLINA.....	179
FIGURA 117 -	GRÁFICO DA DEMANDA DE TORQUE EM FUNÇÃO DO PEDAL ACELERADOR	181
FIGURA 118 -	RESPOSTA DO SENSOR <i>LAMBDA</i> COM CARGA	182
FIGURA 119 -	VEÍCULO NO DINAMÔMETRO.....	183
FIGURA 120 -	FREIO DE 23%.....	184
FIGURA 121 -	POTÊNCIA RESISTIVA DE 23%.....	184
FIGURA 122 -	CURVA DE TORQUE E POTÊNCIA COM A ECU PIC	185
FIGURA 123 -	CURVA DE TORQUE E POTÊNCIA COM A ECU ORIGINAL	185

LISTA DE TABELAS

TABELA 1-SIMULAÇÃO COM VARIAÇÕES NO GANHO INTEGRATIVO.	96
TABELA 2-SIMULAÇÃO COM VARIAÇÕES NO GANHO PROPORCIONAL.....	97
TABELA 3-DADOS DO MC33186.....	137
TABELA 4-AQUISIÇÃO DE DADOS VIA OBD II	144
TABELA 5- COMPARAÇÃO DE ROTAÇÃO EM MARCHA LENTA ENTRE AS UNIDADES	167
TABELA 6 - INFLUÊNCIA DO CONTROLE LAMBDA NA ROTAÇÃO DE MARCHA LENTA NA UNIDADE EM DESENVOLVIMENTO.....	174
TABELA 7-INFLUÊNCIA DO CONTROLE LAMBDA NA ROTAÇÃO DE MARCHA LENTA NO GERENCIAMENTO FLEX.....	178
TABELA 8- RESPOSTA DO CONTROLE <i>LAMBDA</i> COM CARGA	182

SUMÁRIO

RESUMO.....	7
ABSTRACT.....	8
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	9
LISTA DE TABELAS	14
1 INTRODUÇÃO	19
1.1 A NECESSIDADE NACIONAL	19
1.2 MOTIVAÇÃO.....	20
1.3 OBJETIVOS DO PROJETO	20
2 GERENCIAMENTO ELETRÔNICO DE MOTORES CICLO OTTO.....	22
2.1 CARACTERÍSTICAS MECÂNICAS DE MOTORES À COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO.....	22
2.1.1 Princípio de funcionamento de motores quatro tempos.	23
2.2 SISTEMAS DE FORMAÇÃO DA MISTURA CARBURANTE	25
2.2.1 Sistemas de Injeção eletrônica de Combustível.....	25
2.2.1.1 Sistema multiponto e monoponto	26
2.2.1.2 Injeção Simultânea ou Intermitente	28
2.2.1.3 Sistema banco a banco ou semisequencial de injeção.....	30
2.2.1.4 Sistema sequencial de injeção	31
2.3 NÍVEIS DE EMISSÕES EM MOTORES CICLO OTTO.....	32
2.3.1 Os gases envolvidos no ciclo termodinâmico do motor.....	33
2.3.2 Relação Estequiométrica.....	35
2.3.2.1 Mistura Rica	37
2.3.2.2 Mistura Pobre.....	37
2.4 SENSORES E ATUADORES PRESENTES EM UMA UNIDADE DE CONTROLE DO MOTOR.....	39
2.4.1 Medição da massa de ar	41
2.4.1.1 Sensor de pressão do coletor de admissão	41
2.4.1.2 Sensor de temperatura do ar de admissão.	42
2.4.2 Sensor de rotação	43
2.4.2.1 Sensor de relutância variável	44
2.4.2.2 Sensor de rotação por efeito <i>Hall</i>	45
2.4.3 Sensor de Fase	45

2.4.4	Sensor de temperatura do líquido de arrefecimento	46
2.4.5	Sensor de oxigênio dos gases de escape	47
2.4.5.1	Sensor Banda Estreita (BEGO).....	48
2.4.5.2	Sensor Banda Larga (UEGO).	49
2.4.5.3	Conversor catalítico.....	50
2.4.6	Sensor de detonação.	52
2.4.7	Válvulas injetoras de combustível.	53
2.4.8	Sistema de ignição.	55
2.4.8.1	Avanço de ignição em função da carga e da rotação do motor	56
2.4.9	Sistema eletrônico de aceleração.	57
2.4.9.1	Pedal Acelerador Eletrônico.....	58
2.4.9.2	Características do corpo de borboleta.....	59
2.4.10	Sensor de eta nol	61
3	MODELOS MATEMÁTICOS E TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADOS AO GERENCIAMENTO DE MOTORES.....	63
3.1	MODELOS MATEMÁTICOS DE SISTEMAS DINÂMICOS	63
3.1.1	Identificação de sistemas dinâmicos.	64
3.1.1.1	Modelagem de processos de primeira ordem a partir da resposta ao degrau	65
3.1.1.1.1	Método de Ziegler/Nichols e método de Hägglund.	66
3.1.1.1.2	Método de Sundaresan e Krishnaswamy.....	67
3.1.1.2	Outros sinais utilizados na identificação de sistemas.....	68
3.1.1.2.1	<i>Random Binary Signal</i>	69
3.1.1.2.2	<i>Pseudo Random Binary Signal</i>	69
3.1.1.2.3	<i>Generalized Binary Noise</i>	70
3.1.1.2.4	Soma de senóides.	71
3.2	ABORDAGEM SOBRE AS TÉCNICAS DE CONTROLE	71
3.2.1	Sistemas de controle em tempo contínuo.	72
3.2.1.1	Controlador PID	73
3.2.1.1.1	Ação da componente integral.....	74
3.2.1.1.2	Ação da componente derivativa.	74
3.2.2	Sistemas de controle em tempo discreto.....	74
3.2.2.1	Projeto de controladores discretos a partir de controladores contínuos.....	75
3.2.2.2	Controlador PID digital.	77
3.2.2.3	Projeto por método de síntese direta no plano Z.	79

3.2.2.3.1	Controlador <i>Dead Beat</i>	82
3.2.2.3.2	Controlador <i>Dahlin</i>	83
3.3	MALHAS DE CONTROLE INSERIDAS NAS ESTRATÉGIAS DE GERENCIAMENTO.....	84
3.3.1	Controle de estequiometria	85
3.3.1.1	Modelo matemático e proposta de controle.	88
3.3.2	Controle Eletrônico do Corpo de Borboleta.	97
3.3.2.1	Modelo matemático e proposta de controle.	98
3.3.3	Controle de rotação em marcha lenta (<i>Idle Speed Control</i>)	102
3.3.3.1	Modelo matemático e proposta de controle.	104
3.3.4	Controle de Torque.	112
3.3.5	Controle do Avanço de Ignição.	114
4	MATERIAIS E MÉTODOS	116
4.1	INTRODUÇÃO	116
4.2	VOLKSWAGEN POLO 1.6 L FLEX	117
4.3	ARQUITETURA DO SISTEMA DESENVOLVIDO E FERRAMENTAS UTILIZADAS.....	119
4.3.1	A unidade	119
4.3.1.1	Bloco de Gerenciamento.....	122
4.3.1.2	Bloco de Sincronismo.....	124
4.3.1.3	Bloco de Admissão.....	125
4.3.1.4	Bloco de Comunicação.	126
4.3.2	Kit didático com PIC18F4550	127
4.3.3	O interseccionador de sinais.	128
4.3.4	Caracterização de sensores.....	131
4.3.4.1	Caracterização do Sensor TPS	132
4.3.4.2	Caracterização do sensor MAP.....	132
4.3.4.3	Caracterização do sensor de temperatura do líquido de arrefecimento. ...	133
4.3.5	Malha de controle da válvula borboleta.	134
4.3.5.1	Driver de potência.	135
4.3.5.2	Modelagem matemática da válvula borboleta.	138
4.3.5.3	Projeto do compensador e simulação no MATLAB.....	141
4.3.6	Malha de controle de rotação em marcha lenta.	144
4.3.6.1	Modelagem matemática da rotação em função do avanço de ignição.....	145
4.3.6.2	Síntese do compensador e simulação no MATLAB.	149

4.3.7	Malha de controle de estequiometria.	152
4.3.7.1	Condicionamento do sinal do sensor <i>lambda</i>	153
4.3.7.2	Modelo matemático e simulação.	154
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	159
5.1	RESULTADOS DO CONTROLE DO CORPO DE BORBOLETA.....	159
5.1.1	Resultados acima da posição <i>limp home</i>	159
5.1.2	Resultados abaixo da posição <i>limp home</i>	162
5.1.3	Máquina de estados para o chaveamento dos controladores.	163
5.2	RESULTADOS DO CONTROLE DE ROTAÇÃO EM MARCHA LENTA.....	165
5.2.1	Máquina de estados para a partida e estratégia de aquecimento.	167
5.3	RESULTADOS DO CONTROLE DE MISTURA AR/COMBUSTÍVEL.	171
5.4	DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO FLEX.....	174
5.4.1	Implementação do sensor de etanol.	174
5.4.2	Inserção do algoritmo na unidade de controle.....	176
5.4.2.1	Gerenciamento FLEX na marcha lenta	177
5.4.2.2	Gerenciamento em situações de carga.....	178
5.4.2.2.1	Controle <i>lambda</i> em situação de carga.....	181
5.5	ENSAIOS EM DINAMÔMETRO.....	183
6	CONCLUSÃO	187
6.1	PROPOSTAS FUTURAS	188
	REFERÊNCIAS	189

1 INTRODUÇÃO

1.1 A NECESSIDADE NACIONAL

A indústria automotiva brasileira trabalha, de forma majoritária , reproduzindo ou ajustando projetos que são desenvolvidos no exterior. Mais especificamente, no tocante à injeção eletrônica Flex, o mercado nacional atua somente na etapa de calibração do produto.

Todavia, com o advento do motor Flex, a partir de março de 2003 o país passou a ter quase 90% de sua frota de automóveis composta por veículos que carregam essa configuração. Dessa maneira, é interessante para a economia e para o crescimento nacional, incentivar, não somente a produção desses motores, mas também o desenvolvimento do sistema eletrônico que o controla, contemplando desde o hardware , software, realização de testes com simulação, bem como testes em campo e calibração.

Para realizar esse desenvolvimento, é necessário um grande esforço das unidades acadêmicas associado a incentivos industriais nas pesquisas relacionadas a esse tema, pois, a parceria das grandes instituições de ensino, com o *know-how* de montadoras e sistemistas, tem vital relevância no desenvolvimento tecnológico do país.

O presente projeto, visa possibilitar aquilo que pesquisadores da área de gerenciamento de motores necessitam durante o desenvolvimento, isto é, uma plataforma com arquitetura aberta que permita uma gama de possibilidades no campo experimental, principalmente no tocante ao o estudo de diferentes técnicas de controle e estratégias de gerenciamento eletrônico do motor, permitindo a modificação de parâmetros de forma integralmente moldada à necessidade do estudo (DIAS et al, 2018). Dessa forma, os estudantes de cursos relacionados à área de engenharia automotiva, podem desenvolver e compreender estratégias de controle e gerenciamento do motor FLEX.

1.2 MOTIVAÇÃO

A motivação desse projeto é realizar um desenvolvimento acadêmico dentro das faculdades relacionadas às áreas de engenharia e tecnologia tais como a Escola Politécnica da USP, FATEC Sorocaba e FATEC Santo André, com o propósito de disseminar esse conhecimento e também a cultura do estudo de gerenciamento eletrônico de motores à combustão interna, haja vista que esse processo não é perfeitamente dominado no meio acadêmico e até mesmo no meio industrial em que se refere ao cenário profissional brasileiro. A grande extensão dos assuntos incluídos nesse trabalho, é em função do intento em ter essa dissertação como fonte de informação para quem inicia os estudos na área de gerenciamento eletrônico de motores.

Ademais, é válido ressaltar acerca da importância em implantar, dentro da FATEC Sorocaba, a cultura dessa natureza de estudo dentre os alunos do curso de Eletrônica Automotiva. Dado isso, a justificativa em elaborar, em paralelo à execução desse projeto, a construção e consolidação de uma equipe para atuar nesse estudo, a fim de motivar os alunos, induzindo os mesmos a sentirem-se inspirados e capazes de se projetar ao mercado de trabalho, dotando, de maneira diferencial, um conhecimento e mão de obra especializada.

1.3 OBJETIVOS DO PROJETO

Os objetivos desse projeto consistem em desenvolver um *firmware* que gerencie um motor à combustão interna ciclo Otto, mais especificamente o motor Volkswagen EA111 1.6l inserido no veículo Polo 2006 FLEX, controlando a injeção, ignição, corpo de borboleta, marcha lenta, aceleração, relação ar/combustível e gerenciamento FLEX pela leitura direta da composição do combustível.

A arquitetura de *hardware* utilizada é descentralizada, com microcontroladores que são muito comumente utilizados por instituições de ensino, no caso desse projeto a unidade utilizada é o PIC18F46K22.

Os objetivos primordiais do projeto são:

- Agregar ao grupo de Engenharia Automotiva da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo uma expressividade no uso das teorias de controle digital e modelagens matemáticas (por meio de identificação de sistemas) direcionadas à aplicações no *Powertrain* automotivo.
- Desenvolver um controle para a válvula borboleta do veículo para que seja possível a calibração e ajustes do sistema quando o veículo se encontra em marcha lenta e situações de carga.
- Estabilizar a marcha lenta nos valores de rotação que o módulo eletrônico original do motor proporciona.
- Desenvolver os mapas de avanço de injeção e ignição e/ou utilizar de mapas já desenvolvidos em trabalhos anteriores tanto para as aplicações referentes ao álcool quanto à gasolina.
- Desenvolver uma malha de controle de rotação para a situação de marcha lenta.
- Desenvolver um controle de estequiometria para a situação de marcha lenta e regime de cruzeiro.
- Inserir no veículo e no gerenciamento eletrônico, o sensor de etanol para o gerenciamento FLEX.
- Desenvolver algoritmo para interagir os mapas e proporcionar o gerenciamento FLEX.
- Realizar calibrações dinâmicas.
- Realizar calibrações em dinamômetro.

O projeto ficará vinculado posteriormente à FATEC Sorocaba para que os alunos do curso de “Eletrônica Automotiva” possam desenvolver suas pesquisas baseadas nos modelos obtidos e conseqüentemente evoluir, aprimorar e refinar o controle do motor.

2 GERENCIAMENTO ELETRÔNICO DE MOTORES CICLO OTTO.

A presente seção aborda o gerenciamento eletrônico de um motor ciclo Otto. Nesse subitem, serão explicados os conceitos básicos de mecânica que envolvem essa máquina, posteriormente será introduzida uma explanação acerca das necessidades ambientais presentes no mundo moderno e como o gerenciamento eletrônico é capaz de atender a tudo isso por meio de suas estratégias, interpretação de sinais dos sensores e manipulação dos atuadores. Por fim, a seção aborda o estado da arte no tocante ao controle eletrônico presente nos motores.

2.1 CARACTERÍSTICAS MECÂNICAS DE MOTORES À COMBUSTÃO INTERNA CICLO OTTO.

O motor de combustão interna é a fonte de propulsão mais frequentemente utilizada por veículos automotores. Esses motores convertem a energia química contida no combustível em calor, o calor, subsequentemente, com sua energia, permite o aumento da pressão dentro de um meio, dessa maneira, um trabalho é realizado a medida que esse meio se expande, resultando por fim na obtenção de energia mecânica (BOSCH,2005). Os combustíveis, em especial os hidrocarbonetos, necessitam de oxigênio para sua queima. Esse elemento é fornecido com o ar de admissão, e, se a reação de combustão ocorrer dentro do próprio cilindro, o processo é denominado combustão interna.

Os processos para os motores de combustão interna também podem ser definidos conforme a formação da mistura Ar/Combustível (A/C) ou conforme a configuração do sistema de ignição. Quando a formação da mistura se dá de maneira externa ao cilindro, o processo é denominado combustão por formação de mistura homogênea, pelo fato do ar e do combustível estarem em uma mistura homogênea quando a combustão é iniciada.

Por outro lado, quando o combustível é introduzido dentro do cilindro, quanto maior for o tempo para ocorrer a formação da mistura, mais a mesma será heterogênea quando o processo de combustão for iniciado, sendo assim, a formação de mistura dentro do cilindro é denominada combustão por formação de mistura heterogênea.

O conceito de ignição externa se baseia em uma centelha elétrica para iniciar a combustão. Já na auto-ignição a mistura se aquece à medida em que a compressão se estabelece tendo como resultado a sua ignição quando atinge determinada temperatura, ou quando o combustível é injetado no ar, onde as condições limites permitem a evaporação e a ignição.

A potência entregue por um motor Otto é influenciada pelo torque da embreagem e pela rotação do motor, de modo que o torque da embreagem é resultado do processo de combustão, que por sua vez está diretamente relacionado com a massa de ar disponível para a combustão após o fechamento das válvulas de admissão, com a massa de combustível presente no cilindro e por fim, com o ponto no qual ocorre a combustão. O ar admitido no cilindro é o fator decisivo para o trabalho realizado pelo pistão durante a fase de combustão. Estratégias para o aumento do torque máximo e potência máxima estão geralmente relacionados com o aumento da quantidade de ar admitida.

2.1.1 Princípio de funcionamento de motores quatro tempos.

Atualmente, a maioria dos motores à combustão interna incorporados nos veículos automotores atuam com o princípio de quatro tempos. Nos motores que operam com o ciclo de quatro tempos, um ciclo de trabalho corresponde a duas voltas completas do eixo virabrequim, por meio do sistema biela-manivela, o movimento retilíneo alternativo do pistão é transformado em um movimento rotativo no eixo de manivelas, sendo o curso de deslocamento dos pistões definido entre o ponto morto superior (PMS) e o ponto morto inferior (PMI). O princípio de quatro tempos ainda emprega válvulas de admissão e escape, essas abrem e fecham à passagem dos gases de admissão e exaustão no intuito de controlar o fornecimento de mistura ar/combustível bem como o fluxo de gases de escape (PUJATTI, 2007).

Os quatro tempos do motor ciclo Otto são definidos como admissão, compressão, explosão/expansão e escape.

A figura 1 denota os quatro tempos do motor.

FIGURA 1 - OS QUATRO TEMPOS DO MOTOR

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2007).

Na fase de admissão, o pistão se desloca do PMS, movendo-se para baixo em direção ao PMI e aumentando o volume de mistura admitida dentro do cilindro, a mistura ar/combustível então adentra ao cilindro enquanto a válvula de admissão permanece aberta, o volume dentro do cilindro alcança o seu máximo valor quando o pistão atinge o PMI.

Na fase de compressão, ambas as válvulas estão fechadas, o pistão se move para cima de maneira a reduzir o volume da mistura. Antes de alcançar o PMS, uma centelha é disparada dentro da câmara e a combustão é iniciada. O pistão passa o PMS antes da mistura ser completamente consumida pela combustão, as válvulas de admissão e escape permanecem fechadas e o calor da combustão aumenta a pressão dentro do cilindro de maneira a deslocar o pistão para baixo.

A válvula de escape abre rapidamente antes do pistão atingir o PMI, os gases quentes, submetidos a uma alta pressão, então deixam o cilindro por meio da válvula de escape, os gases remanescentes são empurrados pelo movimento do

pistão que se move para cima. Um novo ciclo sempre se inicia após duas voltas do eixo virabrequim (BOSCH, 2015).

2.2 SISTEMAS DE FORMAÇÃO DA MISTURA CARBURANTE

Essa seção é destinada à abordagem de sistemas de injeção eletrônica em suas diferentes configurações.

2.2.1 Sistemas de Injeção eletrônica de Combustível

Os sistemas de injeção eletrônica de combustível têm por função ajustar eletronicamente a quantidade de combustível injetada dentre outras variáveis que, dependendo do tipo de sistema, o mesmo é capaz de controlar também.

De acordo com (BOSCH,2014), um sistema de injeção eletrônica pode ser caracterizado de diversas maneiras, como por exemplo, número de injetores, tipos de unidade de comando, modo de controle de estequiometria da mistura, configuração do sistema de ignição, estratégia de abertura das válvulas injetoras etc.

A seguir, serão abordados os tópicos referentes à caracterização dos sistemas de injeção quando se trata de número de injetores e estratégias de abertura das válvulas injetoras.

2.2.1.1 Sistema multiponto e monoponto

Um motor pode conter uma ou várias válvulas injetoras. Quando há apenas uma válvula injetora para fornecer o combustível, o sistema é denominado monoponto. Caso exista uma válvula individual para cada cilindro do motor, o sistema é intitulado como multiponto.

A figura 2 denota o sistema monoponto de combustível.

FIGURA 2 - SISTEMA MONOPONTO

Fonte: Adaptado de (RUIZ, 2014).

O sistema monoponto é mais barato do que o multiponto e se manteve por anos no mercado, porém é um sistema ultrapassado. A injeção monoponto de combustível não fornece a quantidade simétrica para os cilindros. Em um motor com quatro cilindros em linha, por exemplo, os cilindros do centro serão mais abastecidos do que os cilindros das extremidades. Além disso, o caminho que o combustível percorre é maior devido ao injetor se localizar antes do coletor de admissão (BOSCH, 2005).

Já o sistema multiponto é caracterizado por conter as válvulas injetoras individualmente distribuídas para os cilindros. Apesar desse sistema ter um custo

mais elevado, sua configuração permite uma equalização do combustível entre os cilindros. Outra vantagem desse sistema é que o coletor de admissão pode ser de plástico, devido aos injetores ficarem nas galerias de distribuição ou até mesmo dentro dos cilindros. A vantagem do coletor de plástico é que esse é mais leve, mais barato, mais maleável do que se comparado ao de metal. A maior vantagem do sistema multiponto é a forma como pode ser gerenciada a abertura das válvulas injetoras.

A figura 3 ilustra um sistema multiponto para um motor de quatro cilindros.

FIGURA 3 - SISTEMA MULTIPONTO

Fonte: Adaptado de (RUIZ, 2014).

2.2.1.2 Injeção Simultânea ou Intermitente

Com o conhecimento da configuração multiponto, é possível adentrar às formas de acionamento das válvulas injetoras. A primeira forma de acionamento a ser aplicada às válvulas injetoras foi o denominado sistema intermitente de injeção. Esse sistema, possui duas linhas de acionamento para as válvulas de injeção que, são acionadas de forma simultânea, por isso o sistema é também conhecido como “Sistema simultâneo de injeção”. A figura a seguir fornece as características principais desse sistema.

FIGURA 4 - SISTEMA INTERMITENTE

Virabrequim	Cilindro 1	Cilindro 2	Cilindro 3	Cilindro 4	Comando
0 - 180°	●	●	●	{●}	0 - 90°
180 - 360°	●●	{●●}	●●	●	90 - 180°
360 - 540°	{●●●}	●	●●●	●●	180 - 270°
540 - 720°	●	●●	{●●●●}	●●●	270 - 360°
720 - 900°	●●	●●●	●	{●●●●}	350 - 450°
900 - 1080°	●●●	{●●●●}	●●	●	450 - 540°

Fonte: Adaptado de (RUIZ, 2014).

O sistema de injeção simultâneo possui dois modos de gerenciamento, um para o motor em fase de aquecimento e o outro para o motor já na temperatura de trabalho. A tabela da figura mostra de forma lúdica o gerenciamento para o motor em estado de aquecimento. Os círculos verdes representam o combustível sendo injetado, as “chaves” representam a fase de admissão do cilindro em questão, nas células da extrema esquerda é possível observar a rotação do virabrequim e nas células da extrema direita a rotação do comando de válvulas. Quando o motor se encontra em fase de aquecimento o gerenciamento acontece de forma a acionar as válvulas injetoras a cada meia volta do virabrequim, ou seja, a cada volta do virabrequim os cilindros receberam duas injeções. Dessa forma, o motor trabalha com uma mistura mais rica para atingir a temperatura de trabalho (BOSCH, 2015).

Após atingir a temperatura de trabalho o gerenciamento muda, a injeção passa a acontecer a cada volta do virabrequim, de modo a trabalhar com uma mistura mais pobre se comparada à fase de aquecimento. Para esse sistema funcionar é necessário que a unidade de comando tenha a informação sobre a temperatura e a rotação do motor, para prever, dessa forma, o tipo de gerenciamento e a forma como fazer a manipulação das válvulas. Esse método de injeção foi empregado no sistema LE-Jetronic da BOSCH, um dos primeiros sistemas de injeção eletrônica. A figura a seguir ilustra o sistema intermitente aquecido.

FIGURA 5 - SISTEMA INTERMITENTE AQUECIDO

Virabrequim	Cilindro 1	Cilindro 2	Cilindro 3	Cilindro 4	Comando
0 - 180°					0 - 90°
180 - 360°	●	{●}	●	●	90 - 180°
360 - 540°	{●}		●	●	180 - 270°
540 - 720°	●	●	{●●}	●●	270 - 360°
720 - 900°	●	●		{●●}	360 - 450°
900 - 1080°	●●	{●●}	●	●	450 - 540°

Fonte: Adaptado de (RUIZ, 2014).

O sistema intermitente de injeção possui inúmeras desvantagens se comparado aos sistemas mais modernos, pelas tabelas, é visível que o combustível é injetado em todos os cilindros, mas apenas um está na fase de admissão da mistura. Isso acarreta em um acúmulo de combustível nas sedes de válvula, consequentemente, no instante da admissão, o cilindro receberá uma quantidade desproporcional de combustível. Além disso, a carbonização do pistão aumenta, pois o combustível frio fica em constante contato com a válvula quente. A carbonização, que é a formação de carvão na parte superior do pistão, acarreta em um aumento da taxa de compressão que por sua vez aumenta a temperatura dentro da câmara, tornando a aumentar dessa forma a carbonização e assim sucessivamente. Na fase aquecida o gerenciamento ocorre de forma diferente, no entanto, ainda existe um excesso de combustível se comparado aos padrões de trabalho do motor, sendo assim, é possível afirmar que o sistema intermitente é ultrapassado e pode gerar empecilhos ao motor.

2.2.1.3 Sistema banco a banco ou semisequencial de injeção

Neste sistema, a injeção de combustível ocorre em blocos, ou em bancos, por isso o nome “Banco a Banco”, somente duas válvulas são abertas simultaneamente, são essas as válvulas dos cilindros que estão no ponto morto superior, ou seja, o cilindro que irá admitir e o cilindro que acabou de explodir. O sistema semisequencial possui duas linhas de comando, porém diferentemente do sistema simultâneo, esse aciona uma de cada vez, sendo cada linha responsável por duas válvulas injetoras. Nessa forma de gerenciamento a unidade de comando precisa saber exatamente a posição do virabrequim, essa posição pode ser fornecida através da roda fônica. O sistema semisequencial foi muito utilizado devido a sua eficiência satisfatória, superior ao intermitente, e ao seu baixo custo em relação ao sistema sequencial, uma vez que o primeiro não necessita de sensor de fase, porém, ainda existe um pequeno acúmulo de combustível nos cilindros que não estão admitindo, como é possível observar na figura a seguir.

FIGURA 6 - SISTEMA BANCO A BANCO

Virabrequim	Cilindro 1	Cilindro 2	Cilindro 3	Cilindro 4	Comando
0 - 180°	●			{●}	0 - 90°
180 - 360°	●	{●}	●		90 - 180°
360 - 540°	{●}		●	●	180 - 270°
540 - 720°		●	{●●}	●	270 - 360°
720 - 900°	●	●		{●●}	360 - 450°
900 - 1080°	●	{●●}	●		450 - 540°

Fonte: Adaptado de (RUIZ, 2014).

Para esse sistema, assim como para o intermitente, também existe um gerenciamento de fase fria e quente do motor. Pela tabela, pode-se observar que o combustível é injetado somente em dois cilindros por vez. O cilindro que acabou de explodir fica no modo de espera, ou seja, com uma pequena quantia de combustível acumulada na válvula de admissão.

2.2.1.4 Sistema sequencial de injeção

O sistema sequencial de injeção de combustível é o mais preciso de todos. Em contrapartida é também o mais caro. Esse sistema tem um gerenciamento que efetua a injeção somente no cilindro que está na fase de admissão, dessa forma, não existem perdas, excessos, combustível condensado ou modo de espera, todavia, para que isto possa ser feito, é necessário além do sensor de rotação do motor, também o sensor de fase para saber o ciclo que se encontra cada cilindro. Esse sistema necessita de quatro saídas independentes da unidade de comando, uma para cada eletro injetor. A figura a seguir ilustra o comportamento do sistema.

FIGURA 7 - SISTEMA SEQUENCIAL

Virabrequim	Cilindro 1	Cilindro 2	Cilindro 3	Cilindro 4	Comando
0 - 180°				{●}	0 - 90°
180 - 360°		{●}			90 - 180°
360 - 540°	{●}				180 - 270°
540 - 720°			{●}		270 - 360°
720 - 900°				{●}	360 - 450°
900 - 1080°		{●}			450 - 540°

Fonte: Adaptado de (RUIZ, 2014).

