

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES
CICLO OTTO PARA GRUPOS MOTORES
GERADORES OPERANDO EM VELOCIDADE
VARIÁVEL

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Jonas Roberto Tibola

Santa Maria, RS, Brasil

2013

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES
CICLO OTTO PARA GRUPOS MOTORES
GERADORES OPERANDO EM VELOCIDADE
VARIÁVEL**

por

Jonas Roberto Tibola

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro
Co-orientador: Prof. D.Sc. Hilton Abílio Gründling

Santa Maria, RS, Brasil

2013

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Tibola, Jonas Roberto
Controle de Velocidade De Motores Ciclo Otto Para
Grupos Motores Geradores Operando em Velocidade Variável
/ Jonas Roberto Tibola.-2013.
95 p.; 30cm

Orientador: Humberto Pinheiro
Coorientador: Hilton Abílio Gründling
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2013

1. Grupo Motor Gerador a Etanol Operando em
Velocidade Variável 2. Controle de velocidade de Motores
de Combustão a Etanol 3. Modelagem Dinâmica de Motores a
Etanol 4. Controle de Conversores AC/DC/AC I. Pinheiro,
Humberto II. Gründling, Hilton Abílio III. Título.

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES CICLO
OTTO PARA GRUPOS MOTORES GERADORES
OPERANDO EM VELOCIDADE VARIÁVEL**


elaborada por
Jonas Roberto Tibola

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:



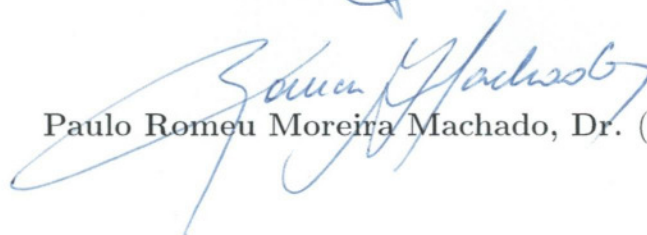
Humberto Pinheiro, Ph.D.
(Presidente/Orientador)



Hilton Abilio Grundling, D.Sc.
(Co-orientador)



Fernando Botterón, Dr. (UNaM)



Paulo Romeu Moreira Machado, Dr. (UFMS)

Aos meus pais Edemar e Neli Tibola e a minha namorada Deise pelo amor, carinho e confiança.

AGRADECIMENTOS

Meu sinceros agradecimentos ao professor Humberto Pinheiro pela orientação e atenção recebida durante o desenvolvimento deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e principalmente a coordenação do PPGEE por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de alta qualidade. Agradecimento aos professores Hilton Abílio Gründling, Fábio Ecke Bisogno e Paulo Romeu, que compartilharam seus conhecimentos e expectativas ao longo deste trabalho.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento desta dissertação.

A CEEE (Companhia Estadual de Energia Elétrica) pelo auxílio financeiro durante a realização da dissertação.

Aos colegas do GEPOC pelo companheirismo, auxílio técnico e troca de conhecimento imprescindível para a conclusão da dissertação. Principalmente ao Thiago Bernardes, Jorge Rodrigo Massing, Felipe Grigolletto, Alexandre Trevisan Pereira, Cassio Luciano Baratieri, Luiz Antonio Maccari, pelas conversas, discussões o qual auxiliaram nas soluções dos diversos problemas e dúvidas, sejam elas ligadas diretas ou indiretamente à conclusão da dissertação.

Ao acadêmico do curso de Engenharia de Controle e Automação Gilberto Schneider, pelo auxílio durante o projeto.

Ao acadêmico do curso de Engenharia Mecânica Macklini Dalla Nora, pelo auxílio durante a realização dos ensaios experimentais.

À minha namorada Deise pelo apoio, carinho, compreensão e auxílio, principalmente nas estendidas horas de estudo.

À minha mãe e ao meu pai e ao meu irmão por me apoiarem incondicionalmente, sendo referências na minha vida.

“Não há nada permanente, a não ser a mudança”

Heráclito de Éfeso (540 a.c - 570 a.c)

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES CICLO OTTO PARA GRUPOS MOTORES GERADORES OPERANDO EM VELOCIDADE VARIÁVEL

AUTOR: JONAS ROBERTO TIBOLA

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

CO-ORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 26 de Fevereiro de 2013.

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um modelo dinâmico de um motor de combustão interna (MCI) ciclo *Otto* a etanol, bem como o projeto de um controlador de velocidade para o MCI, aplicado em um grupo motor gerador operando em velocidade variável. Primeiramente são desenvolvidos dois modelos dinâmicos para o MCI, sendo eles: o modelo no domínio do tempo e o modelo no domínio do ângulo do virabrequim. Para o projeto do controlador de velocidade realizou-se uma linearização e uma discretização do modelo no domínio do ângulo do virabrequim. Este apresenta vantagens para a implementação de um controlador de velocidade, principalmente no que diz respeito ao atraso de transporte que passa a ser fixo. Para o controle da velocidade do MCI é proposto a utilização de um controlador do tipo proporcional integral, visto a sua simplicidade e facilidade de implementação. Realizou-se o projeto do controlador no domínio da frequência e a estabilidade assegurada através da margem de fase e margem de ganho. É também proposta uma ação de alívio da sobrecarga da ação integral, *anti-windup*, e uma ação de compensação direta, *feedforward*, que contribuem significativamente para a melhoria da resposta transitória. Para obtenção dos resultados experimentais, referentes a distúrbios de torque, utilizou-se um Gerador Síncrono de Ímã Permanente (PMSG) e um conversor Retificador/Inversor PWM trifásico (*back-to-back*) conectado a rede elétrica. Este conjunto opera como um dinamômetro regenerativo no qual toda a carga aplicada ao MCI é convertida em energia elétrica e injetada na rede de distribuição. O Retificador PWM aplica torque de carga ao PMSG e a energia produzida é então retificada e injetada no barramento CC o qual é regulado pelo inversor PWM, conseqüentemente a potência recebida é entregue à rede elétrica. Por fim, para validar a metodologia proposta foram realizados ensaios experimentais, onde submeteu-se o MCI a variações na velocidade de referência e variações de torque aplicado. Em ambos os ensaios verificou-se que o controlador é capaz de rastrear a velocidade de referência e também rejeitar distúrbios de torque. Validando assim a metodologia proposta.

Palavras-chave: Grupo Motor Gerador a Etanol Operando em Velocidade Variável, Controle de velocidade de Motores de Combustão a Etanol, Modelagem Dinâmica de Motores a Etanol, Controle de Conversores AC/DC/AC.

ABSTRACT

Master's Dissertation

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

SPEED CONTROL OF AN OTTO ENGINE APPLIED TO A MOTOR GENERATOR SET OPERATING AT VARIABLE SPEED

AUTHOR: JONAS ROBERTO TIBOLA

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

CO-ADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Place and Date: Santa Maria, February 26th, 2013.

This master thesis presents the development of a dynamic model of an ethanol fueled internal combustion engine (ICE), and the design of a speed controller for the ICE, applied to a variable speed power generator set. First, two dynamic models are developed for the ICE: Time Based model and the Event Based model which is referred to the crankshaft angle. The speed controller design will be held through the linearization and discretization of the Event Based model. This model has advantages for implementation of a speed controller, especially with regard to the transport delay which becomes fixed. For the ICE speed control it is proposed the use of a proportional integral controller because of its simplicity and ease of implementation. Its design was carried out through the *Bode* diagram and the stability analysis is guaranteed by the phase margin and gain margin. It is also used an *Anti Windup* and a *Feedforward* action to improve transient response. To perform the experimental results related to torque disturbance, it is used a Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) and a three-phase PWM *Back-to-back* converter connected to the grid. This set operates as a regenerative dynamometer where the entire load applied to the ICE is converted to electrical energy and injected into the distribution network. The PWM rectifier apply load torque to the PMSG and the energy produced is then rectified and injected into the DC bus which is controlled by the PWM inverter, hence the received power is delivered to the grid. Finally, to validate the proposed method experimental tests are carried out where the ICE is subjected to variations in speed reference and variations on the load torque. In both tests it was found that the controller is capable of tracking the speed reference and also to reject torque disturbances. Thus validating the proposed methodology.

Keywords: Variable speed motor generator set, Speed governor for ethanol engines, Modeling of combustion ethanol engines, Control of back-to-back converters.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 Introdução Geral	17
1.2 Revisão Bibliográfica	19
1.3 Objetivos da Dissertação	21
1.4 Organização da Dissertação	21
2 MODELOS DO MOTOR DE COMBUSTÃO INTERNA	23
2.1 Modelo Dinâmico do MCI no Domínio do Tempo	23
2.1.1 Entrada de Ar	23
2.1.2 Sistema de Combustível	25
2.1.3 Relação Ar/Combustível	26
2.1.4 Avanço de Ignição	26
2.1.5 Torque do MCI	27
2.1.6 Dinâmicas Rotacionais	29
2.2 Modelo Dinâmico do MCI no Domínio do Ângulo do Virabrequim	29
2.2.1 Variáveis da Malha de Velocidade Representadas no Domínio do Ângulo do Virabrequim	31
2.2.2 Variáveis da Malha da Relação Ar/Combustível Representadas no Domínio do Ângulo do Virabrequim	32
2.3 Modelo Discreto no Domínio do Ângulo do Virabrequim	32
2.3.1 Linearização e Discretização do Modelo <i>Event Based</i>	34
2.4 Operação em Malha Aberta e Calculo das Constantes do Modelo	36
2.4.1 Ensaio de Motorização	36

2.4.2	Ensaio de Regime Permanente em Malha Aberta	38
2.4.2.1	Obtenção dos Parâmetros da Borboleta	39
2.4.2.2	Obtenção da Constante c_2 do Modelo	41
2.4.2.3	Obtenção da Constante c_3 do Modelo	42
2.4.3	Ensaio Dinâmico em Malha aberta	43
2.4.3.1	Obtenção da Constante c_1 do Modelo	44
2.5	Comparação do Modelo Linearizado com o Modelo Completo	46
2.6	Conclusão	48
3	CONTROLE DE VELOCIDADE DO MCI	49
3.1	Projeto do Controlador PI de Velocidade	49
3.2	Projeto do <i>anti-windup</i>	50
3.3	Projeto da Ação <i>Feedforward</i>	52
3.4	Resultados Experimentais	52
3.5	Conclusão	57
4	CONTROLE DO CONVERSOR RETIFICADOR/INVERSOR	58
4.1	Controle do Retificador Conectado ao Gerador Síncrono	59
4.1.1	Modelo Dinâmico do PMSG no Referencial Rotórico	59
4.1.2	Controle das Correntes Estatóricas	61
4.1.3	Geração de Referências	63
4.1.3.1	Maximização do Torque por Ampère com Restrição de Tensão	63
4.1.4	Modulação do Retificador PWM	65
4.1.5	Ação <i>Anti-windup</i>	67
4.2	Modelagem do Inversor Conectado a Rede	68
4.2.1	Controle das Correntes no Referencial dqo	71
4.2.1.1	Controle das Correntes dq	72
4.2.1.2	Controle da Corrente de Neutro	73

4.2.2	Modulação do Inversor	74
4.2.3	Ação <i>Anti-windup</i>	75
4.2.4	Controle da Tensão do Barramento CC	76
4.2.5	Circuito de Pré-carga	78
4.3	Resultados Experimentais para o Conversor <i>back-to-back</i>	79
4.4	Conclusão	82
5	CONCLUSÃO GERAL	83
5.1	Sugestões Para Trabalhos Futuros	84
	Referências	85
	Apêndice A – DESCRIÇÃO DO <i>SETUP</i> EXPERIMENTAL	88
A.1	Descrição do Grupo Motor Gerador	88
A.2	MOTEC	89
A.3	ECU	91
A.3.1	<i>Encoder</i> Incremental	91
A.3.2	Sensor MAP	92
A.3.3	Sensor de Taxa de Massa de Ar	93
A.4	Grupo Motor Gerador a Etanol em velocidade Variável	93
A.4.1	Conversor <i>back-to-back</i>	93
A.4.2	Motor de Combustão Interna e Gerador Síncrono de Ímã Permanente	95

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1	Representação de um dos cilindros do motor de combustão interna.	24
FIGURA 2.2	Efeito do Fenômeno de Detonação na pressão da câmara de combustão.	27
FIGURA 2.3	(a) Função que relaciona a relação ar/combustível com o torque; (b) Função que relaciona o avanço de ignição com o torque.	28
FIGURA 2.4	Modelo contínuo não-linear no domínio do tempo do MCI.	30
FIGURA 2.5	Diagrama de blocos do modelo contínuo não linear no domínio do ângulo do virabrequim.	33
FIGURA 2.6	Modelo no domínio do ângulo do virabrequim linearizado.	35
FIGURA 2.7	Resultado experimental para obtenção da inércia do grupo motor gerador.	38
FIGURA 2.8	Controle da Posição da Borboleta.	39
FIGURA 2.9	Função $TC(u_{th})$ interpolada através dos dados experimentais. . .	40
FIGURA 2.10	Função $u_{th}(v_{th})$ que lineariza a função característica da borboleta.	41
FIGURA 2.11	Taxa de massa de ar de entrada $\dot{m}_{ai\theta}$ e taxa de massa de ar de saída do coletor $\dot{m}_{ao\theta}$ de admissão para o ensaio de obtenção da constante c_1	45
FIGURA 2.12	Estimativa do parâmetro β_1 para diferentes cargas.	46
FIGURA 2.13	Modelo discreto do MCI linearizado para uma rotação de 1500 rpm.	47
FIGURA 2.14	Degrau da ação de controle v_{th} no modelo modelo completo (tracejado) e no modelo linearizado (traço contínuo).	47
FIGURA 3.1	Diagrama de Bode da planta mais o controlador em malha aberta.	51
FIGURA 3.2	Controlador PI de velocidade com <i>anti-windup</i> e <i>feedforward</i> de velocidade e torque de carga utilizado no MCI.	52
FIGURA 3.3	Degrau de velocidade de referência (N_{ref}) com cargas de 0 Nm, 50 Nm, 100 Nm 150 Nm. (Cada amostra coresponde a meia volta do eixo do virabrequim)	53
FIGURA 3.4	Degrau de velocidade de referência (N_{ref}) com cargas de 0 Nm, 50 Nm, 100 Nm 150 Nm, no domínio do tempo	53
FIGURA 3.5	Degrau de carga de $T_L=-50$ Nm para $T_L=-100$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 1500$ rpm.	55
FIGURA 3.6	Degrau de carga de $T_L=-100$ Nm para $T_L=-150$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 1500$ rpm.	55

FIGURA 3.7	Degrau de carga de $T_L=-50$ Nm para $T_L=-100$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 2000$ rpm (Cada amostra corresponde a 4s).	56
FIGURA 3.8	Degrau de carga de $T_L=-100$ Nm para $T_L=-150$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 2000$ rpm (Cada amostra corresponde a 4s).	56
FIGURA 4.1	Conversor PWM <i>back-to-back</i> proposto para a conexão do PMSG com à rede elétrica.	58
FIGURA 4.2	Retificador PWM conectado ao PMSG.	59
FIGURA 4.3	Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente para o PMSG.	62
FIGURA 4.4	Corrente de referência de eixo direto i_{dsref} em função do conjugado eletromagnético interpolado através de um polinômio de grau 5.	64
FIGURA 4.5	Corrente de referência de eixo de quadratura i_{qsref} em função do conjugado eletromagnético interpolado através de um polinômio de grau 5.	64
FIGURA 4.6	Regiões para a escolha do u_o	66
FIGURA 4.7	Modulação empregada no retificador PWM.	66
FIGURA 4.8	Controle PI + <i>anti-windup</i> utilizado nas malhas de corrente de eixo direto (a) e para o eixo de quadratura (b).	67
FIGURA 4.9	Inversor trifásico conectado a rede utilizado para a obtenção dos resultados experimentais.	68
FIGURA 4.10	Algoritmo para identificação do ângulo da rede elétrica (θ_r).	70
FIGURA 4.11	Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente para o eixo direto e de quadratura.	72
FIGURA 4.12	Diagrama de Bode da malha de controle da corrente i_{oc}	74
FIGURA 4.13	Modulação empregada no inversor PWM.	75
FIGURA 4.14	Controle PI + <i>anti-windup</i> utilizado nas malhas de corrente de eixo direto (a) para o eixo de quadratura (b) e os controladores ressonantes para o eixo o (c).	76
FIGURA 4.15	Diagrama de Bode do sistema em malha aberta de controle da tensão do barramento CC.	78
FIGURA 4.16	Circuito de pré-carga dos capacitores do barramento CC.	79
FIGURA 4.17	Correntes das fases a, b, c para o ensaio de curto circuito aplicado ao retificador PWM conectado ao PMSG.	79
FIGURA 4.18	Tensão de linha do retificador e correntes das fases a, b, c para o retificador operando em 1420 rpm e drenando 30 kW do PMSG.	80
FIGURA 4.19	Correntes da fase a, b, c no ensaio de curto circuito do inversor PWM, para um degraú na corrente de referência de $i_{dcref} = 10A$ para $i_{dcref} = 20A$	81
FIGURA 4.20	Ensaio do inversor conectado a rede elétrica. (Superior) Tensão da rede e (Inferior) Correntes das fases a,b,c.	81

FIGURA 4.21 Tensão do barramento CC (azul) e correntes do lado da rede durante o transitório de partida.	82
FIGURA A.1 Grupo Motor Gerador a Diesel Original.	89
FIGURA A.2 MoTeC M400 utilizada nos ensaios experimentais.	90
FIGURA A.3 Software de gerenciamento e configuração dos mapas de injeção da MoTeC.	90
FIGURA A.4 <i>Hardware</i> desenvolvido para o controle de velocidade e aquisição de dados do motor.	91
FIGURA A.5 <i>Encoder</i> Incremental modelo B58N utilizado nos ensaios.	92
FIGURA A.6 Sensor de pressão absoluta do coletor de entrada MPX4250A utilizado nos ensaios.	92
FIGURA A.7 Sensor de taxa de massa de ar utilizado nos ensaios.	93
FIGURA A.8 Gabinete do Inversor PWM. (a) Painel de comando, (b) frente interna - circuito de controle e instrumentação, (c) traseira - circuito de potência.	94
FIGURA A.9 Gabinete do Retificador PWM. (a) Painel de comando, (b) frente interna - circuito de controle e instrumentação, (c) traseira - circuito de potência.	94
FIGURA A.10 Gabinete contendo o motor de combustão interna e o gerador síncrono de ímã permanente utilizado nos ensaios.	95

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1	Ensaio de motorização para o calculo do atrito	37
TABELA 2.2	Ensaio de motorização para o cálculo da Inércia	37
TABELA 2.3	Dados do MCI durante a operação em malha aberta.	40
TABELA 2.4	Dados para o calculo da constante c_2	42
TABELA 2.5	Dados para o calculo da constante c_3	43
TABELA 2.6	Dados para o calculo da constante c_1	46
TABELA 4.1	Parâmetros do Gerador	60
TABELA 4.2	Parâmetros do Inversor PWM conectado a rede elétrica.	71
TABELA A.1	Parâmetros nominais do MCI.	88

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução Geral

Os Motores de Combustão Interna (MCI) são as máquinas primárias de maior utilização no mundo nos dias de hoje. Eles estão presentes em inúmeros equipamentos sejam eles na produção direta de energia elétrica, tais como em grupos motores/geradores, como na produção direta de movimento para o transporte de carga e pessoas como em carros, trens, navios, etc.

Um dos principais problemas associados a utilização dos MCI são as emissões de gases poluentes oriundos da combustão de combustíveis fósseis. Visando mitigar a emissão de gases poluentes produzidos por estes motores são utilizados catalisadores, os quais requerem que o motor opere com a relação ar/combustível próxima da estequiométrica. Este objetivo só foi alcançado através do advento dos micro-controladores e dos Processadores Digitais de Sinais (DPS) que possibilitaram o desenvolvimento da injeção eletrônica a algumas décadas (RIBBENS, 1998).

O controle eletrônico de motores de combustão interna também permitiu diminuir o consumo de combustível e aumentar a eficiência dos mesmos. Para o controle (regulação) da injeção de combustível a estratégia inicialmente utilizada era baseada em tabelas ou mapas (*Look-up Table*). Este método fornece uma rápida resposta do motor mediante variações de velocidade e carga.

As estratégias de projeto dos mapas e tabelas da injeção eletrônica são realizadas experimentalmente. Geralmente o motor é acoplado a um dinamômetro o qual permite a operação em diferentes condições de carga e rotação. Desta forma os mapas são gerados interativamente e então armazenados na memória de um micro-controlador. Esta sistemática empírica de projeto ainda é utilizada nos dias de hoje, porém, com uma maior utilização de ferramentas de modelagem e simulação, reduzindo desta forma os custos de experimentação em protótipos. A modelagem de motores de combustão interna

é um assunto de grande interesse para as indústrias automobilísticas e aeronáuticas. As dificuldades de modelagem de motores de combustão interna de ciclo *Otto* residem principalmente nas não-linearidades e no atraso de transporte presente no sistema. Este atraso deve ser levado em consideração no projeto do controlador de velocidade para manter a estabilidade e robustez de todo o sistema.

Como citado anteriormente, uma aplicação de grande interesse para motores de combustão interna são os grupos motores geradores, os quais podem ser: a gás, gasolina, ou em sua maioria Diesel. Os grupos motores geradores convencionais trabalham com velocidade constante, proporcional a frequência da rede, ou a frequência que está sendo imposta a carga. Nestes grupos motores geradores é necessário a realização de um controle adequado do MCI, sendo geralmente os principais objetivos o controle da velocidade e a rejeição de distúrbios de carga.

Os grupos motores geradores convencionais geralmente trabalham em um único ponto de operação de velocidade, este que nem sempre é a velocidade que proporciona o menor consumo de combustível e/ou menor emissões de gases poluentes. Porém, existe uma outra estratégia de controle ainda pouco explorada que é a operação do grupo motor gerador em velocidade variável (LEE; LEE; SUL, 2009) (RYAN; LORENZ, 2000). Nesta estratégia o grupo motor gerador pode operar dentro de uma ampla faixa de velocidade, possuindo assim um grau de liberdade para minimizar por exemplo o consumo de combustível e/ou emissões de poluentes. Para realizar a alimentação de cargas com frequência fixa ou mesmo realizar a conexão com a rede são utilizados conversores estáticos de potência.

Em grupos geradores convencionais a frequência da tensão de saída é definida pelo MCI, logo, para que em transitórios de carga a frequência seja mantida dentro dos padrões estabelecidos pelas normas é necessário que a resposta dinâmica do MCI seja rápida. Já na operação em frequência variável alimentando cargas isoladas, a resposta dinâmica do MCI pode ser reduzida com a utilização de armazenadores de energia, o qual podem ser: super capacitores (LEE; LEE; SUL, 2009), banco de baterias, a própria inércia da máquina, etc.

Desta forma com o objetivo de aumentar a eficiência e/ou diminuir emissões de poluentes esta dissertação descreve o desenvolvimento de um controlador de velocidade para um grupo motor gerador operando em velocidade variável. Este sistema é composto por um motor de combustão interna ciclo *Otto* a etanol operando em velocidade variável, um Gerador Síncrono de Ímã Permanente (PMSG) e um conversor Retificador/Inversor PWM (*Back-to-back*). A utilização deste arranjo apresenta algumas vantagens em relação

aos grupos motores geradores convencionais a Diesel operando em frequência fixa, tais como:

- Utilização do Etanol que é um combustível renovável.
- Redução do custo do motor, visto que motor ciclo *Otto* possui menor custo se comparado ao motor Diesel. Este entre outros motivos podem, em alguns casos, viabilizar economicamente a utilização do conversor estático de potência.
- Diminuições das emissões de gases poluentes, principalmente o NO_x .
- Diminuição do consumo de combustível, principalmente em baixas cargas.
- Diminuição dos ruídos audíveis (Redução dos custos em isolamento acústico), principalmente em baixas cargas.
- Utilização de um Gerador Síncrono de Ímã Permanente (*PMSG*), o qual apresenta alto rendimento e pequeno peso se comparado aos gerados síncronos com rotor bobinado e aos geradores assíncronos.

Um grupo motor gerador operando em velocidade variável é composto por vários subsistemas de controle, gerenciamento e proteção. Este trabalho restringe o estudo apenas na modelagem do MCI e no projeto de um controlador de velocidade para o MCI.

1.2 Revisão Bibliográfica

A literatura sobre modelos dinâmicos de motores a combustão interna é bastante extensa, dada sua relevante aplicação principalmente na indústria automobilística. Modelos de motores de quatro, seis e oito cilindros foram inicialmente desenvolvidos em (HAZELL; FLOWER, 1971). Estes modelos e as análises relacionadas são significantes porque foram os primeiros a desenvolver modelos discretos e aproximações da dependência entre torque e combustível. Um modelo de planta linear foi desenvolvido em (CASSIDY J.; ATHANS; LEE, 1980), com uma aproximação do comportamento das emissões e foi utilizado no projeto de um controlador linear quadrático.

Uma das principais contribuições na modelagem e controle de motores de combustão interna foi realizada por B. K. Powell em (POWELL, 1979) e (POWELL; COOK, 1987). Os modelos desenvolvidos por Powel são conhecidos como modelos não-termodinâmicos, pois

desprezam os efeitos da combustão em si e consideram apenas o seu efeito final. Também são desprezados os efeitos da pulsação de torque causado pelo movimento alternado dos cilindros.

O trabalho de Powel foi um dos primeiros a realizar o desenvolvimento e simulação de uma representação matemática básica da dinâmica não-linear de um motor de combustão interna. O modelo contém descrições do processo de admissão incluindo caracterizações do regulador de entrada de ar (borboleta), do sistema de injeção de combustível, assim como caracterizações do trabalho de bombeamento do motor e do torque de saída. Ele também integrou ao modelo efeitos do comandos de centelha (avanço de ignição) e do sistema de combustível. Já em (COOK; POWELL, 1988) um modelo linear orientado para controle é obtido da representação não-linear. Técnicas para verificação experimental são examinadas e um exemplo prático ilustrativo é apresentado.

Por outro lado em (GUZZELLA; HONDER, 2010) é apresentado uma síntese da modelagem orientada para controle de MCIs baseado em princípios termodinâmicos. Nos últimos anos o laboratório de controle adaptativo do MIT (Massachusetts Institute of Technology) publicou vários artigos no assunto (YILDIZ et al., 2011), porém com uma abordagem puramente matemática. Outras abordagens para o controle de MCIs podem ser utilizadas em posteriores comparações, como por exemplo utilização da lógica nebulosa de controle (*fuzzy*) (PAN; WEI; ZHAO, 2008). Os sistemas *fuzzy Takagi-Sugeno* fornecem um método que usa sistemas localmente lineares com atraso com descrições *fuzzy* para obter não linearidade.

Deve ser ressaltado que a maioria das publicações sobre controle de velocidade abordam o controle de marcha lenta, do inglês *Idle Speed Control*. Onde se considera apenas pequenas variações em torno da velocidade de marcha lenta, onde a incerteza paramétrica é menor. Desta forma são utilizados controladores do tipo *fuzzy* (YURKOVICH; SIMPSON, 1997) e também controladores do tipo *Slide Mode* (ALT et al., 2009).

Em motores de combustão interna outra grandeza de interesse a ser controlada é a relação ar/combustível. A relação ar/combustível influencia diretamente no desempenho do MCI no que diz respeito a produção de torque e emissões de poluentes. Para o controle da relação ar/combustível pode-se citar os controladores adaptativos (XIAOHONG; TIELONG, 2011) e (YILDIZ et al., 2010), controladores baseados em observadores (POWELL; FEKETE; CHANG, 1998) e também os controladores do tipo *Slide Mode* (WON; CHOI; HEDRICK, 1995).

Os modelos do MCI propostos por Powel são modelos dinâmicos no domínio do tempo,

porém em (CHIN; COATS, 1986) é mostrado que os parâmetros do MCI são menos variantes no domínio do ângulo do virabrequim. Neste domínio as variáveis são amostradas em um intervalo fixo de ângulo do virabrequim, porém, este intervalo irá variar em relação ao tempo.

1.3 Objetivos da Dissertação

Este trabalho apresenta a modelagem de um motor de combustão interna ciclo *Otto* a etanol, bem como o desenvolvimento de uma estratégia de controle de velocidade, aplicado a um grupo motor gerador operando em velocidade variável. Também será apresentado a modelagem e controle do conversor Retificado/Inversor de saída para a conexão com a rede elétrica. Como objetivos específicos podem-se citar:

- Desenvolvimento de modelos dinâmicos que representem os comportamentos dominantes de um MCI a etanol.
- Discretização e linearização do modelo.
- Projeto do controlador de velocidade, incluindo alívio da ação integral *anti-windup* e uma ação de compensação direta *feedforward*.
- Modelagem e controle do retificador PWM conectado ao gerador síncrono, capaz de aplicar torque de carga ao MCI.
- Desenvolvimento de uma estratégia de maximização de torque por Ampère, aplicado ao PMSG, levando em conta a restrição de tensão do barramento CC.
- Modelagem e controle do inversor PWM conectado rede elétrica, capaz de regular a tensão do barramento CC.
- Implementação e validação experimental dos controladores.
- Sugestões para trabalhos futuros.

1.4 Organização da Dissertação

Os capítulos desta dissertação estão organizados na forma que segue.

O Capítulo 1 apresenta uma introdução ao assunto, uma revisão bibliográfica sobre o tema a fim de contextualizar a dissertação na realidade atual e os objetivos da dissertação.

No Capítulo 2 são desenvolvidos modelos do MCI. Primeiramente é obtido o modelo médio do MCI no domínio do tempo, e em seguida algumas considerações são realizadas e então o modelo médio no domínio do ângulo do virabrequim é obtido. E por fim baseado no modelo médio no domínio do ângulo do virabrequim um modelo linear discreto é derivado visando o projeto do controlador de velocidade.

No Capítulo 3 é realizado o projeto do controlador PI de velocidade incluindo o alívio da ação integral *anti-windup* e uma ação de compensação direta *feedforward*. Resultados experimentais são realizados para validar a metodologia de projeto.

O Capítulo 4 descreve o controle do conversor Retificador/Inversor (*back-to-back*) responsável por aplicar torque de carga ao MCI. Também são apresentados resultados experimentais.

2 **MODELOS DO MOTOR DE COMBUSTÃO INTERNA**

Neste capítulo é descrito a obtenção dos modelos do motor a combustão interna. Dois modelos são aqui apresentados sendo eles: modelo no domínio do tempo (*time based*) (COOK; POWELL, 1988) e o modelo no domínio do ângulo do virabrequim (*event based*) (BUTTS; SIVASHANKAR; SUN, 1999). Este último será utilizado na obtenção de um modelo linear para o controle de velocidade.

2.1 **Modelo Dinâmico do MCI no Domínio do Tempo**

O modelo do MCI no domínio do tempo é fundamentado nos trabalhos desenvolvidos por (COOK; POWELL, 1988). Nesta abordagem são encontradas funções dinâmicas não-lineares que descrevem o comportamento no domínio do tempo para o corpo da borboleta (válvula de entrada ar), trabalho de bombeamento, produção de torque, sistema de combustível e dinâmicas rotacionais. Também são aqui incluídas representações dos sistemas de regulação da razão ar/combustível (*AF*), *Wall-Wetting* e do sensor de oxigênio (sonda λ). A representação simplificada de um dos cilindros do motor a combustão interna é mostrada na figura 2.1.

2.1.1 **Entrada de Ar**

Inicialmente será obtida a relação entre o sinal de comando da borboleta e da pressão do coletor de admissão com a taxa massa de ar de entrada do coletor de admissão (\dot{m}_{ai}). Esta análise é desenvolvida empregando o princípio da conservação de massa e energia. Também assume-se como hipótese que o ar é um gas ideal seguindo um fluxo unidimensional, isentrópico e compressível. Segundo (WAGNER; DAWSON; ZEYU, 2003)

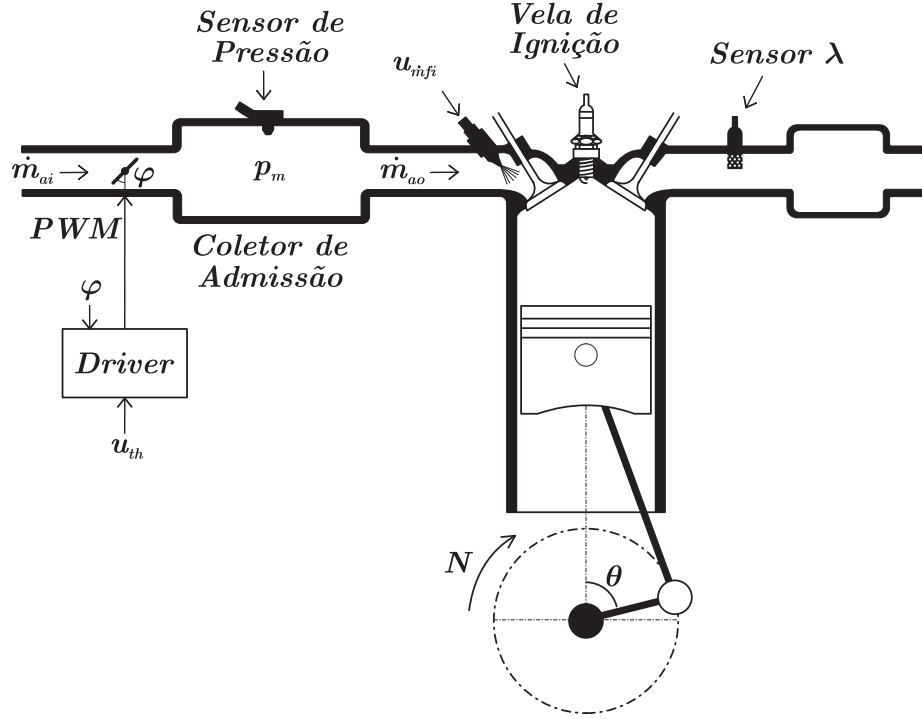


Figura 2.1: Representação de um dos cilindros do motor de combustão interna.

este fenômeno pode ser representado pela equação 2.1.

$$\dot{m}_{ai} = f_{th}(\varphi, p_m) = \left\{ TC(\varphi)PRI\left(\frac{p_{atm}}{p_m}\right) \right\} \quad (2.1)$$

onde: $TC(\cdot)$: Característica do corpo da borboleta, φ : Ângulo da borboleta, p_{atm} : Pressão ambiente (kPa), p_m : Pressão do coletor de admissão (kPa), $PRI(\cdot)$: Influência da pressão normalizada, a qual pode ser expressa segundo (HEYWOOD, 1988) pela equação 2.2.

$$PRI\left(\frac{p_{atm}}{p_m}\right) = 1 - e^{9\left(\frac{p_m}{p_{atm}} - 1\right)} \quad (2.2)$$

A equação característica que modela o comportamento da borboleta TC pode ser representada por uma função quadrática do ângulo de abertura, como mostrado na equação 2.3. Os coeficientes a, b, c devem ser ajustados através de ensaios experimentais.

$$TC(\varphi) = a\varphi^2 + b\varphi + c \quad (2.3)$$

A estimativa da taxa de massa de ar que entra na câmara de combustão (\dot{m}_{ao}) pode ser expressa pela equação 2.4, considerando o motor como uma bomba de ar (COOK; POWELL, 1988). Desta forma a taxa de massa de ar será proporcional ao produto da velocidade

angular do virabrequim do motor N (em rpm) e da pressão do coletor de admissão p_m .

$$\dot{m}_{ao} = c_1 p_m N \quad (2.4)$$

onde: c_1 corresponde a constante de proporcionalidade.

A pressão do coletor p_m pode ser determinada assumindo um sistema de admissão sem perdas de carga, temperatura homogênea e constante (POWELL; COOK, 1987). Desta forma a dinâmica da pressão do coletor de admissão pode ser representada pela equação 2.5.

$$\dot{p}_m = c_3(\dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao}) \quad (2.5)$$

Como o motor é considerado uma bomba de ar, uma amostra da mistura ar e combustível é admitida em cada cilindro do motor a cada 720° de rotação do eixo do virabrequim por cilindro. O MCI produzirá torque a partir do processo de combustão apenas 360° após a admissão. Este atraso de transporte entre a admissão de ar e a produção de torque é chamado de *induction-to-power-stroke*. Este atraso é expresso em segundos como uma função da velocidade angular do virabrequim (em rpm) pela equação 2.6.

$$\tau_d = \frac{60}{N} \quad (2.6)$$

2.1.2 Sistema de Combustível

A alimentação de combustível no MCI é realizada através válvulas eletromagnéticas de injeção, ou injetores, como visto na figura 2.1. Os injetores são acionados através de um sinal de comando proporcional a massa de combustível desejada ($u_{\dot{m}_{fi}}$). Porém, nem todo combustível entra na câmara de combustão imediatamente na forma de vapor, parte deste combustível condensa nas paredes do coletor de admissão e acaba entrando posteriormente na câmara de combustão. Este fenômeno é conhecido na literatura como *Wall-Wetting* e pode ser modelado pela equação dinâmica 2.7.

$$\frac{\dot{m}_{fi}(s)}{u_{\dot{m}_{fi}}(s)} = \frac{\varepsilon s + \omega_f}{s + \omega_f} \quad (2.7)$$

onde: $u_{\dot{m}_{fi}}$ corresponde ao comando de combustível, \dot{m}_{fi} corresponde a taxa de massa de combustível que entra na câmara de combustão, ε é a fração de combustível vaporizado que entra diretamente no cilindro ($1 < \varepsilon < 0$), $(1 - \varepsilon)$ é a fração de massa de combustível depositada nas paredes do coletor de admissão, enquanto ω_f é a dinâmica com que o combustível condensado entra na câmara de combustão (AQUINO, 1981).

2.1.3 Relação Ar/Combustível

A relação entre a taxa de massa de ar e a taxa de massa de combustível ($\dot{m}_{ao}/\dot{m}_{fi}$) influencia diretamente o desempenho do MCI no que diz respeito a economia de combustível, emissões de poluentes e produção de torque. Para mitigar os gases emitidos pelo processo de combustão hoje em dia geralmente são utilizados catalisadores. Para que a eficiência de conversão do catalisador seja máxima a relação ar/combustível deve ser mantida próxima da estequiométrica (AF_s), tipicamente $AF_s = 9$ para motores a etanol. Desta forma define-se a variável relação ar/combustível normalizada pelo valor estequiométrico, também conhecida como λ , como mostrado na equação 2.8.

$$\lambda = \frac{1}{AF_s} \frac{\dot{m}_{ao}}{\dot{m}_{fi}} \quad (2.8)$$

O valor de λ pode ser obtido através da sonda λ porém, com um atraso de 540° de rotação do motor ou em termos da velocidade, como mostrado na equação 2.9.

$$\tau_\lambda = \frac{90}{N} \quad (2.9)$$

Este atraso é inerente ao motor ciclo *Otto* devido ao fato que a mistura deve ser admitida, comprimida e expandida para então ser retirada da câmara de combustão para ser medida pela sonda λ . A função de transferência que relaciona o λ obtido a partir da sonda lambda (λ^m) é dado pela equação 2.10.

$$\frac{\lambda^m(s)}{\lambda(s)} = \left(\frac{\omega_\lambda}{s + \omega_\lambda} \right) e^{-s\tau_\lambda} \quad (2.10)$$

onde: o polo ω_λ modela a dinâmica da queima da mistura e também a dinâmica da sonda lambda (ZAVALA; GÜNTHER; SANKETI, 2006).

2.1.4 Avanço de Ignição

Durante o ciclo de compressão da mistura ar e combustível um pulso de tensão é aplicado a bobina de ignição gerando uma alta tensão em seu secundário. Esta tensão é aplicada a vela de ignição no interior da câmara de combustão gerando uma centelha que dá início a combustão, que por sua vez gera o torque de saída do motor. O ângulo de avanço no qual a centelha é aplicada a vela é medida em relação ao ponto morto superior e é denominada avanço de ignição (u_δ). Em geral quanto maior o avanço de ignição maior será a pressão alcançada dentro do cilindro e conseqüentemente maior o torque. Porém,

o avanço de ignição é limitado por um fenômeno denominado detonação ou (*knocking*). Este fenômeno deve ser evitado, pois sua ocorrência contínua pode causar danos ao motor.

A detonação é um fenômeno no qual a combustão ocorre de forma abrupta e espontânea dentro da câmara de combustão gerando oscilações na pressão da câmara e no torque de saída (BOUBAI, 2000), como pode ser visto na figura 2.2.

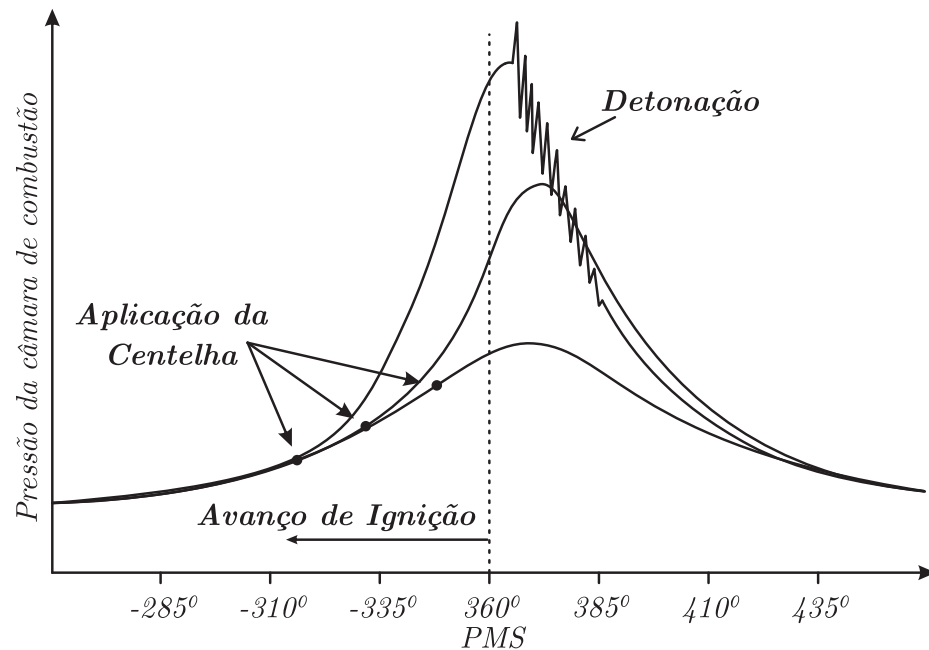


Figura 2.2: Efeito do Fenômeno de Detonação na pressão da câmara de combustão.

O Fenômeno de detonação pode ser detectado através da análise espectral da pressão da câmara de combustão, o que não é comum em aplicações práticas devido ao alto custo deste sensor. Outra alternativa é o uso de um acelerômetro, conhecido como *knocking sensor*, acoplado ao bloco do motor o qual mede as vibrações estruturais geradas pelo fenômeno. Identificada a detonação alguma ação deve ser tomada, o que geralmente engloba a diminuição do avanço de ignição e/ou enriquecimento da mistura (diminuição do λ).

2.1.5 Torque do MCI

O Torque produzido pelo motor depende principalmente da taxa de massa de ar que entra na câmara de combustão, da velocidade, da relação estequiométrica e do ângulo de avanço de ignição. Desta forma o torque médio pode ser descrito, segundo (XIAOHONG;

TIELONG, 2011) pela equação 2.11.

$$T_e = c_4 \frac{\dot{m}_{ao}^d}{N} f_\delta(u_\delta) f_\lambda(\lambda^d) \quad (2.11)$$

onde: as variáveis com índice d correspondem as variáveis atrasadas em $\tau_d = \frac{60}{N}$ segundos.

A função $f_\lambda(\cdot)$ representa a influência da relação ar/combustível no torque, e é modelada como uma função quadrática com dois parâmetros a serem determinados, conforme mostrado na equação 2.12.

$$f_\lambda(\lambda^d) = 1 - \alpha_1 (\lambda^d - \lambda MBT)^2 \quad (2.12)$$

onde: λMBT corresponde ao λ que proporciona o máximo torque.

Já a função $f_\delta(\cdot)$ representa a influência do avanço de ignição no torque, e também é modelada como uma função quadrática com dois parâmetros a serem determinados, conforme mostrado na equação 2.13.

$$f_\delta(u_\delta) = 1 - \alpha_2 (u_\delta - \delta MBT)^2 \quad (2.13)$$

onde: δMBT corresponde ao avanço de ignição que proporciona o máximo torque.

A figura 2.3 mostra o comportamento das equações 2.12 e 2.13, respectivamente.

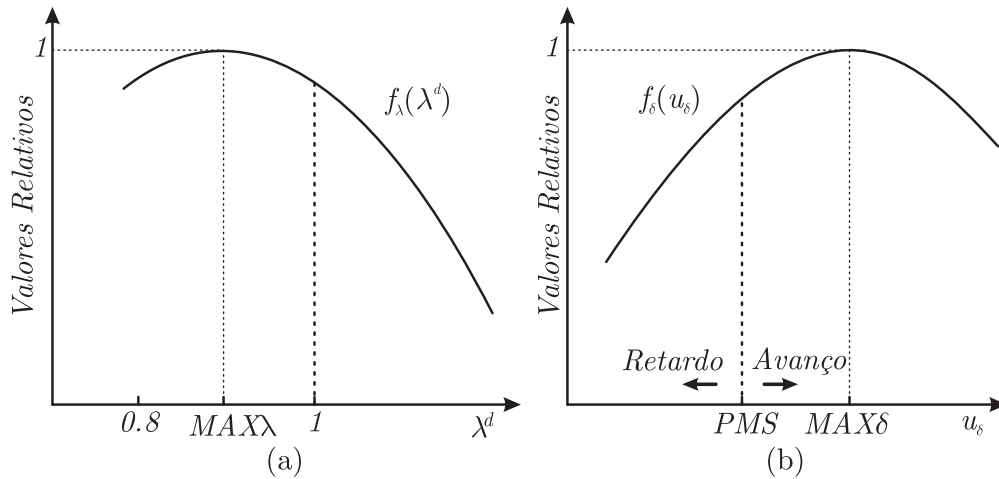


Figura 2.3: (a) Função que relaciona a relação ar/combustível com o torque; (b) Função que relaciona o avanço de ignição com o torque.