Nota-se que o combustível é injetado somente nos cilindros que estão admitindo a mistura, não havendo modo de espera, nem condensação do combustível nas válvulas de admissão. Esse sistema proporciona maior durabilidade ao motor se comparado com os anteriores. Também é possível um controle mais preciso de estequiometria, uma vez que não há combustível acumulado. Ainda é válido ressaltar que o controle de emissões dos gases de exaustão torna-se significativamente mais ajustável se comparado aos sistemas anteriores. Tal estratégia requer um maior processamento da unidade eletrônica. Para isso, é necessário que o microcontrolador utilizado na unidade de comando seja de uma

alta capacidade de processamento ou esteja trabalhando em alta frequência, pois a precisão de tempo nesse sistema é muito maior.

2.3 NÍVEIS DE EMISSÕES EM MOTORES CICLO OTTO

Os esforços ecológicos mundiais relacionados a níveis de emissão em motores à combustão interna se concentram em emissões de poluentes no escape, emissões sonoras e consumo de combustível.

As grandes mudanças na atmosfera ocasionadas pelo homem, trouxeram graves consequências e grandes preocupações em reduzir e controlar de forma significativa as emissões provenientes de veículos automotores.

Existem variadas maneiras de reduzir o consumo de combustível e igualmente a emissão de poluentes, tais como :

- Projetos de carrocerias com menor coeficiente de arrasto aerodinâmico , dessa maneira, a força de arrasto longitudinal é reduzida quando o veículo se encontra em plena carga ou acelerações, permitindo que o motor entregue menos potência para vencer a resistência do ar durante o percurso do veículo.
- Estudo aprofundado para o alívio de peso da carroceria usufruindo de chapas resistentes e de maior espessura somente em regiões estratégicas.
- Cálculo bem dimensionado das relações de engrenagens
- Conversores catalíticos dos gases de escape para transformação dos poluentes em gases inofensivos.

Todavia, o sistema de gerenciamento eletrônico do motor ainda é o principal fator em nível de influência nos valores de emissões, tornando-se o foco central na responsabilidade em atender as exigências da legislação referente aos limites de gases poluentes dos automóveis.

2.3.1 Os gases envolvidos no ciclo termodinâmico do motor.

O ar que respiramos é composto 78% por nitrogênio (N_2), 21% oxigênio (O_2) e 1 % de outros gases. A figura a seguir mostra a relação dos gases presentes nos ciclos do motor (VOLKSWAGEN, 2009).

FIGURA 8 - GASES INICIAIS E FINAIS DA COMBUSTÃO

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

De acordo com a fórmula química que rege a reação de combustão do combustível com o ar, o ideal seria que restasse apenas nitrogênio, água e dióxido de carbono, entretanto, o que ocorre de fato é que, devido à influência de efeitos elétricos, físicos, e químicos dentro do cilindro (alta pressão, alta temperatura, corrosões, etc.), essa total queima não acontece, ocasionando gases residuais no escape que são configurados como nocivos para o meio ambiente e para a saúde (VOLKSWAGEN, 2009).

A seguir, uma breve abordagem dos gases residuais da queima dentro de um motor ciclo Otto.

Nitrogênio:

É um gás que não reage com outras substâncias em condições normais de temperatura e pressão. Trata-se de um gás inerte.

De maneira majoritária, o Nitrogênio aspirado é refletido nos gases de escape, mas uma pequena proporção, em altas temperaturas, se combina com o Oxigênio formando os classificados como NO_x , os Óxidos de Nitrogênio.

Oxigênio:

É um gás comburente, sendo o gás mais importante para o funcionamento do motor.

Água:

Está presente no combustível consumido pelo motor, é inofensivo nos gases de escape.

Dióxido de Carbono (CO_2):

É um gas resultante da combinação do Carbono com o Oxigênio aspirado. Em grandes concentrações, esse gás forma na atmosfera uma manta gasosa, não permitindo a reflexão dos raios solares, causando o conhecido efeito estufa. Em baixas concentrações não é um gás nocivo.

Monóxido de Carbono (CO):

É um gás altamente tóxico e asfixiante, torna-se presente quando há falhas na ignição, excesso de oxigênio ou combustão incompleta. Em uma concentração normal no ar ambiente, o mesmo se combina com o oxigênio formando o Dióxido de carbono.

Hidrocarbonetos (HC):

São resíduos de combustível não queimados.

Óxido de Nitrogênio (NO_x):

É a combinação do Nitrogênio com o Oxigênio. Sua produção é resultado de altos valores de temperatura e pressão dentro do cilindro durante a combustão.

As atitudes referentes à redução do consumo de combustível geram um aumento das concentrações de Óxidos de Nitrogênio , isso se deve ao fato de que uma combustão mais eficaz , produz temperaturas mais altas.

Dióxido de Enxofre (SO_2):

Representa uma parcela muito pequena dos gases de escape. Reduzindo-se o Enxofre durante o refino do combustível já é possível reduzir a produção desse gás no escapamento.

2.3.2 Relação Estequiométrica

Dentre os diversos fatores que regem o rendimento de um motor de combustão interna, pode-se dizer que a relação ar/combustível ou relação A/C, como é conhecida , é de caráter primordial para o rendimento. Tal relação é definida pela razão entre a massa de ar e a massa de combustível admitida pelo motor. Por exemplo, uma relação 15/1 é composta por quinze partes de ar por uma parte de combustível.

A quantidade de ar teórica para que a reação de combustão ocorra de maneira completa em um motor alimentado com ar e gasolina, pode ser deduzida a partir da reação química de combustão entre esses elementos. A gasolina é uma mistura de vários hidrocarbonetos, porém, pode-se tomar como representativo dessa mistura o iso-octano, que tem a sua reação de combustão representada pela seguinte fórmula .

A massa de ar é ($O_2 + N_2$): $12,5 \times 32 + 12,5 \times 3,76 \times 28 = 1716$ kg de ar.

A massa de combustível é : $8 \times 12 + 18 = 114$ kg de combustível.

Dessa maneira, a relação ar combustível estequiométrica para o iso-octano é dada pela equação 02.

$$A/C = \frac{1716}{114} \cong 15 \quad (2)$$

Sendo assim, para que o corra a combustão em 1 kg de isso-octano , são necessários 15 kg de ar atmosférico. Essa razão é de ar e combustível é chamada de relação estequiométrica.

Essa relação entre o ar atmosférico e o combustível para uma perfeita combustão, varia de acordo com o combustível utilizado.

A mistura estequiométrica é definida idealmente pela completa combustão do combustível e do comburente. A rigor, é com essa mistura que o motor entrega a sua potencia máxima, contudo, na prática, é necessária uma mistura com um valor menor do que o estequiométrico, isto é, uma mistura com excesso de combustível. Isto se deve à vaporização que ocorre nos dutos e também dos gases residuais da mistura anterior que se juntam ao novo ciclo do motor, acarretando em gases já queimados dentro do cilindro. Em velocidade de cruzeiro, a prioridade é a economia de combustível, sendo assim, tem-se uma mistura com valor maior do que a estequiométrica, ou seja , uma mistura com excesso de ar (BOSCH,2005).

A equação 03 que rege esse valor, é chamada de relação *lambda* (λ).

$$\lambda = \frac{A/C_{Real}}{A/C_{Ideal}} \quad (3)$$

Sabendo-se que é necessária uma quantidade muito maior de ar do que de combustível, é categórico afirmar que a limitação de uma mistura não está na quantidade de combustível e sim na quantidade de ar aspirada. Outrossim, o ar possui um volume específico aproximadamente mil vezes maior do que o volume específico do combustível. Alguns fatores mecânicos do motor, agem em conjunto para coibir a entrada de ar, por exemplo, o filtro de ar, o diâmetro dos dutos de admissão e das válvulas de admissão (BOSCH,2005).

2.3.2.1 Mistura Rica

A mistura é considerada rica quando a relação A/C real é menor do que a relação A/C estequiométrica, acarretando em um valor *lambda* menor do que um.

$$\lambda = \frac{A/C_{Real}}{A/C_{Ideal}} < 1 \quad (4)$$

Dentre as desvantagens em empregar a mistura rica, é que a mesma proporciona a combustão incompleta da mistura devido à falta de oxigênio. Por conta disto, haverá formação de depósitos de carbono na câmara, anéis, válvulas e nos eletrodos da vela, prejudicando o funcionamento do motor, além do que, o consumo de combustível também é elevado. A vantagem é que, a temperatura dentro da câmara tende a ser mais baixa devido a troca de calor entre o combustível e o cilindro (BOSCH, 2005).

2.3.2.2 Mistura Pobre

A mistura é considerada pobre quando a relação A/C real é superior a relação estequiométrica, ou seja, o valor *lambda* é maior que um.

$$\lambda = \frac{A/C_{Real}}{A/C_{Ideal}} > 1 \quad (5)$$

O inconveniente da mistura pobre é que, devido ao excesso de oxigênio, a temperatura da chama será muito alta. Essa elevação na temperatura pode provocar superaquecimento dos componentes do motor, prejudicando a vida útil do mesmo e aumentando a produção de gases nocivos ao meio ambiente (VOLKSWAGEN, 2009).

A figura 9 mostra os níveis de emissão dos gases envolvidos no ciclo do motor de acordo com o valor λ .

FIGURA 9 - RELAÇÃO ENTRE EMISSÕES E FATOR λ

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

Como é possível observar, o Monóxido de Carbono e o Hidrocarboneto são produzidos em maior proporção em misturas ricas, isto é, misturas com excesso de combustível, enquanto que os Óxidos de Nitrogênio se formam em grande escala nas misturas pobres.

A figura 10 mostra a influência do fator λ na potência do motor e no consumo específico de combustível.

FIGURA 10 - A INFLUÊNCIA DO FATOR λ

Fonte: Adaptado de (BOSCH, 2015).

2.4 SENSORES E ATUADORES PRESENTES EM UMA UNIDADE DE CONTROLE DO MOTOR

Os sistemas de gerenciamento eletrônico de motores são compostos por diversos sensores e atuadores que são responsáveis pelo íntegro controle do sistema (ARAS, 2004).

As reduções em consumo de combustível e emissões são duas frentes de pesquisa ativas na área de motores. As técnicas de controle aplicadas ao motor de combustão interna são de substancial importância para atender às restritas normas globais na limitação dos níveis de poluentes emitidos pelos automóveis. Dessa maneira, é de grande valia a atenção para as características dos componentes eletrônicos, mecânicos e teorias de controle que estão envolvidas no projeto que abrange o controle desse sistema. A integridade do sistema deve interseccionar a eficiência da combustão com as demandas ambientais, além de fornecer aos usuários uma boa dirigibilidade, segurança e também atender a eventuais tópicos atrelados ao conforto. Com a sua abundante aplicação em engenharia eletrônica associada a sensores, atuadores e microprocessadores para fornecer um eficiente desempenho aos componentes mecânicos, os motores de combustão interna efetivamente emcapsulam o conceito intrínseco de sistemas mecatrônicos (ASHOK;ASHOK; KUMAR,2016).

Com as informações provenientes dos sensores, a ECU realiza o gerenciamento levando em consideração todas as variáveis que devem ser manipuladas, a fim de que o motor funcione dentro dos parâmetros estabelecidos em seu projeto.

A figura 11 mostra o interfaceamento dos sinais com o módulo eletrônico de controle.

FIGURA 11 - SINAIS ENVOLVIDOS NO MÓDULO DE CONTROLE DO MOTOR

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

A Unidade de Controle Do Motor (UCM), possui estratégias programadas em seu *hardware* a fim de realizar os cálculos necessários para o gerenciamento coletivo dos subsistemas de combustível, admissão de ar e controle de emissões. Além disto, o módulo eletrônico efetua atividades diagnósticas de cada subsistema.

No subsistema de combustível, o módulo realiza as seguintes funções:

- Injeção sequencial;
- Enriquecimento da mistura durante a partida e fase de aquecimento;
- Ativação do sistema de partida a frio;
- Corte de combustível em situações em que o pedal acelerador não é acionado (*cut off*);
- Limitação da rotação do motor e a adaptação da mistura a fim de atingir a estequiometria.

No subsistema de ignição, a unidade tem por objetivo:

- O controle do ponto de ignição, que é ajustado conforme os mapas inseridos em sua memória;
- Controle de detonação seletivo por cilindro;
- Correção do ponto de ignição e correção da marcha lenta através da alteração do ponto de ignição.

Com referência ao sistema de admissão de ar, a ECU efetua:

- O controle da rotação da marcha lenta, atuando na posição da borboleta;
- O amortecimento da queda da rotação do motor até o mesmo atingir a condição de marcha lenta;
- Controle de torque por meio do acelerador eletrônico.

Nos subcapítulos seguintes, serão abordados os princípios de funcionamento e funções de sensores e atuadores presentes no sistema de gerenciamento eletrônico de um motor à combustão interna.

2.4.1 Medição da massa de ar

Como abordado anteriormente, a estequiometria consiste em uma relação ideal entre a massa de ar admitida pelo motor e a massa de combustível injetada pelo sistema de controle.

Comumente, nos motores aspirados a forma de medição da massa de ar é feita de maneira indireta, tal método é conhecido como *speed/sensity* e se baseia no cálculo em função da densidade do ar aspirado e da rotação do motor. A densidade, por sua vez, é obtida através da pressão e da temperatura do ar de admissão.

2.4.1.1 Sensor de pressão do coletor de admissão

O sensor de pressão do coletor de admissão é submetido à variações de pressão de acordo com a rotação e carga imposta ao motor. Esse sensor é constituído por um elemento semicondutor, integrado a um diafragma de silício. A pressão interna no coletor age sobre o diafragma causando uma deformação no

mesmo. Devido às características intrínsecas dos elementos semicondutores, a deformação provoca uma variação em sua resistência (BOSCH,2005). A figura 12 ilustra o comportamento do sistema que compõe o sensor.

FIGURA 12 - DIAFRAGMA DO SENSOR DE PRESSÃO DO COLETOR DE ADMISSÃO.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

O sensor é alimentado pela unidade de controle com 5 V, a ECU calcula a pressão do coletor de admissão através da tensão emitida pelo sensor.

Com o motor parado, a ECU consegue medir a pressão atmosférica local, uma informação necessária para correção dos cálculos de massa de ar admitida.

2.4.1.2 Sensor de temperatura do ar de admissão.

O sensor de temperatura do ar de admissão é de fundamental importância para os cálculos da massa de ar admitida pelo motor. Ele está situado no coletor de admissão e está sujeito às variações de temperatura do ar admitido pelo motor. Muito comumente, é integrado ao encapsulamento do sensor de pressão do coletor de admissão.

Constituído por um termistor, ou seja, um elemento que tem sua resistência elétrica variável em função da temperatura, o elemento sensor varia o seu sinal de resistência de maneira inversamente proporcional à variação da temperatura,

caracterizando-se pela propriedade denominada *Negative Temperature Coefficient* (NTC). Esse sensor também é alimentado com 5V pela unidade.

2.4.2 Sensor de rotação

O sensor de rotação tem a função de fornecer à ECU a rotação do motor. Por meio dessa informação, a unidade eletrônica efetua os cálculos de avanço de ignição, bem como massa de ar admitida. Existem dois tipos de sensores de rotação que são usados em larga escala : o sensor *Hall* e o sensor do tipo indutivo.

Para detectar a rotação do motor, o sistema comporta uma roda geradora de pulsos, denominada como “Roda Fônica”. Trata-se de uma roda dentada, similar a uma engrenagem, onde os dentes estão simetricamente espaçados entre si. Há uma lacuna de tamanho majoritário em meio aos dentes da roda que é responsável por referenciar à unidade a posição “zero” da roda dentada, essa lacuna é intitulada “falha” (VOLKSWAGEN,2009).

A figura 13 ilustra a falha da roda fônica.

FIGURA 13 - FALHA DA RODA FÔNICA.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.2.1 Sensor de relutância variável

O sensor de relutância variável ou, como também é conhecido, sensor indutivo, é fixado junto à roda geradora de pulsos e não necessita ser alimentado pela unidade de controle do motor. Seu mecanismo consiste em um ímã envolvido por uma bobina de indução com dois terminais. A tensão gerada por esse sensor é proporcional à intensidade do campo magnético que flui pelo circuito. A medida que a roda dentada se movimenta, o aproximar e afastar dos dentes varia o campo magnético no sensor, consequentemente, uma força contraletromotriz é gerada nos terminais. Quando o dente está totalmente alinhado ao sensor, a tensão é nula. A medida em que o dente se afasta, a tensão se eleva e passa a inverter o sentido da corrente, portanto o sinal de saída do sensor do tipo indutivo é uma onda senoidal que tem sua amplitude e frequência variáveis de acordo com a rotação do motor (BOSCH,2005).

A figura 14 ilustra a arquitetura do sensor.

FIGURA 14 - SENSOR INDUTIVO DE ROTAÇÃO

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.2.2 Sensor de rotação por efeito *Hall*

O sensor de efeito *Hall* é constituído por um ímã permanente em um material semicondutor com propriedades eletrônicas específicas. O material é alimentado com 5V ou 12V dependendo do sistema de gerenciamento. A alimentação proporciona uma corrente elétrica que flui pelo dispositivo semicondutor.

De maneira semelhante à configuração anterior, a roda geradora de pulsos tem a finalidade de aproximar ou afastar o campo magnético gerado pelo ímã permanente. À medida que o campo magnético se aproxima do material semicondutor, a força magnética promove um desvio dos elétrons que estavam atravessando o material, ocasionando uma diferença de potencial nos terminais do sensor, quando o campo magnético se afasta, a diferença de potencial se esvai (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.3 Sensor de Fase

O sensor de fase trabalha com o princípio de funcionamento *Hall* e tem a finalidade de informar à ECU a posição do eixo de comando de válvulas de admissão para que, com a informação do sensor de rotação do motor, a unidade possa realizar a injeção de combustível de maneira sequencial como explicado anteriormente.

FIGURA 15 - SENSOR DE FASE.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

É essencial que haja sincronismo mecânico entre o virabrequim e a árvore de comando de válvulas para que os sinais enviados à ECU sejam corretamente interpretados.

2.4.4 Sensor de temperatura do líquido de arrefecimento

O princípio de funcionamento desse sensor é o mesmo comparado ao sensor de temperatura do ar de admissão. Trata-se de um termistor com a propriedade NTC. O dispositivo está comumente localizado na saída do líquido de arrefecimento do cabeçote.

A partir do sinal do sensor de temperatura do líquido de arrefecimento, a ECU enriquece ou empobrece a mistura A/C. Quanto menor for o valor de temperatura maior será o fator de enriquecimento da mistura para que o motor mantenha seu funcionamento. O ponto de ignição também é avançado com o motor em fase de aquecimento para compensar o retardamento da combustão (VOLKSWAGEN, 2009).

A informação fornecida pelo sensor também é utilizada para ativar o eletroventilador de arrefecimento conforme a temperatura do motor aumenta.

A figura 16 ilustra a curva característica do sensor.

FIGURA 16 - SENSOR DE TEMPERATURA DO LÍQUIDO DE ARREFECIMENTO.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.5 Sensor de oxigênio dos gases de escape

O sensor de oxigênio dos gases de exaustão, ou sensor *lambda*, está localizado normalmente próximo ao motor, antes do catalizador. O sensor permanece em contato direto com os gases de exaustão e tem por função informar à ECU a concentração de oxigênio existente nos gases de escape.

O sensor é formado por um eletrólito cerâmico de óxido de zircônio, estabilizado por óxido de ítrio, coberto por platina em suas superfícies interior e exterior. A superfície interior está em contato direto com o ar atmosférico e com os gases de escape, enquanto a camada exterior é conectada à massa do veículo.

Em temperaturas elevadas, mais especificamente acima de 300° C, o eletrólito cerâmico torna-se condutor e gera uma carga galvânica que caracteriza o teor de oxigênio dos gases de escape. Há ainda uma camada cerâmica porosa para revestir o eletrodo externo da sonda a fim de protegê-lo das agressões causadas pelos gases de escapamento (BRUNETTI, 2012).

Devido ao fato da temperatura mínima de funcionamento ser acima de 300°C, alguns sensores de oxigênio são aquecidos eletricamente no intuito de atingir a sua temperatura de trabalho mais depressa com o motor em fase de aquecimento. Tais sensores identificam-se por terem um fio a mais, normalmente 3 ou 4 fios no total, sendo eles: Sinal do sensor, alimentação positiva, alimentação negativa, e alimentação do aquecimento. A figura 17 mostra a estrutura do sensor.

FIGURA 17 - ESTRUTURA DO SENSOR *LAMBDA*.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

A ECU utiliza-se do sinal do sensor de oxigênio para corrigir a mistura A/C, de modo que o controle se estabelece em função do valor estequiométrico de

operação. Atualmente, existem dois tipos de sensores de oxigênio, nomeados como *Binary-Type Exhaust Gas Oxygen Sensor* (BEGO) e *Universal Exhaust Gas Oxygen Sensor* (UEGO), também denominados como sensor de oxigênio de banda larga e sensor de oxigênio de banda estreita(MANIVANNAN; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2013). Esses serão abordados a seguir.

2.4.5.1 Sensor Banda Estreita (BEGO).

O sensor *lambda* de banda estreita também é conhecido como sensor binário, uma vez que a sua saída comuta entre um nível baixo de aproximadamente 0,1 V (quando a mistura está pobre) e um nível alto de aproximadamente 0,7 V (quando a mistura está rica) (MANIVANNAN; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2013).

A comutação da saída do sensor ocorre toda vez que a mistura ar/combustível sofre uma pequena mudança em torno do valor estequiométrico. No entanto, é válido ressaltar que os comportamentos típicos das curvas de comutação na tensão do sinal de saída do sensor não são simétricos quando a mistura varia de pobre para rica e de rica para pobre. Isto se dá em função da diferença no mecanismo de comutação.

Quando a mistura é rica, há pouco oxigênio nos gases de escape. Dessa maneira, haverá uma grande diferença entre a concentração de oxigênio dos gases do interior e do exterior (atmosférico), o que provoca a movimentação dos íons de oxigênio de carga negativa através do eletrólito, criando uma tensão entre os eletrodos próxima aos 700-800 mV. A figura 18 ilustra a mistura rica no sensor.

FIGURA 18 - MISTURA RICA NO SENSOR *LAMBDA*.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

À medida que a mistura empobrece, o aumento da concentração de oxigênio nos gases de escape diminui a diferença de concentração entre o interior e o ar atmosférico, passando a diminuir também a diferença de potencial entre os terminais do sensor, de modo que a tensão elétrica cai para o valor próximo a 200 mV (BRUNETTI, 2012). A figura 19 ilustra a mistura pobre no sensor *LAMBDA*.

FIGURA 19 - MISTURA POBRE NO SENSOR *LAMBDA*

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.5.2 Sensor Banda Larga (UEGO).

O sensor de oxigênio de banda larga, ou, do termo em inglês, *Universal Exhaust Gas Oxygen Sensor* (UEGO), é também utilizado para obter o valor *lambda* de uma proporção de mistura A/C. Esse sensor possui duas células e um circuito eletrônico adicional. A sonda *lambda* UEGO é capaz de detectar uma larga escala de medições referentes à mistura ar/combustível. A chave para a sua particularidade funcional se deve a subsistemas que a compõem, sendo eles: A “célula de referência” ; “célula de bombeamento” ; cavidade de medida; e a “barreira de difusão”, essas são construídas primordialmente de zircônia estabilizada com ítria (HARRIS ; COLLINGS ,2015).

Quando submetida à elevadas temperaturas, a zircônia estabilizada com ítria torna-se um bom condutor de íons de oxigênio. O método de operação baseia-se em alcançar uma pressão parcial de oxigênio constante na cavidade de medição, de modo que, o estado almejado é identificado pelo “Potencial de Nernst” gerado pela célula de referência. Caso o potencial esteja diferente da tensão de referência (450 milivolts) então o circuito de realimentação efetua uma correção, obrigando a célula

de bombeamento a acrescentar ou extrair oxigênio da câmara de medição do gás de exaustão , até que a célula de medição atinja a estequiometria. Por meio do valor da corrente de bombeamento, estima-se o valor λ (HARRIS ; COLLINGS ,2015)..

2.4.5.3 Conversor catalítico

Os veículos atuais possuem um conversor catalítico de três vias responsável por converter os gases de escape em gases menos nocivos à atmosfera. Há limites estabelecidos por leis para emissão de poluentes. As principais conversões são apresentadas a seguir:

- Oxidação de hidrocarbonetos em dióxido de carbono e água;
- Oxidação de monóxido de carbono em dióxido de carbono;
- Redução de NO_x , nitrogênio e oxigênio.

O catalisador equipado nos veículos é formado por um composto cerâmico, através do qual os gases percorrem, disposto em uma forma denominada como colmeia.

O composto, por sua vez, é envolto de óxido de alumínio, tal como pelos metais preciosos ,sendo esses, platina, paládio e ródio, que são os componentes catalisadores responsáveis por reduzir os óxidos de nitrogênio e oxidar o hidrocarboneto e óxido de carbono.

Ele é conhecido como catalisador de três vias justamente por converter três gases de maneira simultânea. (FARRAUTO e HECK,1999; ZHANG Y., *et al.*, 2011 apud PEREIRA, 2015).

Quando a temperatura de trabalho do conversor é alcançada, isto é , por volta dos 400 ° C, o catalisador possui uma eficiência de aproximadamente 99%. Sobretudo, sua eficiência é diretamente dependente do fator λ conforme sugere a figura 20.

FIGURA 20 - EFICIÊNCIA DO CONVERSOR CATALÍTICO EM RELAÇÃO AO FATOR $LAMBDA$.

Fonte: Adaptado de (GUZZELLA; ONDER, 2010).

Conforme a figura ilustra, de acordo com a variação do fator estequiométrico, a eficiência do conversor catalítico torna-se diferente para os gases de escape.

É notória a observação de que, conforme a relação λ cresce, a eficiência para os gases NO_x é abruptamente decrescida. Isto ocorre por conta da quantidade de oxigênio presente no catalisador, que nessa faixa de operação reage apenas com os gases CO e HC.

Entretanto, há uma secção de valores de relação A/C que, segundo Ribbens (1998); Ulsoy; Peng e Çakmakci (2012) apud Pereira (2015), tem largura de aproximadamente $\pm 0,5\%$ da relação do valor estequiométrico (com maior ocupação em valores de mistura rica) onde é possível alcançar uma eficiência satisfatória para a conversão dos três gases.

FIGURA 21 - CONVERSOR CATALÍTICO DE TRÊS VIAS.

Fonte: Adaptado de (GUZZELA ; ONDER, 2010).

2.4.6 Sensor de detonação.

Localizado usualmente no bloco do motor, esse sensor tem a finalidade de fornecer à ECU a ocorrência do fenômeno da detonação. A partir do ponto de detonação, é possível obter o ponto de ignição que fornece a máxima pressão no interior do cilindro quando o mesmo estiver em PMS. Quando, por meio do sinal do sensor, a ECU detecta a detonação, o ponto de ignição é atrasado.

O sensor funciona a partir do princípio de cerâmica piezoelétrica, a qual consiste em um material que fornece uma corrente elétrica quando é submetida a esforços ou vibrações. A detonação é extremamente prejudicial à vida útil do motor, pelo fato de produzir grandes pressões e temperaturas dentro do cilindro, danificando e agredindo de forma irreversível o pistão, anéis, válvulas, cabeçote e velas de ignição do cilindro em questão (BRUNETTI, 2012).

2.4.7 Válvulas injetoras de combustível.

O eletro-injetor é uma válvula solenóide normalmente fechada, que quando recebe um sinal elétrico da unidade de comando, permite que o combustível passe da linha de alimentação para o coletor de admissão, ou para dentro do cilindro no caso dos sistemas de injeção direta. A figura 22 indica o posicionamento da válvula nos sistemas de injeção indireta.

FIGURA 22 - POSIÇÃO DA VÁLVULA INJETORA.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

O combustível pressionado pela bomba é distribuído até as válvulas por uma peça denominada “flauta”, ou tubo distribuidor. Ao entrar na válvula injetora, o combustível passa por um pré-filtro antes de alcançar os furos calibrados da mesma. O objetivo é filtrar, por uma última vez, o combustível, e impedir que partículas realmente pequenas entrem no cilindro.

A figura 23 ilustra o duto distribuidor.

FIGURA 23 - DUTO DISTRIBUIDOR DE COMBUSTÍVEL.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

A pressão na linha de alimentação de combustível é constante, e difere de sistema para sistema. O tempo que a válvula injetora fica aberta determina a massa de combustível admitida pelo motor. Para saber corretamente a massa de combustível que deve ser admitida e conseqüentemente saber o tempo que se deve manter a válvula injetora aberta, a unidade de comando precisa saber a massa de ar, para, dessa forma, controlar a relação da mistura, sendo esta estequiometria, rica ou pobre, dependendo da faixa de rotação, temperatura, posição da borboleta etc.