Os parâmetros α_1 , α_2 , λMBT e δMBT são parâmetros que dependem de fatores construtivos e devem ser ajustados experimentalmente.

2.1.6 Dinâmicas Rotacionais

A dinâmica de rotação é encontrada através da segunda lei de Newton, ou seja:

$$T_e - T_L - b \frac{\pi}{30} N = J \frac{\pi}{30} \dot{N} \quad (2.14)$$

onde: J corresponde ao momento de inércia do motor, b coeficiente de atrito e T_L torque de carga, no caso em questão o torque do gerador.

A figura 2.4 mostra o modelo completo do MCI no domínio do tempo.

2.2 Modelo Dinâmico do MCI no Domínio do Ângulo do Virabrequim

Para o propósito do controle do motor a combustão é vantajoso tratar as grandezas em função da posição do virabrequim ao invés do tempo. As principais vantagens da representação das dinâmicas do motor de combustão interna e de seu controle no domínio do ângulo do virabrequim ao invés do domínio do tempo (CHIN; COATS, 1986), são:

- O atraso de transporte associado a admissão da mistura e a produção de torque, que depende da velocidade no domínio do tempo, é fixa no domínio do ângulo de virabrequim.
- A taxa de massa de ar no domínio do ângulo do virabrequim (g/rad) admitida pelo motor é uma função praticamente linear da pressão do coletor, sendo que a taxa de massa de ar no tempo (g/s) é fortemente dependente da velocidade.
- O torque produzido pelo MCI é uma função praticamente linear a taxa de massa ar (g/rad).
- No controle do motor de combustão interna as ações de controle são sincronizadas com a posição do virabrequim.

A seguir serão derivados modelos para o MCI no domínio do ângulo do virabrequim.

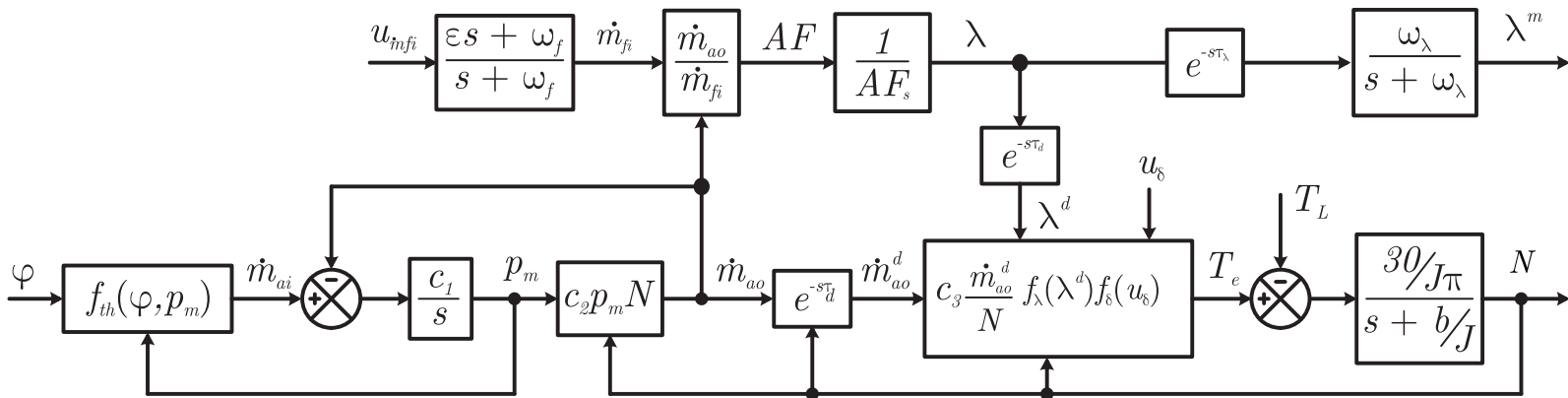


Figura 2.4: Modelo contínuo não-linear no domínio do tempo do MCI.

2.2.1 Variáveis da Malha de Velocidade Representadas no Domínio do Ângulo do Virabrequim

A representação das variáveis no domínio do ângulo do virabrequim (θ) é alcançada através de uma mudança de variáveis, primeiramente note que:

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\pi N}{30} \quad (2.15)$$

então, utilizando a regra da cadeia, uma variável na forma $\frac{dx}{dt}$ pode ser transformada para o domínio do ângulo do virabrequim $\frac{dx}{d\theta}$ através da equação 2.16.

$$\frac{dx}{d\theta} = \frac{dx}{dt} \frac{30}{\pi N} \quad (2.16)$$

Desta forma as grandezas no domínio do ângulo do virabrequim, tornam-se:

$$\dot{n}_{ai\theta} = \frac{\dot{m}_{ai}}{d\theta} = \frac{30}{\pi N} \dot{m}_{ai} \quad (2.17a)$$

$$\dot{m}_{ao\theta} = \frac{\dot{m}_{ao}}{d\theta} = c_2 \frac{30}{\pi} p_m \quad (2.17b)$$

$$\dot{p}_{m\theta} = \frac{\dot{p}_m}{d\theta} = c_1 (\dot{m}_{ai\theta} - \dot{m}_{ao\theta}) \quad (2.17c)$$

$$\dot{N}_\theta = \frac{dN}{d\theta} = \frac{30}{J\pi} \left(-b + \frac{30 T_{e\theta} - T_{L\theta}}{N} \right) \quad (2.17d)$$

e para o torque,

$$T_{e\theta} = c_3 \frac{\pi}{30} \dot{m}_{ao\theta}^d f_\delta(u_\delta) f_\lambda(\lambda^d) \quad (2.18)$$

Também são definidas funções auxiliares, as quais agrupam as não linearidades do modelo:

$$f_{T\theta}(\dot{m}_{ao\theta}^d, N, u_\delta, \lambda^d) = \frac{c_3 \dot{m}_{ao\theta}^d f_\delta(u_\delta) f_\lambda(\lambda^d)}{N} \quad (2.19)$$

$$f_{th\theta}(\varphi, p_m, N) = \frac{30(a\varphi^2 + b\varphi + c) \left(1 - e^{9\left(\frac{p_m}{p_{atm}} - 1\right)} \right)}{\pi N} \quad (2.20)$$

$$f_{TL}(T_L, N) = \frac{30T_L}{\pi N} \quad (2.21)$$

Desta forma a equação 2.17d pode ser reescrita como:

$$\dot{N}_\theta = \frac{30}{J\pi} \left(-b + f_{T\theta}(\dot{m}_{ao\theta}^d, N, u_\delta, \lambda^d) - f_{TL}(T_L, N) \right) \quad (2.22)$$

O atraso de transporte que na representação no domínio do tempo era uma função da velocidade, na representação no domínio do ângulo do virabrequim torna-se um atraso

constante, ou seja:

$$\tau_{d\theta} = 2\pi \quad (2.23)$$

2.2.2 Variáveis da Malha da Relação Ar/Combustível Representadas no Domínio do Ângulo do Virabrequim

As variáveis da malha da relação ar/combustível podem ser representadas no domínio do ângulo do virabrequim de maneira semelhante, ou seja:

$$\dot{m}_{fi\theta} = \frac{m_{fi}}{d\theta} = \frac{30}{\pi N} \dot{m}_{fi} \quad (2.24a)$$

$$\lambda = \frac{1}{AF_s} \frac{\dot{m}_{ao\theta}}{\dot{m}_{fi\theta}} \quad (2.24b)$$

A dinâmica do *Wall-Wetting* no domínio do tempo equação 2.7, é representada no domínio do ângulo do virabrequim pela equação 2.25.

$$\begin{aligned} \ddot{x}_{f\theta}(\theta) &= -\frac{30\omega_f}{\pi N} \dot{x}_{f\theta}(\theta) + \frac{30\omega_f}{\pi N} \dot{u}_{fc\theta}(\theta) \\ \dot{m}_{fi\theta}(\theta) &= (1 - \varepsilon) \dot{x}_{f\theta}(\theta) + \varepsilon \dot{u}_{fc\theta}(\theta) \end{aligned} \quad (2.25)$$

E a dinâmica da sonda lambda no domínio do tempo, equação 2.10, é representada no domínio do ângulo do virabrequim pela equação 2.26.

$$\dot{\lambda}_\theta^m(\theta) = -\frac{30\omega_\lambda}{\pi N} \lambda_\theta^m(\theta) + \frac{30\omega_\lambda AF_s}{\pi N} \lambda_\theta(\theta - 3\pi) \quad (2.26)$$

A figura 2.5 mostra o diagrama de blocos do modelo do motor no domínio do ângulo do virabrequim.

2.3 Modelo Discreto no Domínio do Ângulo do Virabrequim

Como o controle de velocidade será realizado em um Processador Digital de Sinais *DSP*, logo, uma representação da planta na forma discreta é desejada. Também para o projeto do controlador de velocidade baseado nos métodos clássicos, é conveniente encontrar-se um modelo linear da planta mesmo em torno de alguns pontos de operação. Assim, nesta seção serão desenvolvidos modelos discretos e lineares do MCI.

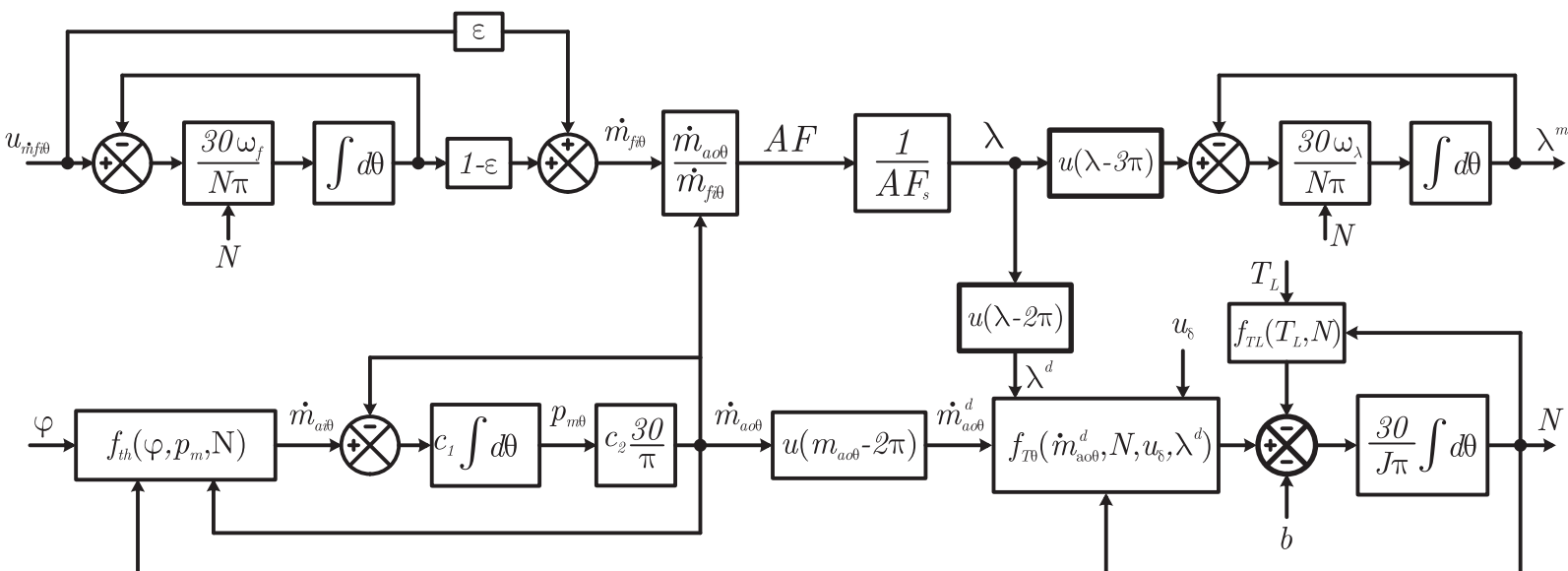


Figura 2.5: Diagrama de blocos do modelo contínuo não linear no domínio do ângulo do virabrequim.

2.3.1 Linearização e Discretização do Modelo *Event Based*

As não linearidades da planta encontram-se concentradas nas funções $f_{th\theta}$, f_{TL} e $f_{T\theta}$, assim as mesmas podem ser linearizadas em torno de um ponto de equilíbrio. Primeiramente para a função da taxa de massa de ar de entrada:

$$\tilde{f}_{th\theta} = \tilde{m}_{ai\theta} = k_{\varphi}\tilde{\varphi} + k_{pm}\tilde{p}_{m\theta} + k_{Nth}\tilde{N} \quad (2.27)$$

$$\text{onde: } k_{\varphi} = \left. \frac{\partial f_{th\theta}}{\partial u_{th}} \right|_{\varphi, N, P_m}; k_{pm} = \left. \frac{\partial f_{th\theta}}{\partial p_m} \right|_{\varphi, N, P_m}; k_{Nth} = \left. \frac{\partial f_{th\theta}}{\partial N} \right|_{\varphi, N, P_m}$$

torque do motor:

$$\tilde{f}_{T\theta} = k_{mao}\tilde{m}_{ao\theta} + k_{NT}\tilde{N} + k_{\lambda}\tilde{\lambda} + k_{\delta}\tilde{u}_{\delta} \quad (2.28)$$

onde:

$$k_{mao} = \left. \frac{\partial f_{T\theta}}{\partial \tilde{m}_{ao\theta}} \right|_{\tilde{m}_{ao\theta}, N, U_{\delta}, \lambda}; k_{NT} = \left. \frac{\partial f_{T\theta}}{\partial N} \right|_{\tilde{m}_{ao\theta}, N, U_{\delta}, \lambda}; k_{\lambda} = \left. \frac{\partial f_{T\theta}}{\partial \lambda} \right|_{\tilde{m}_{ao\theta}, N, U_{\delta}, \lambda}; k_{\delta} = \left. \frac{\partial f_{T\theta}}{\partial \delta} \right|_{\tilde{m}_{ao\theta}, N, U_{\delta}, \lambda}$$

e para o torque de carga:

$$\tilde{f}_{TL} = k_{TL}\tilde{T}_L + k_{NTL}\tilde{N} \quad (2.29)$$

$$\text{onde: } k_{TL} = \left. \frac{\partial f_{TL}}{\partial T_L} \right|_{T_L, N}; k_{NTL} = \left. \frac{\partial f_{TL}}{\partial N} \right|_{T_L, N}$$

O controle da relação ar/combustível e do avanço de ignição é realizado através de um sistema independente de injeção eletrônica MOTEC M400 (MOTEC, 2004), uma breve descrição sobre a MOTEC pode ser encontrado no apêndice A.2. Como neste trabalho objetiva-se apenas o controle da velocidade, as variáveis relação ar/combustível e avanço de ignição serão desconsideradas nas análises subsequentes. A figura 2.6 mostra o diagrama do modelo linearizado do MCI no domínio do ângulo do virabrequim, desconsiderando as influências da relação ar/combustível e do avanço de ignição.

Após a etapa de linearização é realizada a discretização do sistema. Segundo (CHANG et al., 1995) o maior intervalo de amostragem que permite representar a taxa de ocorrência dos eventos do motor é dado pela equação 2.30.

$$\Delta\theta_s = \frac{4\pi}{n_{cil}} \quad (2.30)$$

onde: n_{cil} corresponde ao número de cilindros, para o caso em questão $n_{cil} = 4$. Logo o intervalo de amostragem é de $\pi rad/s$ ou meia volta do eixo do virabrequim.

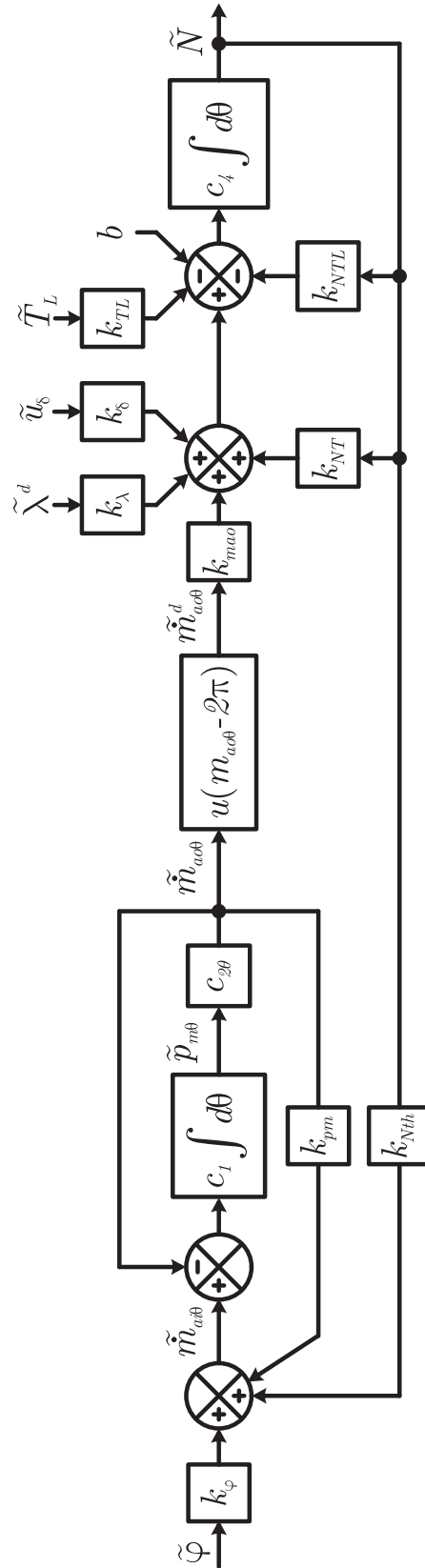


Figura 2.6: Modelo no domínio do ângulo do virabrequim linearizado.

Para a realização da discretização primeiramente considera-se a integral contínua em relação a variável θ , como mostrado na equação 2.31.

$$y = \int u(\theta)d\theta \quad (2.31)$$

Em seguida utilizando-se a aproximação de *Tustin* a mesma é discretizada com um intervalo de amostragem $\Delta\theta_s$, como mostrado em 2.32.

$$y[k] = y[k - 1] + \Delta\theta_s \frac{u[k] + u[k - 1]}{2} \quad (2.32)$$

É comum para o projeto de controladores no domínio discreto o uso da transformada Z , onde a variável complexa z é definida como:

$$z = e^{-T_s(\sigma + j2\pi f)} \quad (2.33)$$

onde: T_s é o período de amostragem, f é a frequência = $1/t$, e t é o tempo.

Porém, aqui a variável complexa z é redefinida pela substituição do tempo t pelo ângulo do virabrequim θ , como segue:

$$z = e^{-\pi(\sigma + j\frac{2\pi}{\theta})} \quad (2.34)$$

Desta forma aplicando a transformada Z na equação 2.32 obtêm-se:

$$y(z) = \frac{\Delta\theta_s}{2} \frac{z + 1}{z - 1} u(z) \quad (2.35)$$

2.4 Operação em Malha Aberta e Calculo das Constantes do Modelo

Para validar o modelo acima proposto foram realizados alguns ensaios no MCI, sendo eles: ensaio de motorização, ensaio de regime permanente em malha aberta e ensaio dinâmico em malha aberta. Uma descrição mais detalhada do *Setup* experimental é descrito no Apêndice A.

2.4.1 Ensaio de Motorização

O primeiro ensaio corresponde ao ensaio de motorização. Neste ensaio a borboleta que regula a entrada de ar é mantida aberta e a injeção de combustível é desligada. Em

seguida o MCI é acionado pelo motor elétrico (PMSG) a partir da rede elétrica com velocidade constante. Assim, considerando que toda o torque aplicado ao MCI é utilizado para vencer o atrito (b), o mesmo pode ser calculado em função do torque e da velocidade pela equação 2.36.

$$b = \frac{T_L 30}{N\pi} \quad (2.36)$$

A Tabela 2.1 mostra os valores de b calculado para diferentes velocidades.

Tabela 2.1: Ensaio de motorização para o calculo do atrito

$N(rpm)$	$T_L(Nm)$	$b(calculado)$
986.6	46.6	0.45
1295.9	54.9	0.40
1497.9	60.9	0.39
1805.2	69.6	0.37
	Média:	0.40

Como os valores encontrados na Tabela 2.1 variam pouco em torno da média, considerou-se o seu valor médio de $b=0.40$.

Em seguida é realizado o ensaio para obtenção da Inércia (J) do grupo motor gerador. Neste ensaio o MCI é motorizado, da mesma forma que o ensaio anterior, e então o motor elétrico é desligado abruptamente ($T_L \rightarrow 0Nm$) fazendo com que a velocidade também vá a zero. Desta forma a Inércia é obtida pela equação 2.37.

$$J = \frac{-b\Delta t}{\ln\left(\frac{N_{final}}{N_{inicial}}\right)} \quad (2.37)$$

onde: Δt corresponde ao intervalo de tempo em que a velocidade leva para decair da velocidade inicial $N_{inicial}$ até a velocidade N_{final} .

A Tabela 2.2 mostra os resultados de dois ensaios realizados para se encontrar a Inércia, considerando $b = 0.4$.

Tabela 2.2: Ensaio de motorização para o cálculo da Inércia

$\Delta t(s)$	$N_{inicial}$	N_{final}	J
5	1077.58	82.41	0.78
5	1061.41	79.04	0.77
		Média:	0.77

Como os valores encontrados na Tabela 2.2 variam pouco em torno da média, considerou-se o seu valor médio de $J=0.77$.

A figura 2.7 mostra um resultado experimental para obtenção da inércia do grupo motor gerador.

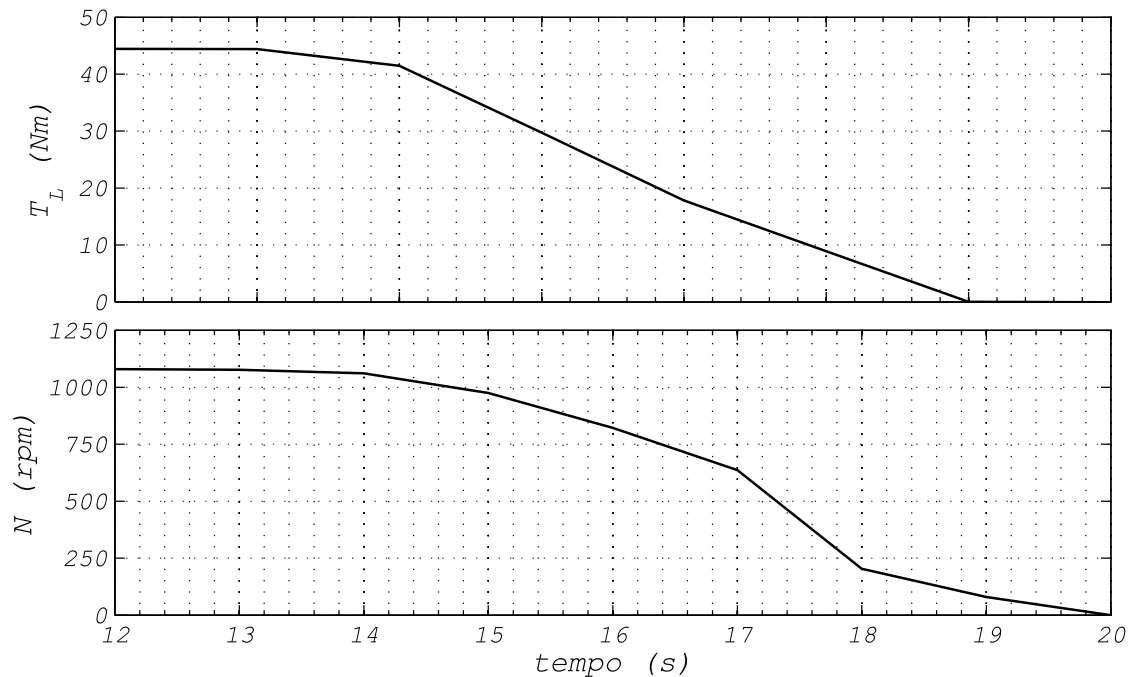


Figura 2.7: Resultado experimental para obtenção da inércia do grupo motor gerador.

2.4.2 Ensaio de Regime Permanente em Malha Aberta

Neste ensaio o MCI é posto em funcionamento e então operado em diferentes velocidades e cargas. O ângulo da borboleta (φ) é controlado através de um controlador PID situado no módulo de injeção eletrônica *MOTEC*. A referência do sinal da borboleta fornecido à *MOTEC* geralmente é produzido por um pedal acelerador o qual é composto por dois potenciômetros invertidos (o mesmo utilizado em automóveis) que produzem dois sinais de 0-5V proporcionais a sua posição. Porém, no sistema proposto objetiva-se controlar a velocidade sem a utilização do pedal.

Desta forma o ângulo de referência é produzido pela *ECU* através do sinal u_{th} , como mostrado na figura 2.8. O sinal u_{th} é limitado entre $u_{th_min} = 0.1$ e $u_{th_max} = 0.9$ (restrição do Driver) e corresponde a uma variação de ângulo de referência da borboleta de 11° a 90° (restrição da borboleta). O sinal u_{th} é transformado em um sinal PWM com frequência de comutação 50 kHz e então filtrado através de um filtro RC passa baixas o qual extrai o seu valor médio, este circuito tem o seu funcionamento equivalente a um conversor digital para analógico DAC (do inglês, *Digital to Analogic Converter*). Por questões de segurança a

MOTEC requer dois sinais vindos do pedal acelerador, sendo eles complementares. Desta forma o circuito modulador gerador do PWM é configurado de forma a produzir também dois sinais complementares, como também mostrado na figura 2.8.

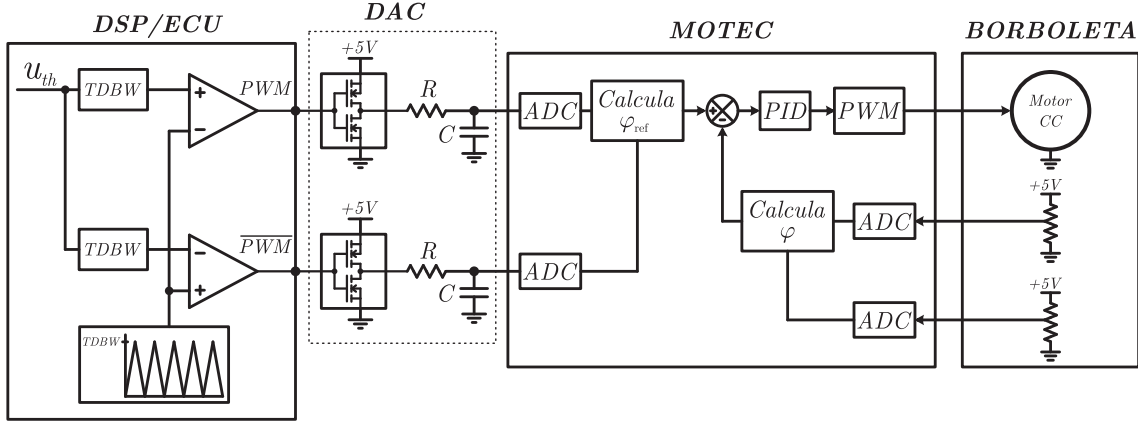


Figura 2.8: Controle da Posição da Borboleta.

onde: $TDBW$ corresponde a amplitude da portadora de forma que a frequência do PWM seja de 50kHz ($TDBW = \frac{f_{DSP}}{2 \cdot 50kHz}$).

Durante o ensaio a ação de controle u_{th} foi ajustada manualmente de forma que a velocidade estabiliza-se em torno de três faixas de velocidade $N = 1000, 1500$ e 2000 rpm com diferentes cargas $T_L = 0, 50, 100, 150$ e 200 Nm. A operação em 1000 rpm e torque maior do que 200 Nm não foi possível, pois o motor não foi capaz de produzir torque suficiente para compensar o torque de carga e desta forma não era possível sustentar a combustão. Os resultados dos ensaios são mostrados na Tabela 2.3, onde cada valor corresponde a média de aproximadamente 1500 amostras obtidos durante a operação em regime permanente. A amostragem das medidas é realizada de forma sincronizada com o eixo virabrequim através de um encoder incremental de 3600 pulsos por revolução.

2.4.2.1 Obtenção dos Parâmetros da Borboleta

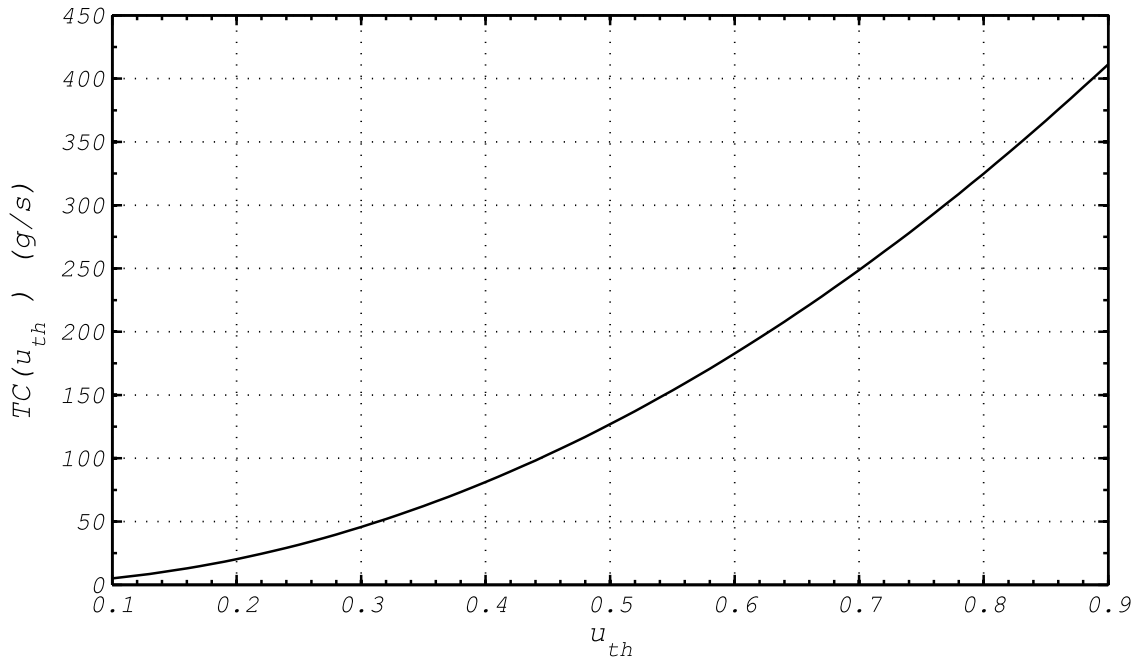
Como a ação de controle u_{th} é diretamente proporcional a φ a equação que modela a borboleta, equação 2.3, é reescrita em termos de u_{th} . Os parâmetros foram ajustados através da interpolação dos dados da Tabela 2.3. O coeficiente de correlação do ajuste foi de $r=0.9936$.

$$TC(u_{th}) = 507.9u_{th}^2 - 82.83u_{th} + 6.681 \quad (2.38)$$

A figura 2.9 mostra o comportamento da equação 2.38 com os parâmetros interpolados.

Tabela 2.3: Dados do MCI durante a operação em malha aberta.

u_{th}	$N(rpm)$	$p_m(kPa)$	$u_\delta(deg)$	λ^m	$\dot{m}_{ai}(g/s)$	$T_L(Nm)$	Pot (kW)
0.10	1002.50	33.98	21.70	0.95	3.95	0.00	0.00
0.22	1535.63	43.13	27.60	0.97	12.02	0.00	0.00
0.25	2062.05	43.66	29.13	0.96	17.99	0.00	0.00
0.23	1118.21	60.24	23.92	0.98	12.90	50.00	5.86
0.25	1484.84	58.17	27.80	0.98	17.85	50.00	7.78
0.28	2011.41	55.45	29.89	0.99	24.04	50.00	10.53
0.26	968.67	76.42	22.74	1.02	15.52	100.00	10.14
0.28	1597.91	66.30	28.76	0.99	23.52	100.00	16.73
0.32	1999.58	68.34	29.96	0.99	31.36	100.00	20.94
0.30	1187.35	80.66	24.51	0.98	21.67	150.00	18.65
0.32	1463.32	79.29	27.52	0.97	26.98	150.00	22.99
0.38	2018.69	80.93	29.87	0.98	39.23	150.00	31.71
0.42	1556.25	90.87	28.39	0.97	35.10	200.00	32.59
0.56	2077.91	94.15	29.42	0.97	48.62	200.00	43.52

Figura 2.9: Função $TC(u_{th})$ interpolada através dos dados experimentais.

A equação 2.38 apresenta uma característica fortemente não linear o que prejudicaria a linearização, isto acontece principalmente quando a ação de controle u_{th} tende a u_{th_min} fazendo com que k_{mao} tenda a zero. Assim é proposta a obtenção da equação inversa $TC^{-1}(u_{th})$ de forma a linearizar a equação 2.38. A equação inversa da característica da

borboleta é mostrada em 2.39.

$$u_{th}(TC) = \frac{\sqrt{4aTC(v_{th}) + b^2 - 4ac} - b}{2a} \quad (2.39)$$

Ainda definindo:

$$TC(v_{th}) = \alpha_{th}(v_{th} - u_{th_min}) + TC_{min} \quad (2.40)$$

onde: $\alpha_{th} = \frac{TC(u_{th_max}) - TC(u_{th_min})}{u_{th_max} - u_{th_min}} = 425.07$

Desta forma a variável v_{th} torna-se a nova variável de controle do ângulo da borboleta, e ainda com a mesma faixa dinâmica definida para u_{th} . Agora $k_{th} = k_{\varphi} = \frac{30}{\pi}\alpha_{th}$. A relação entre u_{th} e v_{th} é dado pela equação 2.41.

$$u_{th}(v_{th}) = \sqrt{(0.836917v_{th} - 0.083351)} + 0.0815416 \quad (2.41)$$

A figura 2.10 mostra o gráfico da equação 2.41. Observa-se que a faixa dinâmica de ambas as variáveis é a mesma.

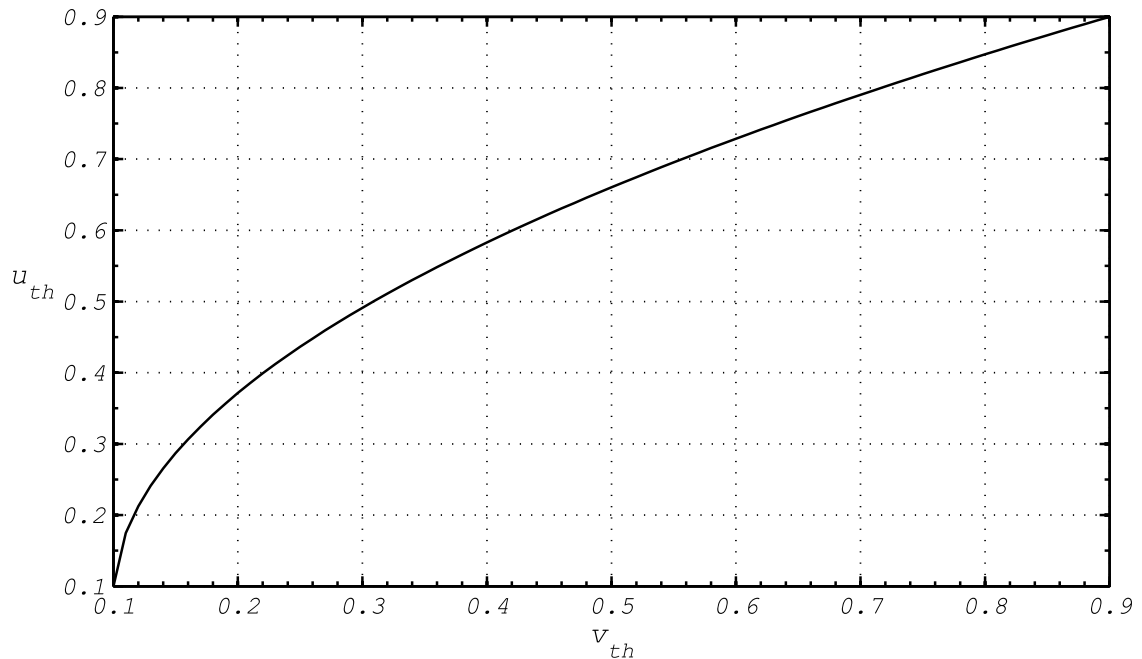


Figura 2.10: Função $u_{th}(v_{th})$ que lineariza a função característica da borboleta.

2.4.2.2 Obtenção da Constante c_2 do Modelo

A constante c_2 , do modelo mostrado na figura 2.4, corresponde ao parâmetro que relaciona a taxa de massa de ar de saída com a pressão do coletor. E pode ser encontrada

considerando que em regime permanente a taxa de massa de ar de saída do coletor de admissão é a mesma que a de entrada, isto é, $\dot{m}_{ao} = \dot{m}_{ai}$. Assim a constante c_2 é expressa pela equação 2.42.

$$c_2 = \frac{\dot{m}_{ao\theta}}{p_m \theta \frac{30}{\pi}} = \frac{\dot{m}_{ai}}{p_m N} \quad (2.42)$$

Sendo assim utilizando os dados da Tabela 2.3 calcula-se a constante c_2 para diferentes condições de carga e velocidade. Através da equação 2.42 montou-se a Tabela 2.4:

Tabela 2.4: Dados para o calculo da constante c_2

\dot{m}_{ai}	p_m	N	c_2
12.02	43.13	1535.63	1.815×10^{-4}
17.99	43.66	2062.05	1.998×10^{-4}
12.90	60.24	1118.21	1.915×10^{-4}
17.85	58.17	1484.84	2.067×10^{-4}
24.04	55.45	2011.41	2.155×10^{-4}
15.52	76.42	968.67	2.097×10^{-4}
23.52	66.30	1597.91	2.220×10^{-4}
31.36	68.34	1999.58	2.295×10^{-4}
21.67	80.66	1187.35	2.263×10^{-4}
26.98	79.29	1463.32	2.325×10^{-4}
39.23	80.93	2018.69	2.401×10^{-4}
35.10	90.87	1556.25	2.482×10^{-4}
		Média:	2.194×10^{-4}

Como as constantes c_2 encontradas na Tabela 2.4 variaram pouco em torno da média, considerou-se o seu valor médio $c_2 = 2.194 \times 10^{-4}$. E ainda, $c_{2\theta} = \frac{30}{\pi} c_2 = 2.095 \times 10^{-3}$

2.4.2.3 Obtenção da Constante c_3 do Modelo

A constante c_3 do modelo mostrado na figura 2.4, corresponde ao parâmetro que relaciona a taxa de massa de ar que entra na câmara de combustão (sai do coletor de admissão) e o torque mecânico produzido pelo motor. Por questões de simplicidade a função $f_\lambda(\cdot)$ e $f_\delta(\cdot)$ serão desconsideradas. Ainda assumindo que em regime permanente $\dot{m}_{ao\theta}(\theta - 2\pi) = \dot{m}_{ao\theta}(\theta) = \dot{m}_{ai\theta}(\theta)$. Desta forma a constante c_3 é expressa pela equação 2.43.

$$c_3 = \frac{T_{e\theta}}{\dot{m}_{ao\theta}(\theta - 2\pi) \frac{\pi}{30}} = \frac{T_e N}{\dot{m}_{ai}} \quad (2.43)$$

onde: $T_{e\theta}$ corresponde ao torque de carga mais o torque produzido pelo motor para vencer o atrito: $T_{e\theta} = T_L + b\frac{\pi}{30}N$.

Sendo assim utilizando os dados da Tabela 2.3 calculou-se a constante c_3 para diferentes condições de carga e velocidade. Através da equação 2.43 montou-se a Tabela 2.5.

Tabela 2.5: Dados para o calculo da constante c_3

T_e	\dot{m}_{ai}	N	c_3
41.99	3.95	1002.50	10657.62
64.32	12.02	1535.63	8217.83
86.37	17.99	2062.05	9900.47
96.84	12.90	1118.21	8394.33
112.20	17.85	1484.84	9333.02
134.25	24.04	2011.41	11232.92
140.58	15.52	968.67	8773.93
166.93	23.52	1597.91	11341.16
183.76	31.36	1999.58	11716.81
199.74	21.67	1187.35	10943.98
211.30	26.98	1463.32	11460.07
234.56	39.23	2018.69	12069.88
265.19	35.10	1556.25	11757.80
287.04	48.62	2077.91	12267.42
		Média:	10576.23

Como as constantes c_3 encontradas na Tabela 2.5 variaram pouco em torno da média, considerou-se o seu valor médio $c_3 = 10576.23$

2.4.3 Ensaio Dinâmico em Malha aberta

O último ensaio a ser realizado no MCI, para definição dos parâmetros do modelo é o ensaio dinâmico em malha aberta. Neste ensaio são obtidos os parâmetros que não podem ser encontrados em regime permanente.

2.4.3.1 Obtenção da Constante c_1 do Modelo

A constante c_1 do modelo mostrado na figura 2.4, corresponde ao parâmetro que relaciona a integral da diferença entre a taxa de massa de ar que entra no coletor de admissão e a taxa de massa de ar que sai do coletor de admissão com a pressão do coletor. A obtenção deste parâmetro não pode ser realizada em regime permanente, pois neste caso $\dot{m}_{ai\theta} - \dot{m}_{ao\theta} = 0$, logo o cálculo de c_1 pelos métodos anteriores não é possível.

Desta forma a identificação da constante c_1 será realizada através de um algoritmo RLS (HEMERLY, 2000). Primeiramente considere a função de transferência que relaciona a taxa de massa de ar que entra no coletor de admissão $\dot{m}_{ai\theta}$ com a taxa de massa de ar que sai do coletor de admissão $\dot{m}_{ao\theta}$, dada pela equação 2.44.

$$\frac{\dot{m}_{mao\theta}}{\dot{m}_{mai\theta}} = \frac{\beta_1(z+1)}{z+\beta_2} \quad (2.44)$$

onde:

$$\beta_1 = \frac{c_1 c_2 30 \Delta \theta_s}{c_1 c_2 30 \Delta \theta_s + 2\pi}; \quad \beta_2 = \frac{c_1 c_2 30 \Delta \theta_s - 2\pi}{c_1 c_2 30 \Delta \theta_s + 2\pi}$$

O algoritmo RLS requer que a planta seja reparametrizada de acordo com a equação 2.45.

$$\dot{m}_{ao\theta}[k] = -\beta_2 \dot{m}_{ao\theta}[k-1] + \beta_1 (\dot{m}_{ai\theta}[k] + \dot{m}_{ai\theta}[k-1]) \quad (2.45)$$

onde: 2.45 está na forma:

$$y[k] = \omega^T[k-1] \phi[k] \quad (2.46)$$

onde:, $\omega^T[k-1] = [-\dot{m}_{ao\theta}[k-1] \quad (\dot{m}_{ai\theta}[k-1] + \dot{m}_{ai\theta}[k-2])]$ é o vetor de estados, e $\phi[k] = [\beta_2 \quad \beta_1]^T$ é o vetor de parâmetros

Desta forma utilizando um algoritmo RLS é possível encontrar uma estimativa $\hat{\phi} = [\hat{\beta}_2 \quad \hat{\beta}_1]^T$ para os parâmetros ϕ , através do conjunto de equações:

$$\hat{\phi}[k] = \hat{\phi}[k-1] + K[k] (y[k] - \omega^T[k-1] \hat{\phi}[k]) \quad (2.47a)$$

$$K[k] = \frac{P[k-1] \omega[k]}{\omega[k-1]^T P[k-1] \omega[k] + 1} \quad (2.47b)$$

$$P[k] = \gamma P[k-1] - K[k] \omega^T[k] P[k-1] \quad (2.47c)$$

onde: γ é o fator de esquecimento o qual $\in (0,1)$, neste caso $\gamma = 0.998$; $P[0] = 100I_{2 \times 2}$; $K[0] = 0I_{2 \times 2}$

Como condição para a convergência dos parâmetros do estimador RLS o sinal de

entrada da planta deve ser PE (Persistentemente Excitante). Desta forma com o motor funcionando em malha aberta foram inseridos seqüências aleatórias de sinais de entrada (u_{th}). Um exemplo de dados gerados para este ensaio é mostrado na figura 2.11 para uma carga de 50 Nm.

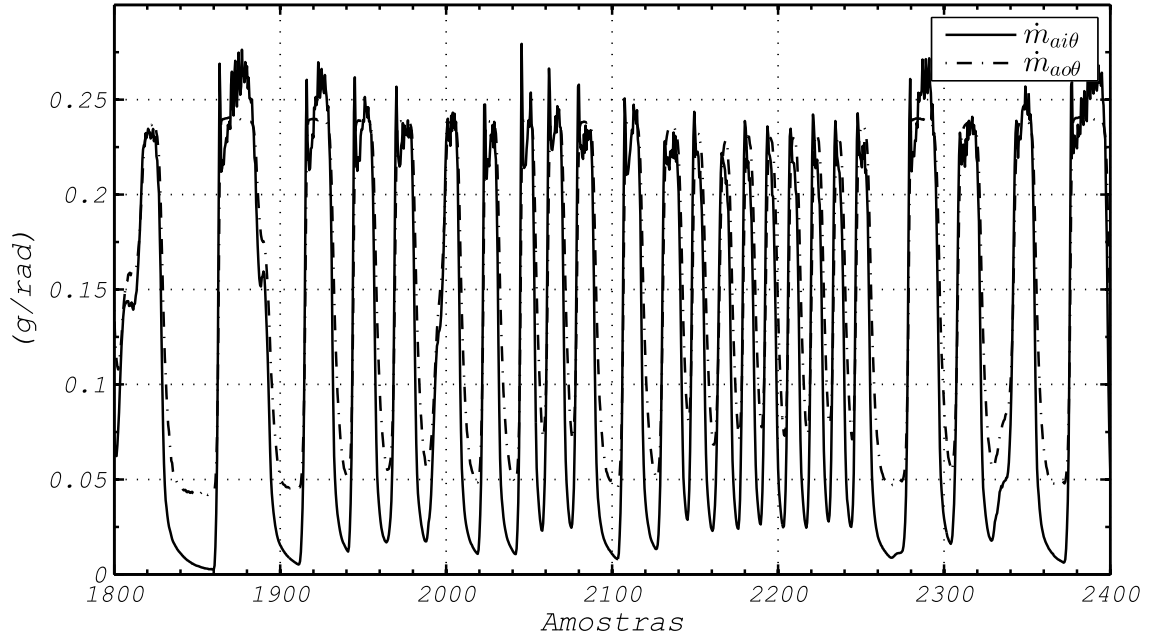


Figura 2.11: Taxa de massa de ar de entrada $\dot{m}_{ai\theta}$ e taxa de massa de ar de saída do coletor $\dot{m}_{ao\theta}$ de admissão para o ensaio de obtenção da constante c_1 .