A válvula injetora possui três partes básicas, sendo essas a carcaça da válvula com conexão elétrica e bobina já montados, agulha com induzido magnético e assento de válvula com os furos calibrados. Quando a bobina é energizada pela ECU, a agulha é atraída magneticamente e a passagem do combustível é desobstruída. O mesmo, submetido à pressão da linha de alimentação, é pulverizado no fluxo de ar do coletor de admissão (no caso de sistemas de injeção indireta). Após finalizado o tempo de injeção, a ECU desenergiza a bobina de maneira a interceptar o campo magnético, isto permite que, através de uma mola de retorno, a agulha volte para sua posição de repouso onde a passagem do combustível é bloqueada novamente. A figura 24 sugere a estrutura da válvula.

FIGURA 24 - ESTRUTURA DA VÁLVULA INJETORA.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.8 Sistema de ignição.

A ignição da mistura A/C é produzida pela geração de uma centelha entre os eletrodos da vela de ignição. A centelha promove a combustão da mistura presente imediatamente adjacente ao eletrodo da vela de ignição, criando dessa forma uma frente de chama que se propaga ao longo do restante da mistura disposta no cilindro. O sistema de ignição por indução gera, a cada fase de explosão do motor, a alta tensão requerida para vencer a capacidade dielétrica do ar e formar um arco voltagem na vela de ignição (BOSCH, 2015).

Em um motor ciclo Otto, a centelha deve ocorrer quando a mistura A/C estiver fortemente comprimida e aquecida, iniciando assim a combustão. A velocidade de propagação da combustão depende da formação da mistura A/C e de outros fatores que concernem ao projeto da câmara de combustão. A turbulência que se consegue provocar na mistura, por exemplo, permite que as partículas inflamadas entrem mais rapidamente em contato com as que ainda estão sem queimar, aumentando dessa maneira a velocidade de propagação da chama.

Para que o motor possa aproveitar a máxima pressão da combustão quando o pistão estiver em PMS e, conseqüentemente, alcançar o máximo torque, a centelha deve ser disparada com uma antecedência em relação ao PMS. Dessa forma, se estabelece o conceito de avanço de ponto de ignição efetuado pela unidade de controle do motor.

Um campo magnético é gerado na bobina quando a corrente flui pelo enrolamento primário do transformador de ignição. A energia requerida para ignição é armazenada nesse campo magnético. A ECU mantém o enrolamento primário energizado por um tempo determinado para que o campo magnético se forme até o nível requerido para obter a centelha. Esse tempo é denominado tempo de carga da bobina. Quando a alimentação do primário da bobina é interrompida pela ECU, o campo magnético no primário tende a cair, essa variação, por sua vez, induz uma alta tensão no enrolamento secundário do transformador de ignição. Quando a tensão de ignição é alcançada, a mesma vence a capacidade dielétrica do ar e o arco voltagem então ocorre no eletrodo da vela de ignição, levando a mistura comprimida à combustão. A figura 25 ilustra o circuito de ignição.

FIGURA 25 - CIRCUITO DE IGNIÇÃO.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.8.1 Avanço de ignição em função da carga e da rotação do motor

Uma vez que a ignição foi iniciada pela centelha, alguns milissegundos são transcorridos até que a mistura A/C seja completamente consumida pela combustão. Esse período permanece sensivelmente constante, contanto que a composição da mistura permaneça inalterada. O momento do ponto de ignição deve ser ajustado de modo que a combustão e o pico de pressão ocorram instantes depois do cilindro atingir o PMS.

Com o aumento da rotação do motor, a velocidade do curso do pistão aumenta proporcionalmente. Dessa maneira o ponto de ignição deve ser avançado em relação ao PMS.

A carga do cilindro também tem um efeito na curva de combustão, a propagação da frente de chama em uma proporção menor de mistura, quando o motor está com uma carga baixa, é menor também. Por isto, com uma baixa carga no cilindro, o ângulo de ignição deve ser atrasado (BOSCH,2015).

Sendo assim, a unidade de controle do motor armazena em sua memória de programa um mapa tridimensional de avanço de ponto de ignição. Esse mapa correlaciona a rotação do motor, a carga e o ângulo de ignição, conforme a figura 26.

FIGURA 26 - MAPA DE AVANÇO DE IGNIÇÃO.

Fonte: Adaptado de (BOSCH, 2015).

2.4.9 Sistema eletrônico de aceleração.

Como é possível observar, nesta seção de sensores e atuadores, a eletrônica vem gradativamente tomando espaço dentro dos veículos, mais especificamente no tocante ao gerenciamento eletrônico de motores, tanto de passeio quanto de competição e até mesmo de carga. O papel do gerenciamento eletrônico no contexto de desenvolvimento e aplicação de controle nos motores à combustão interna é, sem dúvida, de extrema importância para atingir um equilíbrio satisfatório entre potência, durabilidade e economia.

Para a reação de queima, o combustível requer oxigênio, esse elemento é fornecido pelo ar de admissão. O torque do motor está diretamente relacionado com a quantidade de ar admitida pelo cilindro, portanto, a válvula borboleta deve ter sua posição especificamente ajustada para o propósito da carga definida. O torque requisitado pelo motorista é derivado da posição do pedal acelerador. Trantando-se do sistema eletrônico de controle da borboleta, um sensor de posição denominado *Throttle Position Sensor* (TPS) informa à unidade de controle a posição da válvula. Com o controle eletrônico da borboleta, facilmente pode-se integrar um sistema de controle de cruzeiro, de modo que a ECU ajusta o torque por meio da atuação de controle na válvula, mantendo o veículo na velocidade selecionada pelo condutor (BOSCH, 2015).

2.4.9.1 Pedal Acelerador Eletrônico

À medida que o condutor pisa no acelerador, os sensores detectam a variação de sua posição. A ECU consegue então referenciar a expectativa de torque que o condutor expressa. A partir disto, um ângulo de borboleta é calculado e a unidade envia o sinal à válvula para que a mesma se posicione adequadamente.

Contudo, há situações onde, por razões adversas, o torque fornecido ao motor deve ser modificado. Com o controle eletrônico do sistema de aceleração, a ECU pode realizar essa atuação de forma independente. Tal característica não era possível no sistema antigo, em que o acelerador era conectado à borboleta por meio de um cabo de aço, entregando integralmente ao condutor a posição da válvula borboleta.

As vantagens do atual sistema se estabelecem de modo que, a ECU, pode definir a posição da válvula em função das exigências do condutor, sem desconsiderar as premissas de controle de emissões bem como consumo e segurança.

O pedal é equipado com dois sensores para obter os níveis de confiabilidade e redundância dos sinais, isto é, permitir que uma informação seja disponibilizada mais vezes do que de fato é necessária, para que o cruzamento de leituras seja uma forma de diagnosticar eventuais falhas no sistema. A figura 27 mostra as características do pedal eletrônico.

FIGURA 27 - PEDAL ACELERADOR ELETRÔNICO.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

2.4.9.2 Características do corpo de borboleta

Antes do conceito de controle eletrônico da válvula borboleta, a massa de ar era administrada exclusivamente de acordo com a demanda do condutor, de maneira que o prato da válvula era diretamente conectado ao pedal acelerador por meio de um cabo de aço. Ao se pisar no acelerador, o cabo de aço acionava o prato da válvula, promovendo sua abertura e possibilitando a passagem de ar. Todavia, com essa configuração, muitas variáveis e condições internas e externas eram ignoradas. Sendo assim, a eficiência da combustão era prejudicada e, de modo geral, o desempenho do motor também (AHMED; ABBAS, 2012).

A fim de suplantiar as deficiências causadas pelo antigo sistema, um módulo de controle foi incorporado à borboleta, de forma a determinar o ângulo que melhor contribua com as condições imediatas do motor.

A figura 28 mostra um diagrama do sistema de controle eletrônico da válvula.

FIGURA 28 - SISTEMA ELETRÔNICO DE CONTROLE DA BORBOLETA.

Fonte: Adaptado de (AHMED; ABBAS, 2012).

O sensor trabalha com uma resistência que varia proporcionalmente à posição do prato da válvula, essa resistência por sua vez é alimentada com 5V (BOSCH, 2015). Há ainda um motor de corrente contínua que é acionado eletronicamente. Esse movimenta as engrenagens da válvula que, por sua vez, acionam o prato de modo a abrir ou fechar o mesmo. O acionamento do motor, que normalmente é alimentado com uma tensão de doze Volts, ocorre por meio de um sinal modulado por largura de pulso ou *Pulse Width Modulation* (PWM).

A figura 29 mostra o corpo de borboleta e seus componentes.

FIGURA 29 - CONFIGURAÇÃO DA VÁLVULA BORBOLETA ELETRÔNICA

Fonte: Adaptado de (AHMED; ABBAS, 2012).

O sinal PWM pode ser definido com um sinal digital com frequência fixa e largura de pulso variável. A largura de pulso, também nomeada de ciclo ativo, é a componente do sinal que descreve o tempo que o mesmo se mantém em nível lógico alto.

Embora o sinal do tipo PWM seja digital, existe um nível contínuo associado a ele. A variação da largura do ciclo ativo do sinal resulta na variação do seu nível

contínuo. O ciclo ativo, ou *Duty Cycle*, é definido como a relação entre o tempo que o sinal permanece em nível lógico alto e o período do sinal (ZANCO, 2012).

A figura 30 mostra o comportamento e as características de um sinal PWM.

FIGURA 30 - SINAL PWM.

Fonte: Adaptado de (ZANCO, 2012).

Os microcontroladores têm normalmente em seu *hardware* a capacidade de gerar um sinal PWM a partir de configurações de seus registradores internos, deixando a possibilidade do ajuste do *Duty Cycle* e da frequência do sinal.

2.4.10 Sensor de etanol

O sensor de etanol está presente em alguns motores de gerenciamento FLEX, principalmente, naqueles que são configurados com o sistema de sobrealimentação. Comumente localizado na linha de distribuição de combustível, esse sensor tem por função informar à unidade de controle do motor a porcentagem de etanol no combustível, permitindo que a mesma atue nas variáveis de controle de maneira antecipada. Esse elemento agrega vantagens ao gerenciamento da unidade, pois, extrai da central de gerenciamento, a dependência do algoritmo de aprendizado do combustível, realizado anteriormente pelo sensor *lambda*.

O sensor possui um duto de metal. Através desse duto, o combustível passa pelo sensor. Por meio de um circuito integrado, um sinal do tipo PWM é fornecido à ECU com as informações referentes ao combustível (VOLKSWAGEN, 2015).

A figura a seguir, mostra o sensor de etanol.

FIGURA 31 - SENSOR DE ETANOL

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2015).

O sensor fornece um sinal do tipo PWM, sendo a frequência do sinal proporcional à porcentagem de etanol presente no combustível. Ademais, o ciclo ativo do sinal, fornece a temperatura do combustível. A figura a seguir mostra o comportamento do sensor.

FIGURA 32 - RESPOSTA DO SENSOR DE ETANOL.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2015)

3 MODELOS MATEMÁTICOS E TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADOS AO GERENCIAMENTO DE MOTORES

Esse capítulo tem por objetivo descrever algumas técnicas de modelagem matemática, bem como a associação dessas às aplicações de controladores e, por fim, correlacionar a viabilidade dessas aplicações ao gerenciamento eletrônico de motores.

3.1 MODELOS MATEMÁTICOS DE SISTEMAS DINÂMICOS

O aperfeiçoamento das teorias relativas ao controle de sistemas conduz de modo natural ao anseio de se atingirem metas de desempenho mais rígidas. Contudo, toda a aplicação das teorias para síntese de controladores no mundo real, está diretamente relacionada com a fidelidade dos modelos matemáticos que representam a dinâmica do sistema em estudo. A partir disto, dá-se a importância das técnicas de modelagem matemática no que se refere à engenharia de controle.

No que concerne à modelagem, podem-se estabelecer duas vertentes, o método estruturalista e o método globalista (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

Os métodos estruturalistas se dão por meio da identificação dos mecanismos de fundamental ação do sistema, de forma que os parâmetros físicos, químicos, mecânicos e elétricos são levantados através de ensaios ou estimativas realizadas pelo projetista. Após isto, as equações diferenciais que regem o comportamento do sistema são alcançadas de modo a construir-se o modelo matemático do mesmo.

Os métodos globalistas caracterizam-se pela não preocupação com os fenômenos internos do sistema, isto é, mede-se o desempenho global do sistema a partir de um registro da entrada e saída pertinentes ao controle desejado. De modo convencional, aplicam-se à entrada sinais como degrau, impulso ou senóide, salvo em processos de nível crítico de periculosidade, onde os sinais normais de operação são registrados e posteriormente, através de uma técnica computacional ou gráfica obtém-se o modelo matemático do sistema. Os métodos globalistas podem oferecer modelos menos fiéis do que os estruturalistas, contudo apresentam uma otimização de tempo no que se refere ao estudo do sistema, uma vez que o projetista não

necessita conhecer o sistema e suas particularidades físicas para a obtenção do comportamento dinâmico do mesmo. O método globalista é empregado na literatura como “Identificação de sistemas”. A seguir, esse método será abordado com maior propriedade.

3.1.1 Identificação de sistemas dinâmicos.

A identificação de sistemas lida com situações onde o objetivo se estabelece na construção de modelos matemáticos de sistemas dinâmicos com base em dados observados de entrada e saída.

Para realizar-se uma identificação de um determinado sistema, faz-se necessária a consideração de diversos fatores associados a essa técnica, tais como, se o modelo será variante ou invariante no tempo, se será linear ou não linear , dentre outras condições que podem ser levadas em conta.

Um modelo matemático obtido a partir de uma identificação, pode ser de tempo contínuo ou discreto. Os modelos de tempo discreto descrevem a relação entre a entrada e a saída em pontos específicos que serão estipulados pelo intervalo de amostragem adotado, sendo que, na prática, os dados do sistema são coletados a partir de registros tomados em uma progressão de instantes simetricamente dispostos no tempo. Nesse caso, não haverá valores que denotem a relação da saída e da entrada entre os instantes estabelecidos.

Alguns fatores são importantes no processo de identificação de um sistema tais como:

A condição experimental. Essa é uma descrição de como o experimento de identificação é executado. Nela está inserida a seleção do sinal de entrada, malhas de realimentação do processo e escolha do intervalo de amostragem, além da presença de ruídos aleatórios no ambiente.

A estrutura do modelo. Em uma identificação é possível a utilização de modelos paramétricos que também são chamados de estruturalistas ou modelos não paramétricos, chamados de globalistas, os quais foram descritos mais acima . Os modelos não paramétricos são descritos por uma curva, função ou tabela, de modo que esses são obtidos , como citado anteriormente, por sinais comuns como degrau ou impulso.

O método de identificação. A identificação de um sistema dispõe de diversos métodos de realização, tais como: resposta transitória, análise em frequência, erro de predição, mínimos quadrados, entre outros.

3.1.1.1 Modelagem de processos de primeira ordem a partir da resposta ao degrau

Segundo Coelho e Coelho (2004), um modelo paramétrico da dinâmica de um processo de primeira ordem comumente utilizado na indústria é caracterizado pela seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\theta s} = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (6)$$

Essa configuração é caracterizada por três parâmetros: ganho K , a constante de tempo T e o atraso de transporte que tem por duraçãoo parâmetro θ . A saída de diversos processos exibe uma resposta ao degrau que pode ser aproximada pela equação 6 que também é conhecida como *First-Order Plus Dead-Time* (FOPDT) (COELHO;COELHO,2004).

O modelo matemático da equação 6 pode ser utilizado na sintonia de diversos controladores como o PID, Dahlin, alocação de polos, tempo mínimo, entre outros. A função no tempo que descreve a resposta ao degrau é :

$$c(t) = K \left(1 - e^{-(t/T)} \right) \quad (7)$$

Quando um sistema mesmo tem uma resposta semelhante a curva característica da função apresentada em (7) obtem-se um modelo aproximados para um sistema de primeira ordem.

Com o objetivo de determinar as características básicas para o controle, a estimação dos parâmetros de ganho, duração do atraso de transporte e constante de tempo, podem ser precisamente mensuradas a partir da resposta ao degrau (LJUNG, 1999).

A figura a seguir denota a curva de resposta de um sistema de primeira ordem para uma entrada do tipo degrau unitário.

FIGURA 33 - SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM

Fonte: Adaptado de (OGATA, 2002).

3.1.1.1.1 Método de Ziegler/Nichols e método de Hägglund.

Com base nessa resposta temporal, é possível obter, a partir de diversos métodos de estimação, os parâmetros que caracterizam um sistema de primeira ordem. Dentre os métodos disponíveis na literatura, destacam-se as propostas apresentadas por Ziegler e Nichols (1942), Sundaresan e Krishnaswamy (1978) e Hägglund (1991).

Nos métodos propostos por Ziegler e Nichols (1942) e Hägglund (1991) os parâmetros K , T (ou como é comumente denominado " τ ") e θ são calculados da seguinte forma, a duração do atraso de transporte nos dois métodos é estimada pelo intervalo de tempo entre a aplicação do degrau na entrada do sistema e o instante t_1 em que a reta tangente toca a reta $y(t) = y(0)$. No método de Ziegler e Nichols (1942) a constante de tempo τ é determinada pelo intervalo de tempo t_1 e t_3 em que a reta tangente toca a reta $y(t) = y_f$ enquanto no método de Hägglund (1991),

τ é calculado pelo intervalo entre t_1 e o instante t_2 em que a curva de resposta atinge o valor $y(t) = y(0) + 0.63y_f$.

A reta presente na figura a seguir corresponde à tangente no ponto de máxima inclinação da curva característica do sistema de primeira ordem.

FIGURA 34 - MÉTODO DE Z. N. E HÄGGLUND PARA MODELAGEM DE PROCESSOS DE PRIMEIRA ORDEM.

Fonte: Adaptado de (COELHO;COELHO, 2004).

O valor do parâmetro K é calculado dividindo-se a variação da saída pela variação da entrada, como demonstra a equação 8:

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (8)$$

Sendo Δy a variação da resposta e Δu a variação da entrada.

3.1.1.1.2 Método de Sundaresan e Krishnaswamy.

O método de Sundaresan e Krishnaswamy (1978) evita a utilização do ponto de máxima inclinação para a estimação dos parâmetros. Neste método, o parâmetro t_1 corresponde ao tempo necessário para a resposta alcançar 35,3% da variação do valor da resposta ao degrau em regime estacionário, sendo a amplitude desse valor

denominada y_1 . Já o parâmetro t_2 é o tempo necessário para a resposta alcançar 85,3% da variação da resposta ao degrau em regime estacionário, sendo a amplitude desse valor denominada y_2 .

Dessa maneira a constante de tempo é determinada pelas equações a seguir:

$$\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln(f)} = 0.677(t_2 - t_1) \quad (9)$$

Onde :

$$f = \frac{f_1}{f_2} \quad (10)$$

$$f_1 = 1 - y_1 \text{ e } f_2 = 1 - y_2 \quad (11)$$

A duração do atraso de transporte, é estimada pela seguinte equação:

$$\theta = \frac{t_2 \ln(f_1) - t_1 \ln(f_2)}{\ln(f)} = 1.294 * t_1 - 0.294 * t_2 \quad (12)$$

O cálculo do ganho estacionário K é efetuado conforme já apresentado na equação (8).

3.1.1.2 Outros sinais utilizados na identificação de sistemas

Outros sinais, além do degrau, podem ser utilizados no momento da identificação de um sistema. É de extrema importância que o sinal de entrada explore todos os modos do processo. O processo deve ser controlável e os sinais de entrada devem ser da classe persistentemente excitante (GARCIA, 2016).

3.1.1.2.1 Random Binary Signal

O sinal *random binary signal* (RBS), é um sinal binário aleatório. Como o próprio nome sugere, o sinal RBS é de natureza binária, isto é, o mesmo está restrito a assumir dois níveis apenas. O primeiro termo do nome “*random*”, se dá devido a um sorteio que ocorre para que o sinal mude de nível.

Na utilização desse sinal, o identificador deve selecionar quais serão os dois níveis entre os quais o sinal oscilará e o tempo mínimo de permanência em cada nível, sendo este, T_b . Esse é denominado *clock period*, e é dado em número de amostras. Uma proposta feita por (AGUIRRE,2007) é tomar o *clock period* com base na menor constante de tempo do sistema, sendo que o valor de T_b deve ser escolhido entre dez e três vezes menor do que a menor constante de tempo do sistema.

$$\frac{\tau_{MIN}}{10} \leq T_B \leq \frac{\tau_{MIN}}{3} \quad (13)$$

É necessário também calcular o intervalo de amostragem T , que deve ser escolhido de modo que :

$$3T \leq T_B \leq 5T \quad (14)$$

3.1.1.2.2 Pseudo Random Binary Signal

De forma similar ao sinal RBS, o *pseudo random binary signal* (PRBS) é um sinal que comuta entre dois níveis. De acordo com Garcia (2016), o PRBS pode ser gerado com a utilização de um registrador de deslocamento, que, por sua vez, emite uma sequência de zeros e uns, de modo que a cada instante de amostragem um novo valor é gerado. Dessa forma, o PRBS é um sinal determinístico, ou seja, com o conhecimento dos estados iniciais do registrador de deslocamento, seus futuros

estados podem ser computados. Todavia, sua função de correlação se assemelha à função de correlação de um ruído branco. Por esse motivo, o sinal é intitulado como “pseudo-aleatório”.

Com um registrador de deslocamento com n possibilidades, são possíveis no máximo 2^n estados distintos. Dessa forma, o período máximo de uma sequência que utiliza esse tipo de configuração é de 2^n . No entanto, esse valor é na realidade um limite superior que não pode ser atingido. A razão é que a ocorrência do estado composto só com valores nulos, deve ser evitada, pois se tal estado ocorrer, então o vetor de estado permanecerá sempre em 0 no futuro. Sendo assim, o período máximo possível é :

$$M = 2^n - 1 \quad (15)$$

Em que n é a ordem do registrador de deslocamento.

Um sinal PRBS de período igual a M é intitulado como PRBS de máximo comprimento (GARCIA, 2016).

3.1.1.2.3 Generalized Binary Noise

O sinal do tipo *generalized binary noise* (GBN) é uma forma melhor para gerar sinais binários com característica de filtro passa baixa. O sinal GBN também é binário, no entanto esse assume valores assimétricos sendo que a cada instante de chaveamento ele comuta seguindo a equação de probabilidade descrita abaixo.

$$P[u(t) = u(t - 1)] = 1 - p_{ch} \quad (16)$$

Onde p_{ch} é a probabilidade de chaveamento.

A média do sinal GBN é nula, o tempo mínimo de chaveamento denominado , definido em intervalos de amostragem, é o tempo em que o sinal se mantém constante até que um novo chaveamento ocorra. Normalmente esse tempo é assumido entre 3 a 5 intervalos de amostragem. Já o tempo de chaveamento T_{ch} é o intervalo entre dois chaveamentos consecutivos. O tempo médio de chaveamento é calculado a partir da seguinte equação:

$$E(T_{ch}) = \frac{T_{\min}}{P_{ch}} \quad (17)$$

Sinais GBN com frequências mais baixas podem ser realizados a partir da redução da probabilidade de chaveamento ou aumentando-se o tempo médio de chaveamento (GARCIA, 2016).

3.1.1.2.4 Soma de senóides.

No caso de uma soma de senóides o sinal de excitação $u(t)$ é dado por:

$$u(t) = \sum_{j=1}^n a_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \quad (18)$$

Com a soma de senóides, o identificador deve escolher as respectivas amplitudes, a frequência e as fases. Normalmente se assume que as frequências referentes às senóides sejam uniformemente distribuídas em um intervalo de 0 a π .

3.2 ABORDAGEM SOBRE AS TÉCNICAS DE CONTROLE

Controlar uma grandeza ou variável física implica em alterar o seu valor em função de uma intenção ou objetivo. Entretanto, nem sempre isto é realizável de forma perfeita. Ora não se dispõe de energia suficiente, ora há perturbações que influenciam de forma drástica, no comportamento dinâmico de uma variável ou sistema controlado (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

Quando se aborda um tema relacionado à técnicas de controle, alguns conceitos são associados terminologicamente à aplicação das técnicas, de acordo com Ogata (2002) são :

Variável controlada. A variável controlada é a grandeza que é medida (ou estimada) e controlada, muito comumente sendo a saída do sistema.

Sistema ou planta. Um sistema pode ser parte de um equipamento ou um conjunto de componentes integrados ao equipamento que tem por função a realização de determinada operação.

Variável manipulada. Variável manipulada é a grandeza que atua diretamente na planta a fim de estabelecer a intervenção do sistema de controle.

Distúrbios. Um distúrbio é um sinal que tende a afetar de maneira adversa o valor da variável controlada. Se o distúrbio ocorrer dentro do sistema, ele é intitulado como distúrbio interno. Por outro lado, um distúrbio externo é aquele ocasionado fora do sistema.

Controle com realimentação. Também denominado como controle de malha fechada, o mesmo se refere a uma correção que, na presença de perturbações e distúrbios, tende a diminuir a diferença entre a entrada de referência e a resposta da saída do sistema.

Sistemas de controle de malha fechada e malha aberta. O controle de malha fechada possui suas vantagens, entre elas o fato de que com o uso de uma realimentação, a resposta do sistema torna-se mais robusta a eventuais distúrbios. No entanto, esses sistemas tendem a uma instabilidade dependendo da agressividade da atuação do controle. O controle de malha aberta, em nível de estabilidade, tem uma construção e implementação mais fácil. Contudo, não há um mecanismo de comparação da saída com a entrada para possíveis correções.

3.2.1 Sistemas de controle em tempo contínuo.

Uma vez obtido o modelo matemático de um sistema, é possível analisar o desempenho do mesmo partindo de vários métodos disponíveis.

Os sinais típicos utilizados como teste na entrada do sistema são : degrau , rampa , parábola de aceleração, impulso , senóides e outros. Com esses sinais, é possível realizar uma análise matemática e experimental, uma vez que se caracterizam por serem de simples implementação.

O objetivo da implementação de um compensador é provocar mudanças na resposta temporal de um sistema, sendo que essa é constituída de duas partes: a resposta transitória e a resposta estacionária. A resposta transitória é associada ao comportamento da saída no instante inicial até o estado final. Já a resposta

estacionária compete ao sinal de saída do sistema à medida em que o tempo tende a infinito.

3.2.1.1 Controlador PID

Ao longo das últimas décadas as teorias matemáticas dedicadas ao controle ótimo e também ao robusto, têm produzido resultados significativos, sendo esses indispensáveis em aplicações das mais diversas áreas da engenharia. Contudo, uma arquitetura especial de controladores que utiliza algoritmos clássicos, cuja a nomenclatura se dá como Proporcional Integrativo Derivativo (PID) , tem expressiva eficiência na aplicação de controle em processos industriais. Tais controladores têm se mantido como principal recurso para aplicação nos processos controlados (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES , 2011).

O modelo matemático do controlador PID se dá por:

$$m(t) = K_C \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (19)$$

Sendo que:

$M(t)$: É o sinal do controlador, isto é, a variável manipulada.

$e(t)$: é o erro atuante , sendo esse o sinal de entrada do controlador.

K_C , T_D e T_I são parâmetros de ajuste do controlador que influenciarão diretamente na atuação proporcional, integral e derivativa. Por meio desses parâmetros obtém-se:

K_P : o ganho proporcional, que é o próprio K_C .

$K_C T_D$: o ganho derivativo que também é chamado de K_D

$\frac{K_C}{T_I}$: o ganho integrativo que também é chamado de K_I

3.2.1.1.1 Ação da componente integral.

No controle proporcional de uma planta em que não há um integrador naturalmente associado ao sistema, em outras palavras, a função de transferência do sistema não possui um polo na origem do plano “s”, há um erro estacionário, ou como também é conhecido, erro residual na resposta para uma entrada em degrau.

O erro residual pode ser eliminado a partir da inserção de uma componente no controle que fornece um peso à saída de atuação, de acordo com a integração da função do erro no tempo, isto é, há uma componente inserida no controlador que atua sob a curva do sinal do erro atuante até aquele instante. Dessa maneira, o sinal de controle pode ter um valor não nulo quando o sinal de erro for zero, isto é impossível no caso de um controle puramente proporcional, uma vez que para a existência de um sinal de controle não nulo, é necessário um sinal de erro atuante não nulo (OGATA, 2002).

3.2.1.1.2 Ação da componente derivativa.

Uma ação derivativa, quando inserida em um controlador, permite a obtenção de uma atuação com alta sensibilidade à variação do erro. Uma grande vantagem em utilizá-la é que a mesma responde à taxa de variação do erro atuante. Isto pode levar a uma correção na resposta do sistema antes que o erro se torne muito elevado. Dessa forma, pode-se dizer que o controle derivativo prevê o erro atuante e inicia uma correção antecipada, o que tende a aumentar o amortecimento do sistema, permitindo um valor mais elevado de um ganho proporcional e, por consequência, há uma maior precisão em regime permanente (OGATA, 2002).