Desta forma foram realizados ensaios com entradas aleatórias no sinal da ação de controle u_{th} e com cargas de 0 Nm, 50 Nm, 100 Nm e 150 Nm e então aplicado o algoritmo 2.47. A estimativa do parâmetro β_1 é mostrado na figura 2.12.

O parâmetro c_1 pode ser calculado através da equação 2.48.

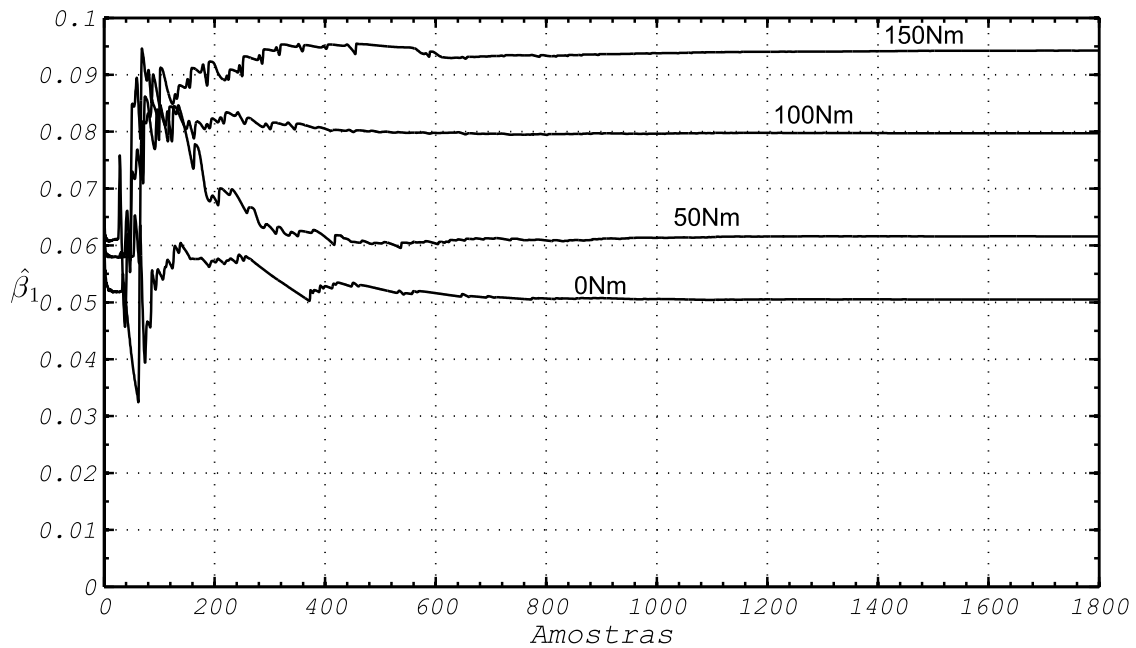
$$c_1 = \frac{2\pi\hat{\beta}_1}{(1 - \hat{\beta}_1)30c_2\theta_s} \quad (2.48)$$

onde: a constante c_2 utilizada nos cálculos é a média das constantes da Tabela 2.4 com a mesma carga. A Tabela 2.6 mostra a constante c_1 calculada através da equação 2.48.

Tabela 2.6: Dados para o calculo da constante c_1

$\hat{\beta}_1$	c_2	c_1
0.05050	1.657×10^{-4}	21.390
0.06162	2.045×10^{-4}	21.398
0.07974	2.203×10^{-4}	26.212
0.09424	2.262×10^{-4}	30.656
	Média	24.914

Como os valores encontrados na Tabela 2.6 variam pouco em torno da média, considerou-se o seu valor médio de $c_1 = 24.914$.

Figura 2.12: Estimativa do parâmetro β_1 para diferentes cargas.

2.5 Comparação do Modelo Linearizado com o Modelo Completo

A figura 2.13 mostra o modelo discreto linear do MCI, referente a figura 2.6, linearizado para uma rotação de 1500 rpm.

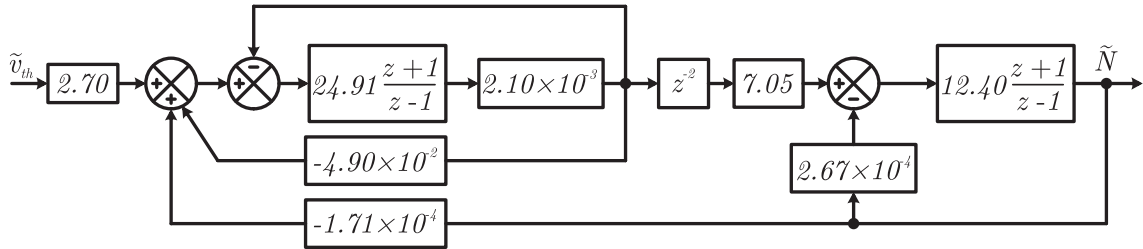


Figura 2.13: Modelo discreto do MCI linearizado para uma rotação de 1500 rpm.

Simplificando o modelo mostrado na figura 2.13 é possível encontrar uma função de transferência de pequenos sinais, como mostrado na equação 2.49.

$$G_{p\theta}(z) = \frac{\tilde{N}(z)}{\tilde{v}_{th}(z)} = \frac{121.7z^2 + 243.4z + 121.7}{4.367z^4 - 7.996z^3 + 3.645z^2 + 0.0154z + 0.007701} \quad (2.49)$$

Para validar o modelo linearizado são realizados degraus na ação de controle de $v_{th} = 0.10114$, para $v_{th}=0.11281$ e então para $v_{th}=0.12920$, como mostrado na figura 2.14.

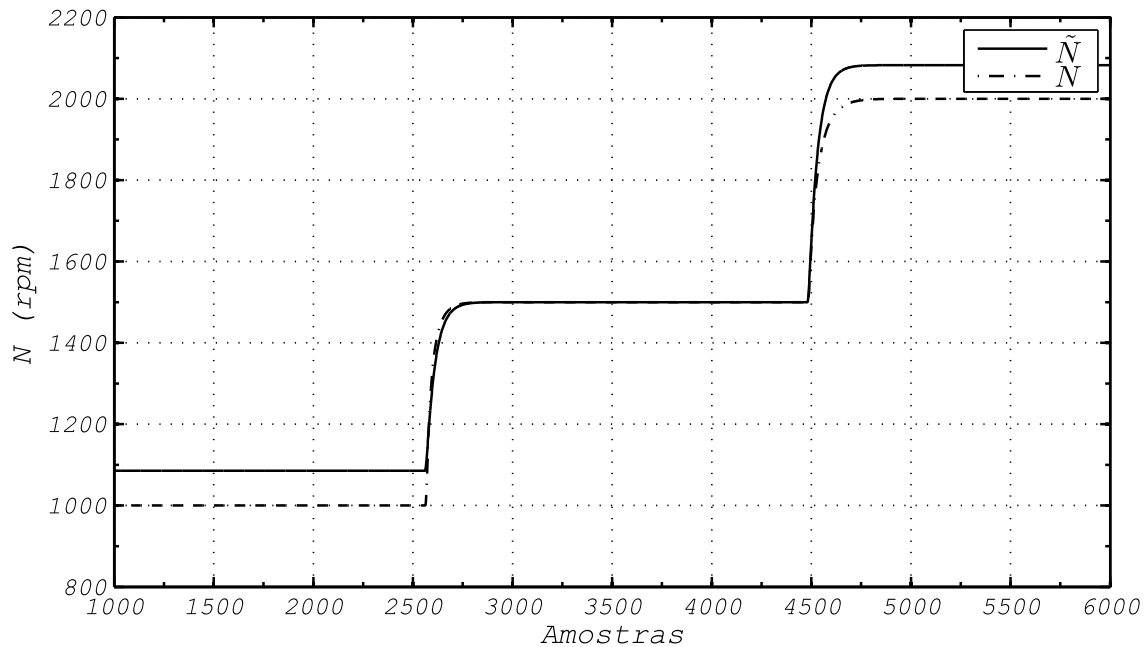


Figura 2.14: Degrau da ação de controle v_{th} no modelo modelo completo (tracejado) e no modelo linearizado (traço contínuo).

Percebe-se que a resposta dinâmica do modelo linearizado é muito semelhante ao modelo completo. Existe apenas uma pequena diferença no ganho em regime permanente, devido a linearização e ao ponto de operação, o qual pode ser facilmente corrigido através de uma ação integral implementada em uma lei de controle.

2.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os detalhes de dois modelos dinâmicos que podem ser utilizados para estudo do MCI, sendo eles: o modelo no domínio do tempo e o modelo no domínio do ângulo do virabrequim. Uma maior atenção foi dada ao modelo discreto no domínio angulo do virabrequim pois este apresenta vantagens para a implementação de um controlador de velocidade, principalmente no que diz respeito ao atraso de transporte que passa a ser fixo.

Também foi desenvolvida uma metodologia de ensaios para obtenção dos parâmetros dos modelos. A linearização do modelo dinâmico no domínio do ângulo do virabrequim mostrou grande coerência com o modelo não-linear.

De posse do modelo discreto que represente adequadamente as dinâmicas dominantes do sistema é possível realizar o projeto de um controlador de velocidade para o MCI, como mostrado no próximo capítulo.

3 *CONTROLE DE VELOCIDADE DO MCI*

Neste capítulo será apresentado um controlador de velocidade para o MCI, que além de manter a velocidade próxima da referência é também capaz de rejeitar distúrbios de torque aplicados pelo conversor *Back-to-back* o qual será tratado em detalhes no próximo capítulo. Também será proposto a utilização de uma ação *feedforward* para melhorar a resposta dinâmica do motor para variações de carga e de referência de velocidade.

3.1 Projeto do Controlador PI de Velocidade

Para o controle de velocidade do MCI é proposto a utilização de um controlador proporcional integral PI convencional. A função de transferência do controlador PI no domínio da frequência pode ser vista na equação 3.1.

$$G_{PI-N}(s) = k_p \frac{s + \omega_z}{s} \quad (3.1)$$

O controlador PI pode ser considerado um compensador de atraso de fase, onde a fase inserida em uma determinada frequência ω_c é dada pela equação 3.2. Na frequência de cruzamento do ganho da função de transferência de malha aberta ω_c a contribuição angular do PI será:

$$\phi_{PI} = \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_z}\right) - 90^\circ \quad (3.2)$$

E a frequência do zero do PI pode ser encontrada, em função da frequência de cruzamento do ganho e da fase desejada, assim isolando-se ω_z na equação 3.2, tem-se:

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(90^\circ - \phi_{PI})} \quad (3.3)$$

Para a escolha da frequência de corte ω_c primeiramente note que, segundo a equação 2.34 a frequência utilizada aqui difere conceitualmente da frequência convencional, visto

que $\omega = \frac{2\pi}{\theta}(\text{rad/rad})$. Assim, considerando que a velocidade entre em regime em aproximadamente 4 segundos, o que em velocidades próximas da velocidade de 1500 rpm utilizada na linearização corresponde a 100 revoluções, ou 628 rad, desta forma $\omega_c = 0.01$. Nesta frequência a margem de fase da planta é de 105° , desta forma considerando que a margem de fase desejada nesta frequência seja de 90° , o que corresponde a um atraso de $\phi_{PI} = -15^\circ$. Substituindo estes valores na equação 3.3, obtêm-se a frequência do zero do PI, onde $\omega_z=0.0027$.

Ainda, o controlador PI será implementado na forma discreta onde a sua função de transferência é dada pela equação 3.4.

$$G_{PI-N}(z) = k_{pN} \frac{z - a_N}{z - 1} \quad (3.4)$$

onde: $a_N = e^{-\Delta\theta\omega_c} = 0.99$ e k_{pN} corresponde ao ganho proporcional discreto.

O projeto do ganho k_{pN} é realizado através do diagrama de *Bode* o qual é uma ferramenta muito usada para o projeto de controladores clássicos. Para isto primeiramente é definida a função de transferência de malha aberta do sistema de acordo com a equação 3.5.

$$FTMA(z) = G_{PI-N}(z)G_{p\theta}(z) \quad (3.5)$$

O Diagrama de *Bode* da função de transferência em malha aberta é mostrada na figura 3.1. Desta forma o ganho $k_{pN} = 5 \times 10^{-5}$ é escolhido de tal forma a produzir a margem de fase de $PM=90^\circ$ na frequência $\omega_c = 0.01$ (rad/rad) conforme o projeto.

O controlador PI discreto é implementado na forma de variáveis de estado de acordo com a equação 3.6

$$\begin{aligned} v_{th}[k] &= KI_N x_N[k] + KP_N \text{erro}_N[k] \\ x_N[k+1] &= x_N[k] + \text{erro}_N[k] \end{aligned} \quad (3.6)$$

onde: erro_N corresponde a diferença entre a velocidade de referência N_{ref} e a velocidade medida N , e os ganhos integral e proporcional são definidos como $KI_N = k_{pN}(1 - a_N)$, $KP_N = k_{pN}$, respectivamente.

3.2 Projeto do *anti-windup*

O valor da razão cíclica, do inglês *duty cycle*, (u_{th}) que pode ser sintetizado pelo modulador PWM que fornece a referência do ângulo da borboleta para a MOTEC é limitado entre 0.1 e 0.9. Quando v_{th} atinge este valor limite a ação integral do controlador

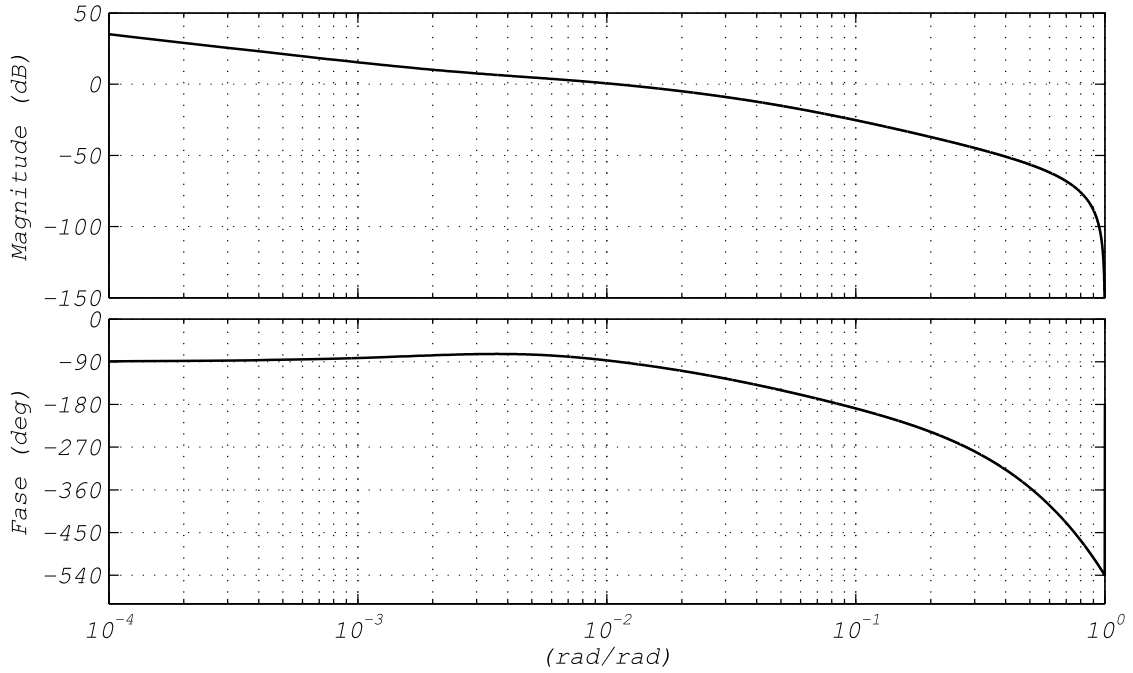


Figura 3.1: Diagrama de Bode da planta mais o controlador em malha aberta.

PI pode atingir valores elevados causado comportamentos transitórios indesejáveis. Desta forma um algoritmo de alívio da sobrecarga da ação integral ou *anti-windup* é utilizado. O algoritmo do controlador PI mais a ação *anti-windup* utilizada pode ser encontrada em (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006), e sua estrutura é mostrada na equação 3.7.

$$\begin{aligned} v_{th}^*[k] &= KI_N x_N[k] + KP_N erro_N[k] \\ x_N[k+1] &= x_N[k] + erro_N[k] - KW_N(v_{th}^*[k] - v_{th}[k]) \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde: KW_N é o ganho do *anti-windup* e é definido como $KW_N = (1 - a_{AW})/KI_N$, onde a_{AW} é a posição onde o polo do integrador é alocado durante a saturação e deve respeitar a desigualdade $0 \leq a_{AW} < 1$. Neste projeto escolheu-se $a_{AW} = 0.9$.

A variável v_{th} corresponde a ação de controle saturada. Esta saturação é definida pela equação 3.8.

$$v_{th} = \begin{cases} 0.1 & \text{se } v_{th}^* < 0.1 \\ 0.9 & \text{se } v_{th}^* > 0.9 \\ v_{th}^* & \text{caso contrario} \end{cases} \quad (3.8)$$

3.3 Projeto da Ação *Feedforward*

Para melhorar o desempenho dinâmico do MCI durante transitórios de carga e transitórios da referência de velocidade é proposto a utilização de uma ação de compensação direta *Feedforward*. Desta forma utilizando a Tabela 2.3 são encontrados os valores de regime permanente da ação de controle u_{th} em função da velocidade e da carga (T_L) e então a equação 3.9 é interpolada.

$$v_{thff}[k] = K_{Tff}T_L[k] + K_{Nff}N[k] \quad (3.9)$$

onde: $K_{Tff} = 4 \times 10^{-4}$ e $K_{Nff} = 1 \times 10^{-5}$.

A carga aplicada pelo retificador (TL) é disponibilizada ao DSP da ECU através de uma rede de comunicação. A rede de comunicação insere um atraso de aproximadamente 1 segundo no valor de carga aplicada, este atraso é desconsiderado no projeto dos ganhos.

Desta forma na figura 3.2 é mostrado o sistema de controle de velocidade completo, o qual engloba o controlador PI, a ação *anti-windup* e a ação *feedforward*.

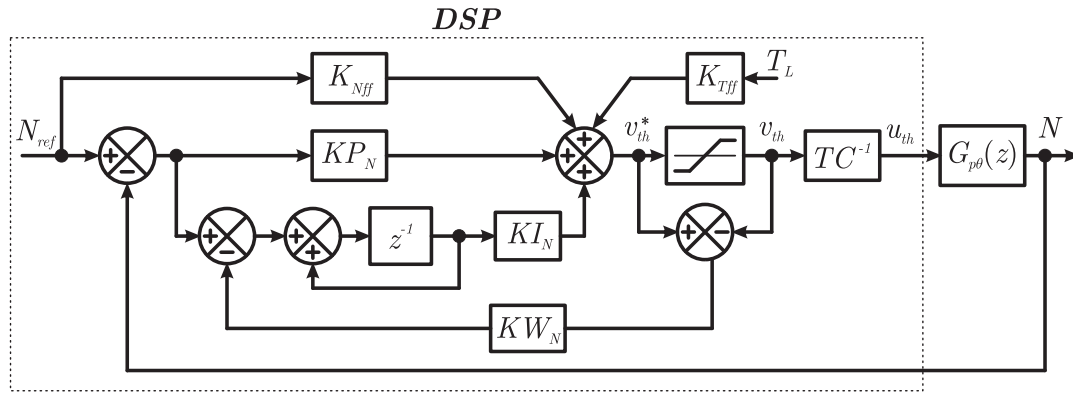


Figura 3.2: Controlador PI de velocidade com *anti-windup* e *feedforward* de velocidade e torque de carga utilizado no MCI.

3.4 Resultados Experimentais

Projetado o controlador de velocidade o mesmo é implementado utilizando o DSP da Texas TMS320F28335. Primeiramente o retificador PWM é configurado de tal forma a manter o torque constante independente da velocidade do MCI. E então são aplicados degraus na velocidade de referência (N_{ref}) partindo de 1000, 1500 até 2000 rpm, como mostrado na figura 3.3 no domínio do ângulo do virabrequim e na figura 3.4 no domínio do tempo.

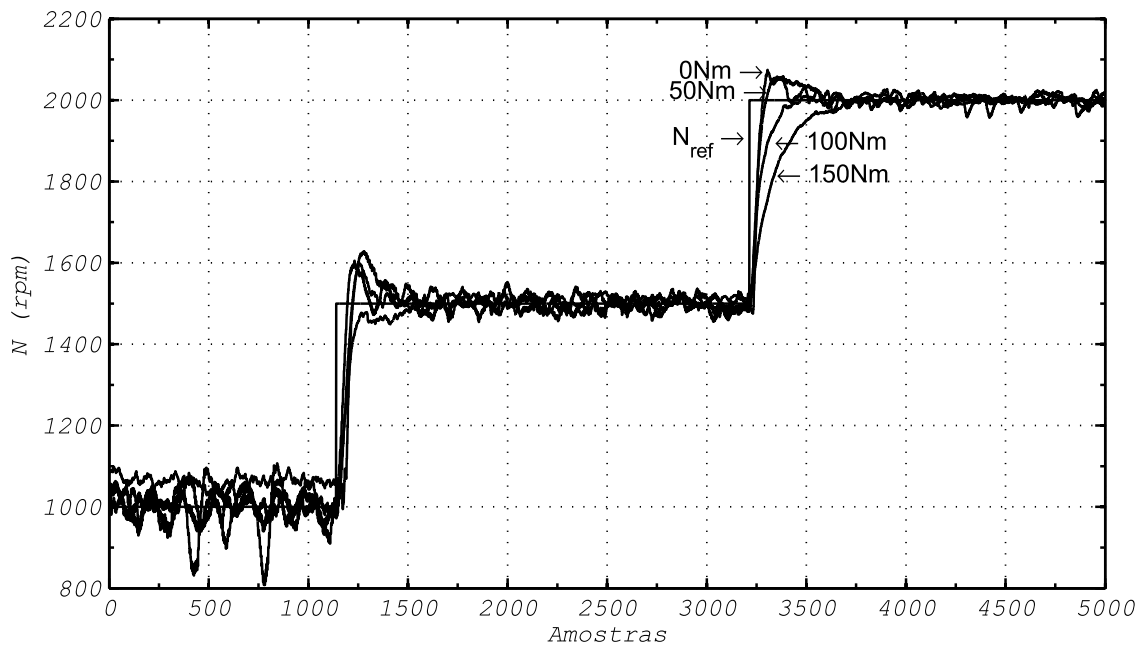


Figura 3.3: Degrau de velocidade de referência (N_{ref}) com cargas de 0 Nm, 50 Nm, 100 Nm 150 Nm. (Cada amostra corresponde a meia volta do eixo do virabrequim)

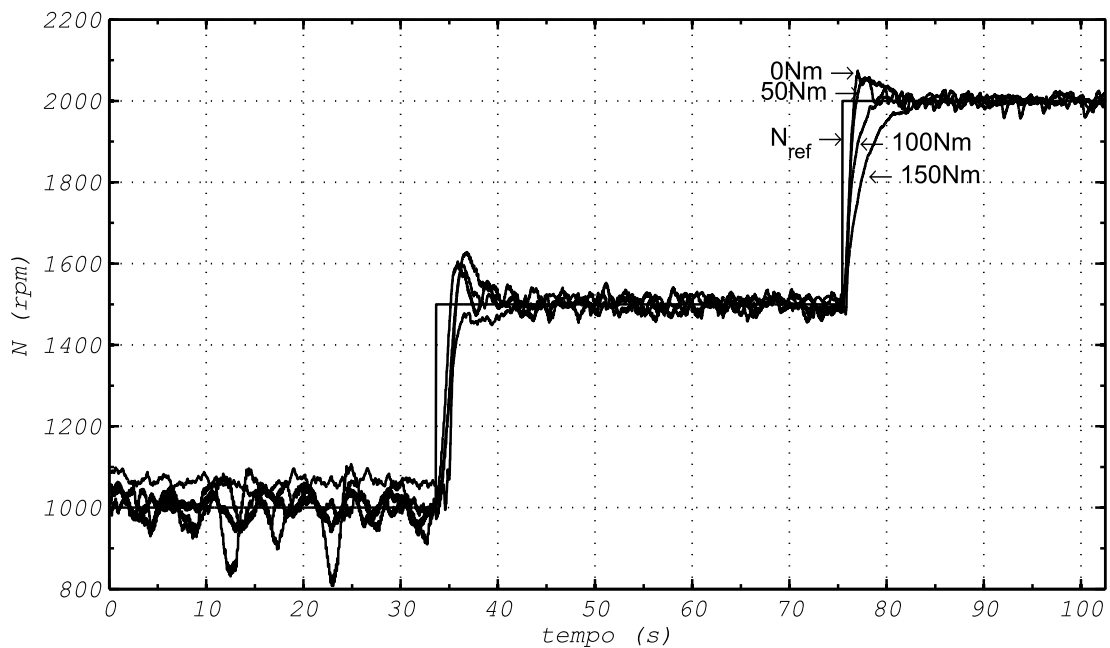


Figura 3.4: Degrau de velocidade de referência (N_{ref}) com cargas de 0 Nm, 50 Nm, 100 Nm 150 Nm, no domínio do tempo

Pode-se observar que na figura 3.3 e 3.4 durante a operação com 1000 RPM o rastreamento da velocidade de referência fica comprometido pois o motor apresenta grande

instabilidade nesta condição. Além disso, para operação em 1000 rpm e cargas mais elevadas, maiores que 100 Nm, os mapas de injeção de combustível tiveram que ser enriquecidos (configuração da MOTEC) para que o motor continuasse em funcionamento. Porém, como esta modificação para a velocidade de 1000 rpm e 0 Nm de carga o controlador não consegue rastrear a referência pois a borboleta encontra-se na posição mínima.

Também pode ser percebido na figura 3.3 e 3.4 que para cargas mais elevadas a resposta ao degrau de velocidade de referência torna-se cada vez mais amortecida. Também devido a este fato o comportamento da velocidade em regime permanente torna-se mais estável e com menor variação em torno da referência. Com respeito a variação em torno do ponto de referência também deve ser notado que mesmo com uma ação de controle fixa ($u_{th}=\text{constante}$) a velocidade medida também oscila, este fenômeno é conhecido na literatura como variação cíclica (HEYWOOD, 1988).

O controlador PI de velocidade pode ser projetado de tal forma a diminuir a oscilação de velocidade produzida pela variação cíclica através da compensação da posição da borboleta, porém, a banda passante do controlador deve ser aumentada significativamente aumentando a susceptibilidade à ruídos e consequentemente aumentando a fadiga do atuador da borboleta.

Ainda, a dinâmica do sistema de controle de posição da borboleta localizado na MOTEC foi desprezada, porém, para se alcançar uma banda passante elevada para o controle de velocidade é necessário considerar-se o comportamento do atuador da borboleta.

Na figura 3.5 e 3.6 é mostrado o desempenho do controlador de velocidade frente a distúrbios de torque na velocidade de 1500 rpm. Os distúrbios de carga são aplicados e então retirados para se verificar a linearidade do sistema nesta faixa de operação. O valor negativo do torque significa torque de carga ou potência ativa saindo do gerador.

Já na figura 3.7 e 3.8 é mostrado o desempenho do controlador de velocidade frente a distúrbios de torque na velocidade de 2000 rpm. Os distúrbios de carga também são aplicados e então retirados para se verificar a linearidade do sistema nesta faixa de operação. O valor negativo do torque significa torque de carga ou potência ativa saindo do gerador.

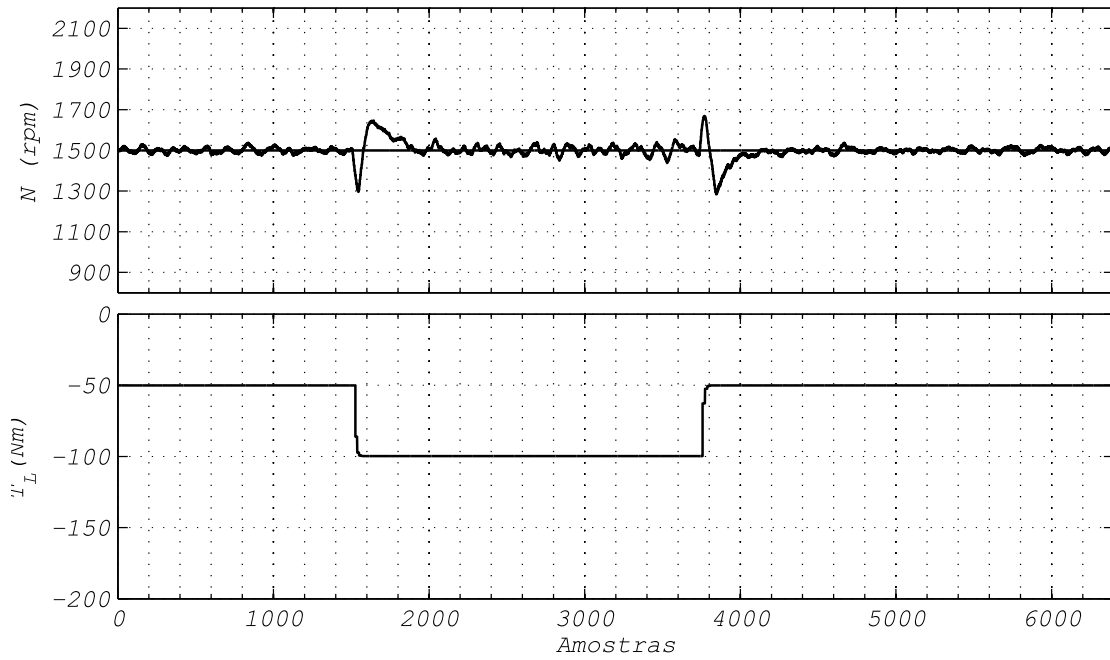


Figura 3.5: Degrau de carga de $T_L = -50$ Nm para $T_L = -100$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 1500$ rpm.

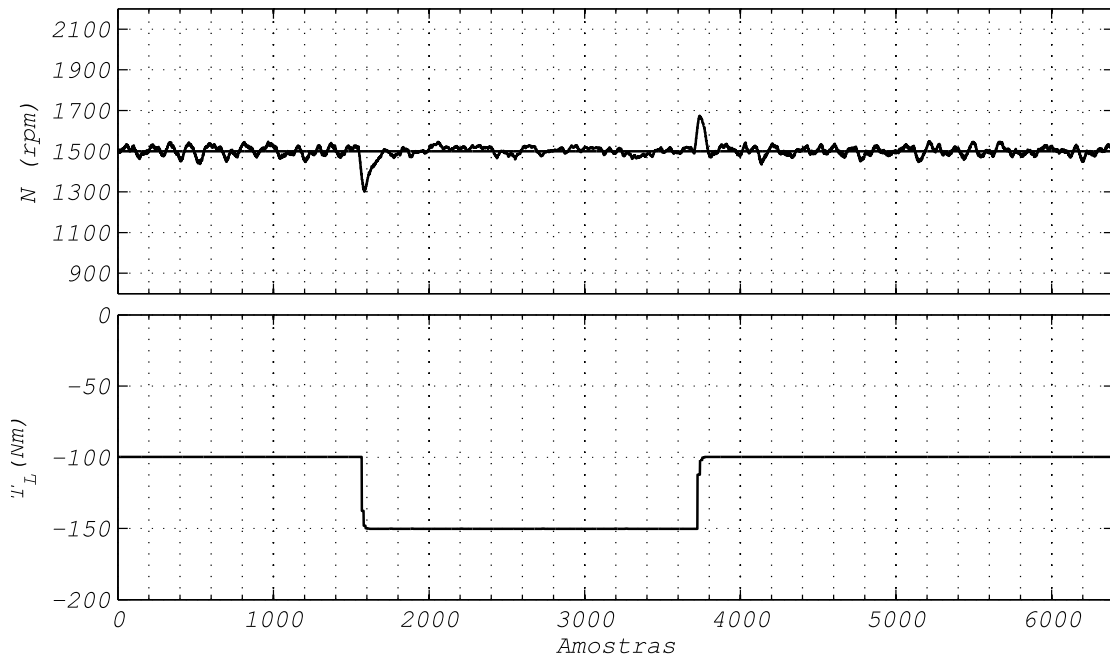


Figura 3.6: Degrau de carga de $T_L = -100$ Nm para $T_L = -150$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 1500$ rpm.

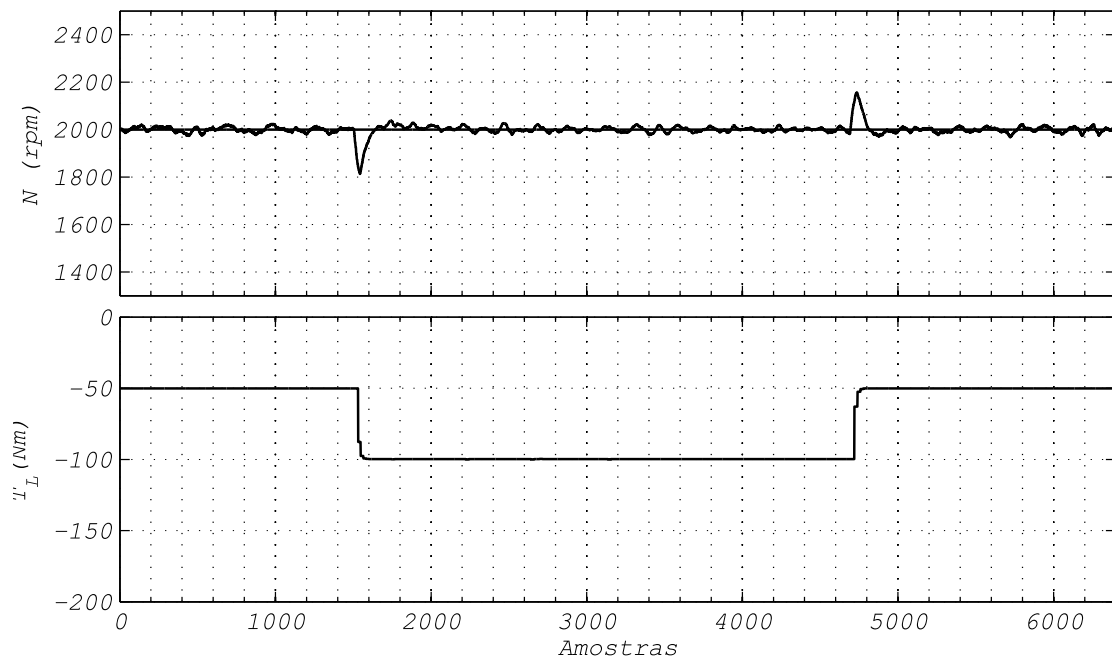


Figura 3.7: Degrau de carga de $T_L = -50$ Nm para $T_L = -100$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 2000$ rpm (Cada amostra corresponde a 4s).

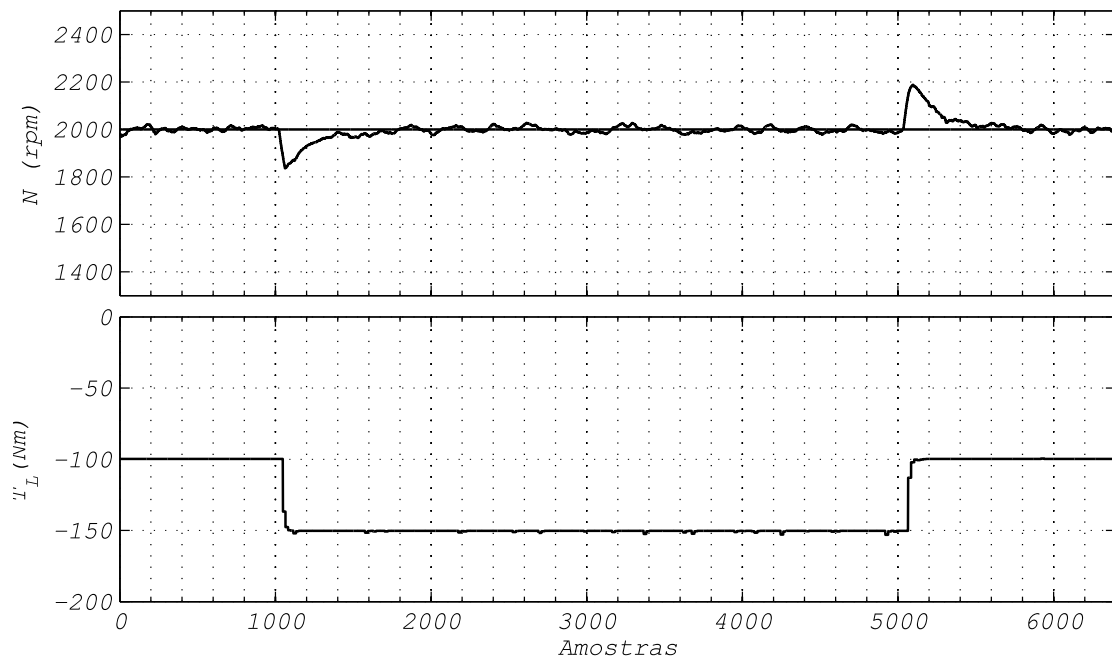


Figura 3.8: Degrau de carga de $T_L = -100$ Nm para $T_L = -150$ Nm com referência de velocidade $N_{ref} = 2000$ rpm (Cada amostra corresponde a 4s).

Verifica-se que tanto para distúrbios de carga com derivada positiva quanto negativa

os resultados são semelhantes o que indica que o sistema pode ser considerado linear dentro de uma faixa de operação. Novamente é verificado que a operação com cargas maiores faz com que o sistema opere de forma mais amortecida.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foi proposto a utilização de um controlador do tipo proporcional integral para o controle da velocidade do MCI. O seu projeto foi realizado no domínio da frequência e sua estabilidade assegurada através da margem de fase e margem de ganho. Também foi projetado uma ação *anti-windup* da ação integral o qual melhora o comportamento do sistema em situações onde a lei de controle encontrasse saturada. Também foi proposta a utilização de uma ação *feedforward* o qual melhora o desempenho em transitórios da velocidade de referência e de carga.

Em seguida foram apresentados resultados experimentais, onde foram aplicadas variações na velocidade de referência e variações na carga. Em ambos os ensaios verificou-se que o controlador é capaz de rastrear a velocidade de referência e também rejeitar distúrbios de torque. Alterações no mapa de injeção se fizeram necessárias para operação em altas cargas e baixas velocidades, esta alteração prejudicou o funcionamento do controlador para baixas velocidades e baixas cargas. Assim conclui-se que todos os ajustes no mapas de injeção sejam realizados em um momento anterior aos ensaios para obtenção do modelo do MCI e conseqüentemente do projeto do controlador de velocidade.

4 **CONTROLE DO CONVERSOR RETIFICADOR/INVERSOR**

Para obtenção dos resultados experimentais, referentes a distúrbios de torque (T_L) aplicado ao MCI, utilizou-se um Gerador Síncrono de Ímã Permanente (PMSG) e um conversor Retificador/Inversor PWM trifásico (*back-to-back*) conectado à rede elétrica. Este conjunto Gerador mais Conversor *back-to-back* conectado à rede opera como um dinamômetro regenerativo, no qual toda a carga aplicada ao MCI é convertida em energia elétrica e então injetada na rede de distribuição.

O conversor *back-to-back* é composto por um Retificador PWM trifásico conectado ao gerador síncrono. Este aplica torque de carga ao gerador e a energia produzida é então retificada e injetada no barramento CC (banco de capacitores). Compartilhando este mesmo barramento CC está um inversor PWM responsável por regular o barramento CC e entregar a potência ativa à rede elétrica da concessionária com fator de potência unitário (FP=1). O sistema completo é mostrado na figura 4.1.

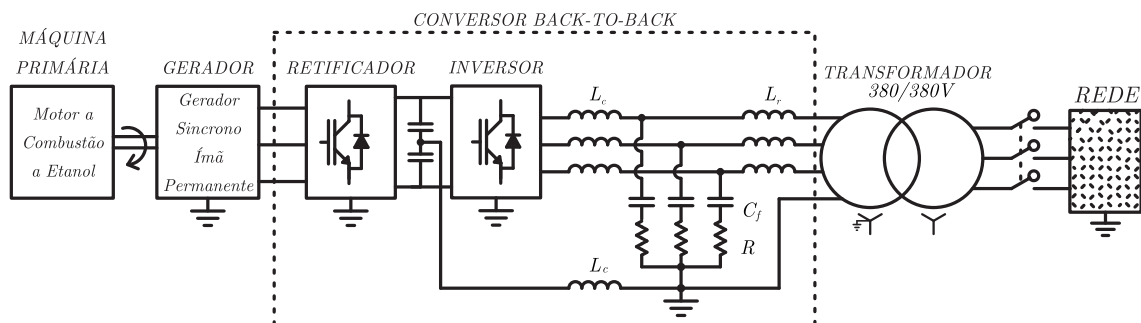


Figura 4.1: Conversor PWM *back-to-back* proposto para a conexão do PMSG com à rede elétrica.

A descrição da modelagem e controle do conversor *back-to-back* é apresentada neste capítulo.

4.1 Controle do Retificador Conectado ao Gerador Síncrono

A Figura 4.2 mostra o Retificador PWM acoplado ao PMSG o qual permite aplicar torque ao MCI independente da velocidade angular. O sincronismo entre o retificador e o PMSG é alcançado através de um encoder absoluto de posição acoplado ao eixo.

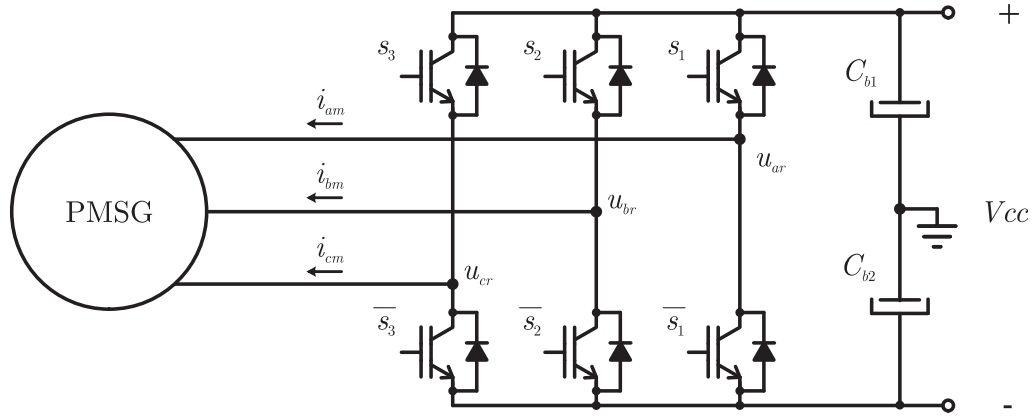


Figura 4.2: Retificador PWM conectado ao PMSG.

4.1.1 Modelo Dinâmico do PMSG no Referencial Rotórico

Visando definir e projetar os controladores de corrente do Retificador PWM um modelo dinâmico para o PMSG é inicialmente desenvolvido. Para este propósito será assumido que o gerador possui três pares de polos lisos e que não apresenta saturação magnética o que é razoável para a máquina em questão se a magnitude do fluxo estatórico for mantida abaixo dos níveis nominais. Assim, segundo (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1995) as equações dinâmicas que relacionam as tensões e os fluxos e as equações que relacionam os fluxos com as correntes estatóricas no referencial síncrono com o fluxo rotórico são expressas pelo conjunto de equações 4.1.

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_m \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (4.1a)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_m \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (4.1b)$$

$$\lambda_{qs} = L_q i_{qs} \quad (4.1c)$$

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \psi_{pm} \quad (4.1d)$$

onde: ω_m é a velocidade angular do PMSG, v_{is} é a tensão estatórica produzida pelo

PMSG, i_{is} é a corrente estatórica do PMSG, λ_{is} é o fluxo magnético concatenado, L_i é a indutância estatórica do PMSG, r_s é a resistência estatórica do PMSG e ψ_{pm} é o fluxo magnético dos Ímãs do PMSG. Com $i = d, q$.

As equações 4.1c e 4.1d representam a magnitude do fluxo magnético dos imãs permanentes. Por outro lado, a equação que relaciona o conjugado eletromagnético e as correntes é dada por:

$$T_L = \frac{3P}{2} (\psi_{pm} i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (4.2)$$

onde: P é o número de polos, no caso do gerador em questão $P=6$.

Para a transformação das corrente de eixos estacionários abc para eixos síncronos dqo a seguinte transformação foi utilizada:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_m) & \sin(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

onde: θ_m corresponde ao deslocamento angular do rotor, medido com um encoder absoluto de posição conectado ao eixo do gerador. As correntes i_{km} correspondem as correntes estatóricas, com $k = a, b, c$. Como o gerador é a três fios a corrente de sequência zero i_{os} não será utilizada.