3.2.2 Sistemas de controle em tempo discreto.

Os controladores digitais possuem grandes vantagens em relação aos compensadores de tempo contínuo, dentre elas a flexibilidade de implementação. Os controladores contínuos necessitam ser implementados por meio de componentes eletrônicos. Dessa forma, a complexidade desses controladores é diretamente dependente da complexidade e precisão dos componentes eletrônicos envolvidos em sua composição.

O projeto de controladores de tempo discreto pode ser realizado de duas formas distintas: através de aproximações do projeto realizado no domínio contínuo por meio da transformada de Laplace, ou diretamente no domínio discreto por meio da transformada “Z” (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

Há diversas maneiras de se definir uma função de transferência discreta que seja aproximadamente equivalente a uma função de transferência de um sistema contínuo na faixa de frequência desejada. São elas o “Mapeamento Casado de Polos e Zeros”; “Diferenciação Numérica”; “Integração Numérica”; e aproximação por “Segurador de Ordem Zero”.

3.2.2.1 Projeto de controladores discretos a partir de controladores contínuos.

Um sistema de controle em tempo contínuo pode ser representado pela malha denotada na figura a seguir.

FIGURA 35 - SISTEMA DE CONTROLE CONTÍNUO.

Fonte: Adaptado de (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

Para se substituir o controlador contínuo por um compensador digital, os blocos conversores de sinais analógicos para digital devem ser inseridos na malha de controle, conforme ilustra a figura a seguir.

FIGURA 36 - SISTEMA DE CONTROLE DISCRETO.

Fonte: Adaptado de (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

O processo de amostragem e os circuitos conversores de A/D (analogico para digital) e D/A (digital para analogico) , introduzem na malha um atraso de tempo que reduz a estabilidade relativa do sistema, fato que deve ser considerado no projeto do controlador contínuo. Contrariamente, quando controlador discreto for implementado o sistema resultante pode apresentar instabilidade em malha fechada.

A função de transferência do segurador de ordem zero é dada por (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011):

$$G(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (20)$$

Em que “T” é o intervalo de amostragem utilizado.

Pode-se realizar uma aproximação para a exponencial presente na equação pelas das equações de Padé de primeira ordem. A equação (21) expressa a representação da aproximação citada.

$$e^{-sT} \cong \frac{2 - sT}{2 + sT} \quad (21)$$

Substituindo-se as equações tem-se:

$$G(s) = \frac{2}{s + \frac{2}{T}} \quad (22)$$

É válido ressaltar que as aproximações de Padé de ordem superior dão ao sistema uma fidelidade maior em relação à representação da exponencial, entretanto aumentam a ordem da função de transferência e, conseqüentemente, a complexidade do projeto do controlador.

Ainda é necessário realizar uma correção na função de transferência para o ganho em baixas frequências, a função de transferência em “s” que descreve a influência dos circuitos conversores se define por:

$$G(s) = \frac{\frac{2}{T}}{s + \frac{2}{T}} \quad (23)$$

Dessa forma, o controlador contínuo deve ser projetado com base no diagrama de blocos da figura a seguir.

FIGURA 37 - SISTEMA DE CONTROLE CONTÍNUO COM SEGURADOR DE ORDEM ZERO.

Fonte: Adaptado de (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

A partir do projeto do controlador contínuo levando-se em consideração a aproximação dos circuitos conversores, pode-se obter finalmente o controlador discretizado através de um dos métodos de aproximação de função de transferência contínua para uma função de transferência discreta.

3.2.2.2 Controlador PID digital.

O controlador PID digital é utilizado quando há uma planta no domínio discreto. Conforme visto anteriormente, a função de transferência do controlador PID se dá por.

$$PID(S) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s \right) \quad (24)$$

Há diversas aproximações disponíveis para serem empregadas no intuito de obter a função de transferência discreta a partir da função de transferência em “s”. A melhor aproximação para a componente integral é obtida pelo método “Tustin” ou como também é chamado “Bilinear”. Já para a componente derivativa do compensador, a melhor opção de aproximação a ser utilizada é o método “retangular para trás” ou como também é conhecida “Backward” (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

O PID digital com a aproximação “Tustin” para a parcela integrativa e retangular para trás na parcela derivativa, possui a seguinte função de transferência no domínio discreto:

$$PID(z) = K_p \left(1 + \frac{T_s}{2T_I} \frac{(z+1)}{(z-1)} + \frac{T_D}{T_s} \frac{z-1}{z} \right) \quad (25)$$

Trabalhando algebricamente a equação 25 obtém-se:

$$PID(z) = \frac{K(z - c_1)(z - c_2)}{z(z - 1)} \quad (26)$$

Com a forma da função de transferência representada na equação acima, pode-se calcular, de acordo com os requisitos de desempenho, os coeficientes desejados dos zeros “c1” e “c2” do controlador por intermédio da restrição de fase, bem como o ganho “K” pode ser obtido por meio da restrição de módulo

Para obter-se a equação de diferenças das parcelas proporcional, integrativa e derivativa, utiliza-se a forma conhecida na literatura como “PID posicional”. A parcela proporcional se dá por:

$$u_p = K_p e[n] \quad (27)$$

Em que “n” representa a enésima iteração do algoritmo de controle. Caso a parcela integrativa seja aproximada por “Tustin”, a equação de diferenças da mesma se define por:

$$u_I[n] = u_I e[n-1] + \frac{K_P T_s}{2T_I} (e[n] + e[n-1]) \quad (28)$$

Aproximando-se a parcela derivativa pelo método de “Backward” e utilizando a derivada da saída para amenizar o *kick* derivativo, a sua equação de diferenças se estabelece da seguinte maneira (ANGÉLICO, 2016):

$$u_D[n] = \frac{T_D}{(T_D + NT_s)} u_D[n-1] - \frac{K_P NT_D}{(T_D + NT_s)} (y[n] - y[n-1]) \quad (29)$$

A saída do sinal de controle então se dá por:

$$u[n] = u_P[n] + u_I[n] + u_D[n] \quad (30)$$

3.2.2.3 Projeto por método de síntese direta no plano Z.

A principal dificuldade dos projetos realizados diretamente no plano “z”, consiste na escolha dos polos de malha fechada ou em relação à região que os mesmos devem se encontrar para que resultem em transições aceitáveis com uma robustez mediana na presença das variações da planta. Pelo fato das especificações de desempenho serem baseadas em grandezas que possuem relação direta com o plano “s”, os polos em “z” podem ser obtidos por meio do mapeamento direto dos polos calculados para o plano referente ao domínio contínuo (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011):.

Em malha fechada o sistema se dá pela seguinte equação:

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = G_{MF} = \frac{C(z)G(z)}{1 + C(z)G(z)} \quad (31)$$

Isolando $C(z)$ obtém-se:

$$C(z) = \frac{1}{G(z)} \frac{G_{MF}(z)}{1 - G_{MF}(z)} \quad (32)$$

Devido ao fato do controlador inverter a planta, essa configuração não é possível para todos os casos. Além disto, há algumas restrições que devem ser respeitadas para que o controlador exista. Essas restrições são baseadas no método de Ragazzini e serão apresentadas a seguir (FRANKLIN;POWELL;WORKMAN,2006).

Causalidade. Pela teoria da transformada “z”, é conhecido que, a função de transferência de malha aberta tem de ser causal, isto é, se o valor de z tende a infinito a função de transferência não pode possuir polos no infinito. No entanto, ao se observar a equação 32, é notório que se $G(z)$ possuir um zero no infinito então a função de transferência do controlador possuirá polos no infinito, uma vez que tal estrutura inverte a planta. Dessa forma faz-se necessário que $G_{MF}(z)$ possua zeros no infinito na mesma ordem de $G(z)$.

Estabilidade. Supondo que exista um fator comum entre a planta e o controlado, r de modo que o controlador cancelaria um polo ou um zero da planta. Supondo que esse fator comum seja $z - \alpha$ a equação característica do sistema é dada por:

$$1 + C(z)G(z) = 0 \quad (33)$$

Supondo que o controlador seja composto por um polinômio “c” no numerador e outro polinômio intitulado “d” no denominador, tem-se:

$$C(z) = \frac{c(z)}{d(z)} \quad (34)$$

Se a planta for composta por um polinômio “b” no numerador e um segundo polinômio “a” no denominador tem-se:

$$G(z) = \frac{a(z)}{b(z)} \quad (35)$$

Substituindo-se as equações e levando em consideração o fator comum entre o controlador e a planta, o resultado é dado por:

$$(z - \alpha)[\bar{a}(z)d(z) + b(z)\bar{c}(z)] = 0 \quad (36)$$

Caso o fator comum entre as funções de transferência se encontre fora do círculo unitário do plano discreto, há o risco do cancelamento não ocorrer de maneira perfeita e o sistema então ser induzido à instabilidade. Sendo assim, o zero instável da planta deve ser cancelado por $G_{MF}(z)$ para que não seja cancelado por $C(z)$, de maneira similar o termo $1 - G_{MF}(z)$ deve ter como fatores comuns no numerador todos os polos de $G(z)$ fora do círculo unitário.

Erro estacionário. A última restrição se refere ao sinal de erro do sistema, que é dado pela equação a seguir.

$$E(z) = R(z) - Y(z) = R(z) - G_{MF(z)}R(z) = R(z)[1 - G_{MF}(z)] \quad (37)$$

Sendo que $R(z)$ é a referência e $Y(z)$ a saída da planta. O erro em regime é dado pela seguinte equação (ANGÉLICO ,2016):

$$\lim_{n \rightarrow \infty} e[n] = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})E(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})R(z)[1 - G_{MF(z)}] \quad (38)$$

Supondo que $R(z)$ seja um sinal do tipo degrau unitário:

$$R(z) = \frac{1}{(1 - z^{-1})} \quad (39)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} e[n] = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \frac{1}{(1 - z^{-1})} [1 - G_{MF}(z)] \quad (40)$$

Se o sistema for tipo 1 ou mais, tem-se $\lim_{n \rightarrow \infty} e[n] = 0$, portanto, $G_{MF}(1) = 1$.

Para entrada em rampa, se o sistema for tipo 1, $\lim_{n \rightarrow \infty} e[n] = \frac{1}{K_V}$. Sendo assim:

$$\left. \frac{dG_{MF}(z)}{dz} \right|_{z=1} = 0 \quad (41)$$

3.2.2.3.1 Controlador *Dead Beat*

A resposta transitória de um sistema em malha fechada quando submetido a uma entrada do tipo degrau é definida como *dead beat* quando o tempo de acomodação é ínfimo, não há erro estacionário e nem oscilações entre os intervalos de amostragem (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

O projeto do controlador *dead beat* se dá de modo que $G_{MF}(z)$ é escolhida de tal modo que uma entrada em degrau é seguida pelo sistema com um atraso de um ou mais períodos de amostragem (ANGÉLICO, 2016).

$$G_{MF}(z) = z^{-k}, k \geq 1 \quad (42)$$

Dessa maneira o controlador se estabelece da seguinte forma:

$$C(z) = \frac{1}{G(z)} \frac{1}{z^{-k} - 1} \quad (43)$$

O valor de k deve ser escolhido de modo que o controlador $C(z)$ seja causal, caso a planta tenha um determinado número de zeros no infinito, o valor de k deve ser maior ou igual do que o número de zeros no infinito da planta.

O projeto desse controlador não é dependente da escolha do período de amostragem, contudo, se a frequência de amostragem for muito alta, a amplitude do sinal de controle pode ser elevada, causando eventualmente a saturação. Por outro lado, caso o período de amostragem se demonstre demasiadamente extenso, o sistema em malha fechada pode se tornar instável devido à “demora” para correção do erro (CASTRUCCI; BITTAR; SALLES, 2011).

3.2.2.3.2 Controlador *Dahlin*

O controlador *Dahlin* é uma versão modificada da proposta apresentada anteriormente como controlador *Deadbeat*. Tal controlador impõe que a função de transferência de malha fechada seja um sistema de primeira ordem com atraso de transporte.

$$G_{MF}(z) = \frac{e^{-as}}{qs + 1} \quad (44)$$

No plano discreto, com o valor do atraso sendo $a = kT_s$, tem-se:

$$G_{MF}(z) = \frac{z^{-k-1}(1 - e^{-Ts/q})}{(1 - e^{-Ts/q}z^{-1})} = \frac{1 - e^{-Ts/q}}{z^{k+1} - z^k e^{-Ts/q}} \quad (45)$$

O termo k deve ser escolhido de modo a garantir que o controlador seja causal. A função de transferência do controlador portanto se dá por:

$$C(z) = \frac{1}{G(z)} \frac{1}{z^{k+1} - e^{-Ts/q}z^k - (1 - e^{-Ts/q})} \quad (46)$$

3.3 MALHAS DE CONTROLE INSERIDAS NAS ESTRATÉGIAS DE GERENCIAMENTO

Os módulos primitivos de injeção eletrônica carregavam em si funções elementares. Todavia, com o enrijecimento das exigências legais concernentes à emissão de poluentes e consumo de combustível combinadas com um alto requerimento de produção de veículos munidos com maior potência, uma variedade de funções foi integrada ao módulo de controle do motor, tais como: controle de estequiometria, controle de avanço de ignição, controle de rotação de marcha lenta, controle de torque, dentre outros (BOSCH, 2015). A figura a seguir mostra uma representação esquemática das funções presentes em um módulo eletrônico de controle do motor.

FIGURA 38 - REPRESENTAÇÃO DOS SISTEMAS DE CONTROLE DE UMA ECU

Fonte: Adaptado de (ASHOK; ASHOK; KUMAR, 2016)

A seguir, serão abordados alguns dos principais conceitos da teoria de controle e como ela é inserida e aplicada em uma unidade de controle do motor.

3.3.1 Controle de estequiometria

No controle da mistura A/C, há uma variedade de estratégias que usufruem de sortidas técnicas de controle, dentre elas o controle adaptativo, robusto e ótimo.

A relação da mistura A/C está diretamente relacionada com o nível de emissão de poluentes, desempenho e consumo de combustível em um motor de combustão interna (GUZZELLA e ONDER, 2010).

Um dos meios escolhidos para cumprir as normas de emissão de poluição, tem sido o emprego de um conversor catalítico que oxida de maneira simultânea os níveis excedentes de escape de monóxido de carbono (CO) e hidrocarbonetos (HC) não queimados, outrossim os níveis de excesso de óxidos de nitrogênio (NO_x). Esse dispositivo é normalmente mencionado como um catalisador de três vias devido ao seu efeito sobre os três poluentes, contudo, esse elemento é ineficaz quando a mistura A/C é muito distante do valor estequiométrico. Dessa forma, faz-se completamente necessário um sistema de controle realimentado para manter o valor da mistura dentro de uma variação de $\pm 1\%$ do nível desejado (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAENI, 2013)

Há situações em que a unidade de gerenciamento do motor realiza o controle da mistura A/C em malha aberta. Para isto é realizada a medida da massa de ar admitida pelo motor com o intento de calcular a massa de combustível para se obter o tempo de injeção.

Como mencionado anteriormente, a massa de ar em um motor de combustão interna ciclo *Otto* pode ser calculada com a utilização do sensor de pressão absoluta ou *Manifold Absolute Pressure* (MAP), em que há a necessidade de se calcular a massa de ar de maneira indireta. Para tal, é utilizada uma estratégia denominada *speed x density* que será detalhada a seguir.

A estratégia *speed x density* utiliza como parâmetro a densidade do ar e a rotação do motor para calcular a massa de ar admitida. Para determinar a densidade do ar faz-se necessária a pressão no coletor de admissão bem como a temperatura do ar que passa pelo mesmo. A equação que representa a densidade do ar é mostrada a seguir.

$$\rho = \eta \frac{P}{R * T} \quad (47)$$

Em que ρ é a densidade do ar, η é a massa molar de aproximadamente 29g/mol, R é a constante geral dos gases ($0,082 \frac{atm * l}{K * mol}$), T o valor da temperatura em Kelvin (ALBADALEJO, 2013).

A partir do cálculo da densidade do ar, é possível calcular a massa. A massa, por sua vez, também depende da eficiência volumétrica do motor η_v .

A eficiência volumétrica determina o quanto o motor é capaz de aspirar uma mistura, ou o próprio ar. Esse fator tem uma grande importância em condições de alta carga. Entretanto, é difícil realizar uma predição confiável desse elemento, pois, depende de diversas variáveis, como : recirculação interna de gases, ressonância no coletor de admissão, desgastes dos componentes internos do motor, dentre outras. Há diversas propostas para a sua modelagem matemática. A eficiência volumétrica depende da rotação do motor, e, usualmente, é estimada em laboratórios, sobretudo em ensaios com dinamômetros inerciais. Esses ensaios, subsequentemente, fornecem parâmetros para o que se intitula de “mapeamento” da ECU, em que tabelas com dados interpolados serão geradas para que a unidade acesse os mesmos no intuito de estabelecer parametrizações e correções. A eficiência volumétrica, por exemplo, fornece uma correção percentual no cálculo da massa de ar (GUZZELA ; ONDER, 2010).

A equação 48 mostra o cálculo da massa de ar (ALBALADEJO, 2013).

$$massa_de_ar = \frac{Cilindrada_do_motor}{número_de_cilindros} * \rho * \eta_v \quad (48)$$

Com a massa de ar, é possível calcular a massa de combustível (ALBALADEJO, 2013).

$$massa_de_combustível = \frac{massa_de_ar}{relação_A/C} \quad (49)$$

Em que a relação A/C é a razão estequiométrica do combustível em questão.

A partir da massa de combustível, é utilizada a vazão do eletroinjeter para calcular o tempo de injeção.

$$T_{inj} = massa_de_combustível * Vazão_injetor^{-1} \quad (50)$$

O controle de estequiometria compõe uma das mais importantes malhas de controle presentes no gerenciamento eletrônico de motores. O catalisador alcança sua melhor eficiência quando o motor trabalha em torno da faixa estequiométrica. Devido ao fato do catalisador armazenar oxigênio e monóxido de carbono em sua superfície, pequenas alterações na relação A/C podem ser toleradas, desde que elas não excedam a capacidade de armazenamento e, a média de variação se mantenha abaixo de 0,1%. Dado isto, o sistema de controle de estequiometria deve compreender tanto uma atuação aproximada, porém, rápida, no intuito de controlar transientes de operação, quanto uma atuação lenta, porém, precisa, para controlar a acurácia em regimes estacionários (GUZZELA ; ONDER, 2010).

Os fenômenos dinâmicos que afetam a relação entre a saída mensurada da mistura A/C e os gases de escape, além do comando da dosagem de combustível no coletor de admissão, são: admissão da mistura de combustível e ar, atrasos de ciclo devido aos cursos dos pistões no motor e o tempo necessário para os gases de escape chegarem até o sensor.

Esses efeitos são diretamente dependentes da velocidade e da carga do motor, a rotação de um motor ciclo Otto varia casualmente de 600-6000 Rotações por minuto (RPM), dessa forma, os atrasos de tempo do sistema que irão influenciar o comportamento do sistema de controle realimentado também irão variar de acordo com a rotação. O sistema passa por transições à medida em que o motorista exige mais ou menos potência por meio de mudanças no pedal acelerador. Idealmente, o sistema de controle realimentado deve ser capaz de lidar com essas mudanças.

3.3.1.1 Modelo matemático e proposta de controle.

As constantes de tempo do sistema se dão pela soma do tempo que os pistões levam para se moverem ao longo dos quatro ciclos referentes ao ciclo Otto, desde a admissão até o escape, levando em consideração o tempo necessário que os gases de escape levam para sair do motor e chegar até o sensor localizado no coletor de escape.

O modelo proposto por Franklin; Powell e Emami-Naeni (2013), tem as constantes de tempo τ_1 e τ_2 , que representam a dinâmica de admissão no coletor e representam respectivamente o fluxo rápido de combustível na forma de vapor ou de gotículas e o fluxo lento de combustível na forma de uma película líquida nas paredes do coletor, além de uma constante de tempo τ que é associada ao sensor *lambda*. Ainda que as constantes de tempo e o atraso se alterem consideravelmente em função da carga do motor e da rotação do mesmo, os valores inicialmente são estabelecidos especificamente em:

$$\tau_1 = 0.02s \quad (51)$$

$$\tau_2 = 1s \quad (52)$$

$$T_d = 0,2s \quad (53)$$

O controlador proposto por (FRANKLIN; POWEL; EMAMI-NAENI, 2013), se configura como um Proporcional Integral (PI). Devido às rígidas especificações de erro e às grandes variações no comando de combustível em função das bruscas transições nas condições de funcionamento do motor, o termo integral do controle torna-se essencial. A adição de um termo proporcional, permite o aumento da largura de banda sem degradar as características de estado estacionário. O diagrama de blocos é ilustrado na figura a seguir.

FIGURA 39 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE.

Fonte: Adaptado de (FRANKLIN; POWEL ; EMAMI-NAENI, 2013).

A saída do esforço de controle, de acordo com Franklin; Powel e Emami-Naeni, (2013) é uma tensão que impulsiona o injetor a fornecer um pulso de combustível . A função de transferência do controlador é dada por:

$$C(s) = \frac{K_P}{s} (s + a) \quad (54)$$

Supondo que o sensor é linear e pode ser representado por um ganho K_s , o valor a de pode ser escolhido para uma boa estabilidade e uma boa resposta do sistema. A figura a seguir ilustra o lugar das raízes do sistema em relação a $K_s K_P$ para $z=0,3$.

FIGURA 40 - LUGAR DAS RAÍZES DO SISTEMA.

Fonte: Adaptado de (FRANKLIN; POWEL ; EMAMI-NAENI, 2013).

De acordo com o lugar das raízes, valores de $K_s K_p \cong 2,8$ tornam o sistema instável. No entanto, para um valor de $K_s K_p \cong 2,2$ o sistema pode conseguir um amortecimento aceitável com $\zeta = 0,5$.

Sob a realização de uma análise mais profunda para as características do sistema, é possível observar que, o sensor possui comportamento altamente não linear, isto é, a inclinação da saída do sensor próximo ao ponto de referência estequiométrica desejado é expressivamente elevada, produzindo assim valores elevados de K_s . Portanto, é necessário o emprego de valores mais baixos de K_p no intuito de manter o valor global de $K_s K_p$ próximos de 2,2 quando o efeito do ganho do sensor é considerado. Contudo, um valor de K_p suficientemente baixo produz um sistema estável para valores estequiométricos da mistura, no entanto para os outros regimes a resposta deverá ser muito lenta em razão aos transientes

do erro que se desviam do ponto de ajuste (FRANKLIN; POWEL ; EMAMI-NAENI, 2013).

Kiencke e Nielsen (2005), desenvolveram um modelo para o controle de malha fechada que consiste na modelagem da admissão de ar e injeção de combustível até a mistura atingir o sensor de oxigênio. Tal modelo, é aproximado para um sistema de primeira ordem com atraso de transporte como ilustra a figura a seguir.

FIGURA 41 - MODELO DINÂMICO SIMPLIFICADO DO MOTOR PARA ESTEQUIOMETRIA.

Fonte: Adaptado de (KIENCKE; NIELSEN, 2005).

O sistema é dado por :

$$G(s) = \frac{K_{l,e}}{1 + T_{l,e} s} * e^{-sT_{d,e}} \quad (55)$$

Em que $K_{l,e}$ é o ganho de estado estacionário do sistema, $T_{l,e}$ é a constante de tempo do sistema sendo essa obtida pela seguinte equação.

$$T_{l,e} \approx \frac{2(Cil - 1)}{n * Cil} \quad (56)$$

Em que Cil é o número de cilindros e n a rotação do motor em rotações por segundo (RPS).

O tempo morto é calculado pela soma do tempo entre a abertura das válvulas de admissão e de exaustão (Tempo de queima) e o tempo que a mistura leva para sair da câmara e alcançar o sensor (Tempo de exaustão).

A figura a seguir ilustra o comportamento do sistema para a resposta ao degrau.

FIGURA 42 - RESPOSTA AO DEGRAU DO MODELO APROXIMADO.

Fonte: Adaptado de (KIENCKE; NIELSEN, 2005).

Com o modelo proposto, Kiencke e Nielsen (2005) sugerem um controlador PI para realizar o controle em malha fechada do sistema que incorpora uma sonda *lambda* binária.

A figura a seguir apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle proposto.

FIGURA 43 - SISTEMA DE CONTROLE *LAMBDA* EM MALHA FECHADA.

Fonte: Adaptado de (KIENCKE e NIELSEN, 2005).

A função de transferência do controlador se dá por:

$$C(s) = \frac{1 + T_C s}{T_i s} \frac{1}{K_C} \quad (57)$$

O fator $\frac{1}{K_C}$ representa a relação de estado estacionário entre a variável de controle e a relação ar/combustível. O parâmetro T_i se refere à taxa de atualização da integração. Já o parâmetro de tempo T_C é escolhido para compensar o atraso $T_{l,e}$ do sistema.

$$T_C \approx T_{l,e} \quad (58)$$

A proposta de Braga (2007) para a modelagem do sistema se dá pela análise do comportamento do sensor lambda de banda larga a partir da aplicação de degraus positivos e negativos no sinal de injeção. A figura a seguir, denota a resposta do sensor em comparação com o modelo obtido.

FIGURA 44 - RESPOSTA DO SENSOR LAMBDA UNIVERSAL PARA ENTRADA DEGRAU.

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2007).

A condição de operação apropriada para o modelo, demanda uma rotação próxima à rotação de referência de marcha lenta e uma mistura próxima da estequiométrica para a aplicação do degrau. No entanto, é válido ressaltar que, não é possível estabelecer um tempo de injeção fixo de modo que a rotação do motor permaneça fixa e a mistura estequiométrica. Qualquer oscilação na rotação provoca a demanda de um novo cálculo de tempo de injeção, o que acarreta em mudanças na relação da mistura ar/combustível (BRAGA, 2007).

O modelo matemático que descreve o comportamento da resposta apresentada na figura anterior é exibido abaixo.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s} = \frac{-0.34}{0.22s + 1} e^{-0.2s} \quad (59)$$

A partir do modelo obtido o cálculo do controlador é instituído pelo método de síntese direta. Devido ao fato do sistema apresentar uma elevada razão entre tempo morto e constante de tempo, a escolha da constante de tempo de malha fechada deve ser conservativa no intuito de evitar ganhos elevados que podem levar o sistema à instabilidade. Portanto, a constante de tempo adotada para malha fechada (τ_c) é de 0,2 segundos. Os cálculos dos ganhos integrativos e proporcional adotados por Braga (2007) são:

$$K_P = \frac{1}{K} \cdot \frac{\tau}{\theta + \tau_c} = \frac{0,22}{-0,34 \cdot (0,2 + 0,2)} = -1,62 \quad (60)$$

$$K_i = \frac{K_P}{\tau} \Rightarrow K_i = 7,36 \quad (61)$$

Contudo, os ganhos apresentados podem ser usufruídos somente com a realimentação por meio do sensor de banda larga. A utilização do sensor de banda estreita implica em uma característica não linear na malha de realimentação. Portanto uma estratégia alternativa adotada para obter os valores iniciais para o

controlador PI utilizando um sensor de banda estreita, foi uma simulação da malha de controle com o modelo do sensor UEGO pela aplicação de uma não linearidade referente ao sensor de banda estreita.

A figura a seguir, mostra o diagrama de blocos do sistema de controle proposto.

FIGURA 45 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE DE INJEÇÃO.

Fonte: Adaptado de (BRAGA ,2007).

A figura a seguir mostra a simulação do sistema.

FIGURA 46 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM SONDA LAMBDA BANDA LARGA.

Fonte :Adaptado de (BRAGA,2007).

Os ganhos estimados proporcionam, na simulação do modelo, uma oscilação do valor lambda em torno de 0,5% da faixa estequiométrica, sendo que essa oscilação ocorre em uma frequência de aproximadamente 1Hertz (Hz). O gráfico ainda indica duas linhas tracejadas que exibem os limites de tolerância de 1% em relação à estequiometria.

No entanto, para a utilização do sensor EGO, Braga (2007) realiza diversas simulações com variados ganhos K_p e K_i no intuito de obter os melhores valores de amplitude e oscilação e tempo de rejeição à perturbação com base no índice de desempenho *Integral Square error* (ISE). Esse índice promove qual o resultado permanece mais próximo da condição estequiométrica ao longo do teste. A equação a seguir descreve a matemática do índice citado.

$$ISE = \int_0^t erro^2(t)dt \quad (62)$$

A tabela 2 indica o resultado dos valores de tempo de rejeição à perturbação, frequência de oscilação e amplitude de oscilação para variações no ganho proporcional e constância no ganho integrativo.

TABELA 1-SIMULAÇÃO COM VARIAÇÕES NO GANHO INTEGRATIVO.

Kp	Ki	ISE	T. Rejeição Pert. [seg]	Freq. de Oscilação [Hz]	Amplit. Oscilação [%]
0,05	0,18	0,000152	1,97	1,1900	0,5209
0,04	0,18	0,000150	1,98	1,0200	0,5115
0,03	0,18	0,000139	2,01	0,8929	0,4874
0,02	0,18	0,000199	2,13	0,7140	0,5388
0,01	0,18	0,000303	2,21	0,5952	0,6633

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2007).