Os principais parâmetros nominais obtidos do gerador são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros do Gerador

Parâmetros Nominiais	
Potência	55 kW
Tensão	380 V rms
Corrente	98 A rms
Rotação	1800 rpm
Conjugado Eletromagnético	29,76 kgfm
Número de polos	6
Indutância de eixo direto	5,6 mH
Indutância de eixo de quadratura	10,2 mH
Constante Elétrica	250 V/krpm (tensão de linha)
Rendimento	96,5

Com o modelo do gerador e os parâmetros pode-se prosseguir com o projeto dos controladores de corrente.

4.1.2 Controle das Correntes Estatísticas

Para impor o conjugado eletromagnético sem excederem os valores nominais serão controladas as corrente estatísticas. Como em regime permanente as correntes estatísticas no referencial do fluxo rotórico são constantes pode-se utilizar controladores do tipo um, ou seja, que apresentam um polo na origem assumindo que a planta não apresenta polo na origem, $r_s > 0$.

Ainda, como o controlador será implementado em um Processador Digital de Sinais (DSP), é desejável desenvolver modelos dinâmicos de tempo discreto. Para tanto vamos partir das equações que relacionam as tensões e fluxos e das que relacionam fluxos e correntes estatísticas obtidas anteriormente. E desta forma expressar as tensões aplicadas ao gerador com as correntes do estator, como mostrado em 4.4.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\omega_m L_d}{L_q} \\ \frac{\omega_m L_q}{L_d} & -\frac{r_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\omega_m \psi_{pm}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Visando simplificar o projeto do controlador será considerado que:

- As quedas de tensão nas resistências estatísticas são pequenas de forma que é plausível despreza-las;
- Os acoplamentos cruzados das dinâmicas de eixo q e d resultantes da *speed voltage* podem ser compensadas nas ações de controle uma vez que as correntes e a velocidade angular do rotor estão disponíveis;
- A velocidade angular do rotor, ou fluxo rotórico, varia lentamente se comparado com a dinâmica das grandezas elétricas;

Assim, obtém-se o seguinte modelo dinâmico para o projeto do controlador:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\omega_m \psi_{pm}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

O último termo do lado direito pode ser considerado como um distúrbio exógeno. Assim, discretizando a equação dinâmica acima com um período de amostragem T_s resulta

na seguinte função de transferência discreta que relaciona as tensões aplicadas no gerador e as correntes estatóricas no referencial síncrono com o rotor.

$$G_{pd}(z) = \frac{i_{ds}}{u_{dr}} = \frac{T_s}{L_d z(z-1)} \quad (4.6)$$

$$G_{pq}(z) = \frac{i_{qs}}{u_{qr}} = \frac{T_s}{L_q z(z-1)} \quad (4.7)$$

onde: um atraso de transporte de T_s segundos foi incluído para considerar o tempo necessário para execução da rotina no processador digital de sinais.

Quanto ao controlador, foi escolhido neste projeto um do tipo proporcional integral discreto com a seguinte função de transferência:

$$G_{PI_r}(z) = k_{pr} \frac{(z - a_r)}{(z - 1)} \quad (4.8)$$

Assim tem-se dois graus de liberdades para ajustar o desempenho de malha fechada, ou seja, o ganho k_{pr} e o zero a_r . Escolheu-se o par $(k_{pr}; a_r) = (12.56; 0.958)$ o que resultou em uma margem de fase de 60° e uma margem de ganho de 13 dB para o eixo q e uma margem de ganho de 18 dB para eixo d como ilustrado na figura 4.3.

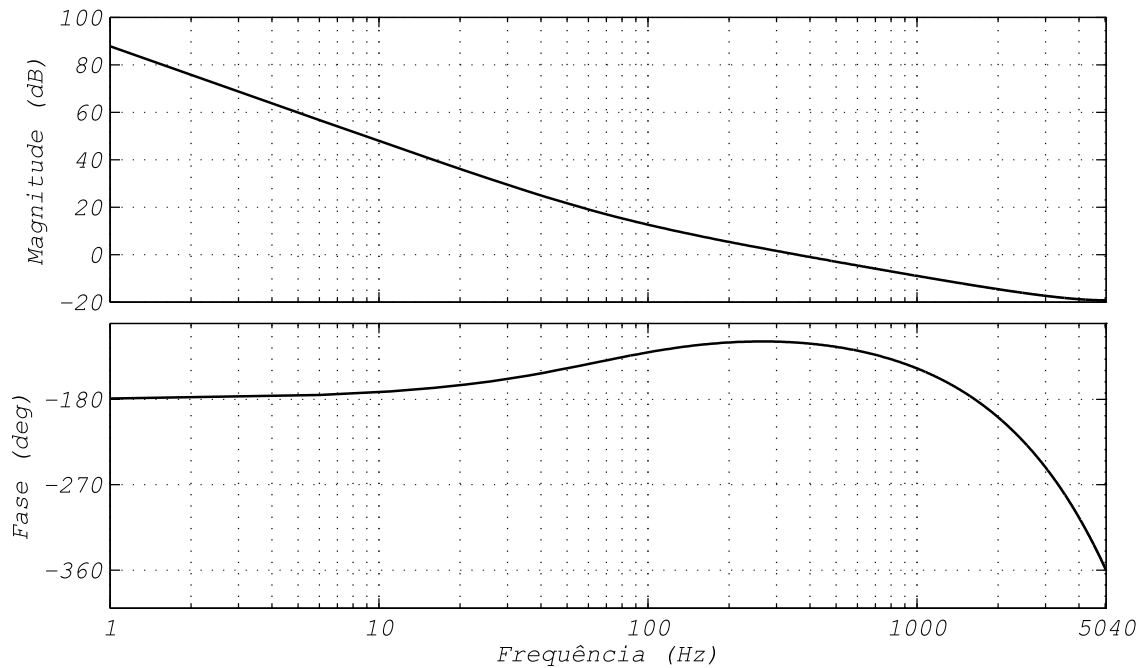


Figura 4.3: Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente para o PMSG.

O controlador 4.8 é implementado no domínio do tempo discreto de acordo com a

equação 4.9.

$$\begin{aligned} x_{ir}(k+1) &= x_{ir}(k) + erro_{ir}(k) \\ u_{ir}(k) &= KI_r x_{ir}(k) + KP_r erro_{ir}(k) \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde: $KI_r = K_{pr}(1 - a_r) = 0.539$; $KP_r = Kp_r = 12.558$; $i = d, q$.

Com estas margens de estabilidade obtidas pode-se esperar que o sistema composto pelas malhas de controle das correntes estatóricas sejam estáveis.

4.1.3 Geração de Referências

As referências das correntes de eixo direto e quadratura devem ser escolhidas para resultarem no conjugado eletromagnético desejado. Além disto, o par corrente de referências (i_{qsref}, i_{dsref}) devem ser escolhidas também levando em consideração as limitações de tensão do retificador PWM, imposta pela tensão do barramento CC, e se possível minimizando as perdas no cobre do gerador. A seguir é descrito o algoritmo proposto para atingir tais objetivos.

4.1.3.1 Maximização do Torque por Ampère com Restrição de Tensão

O problema da determinação das referências de corrente pode ser estabelecido como um problema de otimização não linear sujeito a restrições de desigualdades (BERNARDES, 2009). Para formular o problema de otimização vamos considerar as equações que definem o comportamento do gerador em regime permanente, ou seja, nas equações dinâmicas do PMSG as derivadas das correntes e fluxos no referencial síncrono com o rotor são nulas. Assim, o problema da definição das referências de corrente do PMSG pode ser colocado como:

Minimize a função custo $J(i_{ds}, i_{qs}) = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$ sujeito as seguintes restrições:

$$1 - T_e = \frac{3P}{2} (\psi_{pm} i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (4.10)$$

$$2 - \sqrt{(\omega_m L_q i_{qs})^2 + (\omega_m (L_d i_{ds} - \psi_{pm}))^2} \leq \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \quad (4.11)$$

$$3 - |i_{ds}| < \frac{\psi_{pm}}{L_d} \quad (4.12)$$

A primeira restrição garante o conjugado eletromagnético desejado, a segunda garante que o retificador não opere na região de sobre modulação e a última desigualdade é introduzida para evitar a desmagnetização dos ímãs permanentes. A solução deste

problema de otimização para o gerador com os parâmetros da Tabela 4.1 resulta nas correntes de referência mostradas nas Figuras 4.4 e 4.5.

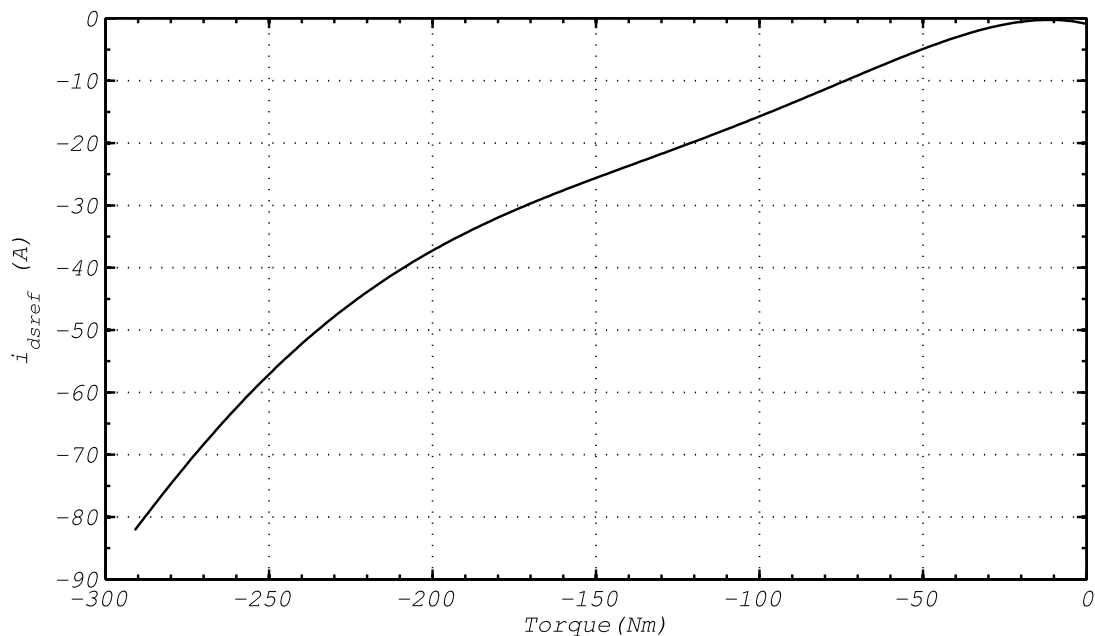


Figura 4.4: Corrente de referência de eixo direto i_{dsref} em função do conjugado eletromagnético interpolado através de um polinômio de grau 5.

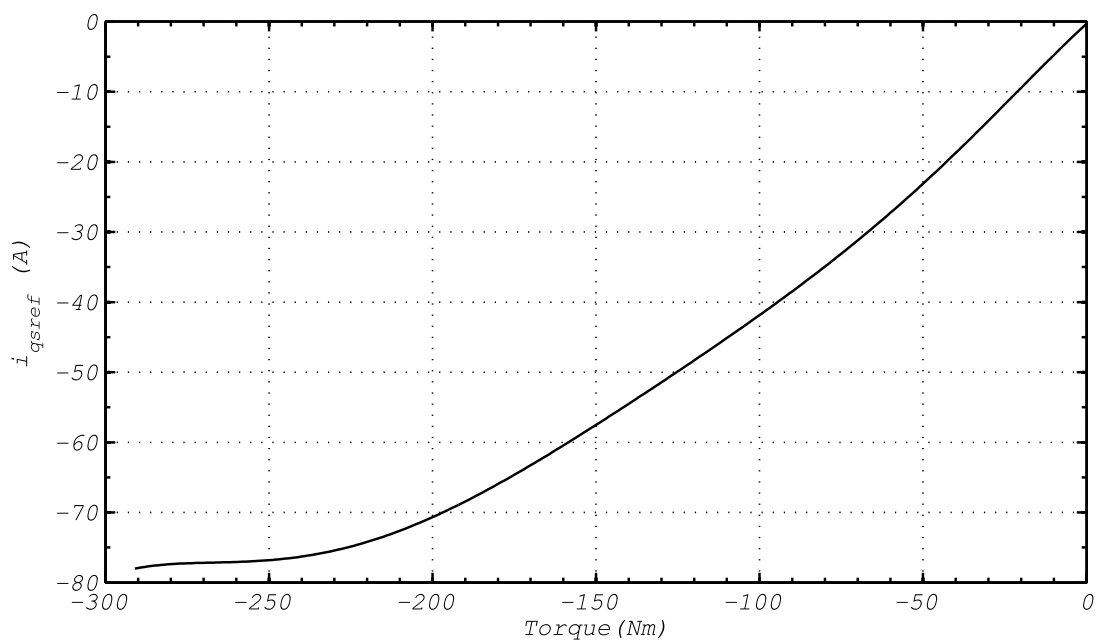


Figura 4.5: Corrente de referência de eixo de quadratura i_{qsref} em função do conjugado eletromagnético interpolado através de um polinômio de grau 5.

Pode ser observado nas figuras 4.4 e 4.5 que os conjugados eletromagnéticos na faixa de 0 até o torque nominal -291.9 Nm podem ser impostos sem exceder o limites de tensão do retificador PWM. Ainda, sempre que possível as correntes são escolhidas para minimizar as perdas no cobre.

4.1.4 Modulação do Retificador PWM

A estratégia de modulação utilizada para o retificador PWM é conhecida como modulação geométrica (VIEIRA et al., 2005). Nesta abordagem, é definida uma transformação que relaciona o espaço das tensões de saída do retificador com o espaço das tensões produzidas pelos braços do retificador. O resultado é um sistema desacoplado, porém um detalhe adicional deve ser observado para a sua implementação que é a definição da tensão de sequência zero, ou tensão de modo comum do retificador u_{or} .

Primeiramente as ações de controle são transformadas de eixos síncronos para eixos estacionários $\alpha\beta$ utilizando a equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & -\sin(\theta_m) \\ \sin(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Em seguida a tensão de sequência zero que o retificador deve sintetizar é encontrada respeitando as desigualdades abaixo:

$$\begin{aligned} u_{or} &\geq u_{\alpha r} \\ u_{or} &\geq \frac{u_{\alpha r}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta r} \\ u_{or} &\geq \frac{u_{\alpha r}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta r} \\ u_{or} &\leq V_{cc} - u_{\alpha r} \\ u_{or} &\leq V_{cc} + \frac{u_{\alpha r}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta r} \\ u_{or} &\leq V_{cc} + \frac{u_{\alpha r}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta r} \end{aligned} \quad (4.14)$$

A área hachurada mostrada na Figura 4.6 indica os possíveis valores a serem escolhidos para u_{or} . O valor escolhido corresponde a média entre os limites máximo e mínimo do envoltório das restrições $u_{or} = (max + min)/2$. Após a escolha da tensão de sequência zero os sinais são transformados para o referencial abc e então transformados em sinais PWMs pelo modulador. A Figura 4.7 ilustra este procedimento.

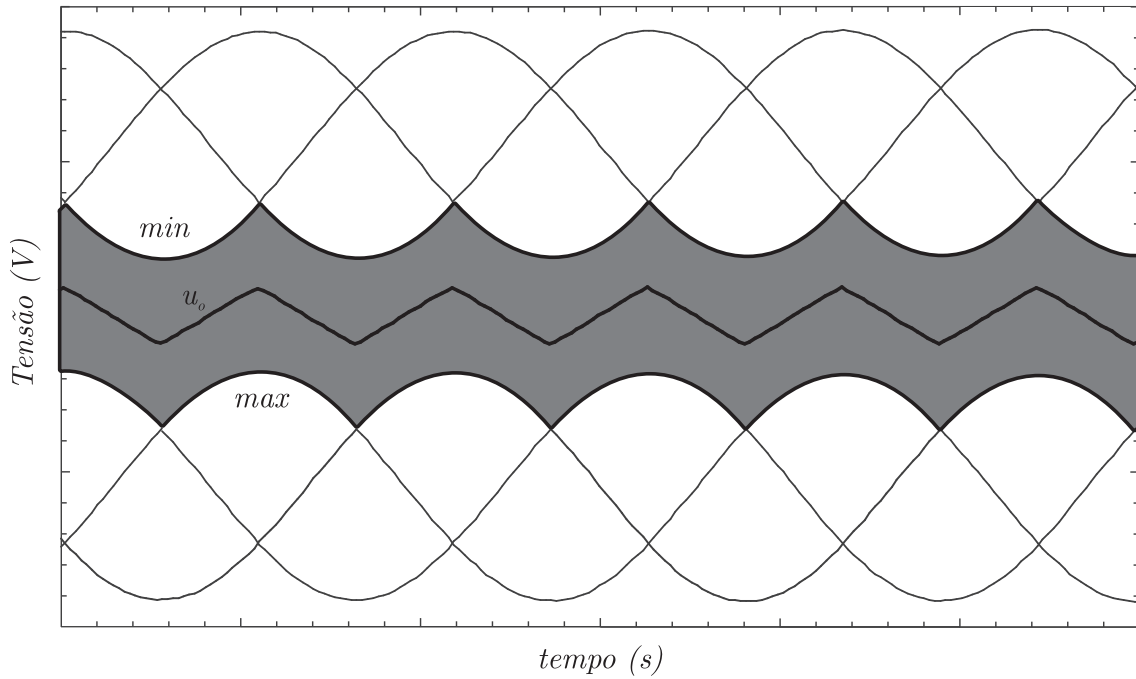


Figura 4.6: Regiões para a escolha do u_o .

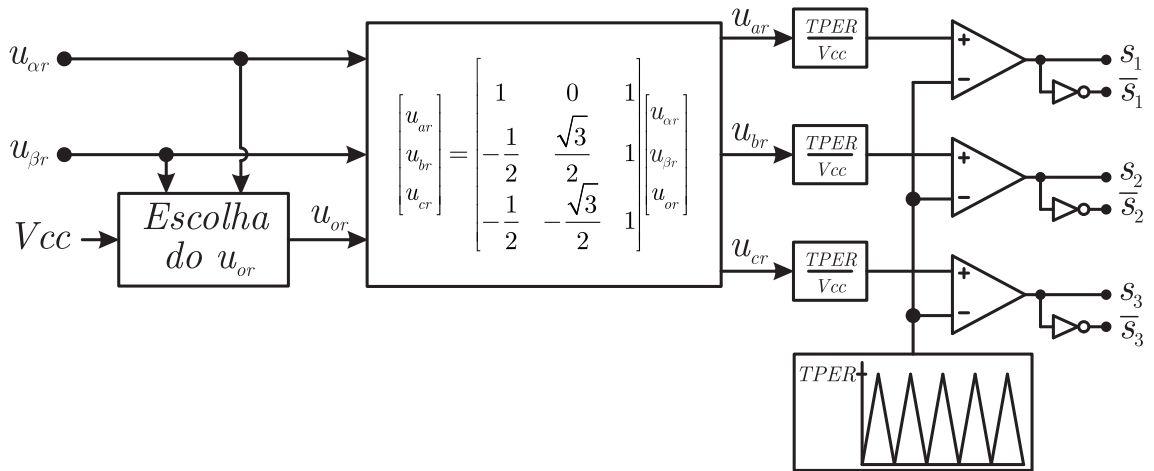


Figura 4.7: Modulação empregada no retificador PWM.

onde: $TPER = \frac{f_{DSP}}{2f_s}$; f_{DSP} =frequência do timer do DSP (150MHz); f_s =frequência de amostragem (10080Hz).

4.1.5 Ação *Anti-windup*

As tensões que o retificador PWM é capaz de sintetizar através da modulação geométrica é limitada pela equação abaixo.

$$\sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} \leq \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \quad (4.15)$$

Quando a norma do vetor de ações de controle do retificador atinge esta tensão limite a ação integral do controlador PI pode atingir valores elevados causando comportamentos transitórios indesejáveis. Desta forma um algoritmo de alívio da sobrecarga da ação integral ou *anti-windup* é utilizado, como mostrado na Figura 4.8.

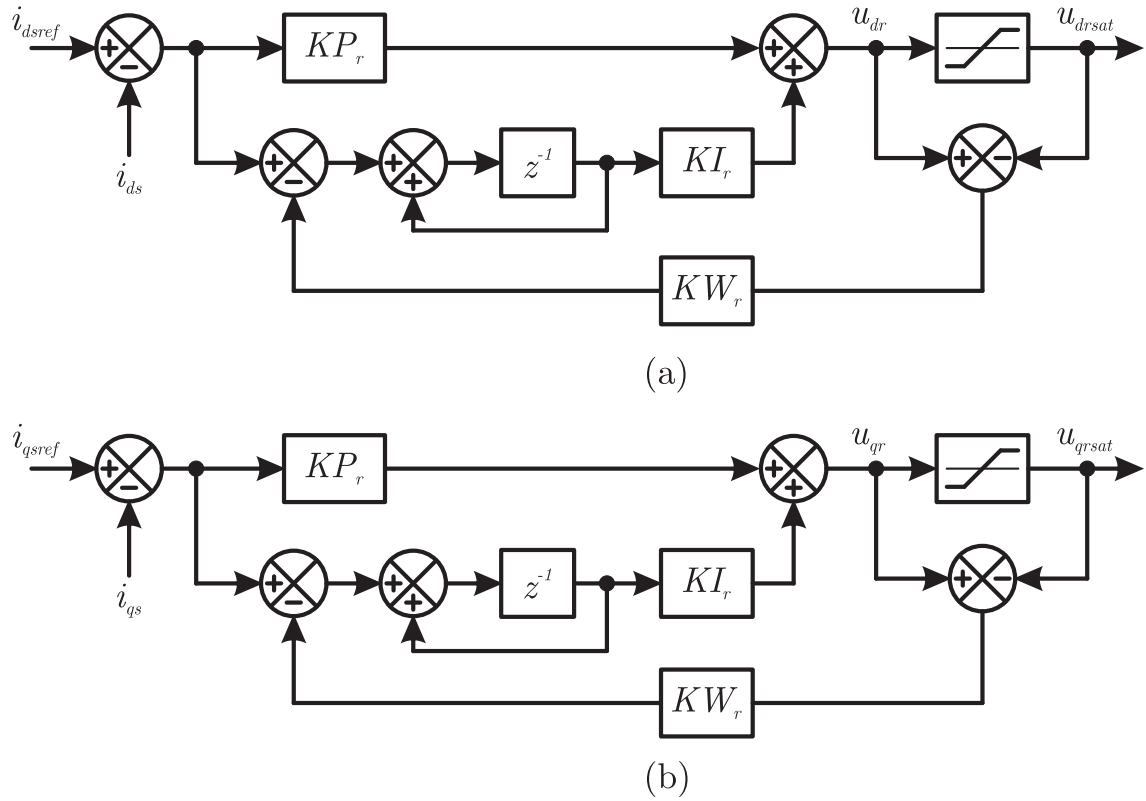


Figura 4.8: Controle PI + *anti-windup* utilizado nas malhas de corrente de eixo direto (a) e para o eixo de quadratura (b).

onde: u_{drsat} e u_{qrsat} são definidos como:

$$u_{drsat} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{u_{dr} V_{cc}}{\sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2}} & , \text{ se } \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} > \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \\ u_{dr} & , \text{ se } \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} \leq \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \end{cases}$$

$$u_{qrsat} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{u_{qr} V_{cc}}{\sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2}} & , se \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} > \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \\ u_{qr} & , se \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} \leq \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \end{cases}$$

Utilizou-se um ganho na ação *anti-windup* de $KWr = (1 - 0.98)/KIr = 3.6708$, o qual foi obtido através de simulações computacionais.