Como é possível observar, o valor de 0,03 para o ganho proporcional é o que proporciona o melhor ISE associado à maior frequência de oscilação e menor amplitude de oscilação, com um aceitável tempo de rejeição à perturbação de 2,01 segundos.

A tabela a seguir, denota os resultados numéricos das simulações semelhantes à tabela anterior, no entanto, com variações no ganho integrativo.

TABELA 2-SIMULAÇÃO COM VARIAÇÕES NO GANHO PROPORCIONAL

Kp	Ki	ISE	T. Rejeição Pert. [seg]	Freq. de Oscilação [Hz]	Amplit. Oscilação [%]
0,03	0,14	0,000085	2,44	1,0200	0,3866
0,03	0,16	0,000132	2,26	0,9105	0,4688
0,03	0,18	0,000139	2,01	0,8929	0,4874
0,03	0,20	0,000187	1,91	0,8211	0,5964
0,03	0,22	0,000297	1,76	0,7937	0,6173

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2007).

O ganho de 0,18 para o integrador é o que proporciona a maior frequência de oscilação associada ao menor ISE bem como uma amplitude aceitável.

A partir das análises das tabelas é possível averiguar que um aumento no ganho integrativo causa uma redução na frequência de oscilação bem como um aumento na amplitude, no entanto um menor tempo de rejeição à perturbação. Já o aumento do ganho proporcional eleva a frequência de oscilação, contudo, as amplitudes podem se tornar elevadas o suficiente para provocar um sobrepasso em relação à tolerância de 0,5% do range estequiométrico. Portanto, os ganhos proporcional de 0,03 associado e integrativo de 0,18, promovem um bom norteamiento para as primeiras calibrações experimentais (BRAGA, 2007).

3.3.2 Controle Eletrônico do Corpo de Borboleta.

Em um sistema de injeção eletrônica de combustível de um motor de combustão interna, a válvula borboleta localizada no sistema de admissão controla o fluxo de ar que entra no cilindro e, conseqüentemente, a carga do mesmo. Tal parâmetro tem integral influência na potência fornecida pelo motor bem como no torque.

A válvula é composta por um motor de corrente contínua, que por sua vez está diretamente conectado a engrenagens. Também há nesse modelo de válvula, duas molas, uma é responsável pela abertura e outra pelo fechamento do prato. Caso não haja o acionamento do motor, a válvula permanece “relaxada” em uma posição denominada “*Limp Home*” que, segundo Thamires (2015,p.30): “[..]Limp

Home é o ângulo de abertura da válvula borboleta determinado pela mola de retorno acoplada ao corpo da válvula para que o veículo possua o mínimo de entrada de ar necessária para se direcionar a um local seguro em caso de pane[.].”.

3.3.2.1 Modelo matemático e proposta de controle.

O modelo matemático proposto por (DEUR *et al.*,2004) consiste em uma análise linear do processo a partir da resposta a estímulos elétricos na entrada. A válvula foi submetida a uma excitação do tipo degrau para um ponto de operação acima da posição *limp home*. A figura a seguir, denota a variação da velocidade angular ω do prato em função do tempo. O sinal de velocidade é reconstruído pela derivada do sinal de posição medido.

FIGURA 47 - RESPOSTA DA VELOCIDADE ANGULAR PARA ENTRADA DEGRAU.

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

O modelo é descrito na equações a seguir

$$G(s) = \frac{K_P}{T_{em}s + 1} \quad (63)$$

$$K_P = \frac{\omega_{ss}}{\Delta U} \quad (64)$$

$$T_{em} \approx T_{fin} - \frac{\theta_{fin} - \theta_0}{\omega_{ss}} \quad (65)$$

Onde o valor K_p é a relação de ganho de estado estacionário do sistema, sendo que o mesmo é relacionado com a resposta de estado estacionário (ω_{ss}) e com a variação de tensão elétrica aplicada na entrada (ΔU). A constante de tempo do sistema característico de primeira ordem é dada por T_{em} que tem relação direta com o tempo final do experimento (T_{fin}) e com as posições iniciais e finais do prato da válvula θ_{fin} e θ_0 .

Para a válvula borboleta eletrônica podem ser obtidos modelos tanto estruturalistas quanto globalistas sendo que a partir desses torna-se possível a utilização de um compensador PID para o sistema.

Guedes (2013), desenvolveu em seu trabalho um controlador PID que foi implementado inicialmente como um compensador de avanço de fase para corrigir a sua resposta temporal. Essa técnica consiste no deslocamento LGR para a esquerda do plano complexo “s”, obtendo-se dessa forma respostas transitórias que dispensam a presença de sobressinal e concomitantemente aderem ao sistema uma velocidade satisfatória. A figura a seguir, indica o diagrama de blocos do sistema compensado.

FIGURA 48 - COMPENSADOR POR AVANÇO DA VÁLVULA BORBOLETA.

Fonte: Adaptado de (GUEDES, 2013).

A resposta ao degrau para o sistema compensado é apresentada na figura a seguir.

FIGURA 49 - RESPOSTA A UMA ONDA QUADRADA PARA O SISTEMA COMPENSADO

Fonte: Adaptado de (GUEDES, 2013).

Já a proposta de Ahmed e Abbas (2012), se estabelece na modelagem matemática da válvula borboleta, considerando a não linearidade proveniente do fenômeno *stick-slip*. O *stick-slip* é um fenômeno que provoca a oscilação induzida por atrito, comumente associada a uma força de atrito mais baixa para velocidades de deslizamento mais altas, por exemplo, uma força de atrito estático maior do que a força de atrito cinético. Os autores consideram o atrito de *Coulomb* para a modelagem da válvula, esse fenômeno ocorre quando o atrito é seco, isto é, quando atritam entre si dois sólidos sem lubrificação. Os autores propõem então um PID não linear, substituindo a integração do erro por uma integração para a função arco tangente do erro, pois quando o distúrbio na dinâmica do sistema é constante o controle PID linear é capaz de adequar o sistema de modo que a ação de controle força o sistema a seguir a referência. No entanto, quando não há constância na presença de distúrbios no sistema, o PID linear será capaz de atenuar o efeito de distúrbio apenas com um termo de controle integral linear. Tanto em um PID linear quanto em um controle com a mesma estrutura, contudo não linear, a capacidade de atenuação de distúrbios depende principalmente do termo integral uma vez que o

efeito que esse parâmetro causa no sistema é aumentado com o tempo (AHMED; ABBAS, 2012). O termo integral não é capaz de remover o efeito do distúrbio se esse induz o sistema a ter uma resposta perto de sua região limite ou de saturação, a proposta de Ahmed e Abbas (2012) é o uso de um controle integral para o erro com uma larga escala de ganho quando o estado do sistema está próximo ao ponto de equilíbrio, e o uso de um termo integrador com valores constantes quando o sistema se encontra fora desse ponto. Dessa forma, a ação de controle integral é preservada quando o estado do sistema começa longe do ponto de equilíbrio e um termo de controle integral linear é mantido para alocar o estado perto do ponto de equilíbrio.

Uma função de saturação é utilizada no termo integral com o ganho desejado próximo ao ponto de equilíbrio onde o limite final para a região limitada do sistema pode ser facilmente especificada. A equação 66 mostra a estrutura do controlador.

$$u(t) = k_p e(t) + k_I \int_0^t \tan^{-1}(\gamma e(\tau)) d\tau + k_D \frac{de(t)}{dt} \quad (66)$$

Onde γ é um parâmetro de ajuste para especificar o tamanho do ciclo limite do sistema. A malha do sistema simulado em ambiente *Simulink*® é apresentada na figura a seguir.

FIGURA 50 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO PID NÃO LINEAR.

Fonte: Adaptado de (AHMED; ABBAS, 2012).

A figura a seguir, mostra a simulação da resposta do sistema com o controlador proposto.

FIGURA 51 - RESPOSTA AO DEGRAU COM PID NÃO LINEAR.

Fonte: Adaptado de (AHMED;ABBAS,2012).

3.3.3 Controle de rotação em marcha lenta (*Idle Speed Control*)

De acordo com Kiencke e Nielsen (2005), um princípio básico referente a motores de combustão interna se dá no fato do consumo de combustível aumentar proporcionalmente de acordo com a rotação em marcha lenta. Portanto, a rotação do motor nesse regime deve ser estabelecida no nível mais baixo possível. Para tal realização, faz-se necessário uma baixa carga no motor. Embora haja uma comodidade em manter uma pequena carga no motor no intuito de estabelecer uma rotação de nível ordinário, elementos como o compressor de ar condicionado causam um distúrbio na carga acoplada ao motor, o que induz a uma variação em sua rotação. Dessa forma, a saída de torque do motor se eleva para compensar tal distúrbio e manter o motor em funcionamento e é nesse aspecto que se edifica o desafio do controle de rotação em marcha lenta, isto é, em manter a rotação em

nível baixo e estável mesmo com as variações de carga impostas ao motor em situações aleatórias.

Os fatores que mais afetam a rotação de marcha lenta são a posição da borboleta e o ângulo de ignição. A válvula borboleta está diretamente relacionada com quantidade de ar que será admitida pelo motor e o avanço de ignição tem relação direta com a rotação. Dessa forma, se tornam as ações principais no controle (ASHOK; ASHOK; KUMAR, 2016). Devido a esses serem os fatores principais, a literatura ramifica duas formas de controlar a rotação em marcha lenta. Em uma delas, o controle é efetuado por meio da atuação na quantidade de ar admitida pelo motor e na outra, a variável manipulada é o ângulo de avanço de ignição. No entanto, de acordo com Ashok; Ashok e Kumar (2016), a ação de controle que utiliza como elemento principal o avanço do ângulo de ignição tem uma resposta mais rápida do que se comparada a uma ação que usufrui da massa de ar para controlar a rotação. Consequentemente a lei de controle utiliza ambos os sinais de atuação, sendo que o avanço de ignição é tido como a ação principal e, posteriormente, o ângulo de borboleta é utilizado para atingir a referência almejada.

Em um motor de combustão interna, a rotação em marcha lenta sofre mudanças de acordo com o aquecimento do motor. Isso se deve ao fato do óleo lubrificante ter a sua viscosidade modificada de acordo com a temperatura (MANIVANNAN; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2011). Quando o motor está frio, o óleo lubrificante se encontra em um estado mais viscoso. Sendo assim, é necessário uma referência de rotação com valor elevado para o controle *idle speed*, com o propósito de promover de forma mais rápida o deslocamento do óleo, a partir do cárter, às partes mais altas do motor. À medida em que o motor tem sua temperatura elevada, o óleo lubrificante torna-se menos viscoso e, por conseguinte, a referência de rotação para o controle *idle speed* torna-se menor pois, isto acarreta em um menor consumo de combustível em marcha lenta. Ademais, existem parâmetros que influenciam diretamente na qualidade da combustão. Quando o motor entra em funcionamento abaixo de sua temperatura de trabalho, a dilatação de seus componentes dinâmicos internos ainda não atingiu seu ponto ideal. Dessa forma, a plena qualidade de homogenização da mistura não é alcançada. À medida que o motor aquece, os pistões se dilatam e a pressão de *Blow-by* aumenta (proporcional à dilatação do pistão), a homogenização da mistura também aumenta, essa

característica é de forte influência na rotação de marcha lenta, uma vez que, para compensar a perda de homogeneização, o controle de rotação em marcha lenta recebe uma referência maior quando o motor está frio. Isto permite que a depressão no coletor de admissão influencie e compense de alguma forma a perda de homogeneização por conta da incopleta dilatação dos componentes internos.

3.3.3.1 Modelo matemático e proposta de controle.

O motor de combustão interna é um sistema complexo no tocante à engenharia térmica, dinâmica dos fluídos e engenharia química. Sendo assim, o modelo matemático desse sistema torna-se extremamente abstruso.

Zhang; Gao e Shen (2017) propuseram um modelo para um motor configurado com um sistema de injeção direta em que, para fins de simplificação, apenas um cilindro é levado em consideração, pois, a dificuldade em parametrizar um modelo do conjunto de quatro cilindros, tornaria inviável a estruturação do mesmo. A figura a seguir ilustra alguns parâmetros considerados.

FIGURA 52 - ESBOÇO DO SISTEMA DE CONTROLE PARA UM CILINDRO.

Fonte: Adaptado de (ZHANG; GAO; SHEN, 2017).

Pela lei dos gases ideais, a equação que rege a dinâmica da admissão de ar é expresso por (ZHANG; GAO; SHEN, 2017):

$$\dot{p}_m = \frac{RT_m}{V_m} (\dot{m}_i - \dot{m}_0) \quad (67)$$

Na equação p_m é a pressão, T_m a temperatura e V_m o volume do coletor de admissão, R é a constante dos gases, $\dot{m}_i$ denota a taxa do fluxo de massa de ar através da borboleta, $\dot{m}_0$ representa a massa de ar dentro dos cilindros.

O movimento rotacional do sistema é deduzido pela seguinte equação (ZHANG; GAO; SHEN, 2017):

$$J_e \dot{\omega}_e = \tau_e - \tau_f - \tau_l \quad (68)$$

Na equação (68) J_e representa o momento de inércia do motor, ω_e indica a rotação do motor τ_e, τ_f e τ_l são respectivamente o torque do motor, torque de fricção e torque de carga.

No entanto, a modelagem trata-se apenas de um cilindro. Dessa forma, foi adotada uma equação que proporcionasse o valor médio do torque do motor, bem como para o fluxo de massa de ar. Pela lei dos gases ideais um valor médio da massa de ar é comumente modelado pela seguinte equação (ZHANG; GAO; SHEN, 2017):

$$\dot{m}_0 = c_v p_m \omega_e \quad (69)$$

Onde C_v é um coeficiente que depende da eficiência volumétrica do motor.

O valor médio do torque do motor pode ser entendido pela equação subsequente:

$$\tau_e(t) = c \frac{\dot{m}_o(t - t_d)}{\omega_e(t)} \quad (70)$$

A variável t representa o tempo, o coeficiente C representa a capacidade de torque que depende da eficiência de conversão do combustível e, por fim, t_d representa o tempo entre o ciclo de admissão e explosão.

Realizando a combinação das equações tem se (ZHANG; GAO; SHEN, 2017):

$$\tau_e = c \cdot c_v p_m (t - t_d) \quad (71)$$

A relação entre a pressão do coletor de admissão e a pressão ambiente p_a durante a marcha lenta se dá por (ZHANG; GAO; SHEN, 2017)::

$$\frac{p_m}{p_a} < \left(\frac{2}{k+1} \right)^{\frac{k}{k-1}} \quad (72)$$

De forma que k é a razão de calor específica e denota a razão de pressão crítica. O fluxo de massa de ar que passa pela válvula borboleta pode ser modelado por (ZHANG; GAO; SHEN, 2017):

$$S_0(1 - \cos\phi) \frac{p_a}{\sqrt{RT_a}} \sqrt{k \left(\frac{2}{k+1} \right)^{\frac{k+1}{k-1}}} \quad (73)$$

Onde S_0 representa a área da válvula borboleta, ϕ é o ângulo da válvula e T_a a temperatura ambiente.

Quando o motor está em operação, o torque de fricção pode ser modelado por (ZHANG; GAO; SHEN, 2017) :

$$\tau_f = D\omega_e + D_0, \quad \omega_e > 0 \quad (74)$$

Em que D e D_0 são constantes que mudam de acordo com os diferentes regimes de operação do motor.

Dessa forma, o modelo de valor médio proposto por Zhang; Gao e Shen (2017) utilizado como base para o *idle speed control* se dá por (ZHANG; GAO; SHEN, 2017):

$$\begin{cases} J_e \dot{\omega} = c_\tau p_m - D\omega_e - T_D(\tau_l); \\ \dot{p}_m = u_{th} - ap_m\omega_e \end{cases} \quad (75)$$

Onde $T_D = D_0 + \tau_l$, $a = RT_m / V_m c$ e $u_{th} = RT_m / V_m \cdot s_0 \psi(p_a)(1 - \cos\phi)$ sendo que a última é a entrada de controle que diz respeito ao ângulo de abertura da válvula borboleta. A primeira equação do modelo apresentado é obida substituindo-se o torque do motor $\tau_e(t)$ por $c_\tau p_m(t)$, sendo assim, o valor médio do torque do motor é calibrado pela resposta do coletor de admissão (ZHANG; GAO; SHEN, 2017).

É notório que a modelagem proposta anteriormente atinge um grau de complexidade razoável, uma vez que a mesma requer a obtenção de parâmetros físico-mecânicos do motor. Tal obtenção, em grande parte, demanda equipamentos de alto custo como dinamômetro, além do conhecimento e a detenção de dados técnicos referentes ao motor que, se não forem alcançados por meio do catálogo

do mesmo, esses devem ser mensurados, o que torna essa abordagem um tanto inviável para alguns casos.

No intuito de oferecer um método otimizado que pode ser utilizado no desenvolvimento de controladores de rotação em marcha lenta com dados experimentais, Manivannan; Singaperumal e Ramesh (2011) aventaram uma maneira que se estabelece na observação da saída do sistema a partir de um determinado estímulo na entrada. O trabalho utiliza para o experimento um motor de quatro tempos monocilindro de 125 cilindradas referente a uma *scooter*, sendo que o mesmo é equipado originalmente com o sistema carburado. Contudo, os autores adaptaram um corpo de injeção eletrônica para realizar os experimentos, o qual compõe um sensor de posição da válvula borboleta e sensor de pressão absoluta do coletor.

Por meio do método *Process Reaction Curve* (PRC), após o aquecimento do motor foi aplicada uma variação do tipo degrau no ângulo de ignição com o sistema em malha aberta a fim de obter um modelo matemático para computar os parâmetros referentes ao controle. A figura a seguir, denota a resposta da rotação do motor para um degrau no ângulo de avanço de ignição.

FIGURA 53 - PROCESS REACTION CURVE

Fonte: Adaptado de (MANIVANNAN; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2011).

O degrau foi aplicado de modo que a rotação foi aquiritada durante um período suficientemente longo para que a mesma saísse do estado inicial e repousasse em um novo valor de regime estacionário.

A partir do método citado, os autores levantam o modelo de primeira ordem referente ao comportamento do sistema, a estrutura desse modelo foi abordada previamente no presente trabalho.

A figura a seguir indica a resposta do modelo obtido pelos autores.

FIGURA 54 - APROXIMAÇÃO DA CURVA DE REAÇÃO DO PROCESSO.

Fonte: Adaptado de (MANIVANNAN; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2011).

A partir da curva do sistema de resposta ao degrau, o atraso de transporte do sistema se dá por $\theta = 0.06$, a constante de tempo foi extraída pelo desenho da reta tangente no ponto de inflexão da curva de resposta e tem o valor de $\tau = 1.31$, o ganho do sistema se dá por $K = 25.84$.

Com os parâmetros obtidos no modelo , os autores utilizam o método de Ziegler-Nichols para a sintonia do controlador PID de modo que, com os parâmetros de duração do atraso, constante de tempo e ganho do processo, uma constante é encontrada para o cálculo dos parâmetros referentes ao PID (MANIVANNAN; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2011).

$$K' = \frac{\tau}{K + \theta} \quad (76)$$

Com a constante em mãos, através do método de sintonia em malha aberta os ganhos aproximados K_p , K_d e K_i são calculados das seguinte forma.

$$K_p = 1.2xK' \quad (77)$$

$$K_i = 2x\theta \quad (78)$$

$$K_d = 0.5x\theta \quad (79)$$

Os ganhos calculados para o controle são respectivamente $K_p = 1.01$, $K_d = 0.03$ e $K_i = 0.12$. Esses ganhos denotam valores iniciais para iniciar a calibração do controlador a ser implementado no motor. Todavia, os autores optaram por não utilizar a parcela integrativa, trabalhando somente com um controlador Proporcional Derivativo (PD)

Através de calibrações no controlador, os autores obtiveram uma resposta satisfatória com o ganho proporcional $K_p = 5$ e o derivativo $K_d = 0.15$. A comparação da resposta do sistema configurado com esses respectivos ganhos com a resposta em malha aberta para uma referência de 1700 RPM é mostrada na figura a seguir.

FIGURA 55 - RESPOSTA DE ROTAÇÃO PARA O CONTROLADOR PD.

Fonte: Adaptado de (MANIVANNAN; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2011).

O papel primordial de um controle de rotação em marcha lenta é rejeitar distúrbios e reduzir as flutuações no nível de rotação nesse regime de operação. Dessa forma, faz-se necessário submeter o sistema a distúrbios para validar a capacidade do compensador na rejeição dos mesmos. Para isto, foi aplicada uma variação súbita na carga do motor, sendo que a natureza da carga é elétrica. Um farol de 40 Watt de potência foi inserido no sistema, o que demandaria um alto torque para compensar a queda de tensão. A figura a seguir, mostra a resposta da rotação do motor controlada pelo compensador já citado na figura anterior.

FIGURA 56 - VARIAÇÃO DE CARGA PARA VALIDAÇÃO DO COMPENSADOR.

Fonte: Adaptado de (MANIVANNAN ; SINGAPERUMAL; RAMESH, 2011).

Como é possível observar, o compensador projetado é capaz de adaptar sua atuação em função do distúrbio aplicado à carga, de forma a reajustar a variável controlada para o valor de referência que na situação presente trata-se de 1700 RPM.

3.3.4 Controle de Torque.

Devido ao aumento da complexidade dos sistemas de controle de motores de combustão interna e a integração dos sistemas de controle do veículo, as estratégias baseadas no controle de torque caíram em frequente uso nos módulos eletrônicos de controle do motor, sendo que, o primeiro sistema de controle de torque foi apresentado pela Bosch e introduzido no sistema de gerenciamento eletrônico Bosch ME7. No entanto, esse tipo de controle tem se tornado um padrão na calibração de sistemas de gerenciamento de motores utilizado pelas indústrias (ASHOK; ASHOK; KUMAR, 2016).

O controle de torque do motor fornece gerenciamento para os atuadores do motor como a posição da borboleta, avanço de ignição e posição do variador de fase, a fim de alcançar o torque requisitado pelo condutor ou por um subsistema presente no veículo. Devido à múltipla demanda de torque que vem simultaneamente dos diferentes subsistemas, existe a necessidade de uma coordenação central. A medida que o condutor exige um valor de torque do motor a partir da entrada do pedal acelerador, esse torque é convertido em um valor de *setpoint*. Dessa forma, a demanda de torque é correlacionada com o pedal acelerador por meio de um mapa tridimensional que interpola a rotação, o torque e o pedal acelerador como salienta a figura 57. A partir desse mapa, de acordo com a posição do pedal e com o sinal proveniente do sensor de rotação do motor, os valores são transformados em uma demanda de torque levando em consideração também a demanda dos outros subsistemas. No entanto, como a demanda de torque é a única interface entre a posição do pedal acelerador e as estratégias de controle do motor, a resposta do veículo correspondente à posição do pedal pode ser facilmente influenciada com mudanças no mapa do pedal.

A figura 58 mostra um típico sistema de gerenciamento de torque que atua simultaneamente em função da demanda do condutor e dos subsistemas do veículo. Para um dado valor de referência de torque, os subsistemas de controle de estequiometria, controle de posição da borboleta e controle da avanço de ignição que possuem seus próprios algoritmos, atuam no sentido de buscar a referência estabelecida.

FIGURA 57 - MAPA DA DEMANDA DE TORQUE.

Fonte: Adaptado de (ASHOK; ASHOK; KUMAR, 2016).

FIGURA 58 - ESTRUTURA DE BLOCOS DO CONTROLE DE TORQUE.

Fonte: Adaptado de (ASHOK; ASHOK; KUMAR, 2016).

Em comparação com unidades que não possuem controle de torque, uma ECU que detenha em sua estrutura de *firmware* tal estratégia de gerenciamento fornece algoritmos que ecoam algo mais adjacente à física dos processos de um motor à combustão interna. No entanto, é válido ressaltar que, o emprego dessa estratégia de controle, só se torna realizável com o uso de uma válvula borboleta eletrônica (GUZZELLA; ONDER, 2004).

3.3.5 Controle do Avanço de Ignição.

O controle de avanço de ignição tem grande importância para o funcionamento do motor, de acordo com Guzzela e Onder (2004), um fator limitante na eficiência de um motor se dá pelo fenômeno da detonação, conhecido e citado pela literatura como *Knock*.

O melhor ponto de ignição para inflamar uma mistura admitida pelo motor se estabelece no limiar do fenômeno de detonação. Dessa forma, obtém-se a melhor pressão no interior do cilindro quando o pistão se encontra em PMS. Além disto, o avanço de ignição na estrutura de controle de torque é um dos mais importantes

fatores para maximizar a saída de torque e a economia de combustível em um motor. Infelizmente, o ponto ótimo de ignição vem acompanhado pelo fenômeno de detonação, sendo que esse, causa sérios danos ao motor. Desse modo, é necessário que haja, na unidade de controle, uma estratégia para promover um acionamento de ignição que obtenha do motor seu melhor rendimento, sem provocar danos ao sistema pelo fenômeno de detonação. Para isto, há o controle de avanço de ignição, que se estabelece no avanço do ponto de ignição até a detecção do fenômeno de detonação.

A partir da detecção do fenômeno indesejado, dependendo da abordagem de controle utilizada, o sistema pode reduzir a carga associada à massa de ar, para isto, a válvula borboleta tem seu ângulo de abertura reduzido. Contudo, tal estratégia só é utilizada se o atraso do ponto de ignição for inviável, sendo essa última ação mais usual nas estratégias de controle da unidade. A unidade de controle tem por principal meio de atuação, a partir da detecção de detonação, o atraso do o ângulo de ignição no próximo ciclo do motor. Sendo assim, o sistema de controle *knock* consiste em uma malha *feedforward* para determinar a base de avanço de ignição em que as condições instantâneas do motor são levadas em consideração, e uma malha *feedback* de controle que tem o sistema de detecção do fenômeno como realimentação (ASHOK; ASHOK; KUMAR, 2016).

4 MATERIAIS E MÉTODOS

4.1 INTRODUÇÃO

Como citado anteriormente, o presente trabalho teve por objetivo desenvolver uma unidade eletrônica de gerenciamento para motor 1.6 L do veículo Volkswagen Polo 1.6 Flex.

Para realizar esse trabalho, foi utilizado um hardware desenvolvido por Alves Júnior; Jato e Hiroki (2016), sobre o qual, foi feita a reestruturação do *firmware* para adaptação do mesmo ao veículo em estudo, desenvolvimento de novas funções integradas a novas estratégias, além de outras atividades de vital importância (como a caracterização de sensores por exemplo). Ainda, foram realizados estudos por meio do arcabouço teórico apresentado anteriormente, além da própria unidade do veículo para a melhor compreensão do funcionamento do sistema de gerenciamento do motor, no intuito de obter um melhor conhecimento científico acerca desse tema.

Dentre os principais desenvolvimentos e implementações realizados por esse trabalho, destacam-se as inserções de modelagens matemáticas tais como: o comportamento da válvula borboleta eletrônica e comportamento da rotação do motor em função do avanço de ignição. Além disso, houve a implementação de variadas malhas de controle como o controle de estequiometria realizado pela reatrolimentação por meio do sensor lambda, o controle da válvula borboleta eletrônica, controle de rotação em marcha lenta e, por fim, a implementação da estratégia flex de gerenciamento e calibrações efetuadas em dinamômetro. Para a realização desse estudo, foi necessário efetuar o desenvolvimento de um novo *firmware* para diversas estratégias da unidade e, em outras circunstâncias, o aproveitamento do *firmware* já existente.

As aquisições das curvas de resposta, monitoramento do sistema, levantamento de modelos matemáticos, calibração e desenvolvimento de alguns controles, foram realizadas por meio de um *kit* didático utilizado na disciplina Unidades de Gerenciamento Autotmotivo do curso de Eletrônica Automotiva da Faculdade de Tecnologia de Sorocaba. Além disso, o *software Matlab®* e *Simulink®* foram utilizados para as simulações.

As seguintes seções desse capítulo abordam algumas tarefas descritas nos trechos anteriores. Contudo, para melhor contextualização, será inserida uma breve explanação das características referentes ao veículo do estudo em questão e, posteriormente, da unidade de gerenciamento onde foram feitos os desenvolvimentos do projeto.

4.2 VOLKSWAGEN POLO 1.6 L FLEX

A seguir, serão descritas algumas características acerca do gerenciamento eletrônico do motor equipado no veículo Volkswagen Polo 1.6l FLEX, bem como especificações de seu desempenho como mostra a figura conseguinte,

FIGURA 59 - CURVAS DE TORQUE E POTÊNCIA

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2007).

De acordo com o manual técnico, o veículo atinge seu torque máximo de 140 Newton metro (Nm) a uma rotação de 3250 RPM. Já a sua potência máxima de 101 Cavalos vapor (cv), é alcançada em 5500 RPM.

A figura a seguir, mostra alguns valores referentes à ficha técnica do veículo.

FIGURA 60 - FICHA TÉCNICA.

Prefixo	BAH
Família	EA 111
Cilindrada	1598 cm ³
Diâmetro dos cilindros	76,5 mm
Curso dos pistões	87 mm
Taxa de compressão	10,8:1
Potência específica	46 kW/ℓ (63 cv/ℓ)
Torque específico	87,5 Nm/ℓ
Sistema de gerenciamento do motor	Bosch Motronic ME 7.5.10
Controle de emissão de poluentes	Regulagem Lambda e Catalisador

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

O veículo é equipado também com bobinas individuais para cada cilindro, sendo o acionamento dessas configurado no modo “Centelha Perdida” em que um banco de cilindros é acionado por vez.

Além disso, o acionamento do sistema de injeção ocorre de forma sequencial desde a fase de partida a frio até o aquecimento pleno do motor. O sistema também possui a válvula borboleta eletrônica que atua em conjunto com o sistema eletrônico de aceleração.

Para o sincronismo do sistema de injeção e ignição, a ECU se utiliza do sinal proveniente do sensor de rotação e de fase, sendo esses do tipo Hall. A roda geradora de pulsos possui 60 dentes, com uma falha de 2 dentes. Por meio dessa, a ECU consegue determinar a posição precisa do eixo virabrequim.

O PMS dos cilindros 1 e 4 se encontra no décimo quarto dente após a falha de dois dentes da roda geradora de pulsos. Enquanto o PMS dos cilindros 2 e 3 encontra-se no quadragésimo quarto dente após a falha.

A falha serve como referência para que a ECU realize os cálculos referentes à injeção e ignição com antecedência.

A figura a seguir, ilustra a dinâmica do sistema.

FIGURA 61 - SINCRONISMO DO MOTOR.

Fonte: Adaptado de (VOLKSWAGEN, 2009).

4.3 ARQUITETURA DO SISTEMA DESENVOLVIDO E FERRAMENTAS UTILIZADAS.

Essa subseção tem por fim intuito abordar a arquitetura da unidade eletrônica desenvolvida, abrangendo desde a estrutura de hardware até alguns conceitos relacionados ao *firmware*, e também mencionar as características de algumas ferramentas utilizadas para o desenvolvimento do projeto.

4.3.1 A unidade

A unidade eletrônica desenvolvida por Alves Júnior; Jato e Hiroki (2016) se caracteriza por uma arquitetura de processamento descentralizado, isto é, há uma divisão de tarefas entre os arranjos microcontroladores de forma que a inteligência é

dividida em blocos e atividades específicas, sendo que, cada bloco, é comandado por um microcontrolador da família *Peripheral Interface Controller* (PIC), modelo 18F46K22. A figura a seguir, apresenta a unidade desenvolvida.

FIGURA 62 - ECU COM MICROCONTROLADORES PIC.

Fonte: Adaptado de (ALVES JÚNIOR;JATO;HIROKI,2016).

O microcontrolador empregado no projeto, foi escolhido pois, detém características estruturais favoráveis à atuação em uma unidade de gerenciamento do motor. é equipado com grande número de canais analógicos , os quais são de fundamental importância para a leitura dos diversos sensores.

Além do grande número de entradas analógicas, o PIC18F44K22 dispõe de uma variedade de *Timers*, isto é, temporizadores programáveis que são usufruídos quando se trata da contagem de tempo para o acionamento dos transformadores de ignição e válvulas eletroinjetoras.

A figura a seguir, mostra algumas características técnicas do microcontrolador empregado.

FIGURA 63 - FICHA TÉCNICA MICROCONTROLADOR PIC.

PIC18F46K22	
Mem. Flash (Bytes)	64K
SRAM (Bytes)	3896
EEPROM (Bytes)	1024
I/O	36
A/D Channels	30
CCP	2
ECCP (Full Bridge)	2
ECCP (Half Bridge)	1
SPI	2
I2C	2
USART	2
Comparador	2
8-bit Timer	3
16-bit Timer	4

Fonte: Adaptado de (ALVES JÚNIOR; JATO; HIROKI, 2016).

A unidade pode ser dividida em blocos, sendo esses: Gerenciamento, Sincronismo, Comunicação e Admissão. Essa divisão é baseada na estrutura do *low software* apresentada na unidade de controle da ETAS, utilizada no trabalho de Dos Santos e Rosseti (2015). Os quatro microcontroladores da unidade do presente estudo, se comunicam por protocolo *Serial Peripheral Interface* (SPI), sendo que cada microcontrolador trabalha com uma frequência de oscilação de 10 Mega Hertz (MHz) acoplada ao circuito *Phased Locked Loop* (PLL) que multiplica a frequência por quatro.

O diagrama de blocos referente à unidade é apresentado na figura a seguir.

FIGURA 64 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA ECU.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A seguir, serão abordados individualmente os blocos da unidade de controle.

4.3.1.1 Bloco de Gerenciamento

O bloco de gerenciamento é o bloco mestre da unidade, sendo esse o microcontrolador responsável pelas tomadas de decisão referentes às malhas de controle e máquinas de estado presentes no projeto. Esse bloco realiza cálculos de variáveis físicas, como massa de ar de admissão, para a estimativa de tempo de injeção, além de conter os mapas de avanço de ignição e injeção que são manipulados por meio de estratégias que têm como base os valores fornecidos pelos sensores, os quais, são, em sua maioria, lidos e interpretados fisicamente por

esse bloco. As variáveis calculadas, também sofrem correções por esse mesmo bloco em função do regime de atuação e funcionamento do sistema.

A figura a seguir apresenta a estrutura do bloco de gerenciamento.

FIGURA 65 - BLOCO DE GERENCIAMENTO

Fonte: Adaptado de (ALVES JÚNIOR; JATO;HIROKI,2016).

4.3.1.2 Bloco de Sincronismo

O bloco de Sincronismo tem a função de receber os valores calculados pelo bloco de Gerenciamento e efetuar as devidas atuações nas válvulas eletroinjetoras e bobinas de ignição, de maneira a sincronizar os sinais de rotação, fase, injeção e ignição. O bloco de Sincronismo também recebe, via SPI, valores de temperatura do líquido de arrefecimento calculados pelo mestre da unidade, a fim de acionar os eletro-ventiladores de alta e baixa rotação para o arrefecimento do motor.

Além disto, esse bloco foi escolhido para inserir o controle *Idle Speed* por motivos que serão abordados posteriormente.

A figura a seguir mostra a estrutura do bloco de sincronismo.

FIGURA 66 - BLOCO DE SINCONISMO.

Fonte: Adaptado de (ALVES JÚNIOR; JATO; HIROKI, 2016).

4.3.1.3 Bloco de Admissão

O bloco de Admissão, tem por função agregar à unidade o controle eletrônico referente à válvula borboleta. O bloco foi adicionado à unidade no intuito absorver a carga de processamento que anteriormente era atribuída ao bloco de Gerenciamento.

O bloco de Admissão possui em seu algoritmo, todas as rotinas e máquinas de estados referentes ao controle da válvula borboleta, que serão descritas com detalhes subsequentemente. Por meio da leitura do sinal de TPS , o sistema atua na válvula com o sinal do tipo PWM.

A figura a seguir apresenta a estrutura do bloco de Admissão.

FIGURA 67 - BLOCO DE ADMISSÃO.

Fonte: Adaptado de (ALVES JÚNIOR; JATO; HIROKI, 2016).

4.3.1.4 Bloco de Comunicação.

O bloco Comunicação é responsável pelo envio de dados para o barramento Controller Area Network (CAN) do veículo, e também para a interface de monitoração desenvolvida. Esse bloco emprega o uso de um *Liquid Crystal Display* (LCD), além de um módulo *Bluetooth*, que por conveniência, não foram utilizados nesse projeto. A figura a seguir mostra a estrutura do bloco de comunicação.

FIGURA 68 - BLOCO DE COMUNICAÇÃO.

Fonte: Adaptado de (ALVES JÚNIOR;JATO;HIROKI, 2016).

4.3.2 Kit didático com PIC18F4550

O *Kit* didático equipado com microcontrolador PIC18F4550, é utilizado na disciplina de Unidades de Gerenciamento Automotivo (UGA) ministrada na FATEC-Sorocaba. O presente *kit* foi empregado nesse projeto como auxílio no momento de aquisição de dados como: ângulo de borboleta, rotação do motor, valor lambda, etc.

O microcontrolador PIC18F4550 foi empregado no *kit* com o intuito de possibilitar a comunicação via USB com o computador. Esse dispositivo incorpora todos os recursos de comunicação *Universal Serial Bus* (USB) condizentes com as especificações da configuração “USB 2.0”. O módulo suporta tanto comunicações de baixa quanto de alta velocidade. Também incorpora no próprio chip, transceptores e reguladores de 3.3V.

O presente dispositivo possibilita diferentes maneiras de configurar a frequência de oscilação em comparação com os outros dispositivos da família “PIC18F”. A fim de acomodar os requisitos de operação da comunicação USB, o PIC18F4550 inclui uma nova ramificação de clock para prover 48 MHz à operação USB de alta velocidade, de modo que um sistema adicional de *prescalers* e *postscalers* foi incluído para comportar uma larga escala de frequências de oscilação. Sendo assim, o dispositivo permite ao projetista configurar determinados registradores, a fim de obter as frequências desejadas para o microcontrolador trabalhar com a comunicação USB, bem como para o processamento da própria *Central Process Unit* (CPU). Dentre os diversos arranjos possíveis para a configuração da frequência de oscilação, o presente projeto teve por opção utilizar o circuito de PLL, que é fornecido especificamente para aplicações com a comunicação USB utilizando cristais de baixa frequência.

O modo PLL é projetado para produzir um valor fixo de 96MHz de oscilação para uma entrada de referência de 4MHz. A saída pode então ser dividida e usada, tanto para fornecer a frequência da comunicação USB, quanto para o microcontrolador. Devido ao fato do PLL ter valores fixos de frequência, tanto na saída quanto na entrada, existem oito opções de *prescalers* para configurar a frequência do PLL. Há também, uma opção de *postscaler* para fornecer ao microcontrolador a frequência desejada. Dessa forma, o circuito de PLL permite que,

com o mesmo cristal, o microcontrolador e a comunicação USB operem em diferentes frequências.

O *kit* didático utilizado no projeto é programado/gravado diretamente do computador por meio de um cabo “USB 2.0”. A frequência do oscilador da placa de circuito impresso é de 20MHz e as configurações necessárias foram efetuadas para que a comunicação USB trabalhasse com 48MHz. A figura a seguir, exhibe o *kit* utilizado.

FIGURA 69 - *KIT* DIDÁTICO COM PIC18F4550.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.3 O interseccionador de sinais.

O interseccionador de sinais é uma plataforma que permite a realização de uma incisão nos sinais circundantes entre o veículo e o módulo eletrônico de controle. Por meio dessa ferramenta, é possível manipular todos os pinos da ECU, efetuar o cruzamento de sinais como injeção, ignição, rotação e fase para melhor compreensão do sincronismo do motor, comparar resultados entre o módulo desenvolvido e o módulo original, além da realização de aquisição e monitoramento de sinais.

O equipamento é acoplado ao conector do veículo que viria a ser encaixado na ECU. O cabo elétrico que sai do conector e vai para o interseccionador tem 3 metros de comprimento, enquanto que, o cabo de fios que sai do interseccionador e vai para o módulo, tem aproximadamente 40 centímetros de comprimento.

A figura a seguir, exibe a foto do interseccionador.

FIGURA 70 - INTERSECCIONADOR DE SINAIS.

Fonte : Elaborado pelo autor.

A figura a seguir mostra o sistema conectado ao veículo.

FIGURA 71 - SISTEMA ACOPLADO AO VEÍCULO.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A princípio, o interseccionador foi de vital importância para entender como se dá o sincronismo dos sinais referentes à atuação do motor.

A figura a seguir mostra uma aquisição com o osciloscópio em que há o cruzamento dos sinais de rotação, fase, injeção e ignição, quando há injeção no cilindro 1 e ignição no cilindro 4.

FIGURA 72 - INJEÇÃO NO CILINDRO 1.

Fonte: Elaborado pelo autor.

As primeiras mudanças referentes às alterações no *firmware*, foram realizadas por meio dessa aquisição. Há uma rotina no *firmware* que contém um algoritmo para detecção de falha da roda fônica. Para efetuar o perfeito sincronismo do motor é necessário que, a partir da detecção da falha, seja realizada uma leitura no sinal referente ao sensor de fase. Se esse estiver em nível alto, é sabido que o banco de cilindros 1 e 4 receberão atuações de injeção e ignição respectivamente.

Caso, após a detecção do espaço referente à falha da roda fônica, o nível lógico do sinal de fase estiver baixo, significa que o cilindro quatro estará na fase de admissão, recebendo dessa forma o sinal de injeção de combustível, e o cilindro 1 por sua vez, estará na fase de compressão, prestes a receber o sinal de ignição, como mostra a figura a seguir.

FIGURA 73 - INJEÇÃO NO CILINDRO 4

Fonte: Elaborado pelo autor.

A injeção no cilindro 3, ocorre em média trinta dentes após a injeção no cilindro 1. A injeção no cilindro 2 ocorre em média trinta dentes após a injeção no cilindro 4.

4.3.4 Caracterização de sensores.

Para a realização desse projeto, é essencial, não só a compreensão do funcionamento de sensores e atuadores presentes, como também a aquisição do comportamento específico dos sensores referentes ao veículo em estudo. Dessa maneira, alguns sensores, foram aqui caracterizados, sendo esses os que têm seus valores mutáveis de veículo para veículo, isto é, para cada sistema de gerenciamento um modelo de sensor pode ser empregado o que acarreta em um comportamento específico desse item.

4.3.4.1 Caracterização do Sensor TPS

A caracterização do sensor TPS se dá de modo bastante simples uma vez que a resposta desse sensor é linear em função do ângulo de borboleta e, é válido o lembrete que, a válvula possui dois sensores para fins de redundância. Para a aquisição desse sinal, basta tirar a alimentação do motor da válvula e submete-la às posições totalmente aberta (90°) e totalmente fechada (0°). Em paralelo a isto, mensurar o valor de tensão presente no sensor. A próxima figura, mostra a curva característica dos dois sensores.

FIGURA 74 - CURVA DE CARACTERIZAÇÃO DO SENSOR TPS.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.4.2 Caracterização do sensor MAP.

Para o levantamento da curva característica do sensor de pressão absoluta do coletor de admissão, o mesmo foi retirado do motor e submetido a um teste em bancada com o auxílio de uma bomba de vácuo. A partir dos dados apresentados no manômetro referentes à pressão no duto em que o sensor se encontrava, os valores foram relacionados com a tensão apresentada nos terminais do sensor de modo a equacionar a curva do mesmo, que é apresentada na figura a seguir.

FIGURA 75 - CURVA CARACTERÍSTICA DO SENSOR MAP.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.4.3 Caracterização do sensor de temperatura do líquido de arrefecimento.

Para a caracterização do sensor de temperatura do líquido de arrefecimento, um sensor idêntico ao original equipado no veículo foi utilizado, através de um selo presente no sistema de arrefecimento por onde passa o líquido arrefecedor. O sensor auxiliar foi alocado de modo a ser posicionado lado a lado com o sensor original. A partir disso, a unidade original foi utilizada para mensurar os valores de temperatura por meio de uma conexão *On Board Diagnose II* (OBDII).

Os valores de temperatura foram aquisitados a partir de 23° C até 95°C, com um intervalo de 2° C. De modo simultâneo, os valores de tensão foram mensurados e alocados em um arquivo do tipo “.csv” (Excel).

Devido à placa utilizada ser aplicada em três veículos distintos (POLO 1.6 FLEX, POLO 2.0 Gasolina e GOL 1.6 FLEX), o condicionador de sinal do sensor de temperatura da água possui um potenciômetro, cujos valores calculados para esse nesse projeto se resume a 0,45Ω.

A figura a seguir, denota a curva caracterísica do sensor.

FIGURA 76 - CURVA CARACTERÍSTICA DO SENSOR DE TEMPERATURA.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para facilitar o processamento na unidade microcontrolada, foi utilizado o mapeamento dos valores desses sensores levando em consideração um conversor analógico de 10 bits, sendo que, apenas os oito mais significativos, foram utilizados na leitura. Dessa forma, para cada sensor descrito na caracterização, um vetor dimensionado com 256 posições foi atribuído aos valores referentes aos sensores.

A utilização de vetores com valores pré-estabelecidos no mundo real, poupam a unidade de efetuar o cálculo, reduzindo, dessa forma, o processamento da rotina de controle.

4.3.5 Malha de controle da válvula borboleta.

Para o início do desenvolvimento do projeto, o primeiro controle a ser sintetizado foi pertinente à válvula borboleta. A válvula borboleta referente ao veículo em estudo foi retirada do motor a fim de ser estudada para obtenção de seu modelo matemático e síntese do controlador. Com o auxílio do *kit* didático apresentado anteriormente, foi possível realizar entre modelagem matemática e calibrações do controle, mais de cento e cinquenta aquisições com a válvula em bancada, a fim de refinar o algoritmo de controle para a implementação final na unidade em desenvolvimento.

A válvula borboleta eletrônica do veículo Volkswagen Polo 1.6 FLEX é apresentada na figura a seguir.

FIGURA 77 - VÁLVULA BORBOLETA.

Fonte : Elaborado pelo autor.

O *driver* do tipo *H-Bridge* utilizado para o acionamento da válvula borboleta em bancada é o mesmo utilizado na unidade de gerenciamento desenvolvida, sendo o mesmo próprio para aplicações automotivas.

4.3.5.1 Driver de potência.

O chip escolhido para fazer o chaveamento de potência, ou seja, a interface entre a saída do microcontrolador e a entrada do motor da válvula, foi o MC33186. Esse circuito integrado é fabricado pela *Freescale* e é apropriado e certificado para aplicações automotivas. O chip é composto por uma “ponte H” que possibilita o controle bidirecional do motor da válvula borboleta eletrônica . A figura a seguir mostra o esquema elétrico do circuito integrado.

FIGURA 78 - DRIVER PONTE-H MC33186.

Fonte: Adaptado de (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2013).

A seguir são apresentadas algumas características do driver utilizado:

- Tensão de operação de 5 Volts até 28 Volts;
- Proteção contra transientes de até 40 Volts;
- Resistência de Canal do MOSFET quando ligado de 150 mΩ na temperatura de 25°C;
- Corrente contínua de operação menor ou igual a 5A;
- Proteção contra curto-circuito de 8A;
- Frequência de operação de até 20KHz;
- Proteção de aquecimento excessivo de temperatura;
- Entradas de controle compatíveis com níveis TTL/CMOS;

As funções dos pinos do MC33186 são mostradas a seguir:

- Os pinos IN1, IN2, DI1 e DI2 são pinos de entrada lógica, responsáveis pelo controle dos transistores da ponte H, e seu funcionamento é conforme a Tabela 3.
- Os pinos OUT1 e OUT2 são pinos de saída da ponte H onde o motor deve ser ligado.
- Os pinos Vbat e PGND são os pinos da alimentação do circuito integrado onde devem ser ligados, respectivamente, a tensão da bateria (12V) e o terra do veículo (GND).

- O pino COD é uma entrada lógica que quando ligado ao terra, ou, desconectado, estabelece que, em caso de uma falha no circuito integrado (curto-circuito, aquecimento excessivo, etc), o mesmo deve ser reinicializado por uma mudança de nível em DI1 ou DI2. Se o pino COD for ligado à alimentação, os pinos DI1 e DI2 são desativados e a reinicialização do CI deve ser feita por mudança de nível em IN1 ou IN2.
- O pino SF é uma saída lógica para indicar o status de funcionamento do CI conforme a tabela 3.

TABELA 3-DADOS DO MC33186

Estado	Entradas				Saídas			
	DI1	DI2	IN1	IN2	SF (COD = L)	SF (COD = H)	OUT1	OUT2
Frente	L	H	H	L	H	H	H	L
Reverso	L	H	L	H	H	H	L	H
Rodando Livre Nível Baixo	L	H	L	L	H	H	L	L
Rodando Livre Nível Alto	L	H	H	H	H	H	H	H
Desabilitado 1	H	X	X	X	L	H	Z	Z
Desabilitado 2	X	L	X	X	L	H	Z	Z
Limite de Corrente Ativo	L	H	X	X	H	H	Z	Z
Subtensão	X	X	X	X	L	L	Z	Z
Aquecimento Excessivo	X	X	X	X	L	L	Z	Z
Corrente Excessiva	X	X	X	X	L	L	Z	Z

Fonte: (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2013).

Notas: L – nível baixo, H – nível alto, Z – alta impedância (saídas são desligadas) e X – nível alto ou nível baixo.

4.3.5.2 Modelagem matemática da válvula borboleta.

Para obter o modelo da planta foi realizada uma identificação não paramétrica em malha aberta. Baseando-se na análise proposta por (DEUR *et al.*, 2004), foi efetuada uma aproximação de um sistema de primeira ordem pelo método de Hägglund (1991) para a resposta ao degrau. Uma interface de comunicação serial padrão RS232 foi utilizada para enviar os dados ao computador no formato “.csv”, de maneira que os dados pudessem ser manipulados via Excel e também por meio do software de simulação MATLAB®.

Um sinal do tipo degrau foi aplicado na entrada da planta a fim de obter a resposta da mesma. A resposta ao degrau é um procedimento adequado para caracterizar de forma preliminar a dinâmica de um processo por meio de interpretações gráficas (COELHO; COELHO, 2004). Devido ao fato da válvula borboleta possuir uma dinâmica muito abrupta, a amplitude do degrau de entrada teve de ser baixa para que fosse possível observar o comportamento da saída, de forma a aproximar um modelo de primeira ordem para tal resposta. É válido lembrar que, o sinal de controle do presente projeto é do tipo PWM, sendo assim, a planta foi submetida a um sinal com ciclo ativo de 12.35% (o que corresponde a um valor médio de aproximadamente 1.5 Volts). O tempo de amostragem estabelecido para a identificação do sistema foi de 10 milissegundos, portanto, a cada intervalo de amostragem o sistema envia ao computador os dados de tempo, ângulo da válvula e porcentagem da saída do sinal PWM. A válvula possui um sensor de posição denominado TPS. O sensor emite uma tensão linearmente proporcional ao ângulo da válvula, sendo que a tensão no sensor varia de 0 V a 5 V e o ângulo da válvula varia de 0° a 90°. Todavia, a válvula utilizada no presente projeto, tem a sua posição de repouso em 5.9°. Foi estabelecida a estratégia de levantar, inicialmente, um modelo para a abertura da válvula e , ficando o controle de descida atribuído a outro controlador independente. Este, será abordado posteriormente. A figura a seguir mostra a resposta da válvula para um degrau de 12.35% na entrada.

FIGURA 79 - RESPOSTA DA VÁLVULA PARA UM DEGRAU NA ENTRADA.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Um modelo da dinâmica de um processo, comumente utilizado para aproximações de primeira ordem é mostrado em (1):

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \quad (80)$$

Esse modelo é configurado pelo ganho estacionário K , pela constante de tempo τ e pela duração do atraso de transporte θ . A partir da resposta ao degrau coletada, os parâmetros foram estimados de modo que, K , é obtido dividindo-se o valor final da saída pelo valor da entrada. A unidade de saída do presente projeto é o ângulo da válvula em graus, e a entrada é um valor que varia de 0 a 100%, correspondente ao ciclo ativo do sinal PWM. Sendo assim:

$$K = \frac{86.3^\circ}{12.35\%} \cong 7 \quad (81)$$

τ é o tempo em segundos que o sistema leva para atingir 63.2% de seu valor final. Como na amostragem não foi possível obter um valor de amostra que

correspondesse exatamente a um valor de 63.2%, a constante de tempo foi extraída a partir da amplitude mais próxima possível desse valor:

(82)

$$\tau = 0.64 \text{ s}$$

O sistema não possui atraso de transporte, portanto, esse quesito será desconsiderado.

Com os parâmetros estimados obteve-se a seguinte função de transferência em malha aberta:

$$G(s) = \frac{7}{0.64s + 1} \quad (83)$$

Foi desenvolvido um *script* no *software* de simulação matemática MATLAB® para calcular o percentual de compatibilidade do modelo levantado com a curva original. A figura a seguir mostra o resultado da primeira comparação.

FIGURA 80 - RESULTADO DA PRIMEIRA COMPARAÇÃO

Fonte: Elaborado pelo autor.

Como é possível observar, o percentual de compatibilidade é de 78.39%. No intuito de aumentar esse percentual e, conseqüentemente, melhorar a fidelidade do

modelo em relação à curva original, o ganho do modelo foi reajustado para um valor de “7.5”, obtendo-se a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{7.5}{0.64s + 1} \quad (84)$$

A figura a seguir mostra o resultado da segunda comparação com o ganho reajustado:

FIGURA 81 - COMPARAÇÃO COM O GANHO AJUSTADO.

Fonte : Elaborado pelo autor.

4.3.5.3 Projeto do compensador e simulação no MATLAB®

Inicialmente, foi projetado um controlador a partir dos seguintes requisitos de desempenho:

- $\zeta = 0.9 \Rightarrow Mp = 0.15\%$
- Tempo de subida de 200 milissegundos.

O projeto foi realizado pelo lugar geométrico das raízes.

A partir dos requisitos de desempenho, obtém-se os seguintes polos desejados em malha fechada:

$$s_{0,1} = \sigma \pm j\omega = -27.77 \pm j13.45 \quad (85)$$

O controlador será implementado na forma proporcional, integral, como mostrado a seguir:

$$C(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (86)$$

O polo do controlador foi alocado na origem do plano “s”, adicionando, dessa maneira, um fator integrador ao sistema. O zero do controlador foi obtido como sendo um décimo da parte real do polo desejado. O ganho do controlador foi calculado pela restrição de módulo (OGATA, 2002).

- Polo = 0.
- Zero = $\sigma \frac{1}{10} = -2.77$.
- Ganho=K= $\frac{1}{|C(s_0)||G(s_0)|} = 2.57$

A equação a seguir, mostra o controlador projetado no plano “s”:

$$C(s) = 2.57 \frac{(s + 2.77)}{s} \quad (87)$$

A figura a seguir, mostra a simulação da resposta da planta para o controlador contínuo.

FIGURA 82 - RESPOSTA DA SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR CONTÍNUO.

Fonte : Elaborado pelo autor.

O controlador foi discretizado pelo método de “Tustin”, pois, tal método é o que melhor aproxima a parcela integrativa (CASTRUCCI; BITTAR; SALES, 2011).

O período de amostragem utilizado, foi de 10 milissegundos, valor sessenta e quatro vezes menor do que a constante de tempo do sistema. O controlador é mostrado a seguir.

$$C(z) = 2.53 \frac{(z - 0.9727)}{z - 1} \quad (88)$$

Foi elaborado um *script* no MATLAB para a simulação do sistema, a figura a seguir mostra o diagrama de blocos em ambiente *Simulink*®.

FIGURA 83 - DIAGRAMA EM SIMULINK DO CONTROLE DE VÁLVULA BORBOLETA.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A figura a seguir, mostra a simulação da resposta da planta com o controlador apresentado.

FIGURA 84 - SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR DISCRETO

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.6 Malha de controle de rotação em marcha lenta.

O controle de marcha lenta tem grande importância no bom funcionamento de um motor de combustão interna. Com base na consulta bibliográfica já apresentada na seção referente ao referencial teórico, um meio viável para efetuar o controle de rotação em marcha lenta, é por meio do avanço de ignição. Além do arcabouço teórico, foi realizada uma aquisição pelo conector *On Board Diagnose* (OBD) do veículo em estudo para a análise dos sinais associados à unidade original de controle do motor com o veículo na situação de marcha lenta, como mostra a tabela 4.

TABELA 4-AQUISIÇÃO DE DADOS VIA OBD II

Tempo (s)	Pressão (mBar)	Ângulo de Avanço(°)	Tempo de injeção (ms)	Rotação do motor (RPM)
0.01	280.0	6.8	2.05	720
0.80	280.0	9.8	2.06	720
1.61	280.0	7.5	2.07	760
2.40	280.0	8.3	2.08	720
3.19	280.0	7.5	2.09	720
3.99	280.0	7.5	2.10	720
4.79	280.0	8.3	2.10	760

Fonte: Elaborado pelo autor.

A aquisição apresentada, foi realizada com o tanque abastecido integralmente com gasolina, motor aquecido e a temperatura do líquido de arrefecimento circundava os 85°C. Pelos dos dados exibidos na tabela 4, é possível observar que, a pressão no coletor de admissão permanece constante. Isso se dá

ao fato da válvula borboleta ter seu ângulo praticamente fixado em uma determinada posição. Como o motor já se encontrava em sua temperatura de trabalho, as pequenas variações transpostas no tempo de injeção, são devidas à ação de controle de estequiometria. No entanto, essas variações não implicam na rotação, sendo assim, não fazem parte da malha de controle da mesma. É possível, a partir da análise da tabela 4, constatar que, a variável mais influente no controle de rotação em marcha lenta, é o avanço de ignição.

Por conseguinte, foi convencionada a estimação de um modelo matemático que descreva o comportamento da rotação em função do avanço de ignição, para então, realizar-se a concepção do controlador de marcha lenta. Tanto o modelo matemático quanto o controlador serão explicados detalhadamente nas subseções a seguir.

4.3.6.1 Modelagem matemática da rotação em função do avanço de ignição

A modelagem matemática pelo método estruturalista de um motor monocilindro, é descrita com uma complexidade mais do que razoável. Ora, torna-se intuitivo o raciocínio que, essa complexidade, é amplificada quando se trata da modelagem de um motor com quatro cilindros. Dessa forma, o presente projeto, optou por basear-se na proposta de modelagem pelo método *process reaction curve*, como apresentado no trabalho de Manivannan; Singaperumal e Ramesh (2011).

Para a identificação do modelo matemático, foi realizada a introdução de um sinal do tipo degrau no avanço de ignição, de modo que, a variação do avanço foi de 0° a 21°. Antes da aplicação do degrau no avanço de ignição, foi necessário realizar testes experimentais com o motor aquecido para se obter a melhor posição do ângulo de borboleta, de modo que, a excitação do sinal de identificação não elevasse a rotação a níveis demasiados e, em contraposição, houvesse ar suficiente para manter o motor em funcionamento. Por meio dos testes, foi possível constatar que, o melhor ângulo para atender às requisições apresentadas foi referente aos 3 graus.

A figura a seguir, apresenta a resposta da rotação do motor para o degrau no avanço de ignição.

FIGURA 85 - RESPOSTA DA ROTAÇÃO PARA DEGRAU APLICADO NO AVANÇO DE IGNIÇÃO.

Fonte: Elaborado pelo autor.

De acordo com a figura apresentada, nota-se claramente que, a curva de reação do processo, pode ser aproximada para um modelo de primeira ordem no domínio da frequência complexa “s”.

Para a obtenção do modelo foram realizadas as médias dos valores iniciais e finais da rotação:

- Média dos valores iniciais = 859, 8277 RPM.
- Média dos valores finais = 1133,743 RPM.

Para encontrar os parâmetros característicos de um sistema de primeira ordem, faz-se necessário o deslocamento da curva para baixo. Dessa forma, os valores iniciais devem ser subtraídos dos valores finais, a constante de tempo do sistema é obtida a partir da equação denotada a seguir:

$$\tau = \text{tempo para atingir } 0.632 \cdot (\text{valor}_{\text{final}} - \text{valor}_{\text{inicial}}) + \text{valor}_{\text{inicial}} \quad (89)$$

O valor da constante de tempo calculado a partir da resposta ao degrau é de:

$$\tau = 0.31s \quad (90)$$

O valor do ganho do sistema é calculado pela equação a seguir (GARCIA, 2016):

$$K = \frac{\Delta saída _ (RPM)}{\Delta entrada _ (Avanço _ Ignição)} = \frac{(1133,743 - 859,82)}{(21 - 0)} \quad (91)$$

$$K \cong 13.04 \quad (92)$$

A duração do atraso do sistema foi desconsiderado por ter um valor desprezível. O modelo obtido é apresentado a seguir:

$$G(s) = \frac{13.04}{0.31s + 1} \quad (93)$$

De forma análoga ao modelo da válvula borboleta, foi elaborado um *script* no MATLAB a fim de realizar a comparação do modelo obtido com a curva de resposta do sistema, a figura a seguir exibe essa comparação.

FIGURA 86 - COMPARAÇÃO DO MODELO COM A CURVA DE RESPOSTA.

Fonte: Elaborado pelo autor.

No intuito de aumentar o valor de compatibilidade entre as curvas, a constante de tempo do modelo foi alterada para 0,29s. A figura a seguir, mostra o valor de comparação das curvas para o modelo ajustado.

FIGURA 87 - COMPARAÇÃO DO MODELO AJUSTADO COM A CURVA DE RESPOSTA.

Fonte : Elaborado pelo autor.

Tanto no modelo da válvula borboleta, quanto no modelo relativo à rotação em marcha lenta, a validação foi realizada por intermédio do *script* supracitado. A literatura cita formas mais eficientes e, sobretudo, mais adequadas para validação de modelos. Entretanto, isso demanda um sistema próprio de interface de aquisição e atuação com a planta. Na ausência do mesmo, uma validação por meio do comando *compare* do próprio *software* MATLAB, foi o recurso que o autor encontrou para, de algum modo, estabelecer uma crítica sobre a dinâmica do modelo.

O modelo apresentado na equação anterior, foi utilizado para o cálculo do compensador, que será descrito a seguir.

4.3.6.2 Síntese do compensador e simulação no MATLAB.

O compensador de rotação projetado no domínio da frequência complexa, também foi estruturado na atuação Proporcional Integrativa ao erro. Os requisitos de desempenho estabelecidos em sua síntese desse, são baseados em um baixo sobressinal e rápido tempo de subida, levando em consideração as limitações físicas do sistema.

- Tempo de subida= 800 milissegundos.
- $\zeta = 0.9$

A partir dos requisitos de desempenho especificados , os polos desejados em malha fechada são mostrados abaixo.

$$s_{0,1} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_d = -6,9442 \pm j3,3632 \quad (94)$$

O compensador escolhido para o controle de rotação obedece à mesma estrutura ao apresentado para o controle da válvula borboleta, no entanto, para o cálculo do zero do compensador foi utilizada a restrição de fase, o cálculo do ganho permanece pela restrição de módulo. A restrição de fase é apresentada a seguir (OGATA, 2002).

$$\angle C(s_0)G(s_0) = -180^\circ \quad (95)$$

$$\angle \frac{K(s+a)}{s} \frac{13.04}{0.29s+1} \bigg|_{s_0} = -180^\circ \quad (96)$$

$$\angle G(s_0) = -136.1358 \Rightarrow \angle C(s_0) = -43.86 \quad (97)$$

$$\frac{(3.36)}{(-6.9 + a)} = \tan(-43.86) \therefore a = 5.7 \quad (98)$$

O cálculo do ganho a partir da restrição de módulo é apresentado abaixo.

$$K = \frac{1}{|C(s_0)||G(s_0)|} = 0.232 \quad (99)$$

O controlador por tanto é descrito pela seguinte equação.

$$C(s) = \frac{0.232(s + 5.7)}{s} \quad (100)$$

A figura a seguir apresenta a simulação da resposta ao degrau com o controlador.

FIGURA 88 - SIMULAÇÃO DO CONTROLE CONTÍNUO DE ROTAÇÃO.

Fonte: Elaborado pelo autor.

É possível observar que, a resposta atinge a referência com um valor menor de tempo de subida, e um *overshoot* maior se comparada à especificação. Isso se dá às limitações presentes em alguns recursos da teoria de controle clássico em atingir alguns requisitos de desempenho. O método do lugar das raízes nem sempre permite que os requisitos de desempenho sejam atendidos de forma rigorosa.

Contudo, devido à satisfatória resposta da simulação, a princípio, não foram realizados ajustes no compensador a fim de atender os requisitos de desempenho de forma categórica, uma vez que, os mesmos foram estipulados no intuito de nortear o cálculo do compensador. Na prática, em se tratando de sistemas automotivos, os requisitos de desempenho são atingidos por meio de calibrações empíricas.

A partir da validação da simulação do controle contínuo, a discretização pelo método de “Tustin” foi realizada para a simulação do sistema no domínio “z”. O período de amostragem utilizado foi de 20 milissegundos, valor mais de dez vezes menor que a maior constante de tempo do sistema. O controlador discreto é apresentado a seguir.

$$C(z) = \frac{0.2456(z - 0.8921)}{(z - 1)} \quad (101)$$

Para a simulação do sistema de controle digital de rotação em marcha lenta, foi elaborado também um *script* no MATLAB em conjunto com um diagrama de simulação no Simulink, o diagrama é mostrado a seguir.

FIGURA 89 - DIAGRAMA DE BLOCOS EM SIMULINK DO *IDLE SPEED CONTROL*

Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta da simulação do sistema é apresentada na figura a seguir.

FIGURA 90 - RESPOSTA DA SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM O CONTROLADOR DIGITAL.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na simulação apresentada na figura anterior, o sistema recebe uma referência de 900 RPM, posteriormente de 1000 RPM e por fim 800 RPM, como é possível observar, a resposta se dá de forma satisfatória.

4.3.7 Malha de controle de estequiometria.

Como já explicado em seções anteriores, a sonda lambda possui um elemento de dióxido de zircônia que reage com os íons de oxigênio a partir de uma temperatura próxima a 300°C. Para alcançar tal temperatura, o sistema conta com o auxílio do calor dos próprios gases de escape provenientes da combustão e, principalmente, com um aquecimento por intermédio de uma resistência que recebe pulsos da unidade de controle.

Para entender a dinâmica desses pulsos, foi realizada uma aquisição com a unidade original que equipa o veículo, como mostra a figura a seguir.

FIGURA 91 - AQUECIMENTO SONDA LAMBDA.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A unidade pulsa o polo negativo da resistência de aquecimento.

Foi observado que, o pulso, tem um período ativo de 100 milissegundos, associado a 10 milissegundos de descanso. Esses valores foram mantidos no desenvolvimento da presente unidade.

4.3.7.1 Condicionamento do sinal do sensor *lambda*.

Para interpretar se o sensor *lambda* atingiu a sua temperatura de trabalho, fez-se necessário implementar um condicionamento de sinal baseado na proposta de Pereira (2015). A impedância do sensor depende da temperatura, e tem seu valor próximo a 10kΩ quando atinge 300°C. A impedância permanece nesse valor até os 500°C. Quando o sensor está frio, esse se assemelha a um circuito aberto, tendo um valor de aproximadamente 10MΩ de impedância (NATIONAL SEMICONDUCTOR, 2009 apud PEREIRA,2015).

FIGURA 92 - CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL DO SENSOR *LAMBDA*

Fonte: Adaptado de (PEREIRA, 2015).

O divisor possui duas resistências de $100\text{K}\Omega$ que funcionam como um divisor de tensão, permanecendo uma queda de tensão de 2,5 V em cada resistência. No presente projeto, o ganho desse circuito foi ajustado em 2, portanto, quando a sonda *lambda* está fora de sua temperatura de trabalho, a entrada de tensão no circuito é de 2,5 volts e a saída (entrada no microcontrolador) é de aproximadamente 5 V. À medida em que o sensor é aquecido, sua impedância diminui. Quando a resistência chega ao valor próximo de $10\text{K}\Omega$, o sinal do sensor passa a ser dominante, a tensão na entrada do circuito, portanto, cai para aproximadamente 1,1 V, denotando o estado de mistura rica. A partir desse valor, a saída do circuito fornece aproximadamente 2,2 V ao microcontrolador, quando esse valor é processado, o controle de estequiometria pode começar a atuar.

4.3.7.2 Modelo matemático e simulação.

O controle de estequiometria realizado nesse projeto, foi efetuado por meio da reatualimentação de um sensor *lambda* do tipo banda estreita, o qual é originalmente equipado com o veículo em estudo. Devido à dificuldade em levantar um modelo matemático por meio de uma identificação “Caixa Preta” ou por meio de métodos estruturalistas, foi convencionada a utilização de modelos já apresentados anteriormente para a simulação do controle e obtenção dos parâmetros iniciais de ganhos para o sistema.

Para a simulação do sistema em *Simulink*®, foi utilizado o modelo apresentado por (FRANKLIN; POWEL ; EMAMI-NAENI, 2013), de forma que, a dinâmica não linear do sensor EGO foi implementada por meio do bloco “*Relay*” que simula a saturação binária na saída de tensão de acordo com os valores de relação ar/combustível. O controlador digital foi implementado por meio do bloco “*Matlab Funtion*” na forma de um compensador PI discretizado com a estrutura “Posicional”, no qual, a parcela integrativa é aproximada pelo método dos trapézios.

A figura a seguir, apresenta o diagrama de simulação.

FIGURA 93 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE *LAMBDA* EM *SIMULINK*®

Fonte: Elaborado pelo autor.

A referência de entrada é mantida fixa em 0,5 V que equivale à tensão emitida pelo sensor na situação de mistura estequiométrica.

A amostragem do controle *lambda* deve ser efetuada a cada ciclo do motor, pois, é nesse período que ocorre um novo cálculo da massa de ar e, conseqüentemente, da massa de combustível e tempo de injeção. Sendo assim, o período de amostragem do controle *lambda* é variável e efetuado a cada duas voltas do eixo virabrequim. Para fins de simulação, foi estabelecido um período de amostragem de 130 milissegundos que equivale a uma rotação de aproximadamente 900 RPM. Assim é possível efetuar os primeiros testes do controlador para a situação de marcha lenta. O compensador implementado no bloco “*Matlab Function*” é estruturado na forma de equação de diferenças com as parcelas proporcional e integrativa explicitamente expostas, como descrevem as equações a seguir (ANGÉLICO, 2016).

$$u_I[n] = u_I[n-1] + \frac{K_p T_s}{2T_I} (e[n] + e[n-1]) \quad (102)$$

$$u_P[n] = K_p e[n] \quad (103)$$

$$u[n] = u_P[n] + u_I[n] \quad (104)$$

Onde:

$u_I[n]$ = parcela integrativa da enésima iteração.

$u_P[n]$ = parcela proporcional da enésima iteração.

$u_I[n-1]$ = parcela integrativa da iteração anterior.

$e[n]$ = erro.

$e[n-1]$ = erro da iteração anterior.

T_s = intervalo de amostragem.

É importante ressaltar que, um controle de estequiometria realizado por meio de um sensor de banda estreita, ocasiona um comportamento oscilatório do tempo de injeção em torno da condição estequiométrica. Essa oscilação, tende a causar variações na rotação. No entanto, se o tempo de injeção oscilar em uma alta frequência, associada a uma baixa amplitude, o motor filtra essa atuação e a rotação não sofre alterações. Além disto, o desempenho do conversor catalítico não é prejudicado e o nível de emissões é mantido dentro das especificações legais (BRAGA, 2007).

Para a realização da primeira simulação, os ganhos adotados por Braga (2007) de $K_p = 0,03$ e $K_I = 0,18$ foram implementados no algoritmo de controle.

A figura a seguir, mostra o resultado da primeira simulação.

FIGURA 94 - RESPOSTA DA SIMULAÇÃO DO CONTROLE *LAMBDA*.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com os ganhos adotados a resposta do sistema não atende à tolerância de 0,5% em torno do valor estequiométrico para o funcionamento do conversor catalítico.

No intuito de reduzir a amplitude de oscilação e aumentar a frequência, o ganho integrativo foi alterado para $K_I = 0,14$ e ganho proporcional para $K_p = 0,06$.

FIGURA 95 - SIMULAÇÃO DO CONTROLE LAMBDA COM OS GANHOS REAJUSTADOS.

Fonte:Elaborado pelo autor.

Embora o tempo de acomodação tenha sido maior devido à redução no ganho integrativo, a resposta apresenta melhor adequação aos requisitos do sistema, uma vez que, a oscilação tem sua amplitude circundando $\pm 0,5\%$ do valor estequiométrico. Além disso, o controle lambda quando empregado por meio de um sensor banda estreita, é utilizado apenas em situações de regime permanente de rotação, o que permite um tempo de acomodação mais elevado. Sendo assim, esses valores de ganhos foram adotados para as primeiras implementações e calibrações no sistema real.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Essa seção apresentará os resultados referentes ao projeto, bem como as estratégias implementadas no sistema de gerenciamento, as quais promovem interações entre os controles estabelecidos respeitantes ao motor.

5.1 RESULTADOS DO CONTROLE DO CORPO DE BORBOLETA.

O controle do corpo de borboleta foi implementado no microcontrolador na forma de uma equação de diferenças a partir dos valores do controlador.

$$C(z) = 2,53 \frac{(z - 0,9727)}{z - 1} \quad (105)$$

$$u[n] = 2,53 \cdot e[n] - 2,53 \cdot 0,9727 e[n-1] + u[n-1] \quad (106)$$

5.1.1 Resultados acima da posição *limp home*.

O resultado da primeira aquisição para um valor de referência de 50° é mostrado na figura a seguir.

FIGURA 96 - RESULTADO DO CONTROLE PARA UM SETPOINT DE 50°

Fonte: Elaborado pelo autor.

A análise da resposta transitória permite a observação de um sobressinal maior do que o especificado pelos requisitos do projeto, chegando esse a um valor de aproximadamente 12%. No intuito de efetuar calibrações no controlador, o mesmo foi estruturado na forma “PID posicional” como já descrito anteriormente.

Nos primeiros ajustes, os ganhos proporcional e integral foram estabelecidos em:

$$K_p = 0.8 \quad (107)$$

$$K_i = 2.5 \quad (108)$$

O resultado é denotado a seguir.

FIGURA 97 - SETPOINT DE 50° COM O CONTROLADOR AJUSTADO.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O resultado obtido já é bastante satisfatório dentro das exigências do próprio projeto. O sobressinal apresentado se aproxima de 5%, sendo esse um valor baixo. Ademais, a duração dessa variação é mínima, cerca de 200 milissegundos, tempo insuficiente para provocar variações na rotação do motor. Contudo, ainda foi feito um refinamento com a realização de um último ajuste, sendo os ganhos ajustados nos seguintes valores.

$$K_p = 0.65 \quad (109)$$

$$K_i = 3 \quad (110)$$

As figuras a seguir mostram o resultado da aquisição da resposta, para as referências de 60° e 45°.

FIGURA 98 - RESPOSTA DA VÁLVULA PARA UM SETPOINT DE 60°

Fonte: Elaborado pelo autor.

FIGURA 99 - RESPOSTA DA VÁLVULA PARA UM SETPOINT DE 45°.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados apresentados com os ganhos estabelecidos estão extremamente coerentes com os requisitos de desempenho do projeto, sendo que os sobressinais nas respostas podem ser considerados insignificantes. O tempo de subida, está entre 70 milissegundos e 90 milissegundos, o que satisfaz a dinâmica do próprio motor que não sofre interferências significativas dentro desses intervalos. Além disso, os valores de referências estabelecidos para os testes e validação do controle, foram maiores ou iguais a 45°, partindo a válvula da posição *limp home*, ou seja, 5,9°. Isso garante que, com a grande variação angular, o esforço de controle seja mais agressivo, pois, o erro tem um valor expressivo no início do algoritmo. Se o sistema atende bem aos requisitos para esses valores, para os demais regimes torna-se intuitivo o raciocínio de que a resposta será eficaz.

5.1.2 Resultados abaixo da posição *limp home*

Foi convencionado o uso de diferentes controladores para atuações acima da posição *limp home* e abaixo dessa posição. Como o curso da válvula abaixo dessa posição é bastante curto, torna-se inviável a obtenção de um modelo a partir de uma identificação caixa preta, portanto, o controle realizado abaixo da posição *limp home* foi ajustado a partir dos ganhos obtidos para o comportamento acima da posição *limp home*.

A partir de algumas calibrações, os ganhos obtidos para o controlador abaixo da posição *limp home* são:

$$K_p = 3.5 \quad (111)$$

$$K_i = 36 \quad (112)$$

É válido ressaltar que os resultados do controle para valores de referência abaixo do *limp home* são de fundamental importância para o controle da marcha lenta do veículo. Sem a devida estabilidade, o motor sofrerá influências na rotação de marcha lenta, o que torna inviável a inserção de outros controles como o próprio controle de rotação em marcha lenta e controle de estequiometria.

A figura a seguir mostra a resposta do sistema para uma referência de 3 graus.

FIGURA 100 - RESPOSTA DO CONTROLE ABAIXO DA POSIÇÃO *LIMP HOME*

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com o sistema atuando nessa condição, foi estabelecido como requisito de desempenho a total integração do erro em regime permanente, dando prioridade ao amortecimento do sistema em relação ao tempo de resposta. Dessa maneira, com as altas constantes de tempo do motor, os demais parâmetros controlados na situação de marcha lenta não sofrem alterações provocadas por oscilações na válvula borboleta.

5.1.3 Máquina de estados para o chaveamento dos controladores.

A partir do conceito que utiliza dois compensadores diferentes para controlar a mesma planta, faz-se necessário o emprego de uma máquina de estados para comutação do controlador a ser utilizado.

A importância da máquina de estados não se deve somente ao emprego do controlador correto, mas também é justificada pelo fato de que, a válvula borboleta não pode ter seu sinal de acionamento invertido a qualquer momento, pois, isso pode causar algum dano em sua estrutura. Um exemplo coerente, é quando o sistema recebe um valor de referência de 60 graus, imediatamente após isto uma referência de 2 graus. Se o sinal PWM for invertido com a válvula em 60 graus, a

força da mola de retorno somada à força do servomecanismo de acionamento da válvula, fará a mesma se chocar com a sua posição de repouso, causando danos a longo prazo ou até imediatos no sistema. Para sanar esse problema, a máquina de estados representada no fluxograma da figura a seguir foi empregada.

FIGURA 101 - MÁQUINA DE ESTADOS DO CONTROLE DE BORBOLETA.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O algoritmo apresentado garante que na transição entre a posição acima do *limp home* para uma posição abaixo dessa região, a válvula não sofra impactos,

uma vez que, quando essa transição ocorre, o controle de subida “segura” a válvula com um sinal PWM no sentido direto até perto da posição, para então ser chaveado o sinal no sentido reverso, entrando, dessa maneira, o controle abaixo da posição de repouso. A figura a seguir, denota uma situação de transição de 60° para 2°.

FIGURA 102 - TRANSIÇÃO DA RESPOSTA DE 60° PARA 2°

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 RESULTADOS DO CONTROLE DE ROTAÇÃO EM MARCHA LENTA.

O controle de rotação em marcha lenta foi implementado utilizando-se as técnicas de controle digital na forma de equações de diferenças. Contudo, é válido ressaltar, que o período de amostragem utilizado por esse controle foi de 20 milissegundos. A partir de análises nos *firmwares* dos blocos contidos na unidade de controle, verificou-se que o microcontrolador que possui melhor adaptação à absorção do controle de rotação em marcha lenta é o dispositivo referente ao bloco de “Sincronismo” do motor, pois, esse e o bloco de “Gerenciamento” recebem valores de rotação do motor, contudo, apenas no bloco de “Sincronismo” foi constatada a possibilidade de garantir a amostragem correta do controle.

A figura a seguir mostra o resultado do controle para uma referência de 800 RPM, sendo, a válvula borboleta fixada em 3 graus.

FIGURA 103 - CONTROLE DE ROTAÇÃO COM *SETPOINT* DE 800 RPM.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta do sistema apresenta-se extremamente estável. A média e o desvio padrão dos valores de rotação são de:

$$\text{Média} = 806,1 \text{ RPM e } \sigma = 10.8 \text{ RPM} \quad (113)$$

Uma breve comparação entre as respostas da unidade original e a unidade desenvolvida é mostrada a seguir.

FIGURA 104 - COMPARAÇÃO DA ROTAÇÃO EM MARCHA LENTA ENTRE AS UNIDADES

Fonte: Elaborado pelo autor.

A tabela a seguir mostra os dados de comparação.

TABELA 5- COMPARAÇÃO DE ROTAÇÃO EM MARCHA LENTA ENTRE AS UNIDADES

UNIDADE ANALISADA	DESVIO PADRÃO (RPM)	MÉDIA (RPM)
ECU ORIGINAL (BOSCH ME MOTRONIC 7.5.10)	16,01	872,4 RPM
ECU DESENVOLVIDA	10,8	800,0015 RPM

Fonte: Elaborado pelo autor.

A seguir, será apresentado o algoritmo de partida e estratégias de aquecimento com o veículo na condição de marcha lenta.

5.2.1 Máquina de estados para a partida e estratégia de aquecimento.

No intuito de atender às demandas de aquecimento do motor, foi estabelecida no algoritmo de controle uma máquina de estados referente à partida e aquecimento do sistema. Isso se faz necessário, pois, na partida, o motor necessita de ar para o seu funcionamento. Para isso, a válvula borboleta foi fixada em um valor de 4,5° e rotação em 1000 RPM. É

É necessário também manter essa condição por um tempo determinado a fim de que o sistema entre em regime.

Já a estratégia referente ao aquecimento, se baseia na variação da depressão na admissão devido à dilatação do pistão. Quando o motor parte a frio, é necessário um valor maior de rotação para a marcha lenta, pois, além de fatores que implicam em uma resistência na rotação, como a viscosidade mais elevada do óleo lubrificante, há também o fato dos pistões não estarem no seu ponto máximo de dilatação. Isso provoca uma vedação incompleta entre o cilindro e o cárter, causando uma depressão menor, o que dificulta a homogenização eficiente da

mistura. A fim de compensar esse fenômeno, a rotação em marcha lenta é elevada para melhorar a homogeneização. Todavia, como já citado anteriormente nesse projeto, o consumo de combustível é proporcional à rotação em marcha lenta. Dessa forma, é mandatório ter valores baixos de rotação associados a uma baixa massa de ar admitida com o motor trabalhando nesse regime e, em contrapartida, obter uma robustez à inserção de distúrbios de cargas mecânicas acopladas ao sistema. Baseando-se nas respostas da unidade original BOSCH ME Motronic 7.5.10, os valores de rotação em marcha lenta foram decrementados conforme a temperatura do líquido de arrefecimento se eleva, pois, a partir do aquecimento do sistema, entende-se que a dilatação dos componentes dinâmicos internos ao cilindro promove uma maior qualidade na homogeneização da mistura. A figura a seguir mostra a máquina de estados que contém as estratégias mencionadas.

FIGURA 105 - MÁQUINA DE ESTADOS PARA ESTRATÉGIA DE AQUECIMENTO DE *IDLE SPEED*.

Fonte: Elaborado pelo autor.

No início, o sistema testa se o motor está no estado de partida. Caso esteja, a válvula borboleta é mantida em 4,5° e a rotação do motor em 1000 RPM por um tempo determinado, até que uma variável seja decrementada dentro do *firmware*. A partir do momento em que essa tem seu valor anulado, o algoritmo se encarrega de tirar o motor do estado de partida e então entra na estratégia de aquecimento.

Antes de adentrar propriamente à estratégia de aquecimento, o sistema testa se o pedal não está pressionado para garantir que o veículo se encontra em marcha lenta. Caso o pedal não esteja pressionado, o algoritmo testa a temperatura para estabelecer as condições de válvula borboleta e rotação em marcha lenta. A figura a seguir, ilustra as atribuições nas malhas de controle de acordo com a temperatura.

FIGURA 106 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA MÁQUINA DE ESTADOS DO CONTROLE *IDLE SPEED*.

Fonte : Elaborado pelo autor.

Se a temperatura estiver abaixo de 40°C a válvula borboleta é mantida no mesmo valor do estado de partida, ou seja, em 4,5° bem como a referência para o controle de rotação tem seu valor conservado em 1000 RPM. A partir do aquecimento do sistema, se a temperatura atingir valores entre 40°C e 50°C, a válvula borboleta é levemente estrangulada tendo sua posição mantida em 3,5° e, em paralelo, a referência para o controle de rotação em marcha lenta é fixada em 900 RPM. Caso o motor já se encontre acima dos 50°C, a referência de rotação é fixada em 800 RPM e a válvula borboleta é mantida em 3°.

A figura a seguir mostra os valores de rotação do motor durante o estado de partida e o estado aquecido acima dos 50°C.

FIGURA 107 - TRANSIÇÃO DA ROTAÇÃO DO ESTADO DE PARTIDA PARA O ESTADO AQUECIDO.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O sistema apresenta uma resposta aceitável apesar do sobressinal de aproximadamente 12%. Esse se deve também à inserção do interseccionador de sinais, que promove, devido à extensão dos cabos, uma queda de tensão que tende a desestabilizar o controle de borboleta em suas transições de estados, o que influencia diretamente na rotação do motor.

Para amenizar essas transições, uma opção válida é trabalhar com uma função que decmente o ângulo de borboleta e a rotação do motor de acordo com a temperatura, no entanto, é necessário melhorar a comunicação entre os microcontroladores para tal implementação pois, da maneira em que está configurada, o mestre (bloco de Gerenciamento) manda os valores para os escravos (Blocos de Admissão e Sincronismo) e não há nada que garanta o recebimento dos valores, sendo assim, uma função com valores variáveis no tempo torna-se inviável.

Também não foi possível aquistar os valores do esforço de controle, tanto para o controle de rotação quanto para o controle de estequiometria, que será denotado a seguir. Isso se deu devido à ausência uma interface de aquisição que se

comunique com o dispositivo do bloco “Comunicação”. Devido à restrição de tempo , foi dado prioridade ao desenvolvimento dos controles referentes ao gerenciamento do motor.

5.3 RESULTADOS DO CONTROLE DE MISTURA AR/COMBUSTÍVEL.

No intuito de comparar os resultados provenientes dos diferentes ganhos adotados na simulação dessa malha de controle, a primeira implementação foi com valores de $K_p=0,06$ e $K_i=0,14$. A figura a seguir. mostra a equação de diferenças inserida no código do microcontrolador.

FIGURA 108 - ROTINA DE CONTROLE *LAMBDA* NO MICROCONTROLADOR.

```
erro_lambda = 0.5 - (float) Rlambda;
//
//   if (((control_ant <= Min_Control) && (erro_lambda < 0)) // Houve saturacao do sinal de controle?
//       || ((control_ant >= Max_Control) && (erro_lambda > 0)))
//       flSaturacao = 1; // Seta a flag de saturacao!

// Calcula o incremento da parte proporcional
U_P = KPlambda*erro_lambda;

// Calcula o incremento da parte integral
Ts = 120 / (float) rotacao; // Período do controle = 2 volta do motor

// Equação de diferenças da parcela integrativa discretizada pelo método dos trapézios
U_I = UI_ant + KIlambda * Ts * (erro_lambda + erro_lambda_ant);

// Soma das parcelas
controle_lambda = U_P + U_I;

controle_lambda = controle_lambda * 1000;
//controle_lbd_int = controle_lambda;
// Limitacao da acao de controle (PWM)
if (controle_lambda > Max_Control)
{
    controle_lambda = Max_Control;
}
else
    if (controle_lambda < Min_Control)
    {
        controle_lambda = Min_Control;
    }
```

Fonte: Elaborado pelo autor.

O controle lambda deve ser amostrado a cada duas voltas do eixo virabrequim, pois, é nesse período, que ocorre um ciclo completo do motor e, consequentemente, um novo cálculo de massa de ar admitida, provocando uma nova correção na massa de combustível a fim de ajustar a razão estequiométrica. Dessa maneira, o período de amostragem do controle da relação ar/combustível é

variável e esse valor deve ser calculado a cada iteração da rotina de controle. Para isso o valor da rotação medida pelo microcontrolador em RPM sofre as seguintes operações algébricas:

$$RPS = \frac{RPM}{60} \rightarrow 1 \cdot T_v = RPS^{-1} = \frac{60}{RPM} \Rightarrow T_s = 2 \cdot T_v = \frac{120}{RPM} \quad (114)$$

Onde RPS é rotações por segundo, T_v é o tempo de uma volta do eixo virabrequim e T_s é o período de amostragem do controle.

A figura a seguir mostra o primeiro resultado da implementação do controle de estequiometria.

FIGURA 109 - RESPOSTA DO SENSOR LAMBDA PARA A O CONTROLE DA RELAÇÃO A/C

Fonte :Elaborado pelo autor.

A malha de controle lambda tem por responsabilidade controlar a mistura ar/combustível, no intuito de estabelecer uma relação que oscile em torno de um ponto estequiométrico para que o conversor catalítico atinja a sua máxima eficiência. No entanto, é válido reafirmar, que o controle lambda deve promover uma oscilação de injeção com baixa amplitude e alta frequência, pois, a alta frequência de

oscilação é filtrada pelo motor e não causa variações na rotação de marcha lenta. A figura a seguir mostra a comparação do controle lambda da unidade desenvolvida com a unidade original.

FIGURA 110 - COMPARAÇÃO DO CONTROLE LAMBDA ENTRE AS UNIDADES

Fonte: Elaborado pelo autor.

A figura a seguir, mostra as variações da rotação de marcha lenta com a presença do controle lambda na unidade desenvolvida.

FIGURA 111 - CONTROLE LAMBDA EM PARALELO COM O CONTROLE DE MARCHA LENTA.

Fonte : Elaborado pelo autor.

A amplitude do sinal lambda na unidade original ainda é menor do que se comparada à unidade em desenvolvimento. No entanto, os valores de desvio padrão da rotação na unidade em desenvolvimento, ainda são conservados dentro de limites que, mesmo se comparados à original, são aceitáveis, como mostra a tabela a seguir.

TABELA 6 - INFLUÊNCIA DO CONTROLE LAMBDA NA ROTAÇÃO DE MARCHA LENTA NA UNIDADE EM DESENVOLVIMENTO

MÉDIA DE ROTAÇÃO NA UNIDADE DESENVOLVIDA (RPM)	DESVIO PADRÃO DE ROTAÇÃO NA UNIDADE DESENVOLVIDA (RPM)	FREQUÊNCIA DO SINAL LAMBDA NA UNIDADE DESENVOLVIDA (Hz)
819,08	15,75	0,32

Fonte: Elaborado pelo auto.

Os valores de média e desvio padrão, embora alterados, permanecem dentro de uma margem aceitável para a operação do sistema. Em uma aquisição longa de 14 segundos, não houve variações bruscas na rotação enquanto se controlava a relação da mistura ar/combustível.

5.4 DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO FLEX

Esta subseção, tratará de alguns detalhes referentes à implementação do algoritmo FLEX de gerenciamento do motor. Para tal, vários recursos foram utilizados, dentre eles, o sensor de combustível. Sua adaptação no projeto é descrita a seguir.

5.4.1 Implementação do sensor de etanol.

Para implementação do algoritmo FLEX de controle, foi utilizado um sensor de etanol. O sensor foi adaptado à linha de alimentação de combustível junto à entrada do duto de distribuição.

Para realizar os primeiros experimentos, um sistema de bancada foi elaborado, a fim de entender o comportamento do sensor. A figura a seguir mostra o sistema de bancada.

FIGURA 112 - KIT EM BANCADA COM O SENSOR DE ETANOL.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O sistema é composto por uma bateria de 12V automotiva, uma bomba de combustível, sensor de etanol, algumas mangueiras e, por fim, uma chave para o acionamento do conjunto. O objetivo, foi analisar a porcentagem de etanol do combustível que passava através das mangueiras. Por meio do mesmo kit de aquisição que foi utilizado para as demais aplicações neste projeto, foi possível observar a porcentagem de etanol presente no experimento. O combustível utilizado para esta verificação foi uma gasolina vendida com 29% de etanol.

A partir da curva característica do sensor, foi possível desenvolver um *firmware* no kit de aquisição. Foi elaborado um algoritmo de leitura de frequência do sinal do sensor por meio de uma entrada para interrupção externa.

O mesmo algoritmo, posteriormente, foi incorporado à ECU em desenvolvimento.

A figura a seguir, mostra o valor percentual de etanol no *Display* LCD do kit de aquisição.

FIGURA 113 - PERCENTUAL DE ETANOL.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.4.2 Inserção do algoritmo na unidade de controle.

Na unidade de controle, o microcontrolador escolhido para inserir o algoritmo de leitura do sensor, foi o dispositivo referente ao bloco de “Comunicação”. A escolha se deu devida à atenção com o processamento dos demais blocos, uma vez que, todos, exceto o presente (Comunicação), têm seu processamento bastante comprometido devido ao volume de código e operações.

No que se refere à mudanças nas estratégias de gerenciamento, o bloco responsável por essas estratégias (bloco de Gerenciamento), teve seu firmware modificado, sobretudo, nos mapas de avanço de ignição, cálculo do tempo de injeção e ganhos do controle lambda.

Algumas modificações, serão ponderadas a seguir.

5.4.2.1 Gerenciamento FLEX na marcha lenta

Alguns ajustes foram realizados no controle de estequiometria a fim de calibrar o mesmo para a situação de gerenciamento FLEX.

Para tal, o veículo foi abastecido com 40% de etanol e 60% de gasolina E29.

Os ganhos do controle lambda foram reajustados da seguinte forma:

$$K_p = 0,7 \text{ e } K_i = 0,14 \quad (115)$$

O controle de rotação em marcha lenta, por conveniência, não sofreu alterações em seus ganhos.

A figura a seguir, mostra o resultado do controle lambda, atuando simultaneamente ao controle de marcha lenta, para uma referência de 900 RPM.

FIGURA 114 - CONTROLE LAMBDA COM GERENCIAMENTO FLEX

Fonte: Elaborado pelo autor.

A tabela a seguir, mostra os valores referentes à rotação, influenciada pelo controle de estequiometria.

TABELA 7-INFLUÊNCIA DO CONTROLE LAMBDA NA ROTAÇÃO DE MARCHA LENTA NO GERENCIAMENTO FLEX

MÉDIA DE ROTAÇÃO NA UNIDADE DESENVOLVIDA (RPM)	DESVIO PADRÃO DE ROTAÇÃO NA UNIDADE DESENVOLVIDA (RPM)	FREQUÊNCIA DO SINAL LAMBDA (Hz)
916,27	15,91	0,36

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.4.2.2 Gerenciamento em situações de carga

Com a utilização do etanol, a dinâmica do motor se altera de maneira significativa. Principalmente no que se diz respeito ao avanço de ignição e tempo de injeção. Por meio de dois mapas (gasolina e etanol), elaborados por intermédio da plataforma ETAS-INCA, foi realizada uma interpolação linear para a inserção dos mesmos na unidade em desenvolvimento. Esses mapas estão baseados no trabalho de Dos Santos e Rosseti (2015).

A figura a seguir, mostra o mapa de avanço de ignição para o etanol inserido na unidade.

FIGURA 115 - MAPA DE AVANÇO DE IGNIÇÃO INTERPOLADO PARA ETANOL.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além do mapa referente ao etanol, o mapa de avanço para a gasolina, foi baseado no trabalho de Dos Santos e Rosseti (2015).

FIGURA 116 - MAPA DE AVANÇO DE IGNIÇÃO INTERPOLADO PARA GASOLINA

Fonte : Adaptado de (DOS SANTOS; ROSSETI, 2015).

Quando os mapas são interpolados com a ferramenta ETAS-INCA, a informação referente ao avanço de ignição, é um ângulo em “graus”.

Todavia, na unidade em desenvolvimento, faz-se necessária a conversão de ângulo para “Dente de referência”, pois, o baixo nível do software, identifica o dente da roda fônica e não o ângulo.

Ambos os mapas, fornecem a informação em função da pressão no coletor de admissão e da rotação do motor. A unidade em desenvolvimento, não utiliza os parâmetros do mapa quando está na situação de marcha lenta, pois, por intermédio do controle de rotação previamente explicado, a unidade calcula o ângulo de

avanço. Dessa forma, os mapas são utilizados apenas em situações de carga. A correção do dente de referência de ignição para o algoritmo FLEX é apresentado na equação a seguir.

$$Dente_{ignicao} = Dente_{gasolina} \left(\frac{\%gasolina}{100} \right) + Dente_{etanol} \left(\frac{\%etanol}{100} \right) \quad (116)$$

Tanto o dente de ignição, quanto o tempo de injeção, sofrem uma correção por meio de uma média aritmética ponderada. Este método foi obtido de forma empírica.

O tempo de injeção passa por diversos fatores de correção provenientes de efeitos como, temperatura da água, acelerações abruptas e controle lambda. O tempo de injeção base, isto é, aquele que não passou por nenhuma correção, agora é calculado da seguinte forma:

$$Massa_{combustivel} = \frac{M_{ar}}{\left(Estq_{gas} - \frac{(Estq_{gas} - Estq_{etanol}) * \%etanol}{100} \right)} \quad (117)$$

$$T_{inj} = M_{combustivel} * Vazão_{injetor}^{-1} \quad (118)$$

Nas equações apresentadas, M_{ar} é a massa de ar admitida pelo motor, $Estq_{gas}$ é a relação estequiométrica da gasolina e $Estq_{etanol}$ é a relação estequiométrica do etanol. Dependendo do tipo de gasolina utilizada, a relação estequiométrica é alterada, mudando, conseqüentemente, o tempo de injeção.

À medida em que é solicitada uma carga por meio do pedal acelerador, o mesmo se configura como um codificador de torque, ou seja, é a interface entre a demanda do condutor e o motor. Foram desenvolvidas, inicialmente, equações lineares da demanda de torque para cada região do pedal acelerador. De maneira a realizar um controle de torque em malha aberta, o pedal acelerador foi dividido em três regiões, como mostra a figura a seguir.

FIGURA 117 - GRÁFICO DA DEMANDA DE TORQUE EM FUNÇÃO DO PEDAL ACELERADOR

Fonte: Elaborado pelo autor.

As três regiões, foram calibradas e estabelecidas por meio de testes de dirigibilidade.

A partir dessa configuração, a porcentagem de ângulo de borboleta é calculada conforme a proposta de Guzzela e Onder (2010). A equação é apresentada a seguir:

$$\%Borboleta = \frac{Demanda_torque^2}{100} \quad (119)$$

5.4.2.2.1 Controle *lambda* em situação de carga

O controle *lambda* em situações de carga, teve seus ganhos recalibrados, assumindo os seguintes valores a partir de uma rotação maior do que 2500 RPM:

$$K_P = K_I = \frac{(Rotação_do_Motor)}{12850} \quad (120)$$

A figura a seguir, mostra a resposta do sensor à atuação de controle, para uma rotação de 4000 RPM aproximadamente.

FIGURA 118 - RESPOSTA DO SENSOR *LAMBDA* COM CARGA

Fonte: Elaborado pelo autor.

A saturação em 0,1 V apresentada no gráfico, deve-se ao filtro de *software* realizado no *kit* de aquisição. Infelizmente, devido a problemas com a aquisição da rotação do motor, não foi possível computar a mesma no gráfico para apresentar eventuais efeitos do controle *lambda* em sua dinâmica. No entanto, é possível observar, que, as amplitudes atingidas, se comparadas à situação de marcha lenta, são menores, chegando, na maior parte do gráfico, a valores de 0,8 V. A frequência, se mostra mais elevada devido à própria rotação. A tabela a seguir, mostra alguns dados do gráfico exibido.

TABELA 8- RESPOSTA DO CONTROLE *LAMBDA* COM CARGA

MÉDIA DA TENSÃO DO SENSOR <i>LAMBDA</i> (V)	FREQUÊNCIA DO SINAL (Hz)
0,4654	1,28

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.5 ENSAIOS EM DINAMÔMETRO

O veículo em estudo, foi submetido a ensaios em um dinamômetro de rolo, localizado no Instituto de Energia e Ambiente da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. A figura a seguir, mostra o veículo sobre o dinamômetro.

FIGURA 119 - VEÍCULO NO DINAMÔMETRO

Fonte: Elaborado pelo autor.

No dinamômetro, foi possível corrigir transições de marcha lenta para situações de carga, melhorando a resposta do motor.

Dentre as abordagens realizadas, vale destacar a estratégia de *Creeping* implementada na unidade de controle, que se caracteriza pela capacidade do motor em fornecer torque suficiente para que o condutor consiga colocar o veículo em movimento apenas com o esforço de acoplamento da embreagem.

A estratégia foi estabelecida de modo que, se a rotação de marcha lenta tem um erro acima de um valor calibrável, o sistema reconhece como um distúrbio mecânico acoplado ao motor, tomando a ação de aumentar o ganho proporcional do controle de *idle* de $K_p = 0.24546$, para $K_p = 0.44546$, o que gera uma resposta no avanço de ignição. Esse valor foi obtido empiricamente. Se a queda de rotação permanecer, e cair abaixo de outro valor calibrável, o sistema então toma a ação de abrir a válvula borboleta de 3° para 5° .

Para validação da função, o veículo foi submetido a uma potência resistiva na roda de 23% do freio total disponível no dinamômetro. Esse valor, é equivalente a aproximadamente 69 KiloWatts. A figura a seguir mostra a configuração do dinamômetro para a potência resistiva citada.

FIGURA 120 - FREIO DE 23%

Fonte: Elaborado pelo autor.

A figura a seguir, mostra a resposta do motor para a inserção de carga resistiva à roda.

FIGURA 121 - POTÊNCIA RESISTIVA DE 23%

Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta do motor após a detecção do distúrbio, foi capaz de garantir a robustez do sistema e o funcionamento do veículo para uma carga de até 23% do freio

máximo do dinamômetro, cumprindo, dessa forma, o aspecto funcional da situação de *creeping* que é de extrema importância para manobras com o veículo em baixas velocidades sem o recurso do pedal acelerador.

Após as calibrações citadas, foram adquiridas as curvas de torque e potência da ECU em desenvolvimento, que são mostradas nas figuras a seguir.

FIGURA 122 - CURVA DE TORQUE E POTÊNCIA COM A ECU PIC

Fonte : Elaborado pelo autor.

A figura a seguir, mostra as curvas da unidade original.

FIGURA 123 - CURVA DE TORQUE E POTÊNCIA COM A ECU ORIGINAL

Fonte: Elaborado pelo autor.

A ECU em desenvolvimento apresentou um valor de torque máximo de 84 Nm a 2560 RPM e potência máxima de 36,8 Cv a 3878 RPM. Em contrapartida, a unidade original de controle apresenta seu torque máximo de 118 Nm a 3000 RPM e 71,8 Cv a 5100 RPM. É possível observar um “vale” na curva de torque e potência da ECU em desenvolvimento, isso se deve à falha de dois injetores durante esse instante. O fenômeno só pode ser resolvido por meio da reestruturação do *firmware* responsável pela comunicação de dados entre os microcontroladores.

Para que a resposta de torque e potência, fosse aprimorada na ECU em desenvolvimento, seriam necessários ajustes de mapas de avanço de ignição, os quais são de fundamental importância para a eficiência da entrega de torque do motor. Além de correções pontuais referentes à relação ar/combustível. Tudo isso demandaria o desenvolvimento de um sistema de interface de dados para a calibração. Esses tópicos, não estão contemplados nos objetivos do presente projeto, por isso não foi dada a ênfase necessária para a sua execução.

6 CONCLUSÃO

Por meio do presente trabalho, foi realizado um estudo científico acerca do gerenciamento eletrônico do motor. Sobretudo, com uma abordagem prática. Foram desenvolvidos algoritmos que tratam do controle dos subsistemas em questão, baseando-se em diversas propostas anteriores, e, subsequentemente, agregando a essas, algumas particularidades, que, nessa tratativa, foram diferenciais, tais como: controle de borboleta abaixo da posição *limp home*, controle de rotação em marcha lenta em um motor ciclo Otto com acelerador eletrônico, implementação do algoritmo FLEX por meio do sensor de etanol e controle de estequiometria aplicado ao gerenciamento FLEX. Os modelos obtidos, bem como as técnicas utilizadas, ainda carecem de enriquecimento matemático e conceitual no tocante à “Teoria de Controle”. Todavia, ainda com as deficiências citadas, há neste projeto um propulsor metodológico para o grupo de Eletrônica Automotiva da POLI-USP e para as FATECs envolvidas, pois, com as modelagens propostas, é possível separar a fase de desenvolvimento da fase de calibração do sistema, o que permite uma eficiência no fluxo de atividades ao longo da pesquisa. Essa metodologia pode ser facilmente portada a outros projetos do grupo.

Dentre os diversos controles implementados, o controle de válvula borboleta acima da posição *limp home*, o controle *idle speed* e o controle de estequiometria em marcha lenta, tiveram resultados extremamente satisfatórios. Já o controle de estequiometria em regimes de carga e altas rotações, ainda necessita de aprimoramentos, bem como, o controle de borboleta abaixo da posição *limp home*, necessita de uma modelagem matemática para a sua implementação. As máquinas de estados e algoritmos inseridos no código, foram de vital importância para a etapa de calibração, garantindo o funcionamento do sistema em diferentes situações de operação.

Ainda que haja a necessidade de melhora em alguns controles, como é o caso do controle de estequiometria em regime de carga, e modelagem matemática em outros, por exemplo, válvula borboleta abaixo do *limp home*, a estruturação do código permite que ambos os *gaps* sejam abrangidos facilmente, apenas com mudança de valores de ganho de controladores e, se for necessário, tempo de amostragem.

Dentre os pontos que necessitam de um aperfeiçoamento, vale ressaltar, a comunicação entre os microcontroladores, que, da forma que está, implica em diversos efeitos negativos no gerenciamento do sistema.

Por fim, pode-se concluir, que o projeto teve sua contribuição para um acervo teórico de estudos referente ao controle de motores de combustão interna e que os objetivos traçados, foram alcançados.

6.1 PROPOSTAS FUTURAS

Com base nos resultados obtidos, é possível traçar algumas propostas para a continuidade desse projeto. Um dos pontos a serem desenvolvidos, é a implementação da função *gateway* no microcontrolador referente à comunicação. Esse desenvolvimento, acarretaria em uma melhora na comunicação entre as unidades de processamento, o que permitiria que alguns resultados fossem apresentados de maneira mais satisfatória, por exemplo, o controle λ .

Na atuação da válvula borboleta, faz-se presente a necessidade de um filtro de primeira ordem, para suavização da abertura e fechamento da mesma.

Além disso, é válido o estudo de uma modelagem matemática da válvula borboleta, quando a mesma se encontra abaixo da posição *limp home*. Isso garantiria maior qualidade ao controle do sistema nesse regime.

No próprio controle λ , por se tratar de um sistema cuja modelagem é bastante complexa, é plausível a inserção de um controle por método de modelo interno, pois, tal método, permite filtrar erros de modelagem, diminuindo a sensibilidade de resposta do sistema a esses erros.

REFERÊNCIAS

AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não lineares aplicadas a sistemas reais**. 3ed. Belo Horizonte: Editora da UFMG, 2007.

AHMED, S. A.; ABBAS, K . Design of Eletronic Throttle Valve Position Control System using Nonlinear PID Controller. **International Journal of Computer Application**, Baghdad, Iraque, v. 59, n. 15, p. 975-8887, dez. 2012.

ALBADALEJO, F. S. **Desenvolvimento de uma unidade de gerenciamento eletrônico Para Motores de combustão interna do ciclo otto**. 2013. 142p. Dissertação (Mestrado)- Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2013.

ANGÉLICO, B. A. **Controle digital de sistemas dinâmicos**. São Paulo. 2016. Apostila para a disciplina de pós-graduação PTC-5611 do Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da USP.

ARAS, V. P . **Design of Eletronic Control Unit (ECU) for Automobiles**: Eletronic Engine Management system. 2004. 51p. Monografia (Departamento de Engenharia Elétrica)- Indian Institute of Technology Bombay, Bombay, 2004.

ASHOK, B.;ASHOK, S. D.; KUMAR, C. R. A review on control system architettcture of a SI engine management system. **Annual Reviews in Control**, Vellore,v. 41 ,p.94-118, Maio,2016.

BOSCH. **Gasoline Engine Management: systems and components**. Friedrichshafen: Springer Vieweg, 2015, 354 p.

BOSCH. **Manual de Tecnologia Automotiva**. 25. Ed. São Paulo: Edgard Blucher, 2005. 1232p.

BRAGA, G. T. **Uma contribuição ao controle de motores de combustão interna de ignição por centelha na condição de marcha lenta**. 2007.128p. Dissertação (Mestrado)- Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte , 2007.

BRUNETTI, Franco. **Motores de Combustão Interna**. 3. ed. São Paulo: Blucher, 2012. 553 p.

CASTRUCCI, Plínio De Lauro; BITTAR, Anselmo; SALES, Roberto Moura. **Controle automático**. 1 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2011. 476 p.

COELHO, A. A. R.; COELHO, L. S. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. 1 ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2004. 181 p.

DEUR, J. et al. An electronic throttle control strategy including compensation of friction and limp home effects. **IEEE Transactions on industry applications**, Madison, v. 40, n. 3, p. 821-834, mai./jun. 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1300737>>. Acesso em: 11 jun. 2017.

DIAS, B. M. D. A. et al. Model Based Development of an Engine Control Module for a Spark Ignition Engine. **IEEE Access**, [S.L], v. 6, n. 10.1109/ACCESS.2018.2870061, p. 53638-53649, set. 2018.

DOS SANTOS, J. P. F.; ROSSETTI, P. C. **Otto III by FlexECU- Gerenciamento Eletrônico de um Motor VW 1.6L**. 2015. 108 p. Trabalho de Conclusão de curso (Graduação). Escola Politécnica da USP, São Paulo , 2015.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAENI, A. **Sistemas de controle para engenharia**. 6 ed. Porto Alegre: Bookman, 2013. 702 p.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. **Digital control of dynamic systems**. 3 ed. [S.L.]: Addison Wesley Longman, 1998. 742 p.

FREESCALE SEMICONDUCTOR. MC33186 :H-Bridge Driver. Estados Unidos, 2013.

GARCIA, C. **Identificação de sistemas**. São Paulo. 2016. Apostila para a disciplina de pós-graduação PTC-5719 do Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da USP

GUEDES, M. A. C. **Estudo de compensadores para a válvula borboleta eletrônica automotiva**. 2014. 155 p. Dissertação (Mestrado- Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2014.

GUZZELLA, L.; ONDER, C.H. **Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems**. 2ª. Ed. Zurique: Springer-Verlag, 2010.

HÄGGLUND, T.; ASTRÖM, K. J.. Supervision of adaptive control algorithms. **Automatica**, Lund, v. 36, p. 1171-1180, mai. 2000.

HARRIS, J.A.; COLLINGS, N. The transient start-up response of a universal exhaust gas oxygen sensor to investigate the nernst equation in platinum/zirconia cells. **Sensors and Actuators B-Chemical**, Cambridge, v. 221, p. 81-87, jun. 2015. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0925400515007844>>. Acesso em: 17 mai. 2017.

JUNIOR, E. I. A.; JATO, F. ;HIROKI, G. B. **Desenvolvimento de uma unidade de gerenciamento eletrônico para motor volkswagen 1.6l**.2016. 127 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação). Faculdade de Tecnologia de Santo André, Santo André,2016.

KIENCKE, U.; NIELSEN, L. **Automotive control systems**: For engine, driveline, and vehicle. 2 ed. Berlim: Springer, 2005. 512 p.

LJUNG, L. **System identification**: theory for the user. 2.ed., Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1999.

LUCENA, S. E. Internal Combustion Engine's throttle control as a motivational theme for teaching microprocessors systems lab classes. **IEEE**, Oklahoma City,USA, p. 1-5, out. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6684865/>>. Acesso em: 03 out. 2016.

MANIVANNAN, P.V.; M SINGAPERUMAL; RAMESH, A. A new method for measurement of air-fuel ratio based on the response time of binary-type exhaust gas oxygen (BEGO) sensor for application in small spark ignition (SI) engines. **Transactions of the Institute of Measurement and Control**, Madras, v. 36, n. 2, p. 175-183, jul. 2013. Disponível em: <<http://journals.sagepub.com/doi/abs/10.1177/0142331213493803>>. Acesso em: 16 mai. 2017.

MANIVANNAN, P. V.; , M. SINGAPERUMAL; RAMESH, A.. Development of an idle speed engine model using in-cylinder pressure data and an idle speed controller for a small capacity por fuel injected SI engine. **International Journal of Automotive Technology**, Chennai, v. 12, n. 1, p. 11-20, fev. 2011. Disponível em: <<https://link.springer.com/content/pdf/10.1007%2Fs12239-011-0002-3.pdf>>. Acesso em: 20 jun. 2017.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**.4.ed.São Paulo: Edgard Blücher, 2002.

PEREIRA, B. S. **Controle da mistura ar/combustível em um motor a combustão interna: sistema em malha fechada**. 2015. 92 p. Dissertação (Mestrado)-Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2015.

PUJATTI, F. J. P. . **Desenvolvimento de um sistema de gerenciamento eletrônico para motores de ignição por centelha**. 2007. 215 p.Tese (Doutorado)- Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2007.

RUIZ, R. P. M. **Sistema de injeção eletrônica sequencial mapeada**.2014. 68p. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação). Faculdade de Tecnologia de Sorocaba, Sorocaba, 2014.

SUNDARESAN, K. R; KRISHNASWAMY, P. R. Estimation of time-delay time constant parameters in time, frequency , and laplace domains. **Canadian Journal of Chemical Engineering**, Madr, v. 56, n. 2, p. 257-262, abr. 1978. Disponível em: <<http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/cjce.5450560215/epdf>>. Acesso em: 25 mai. 2017.

THAMIRES DA SILVA, C. **Modelamento matemático e controle PI de uma válvula borboleta eletrônica**. 2015. 139 p. Dissertação (Mestrado)- Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2015.

VOLKSWAGEN (Brasil). **Motor 1.0l TSI 3 Cilindros**. São Bernardo do Campo: Academia Volkswagen, 2015. 23p. Apostila técnica para treinamento do produto.

VOLKSWAGEN (Brasil). **Motores 1.6l e 2.0l Polo**. São Bernardo do Campo: Academia Volkswagen, 2007. 47 p. Apostila técnica para treinamento do produto.

VOLKSWAGEN (Brasil). **Sistema de Gerenciamento de Motores Aspirados**. São Bernardo do Campo: Academia Volkswagen, 2009. 96p. Apostila técnica para treinamento do produto.

ZANCO, W. S . **Microcontroladores PIC18 com Linguagem C: uma abordagem prática e objetiva com base no PIC18F4520**. 1. ed. São Paulo: Érica, 2010.446 p.

ZHANG, Jiangyan; GAO, Jinwu; SHEN, Tielong. Adaptive idling control scheme and its experimental validation for gasoline engines. **Science china information**

sciences, Heidelberg, v.60,n.2 ,fev.2017. Disponível em:
<<https://link.springer.com/article/10.1007/s11432-016-0296-3>>. Acesso em: 19 jun.
2017.