4.2 Modelagem do Inversor Conectado a Rede

O inversor conectado à rede é responsável pelo controle das correntes do lado da rede e como consequência da potência ativa entregue à rede elétrica. Utiliza-se um filtro LCL de 3º ordem para a atenuação das harmônicas de correntes a serem injetadas na rede. O inversor utilizado é o inversor três pernas a quatro fios, onde o quarto fio é conectado ao ponto médio do barramento CC através de um indutor de neutro. O Inversor PWM pode ser visto na Figura 4.9.

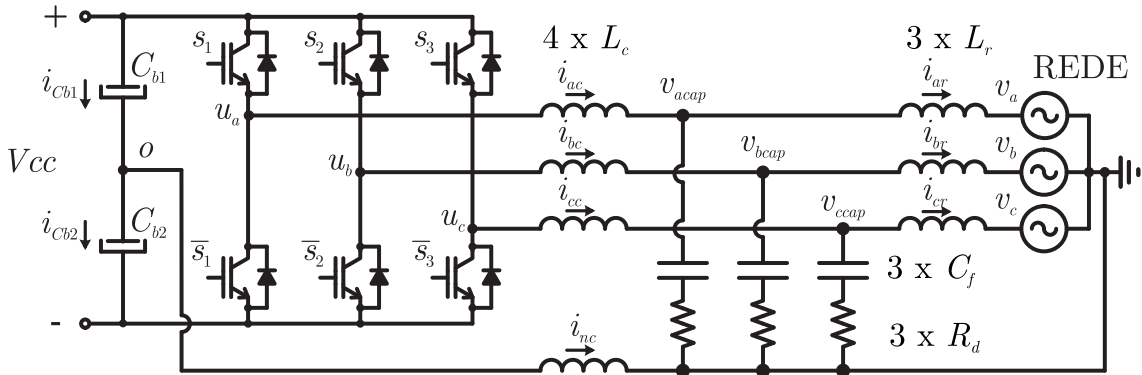


Figura 4.9: Inversor trifásico conectado a rede utilizado para a obtenção dos resultados experimentais.

onde: V_{cc} é a tensão do barramento CC, C_{b1} e C_{b2} são os capacitores do barramento CC, u_j é a tensão produzida pelo Inversor, v_{jcap} é a tensão sobre os capacitores do filtro, v_j é a tensão da rede, i_{jc} é a corrente do indutor do lado do inversor, i_{nc} é a corrente do indutor de neutro, i_{jr} é a corrente do indutor do lado da rede. Com $j = a, b, c$.

A modelagem do conversor é realizada considerando que o conversor produz as tensões médias (u_a, u_b, u_c) referenciadas ao ponto o do conversor. Então, é possível aplicar as Leis de Kirchoff sobre o circuito formado. Primeiramente para o circuito formado pelo barramento CC, tensão produzida pelo Inversor, indutor do lado do conversor e capacitores

do filtro. Onde obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} 2L_c & L_c & L_c \\ L_c & 2L_c & L_c \\ L_c & L_c & 2L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = -R_d \begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + R_d \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{acap} \\ v_{bcap} \\ v_{ccap} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cb1} \\ v_{Cb1} \\ v_{Cb1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Agora para o circuito formado pelo indutor de saída, rede elétrica e capacitores do filtro, é obtido:

$$\begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} = -R_d \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + R_d \begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{acap} \\ v_{bcap} \\ v_{ccap} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Também aplicando-se a Lei de Kirchhoff dos nós na conexão entre os indutores do filtro, obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} C_f & 0 & 0 \\ 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{acap} \\ v_{bcap} \\ v_{ccap} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

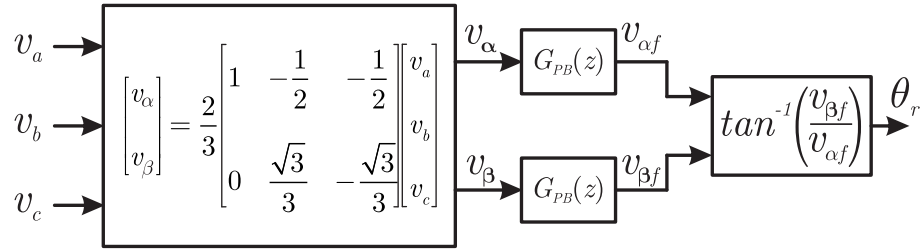
E ainda para a tensão do barramento CC, como as capacitâncias do barramento são iguais ($C_{b1} = C_{b2}$) assume-se que a corrente de neutro i_{nc} se divide igualmente entre os dois capacitores do barramento CC ($i_{Cb1} = -i_{Cb2}$), desta forma:

$$\frac{dV_{Cb1}}{dt} = -\frac{i_{nc}}{2C_{b1}} \quad (4.19)$$

Como o controle do inversor será implementado em eixos síncronos dqo com o vetor de tensão de sequência positiva da rede elétrica uma representação da planta (inversor, filtro LCL e rede) em eixos síncronos também é desejada. A transformação de um sistema representado no referencial abc para o referencial em eixos síncronos dqo é realizada através da matriz de transformação invariante em amplitude mostrada na equação 4.20.

$$T_{abc \rightarrow dqo}(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

onde: θ_r corresponde ao ângulo da rede elétrica a ser identificado através do algoritmo de sincronismo (CAMARGO et al., 2005), mostrado na figura 4.10.


 Figura 4.10: Algoritmo para identificação do ângulo da rede elétrica (θ_r).

onde: $G_{PB}(z)$ corresponde a um filtro passa baixas de ordem 4 com ganho unitário na frequência da rede elétrica.

Aplicando a transformada dqo nos sistemas acima e reescrevendo-os na forma padrão:

$$\dot{x}_{dqo}(t) = Ax_{dqo}(t) + Bu_{dqo}(t) + Fw_{dqo}(t) \quad (4.21)$$

onde:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_d}{L_c} & -\omega_r & 0 & \frac{R_d}{L_c} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 & \frac{1}{L_c} \\ \omega_r & \frac{-R_d}{L_c} & 0 & 0 & \frac{R_d}{L_c} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 & \frac{-R_d}{4L_c} & 0 & 0 & \frac{R_d}{4L_c} & 0 & 0 & \frac{-1}{4L_c} & \frac{1}{4L_c} \\ \frac{R_d}{L_r} & 0 & 0 & \frac{-R_d}{L_c} & -\omega_r & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_d}{L_r} & 0 & \omega_r & \frac{-R_d}{L_r} & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_d}{L_r} & 0 & 0 & \frac{-R_d}{L_r} & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & \omega_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{3}{2}C_{b1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; x_{dqo} = \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \\ i_{oc} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \\ v_{dcap} \\ v_{qcap} \\ v_{ocap} \\ v_{Cb1} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4L_c} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; u_{dqo} = \begin{bmatrix} u_{dc} \\ u_{qc} \\ u_{oc} \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_r} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; w_{dqo} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix}$$

onde: ω_r é a frequência angular da rede elétrica, u_{ic} é a tensão produzida pelo inversor, v_{icap} é a tensão sobre os capacitores do filtro, v_i é a tensão da rede, i_{ic} é a corrente do indutor do lado do inversor, i_{ir} é a corrente do indutor do lado da rede. Com $i = d, q, o$.

Os parâmetros do Inversor PWM conectado à rede elétrica podem ser encontrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Parâmetros do Inversor PWM conectado a rede elétrica.

Parâmetros do Inversor PWM		
Indutância do lado do conversor	L_c	300 μH
Indutância do lado da rede	L_r	100 μH
Capacitância do filtro LCL	C_f	99 μF
Resistência de Amortecimento	R_d	0.5 Ω
Capacitor do Barramento CC	C_{b1}	37.6 mF
Frequência de amostragem	f_s	10080 Hz

4.2.1 Controle das Correntes no Referencial dqo

Como a implementação dos controladores é realizada em um DSP, logo, uma representação da planta na forma discreta é desejada. A discretização é realizada utilizando aproximação por *Zero-Order-Hold* (ZOH) (CAMARGO, 2006). Como mostrado na equação 4.22.

$$x_{dqo}(k+1) = G_o x_{dqo}(k) + H_o u_{dqo}(k) + H_1 v_{dqo}(k) \quad (4.22)$$

onde: $G_o = e^{AT_s}$; $H_o = A^{-1}(e^{AT_s} - I)B$; $H_1 = A^{-1}(e^{AT_s} - I)F$.

Ainda, desconsiderando a tensão produzida pela rede elétrica, pode-se encontrar a função de transferência discreta que relaciona a tensão aplicada pelo conversor e a respectiva corrente de saída, como mostrado na equação 4.23.

$$\frac{i_{dqoc}(z)}{u_{dqoc}(z)} = G_c(z) = (zI - G_o)^{-1} H_o \quad (4.23)$$

A função de transferência matricial $G_c(z)$ é composta de 9 funções de transferência, onde a diagonal principal é denominada ação direta e os outros elementos correspondem aos acoplamentos cruzados existentes entre a entrada e a saída, como mostrado na equação 4.24.

$$\begin{bmatrix} i_{dc}(z) \\ i_{qc}(z) \\ i_{oc}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{c11}(z) & G_{c12}(z) & G_{c13}(z) \\ G_{c21}(z) & G_{c22}(z) & G_{c23}(z) \\ G_{c31}(z) & G_{c32}(z) & G_{c33}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dc}(z) \\ u_{qc}(z) \\ u_{oc}(z) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

4.2.1.1 Controle das Correntes dq

Para o controle das correntes de eixo direto e de quadratura, considera-se que os acoplamentos cruzados são pequenos e podem ser compensados pelos controladores diretos. As funções de transferências diretas associadas aos eixos d e q são.

$$G_{c11} = G_{c22} = \frac{0.296z^2 - 0.2436z + 0.173}{z^4 - 1.695z^3 + 1.211z^2 - 0.5159z} \quad (4.25)$$

O controle de corrente do inversor conectado a rede foi realizado utilizando a corrente do indutor do lado do conversor. O controlador utilizado aqui também é do tipo proporcional integral discreto com a função de transferência 4.26.

$$G_{PI,c}(z) = k_{pc} \frac{(z - a_c)}{(z - 1)} \quad (4.26)$$

Assim novamente tem-se dois graus de liberdades para ajustar o desempenho de malha fechada, ou seja, o ganho k_{pc} e o zero a_c . Escolheu-se o par $(k_{pc}; a_c) = (0.75; 0.96)$ o que resultou em uma margem de fase de 61.5° e uma margem de ganho de 14.1 dB para o eixo d e q , conforme pode ser visto na Figura 4.11.

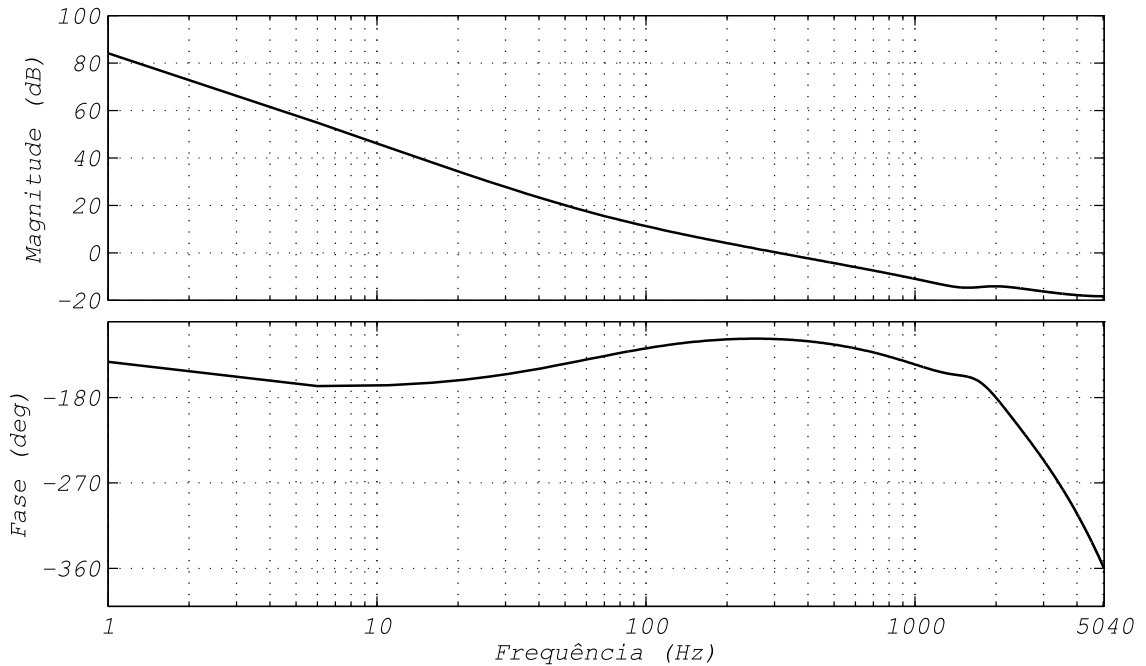


Figura 4.11: Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente para o eixo direto e de quadratura.

O controlador acima é implementado no domínio do tempo discreto de acordo com a equação 4.27.

$$\begin{aligned} x_{jc}(k+1) &= x_{jc}(k) + erro_{jc}(k) \\ u_{jc}(k) &= KI_c x_{jc}(k) + KP_c erro_{jc}(k) \end{aligned} \quad (4.27)$$

onde: $KI_c = k_{pc}(1 - a_c) = 0.03$; $KP_c = k_{pc} = 0.75$; $j = d, q$.

4.2.1.2 Controle da Corrente de Neutro

Na topologia de inversor utilizada, o ponto médio do barramento CC é conectado ao neutro através de um indutor de neutro. Nesta topologia as tensões produzidas pelo inversor referenciadas ao terra, desconsiderando a queda de tensão sobre o indutor de neutro, ficam limitadas não mais a V_{cc} e sim a $+V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$. Desta forma aumenta-se a segurança durante a operação, pela redução dos potenciais em relação ao terra. Porém assim, as harmônicas de corrente múltiplas de 3 da fundamental possuem um caminho para circular através do ponto central do barramento causando ondulações nas tensões dos capacitores do barramento CC. Assim foram projetados controladores ressonantes sintonizados nas frequências de 60Hz e 180Hz, a fim de mitigar tais correntes.

Primeiramente a função de transferência que relaciona a corrente i_{oc} e a tensão de sequência zero u_{oc} é mostrada abaixo:

$$G_{e33}(z) = \frac{i_{oc}(z)}{u_{oc}(z)} = \frac{0.0804z^3 - 0.1514z^2 + 0.1196z - 0.04867}{z^5 - 2.823z^4 + 3.23z^3 - 1.991z^2 + 0.5843z} \quad (4.28)$$

Onde um atraso de T_s segundos é inserido para modelar o tempo de execução da rotina de controle.

Os controladores ressonantes da corrente de neutro, sintonizados nas frequências de 60Hz e 180Hz são respectivamente:

$$G_{r1}(z) = \frac{1.003z^2 - 1.999z + 0.9969}{z^2 - 1.998z + 0.9998} \quad (4.29)$$

$$G_{r2}(z) = \frac{z^2 - 1.993z + 0.9939}{z^2 - 1.987z + 0.9993} \quad (4.30)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta associada à malha de controle da corrente i_{oc} é mostrado na Figura 4.12 . Pode-se observar que esta malha resulta em uma margem de fase de 64.6° e uma margem de ganho de 19 dB.

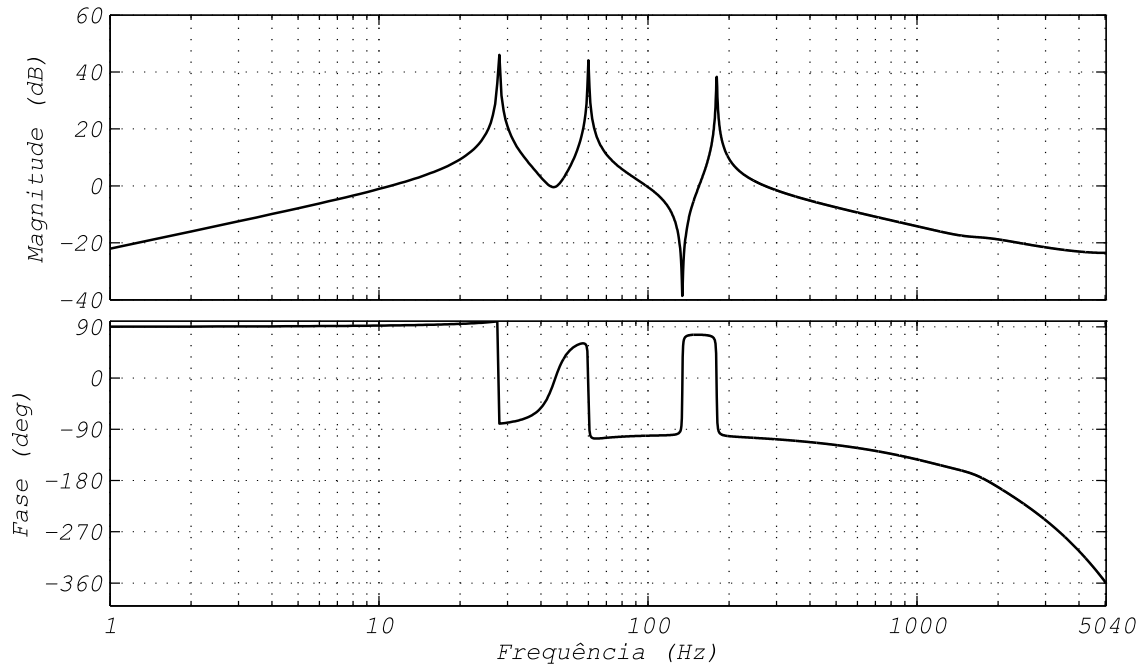


Figura 4.12: Diagrama de Bode da malha de controle da corrente i_{oc} .

4.2.2 Modulação do Inversor

A implementação da modulação do inversor é realizada de forma semelhante ao retificador, porém sem a utilização da modulação geométrica. Primeiramente a lei de controle é transformada para eixos estacionários $\alpha\beta$ utilizando a equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha c} \\ u_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dc} \\ u_{qc} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Em seguida a tensão de sequência zero que o retificador deve sintetizar é encontrada através dos controladores ressonantes descritos acima mais uma parcela correspondente a metade do barramento CC, como mostrado na Figura 4.13.

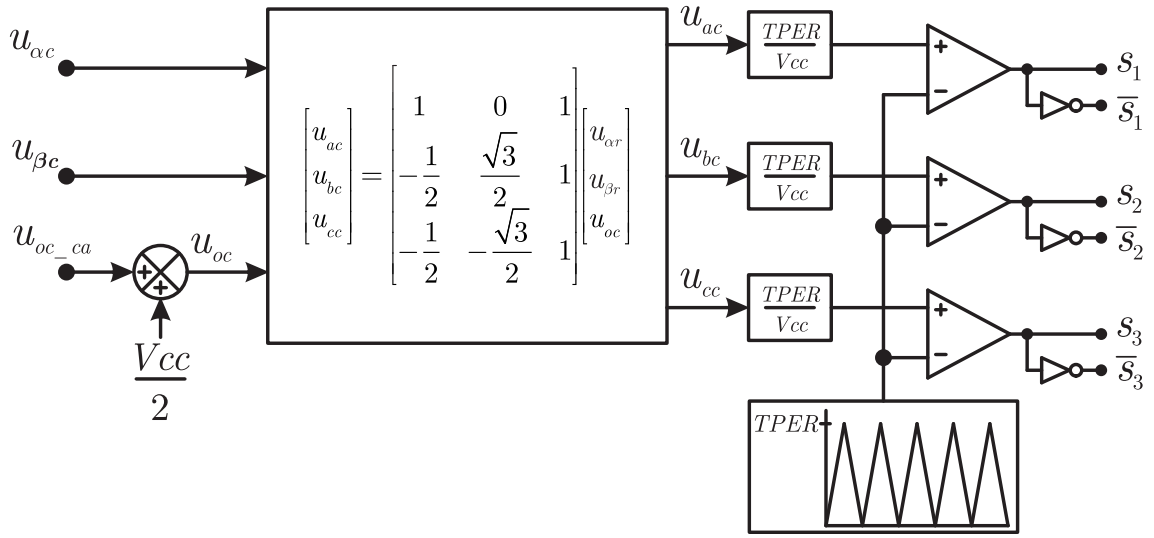


Figura 4.13: Modulação empregada no inversor PWM.

O valor de $TPER$ da Figura 4.13 é o mesmo encontrado para o retificador, pois ambos os conversores operam na mesma frequência de amostragem.

4.2.3 Ação *Anti-windup*

Assim como o retificador as tensões que o inversor PWM é capaz de sintetizar são limitadas pelo barramento CC. Esta limitação é expressa pela equação 4.32.

$$\sqrt{(u_{dc})^2 + (u_{qc})^2 + (u_{oc-ca})^2} \leq \frac{V_{cc}}{2} \quad (4.32)$$

Quando o inversor atinge esta tensão limite a ação integral do controlador PI e dos controladores ressonantes cresce causando um comportamento oscilatório ou até mesmo levando a instabilidade. Desta forma um algoritmo de alívio da sobrecarga da ação integral ou *anti-windup* é utilizado. Primeiramente definindo-se a saturação da norma da ação de controle u_{dcsat} e u_{qcsat} como:

$$u_{dcsat} = \begin{cases} \frac{u_{dc} V_{cc}}{2\sqrt{(u_{dc})^2 + (u_{qc})^2 + (u_{oc-ca})^2}} & , se \sqrt{(u_{dc})^2 + (u_{qc})^2 + (u_{oc-ca})^2} > \frac{V_{cc}}{2} \\ u_{dc} & , se \sqrt{(u_{dc})^2 + (u_{qc})^2 + (u_{oc-ca})^2} \leq \frac{V_{cc}}{2} \end{cases}$$

$$u_{qcsat} = \begin{cases} \frac{u_{qc} V_{cc}}{2\sqrt{(u_{dc})^2 + (u_{qc})^2 + (u_{oc-ca})^2}} & , se \sqrt{(u_{dc})^2 + (u_{qc})^2 + (u_{oc-ca})^2} > \frac{V_{cc}}{2} \\ u_{qc} & , se \sqrt{(u_{dc})^2 + (u_{qc})^2 + (u_{oc-ca})^2} \leq \frac{V_{cc}}{2} \end{cases}$$

A Figura 4.14 mostra o sistema de controle completo englobando a ação *Anti-windup*.

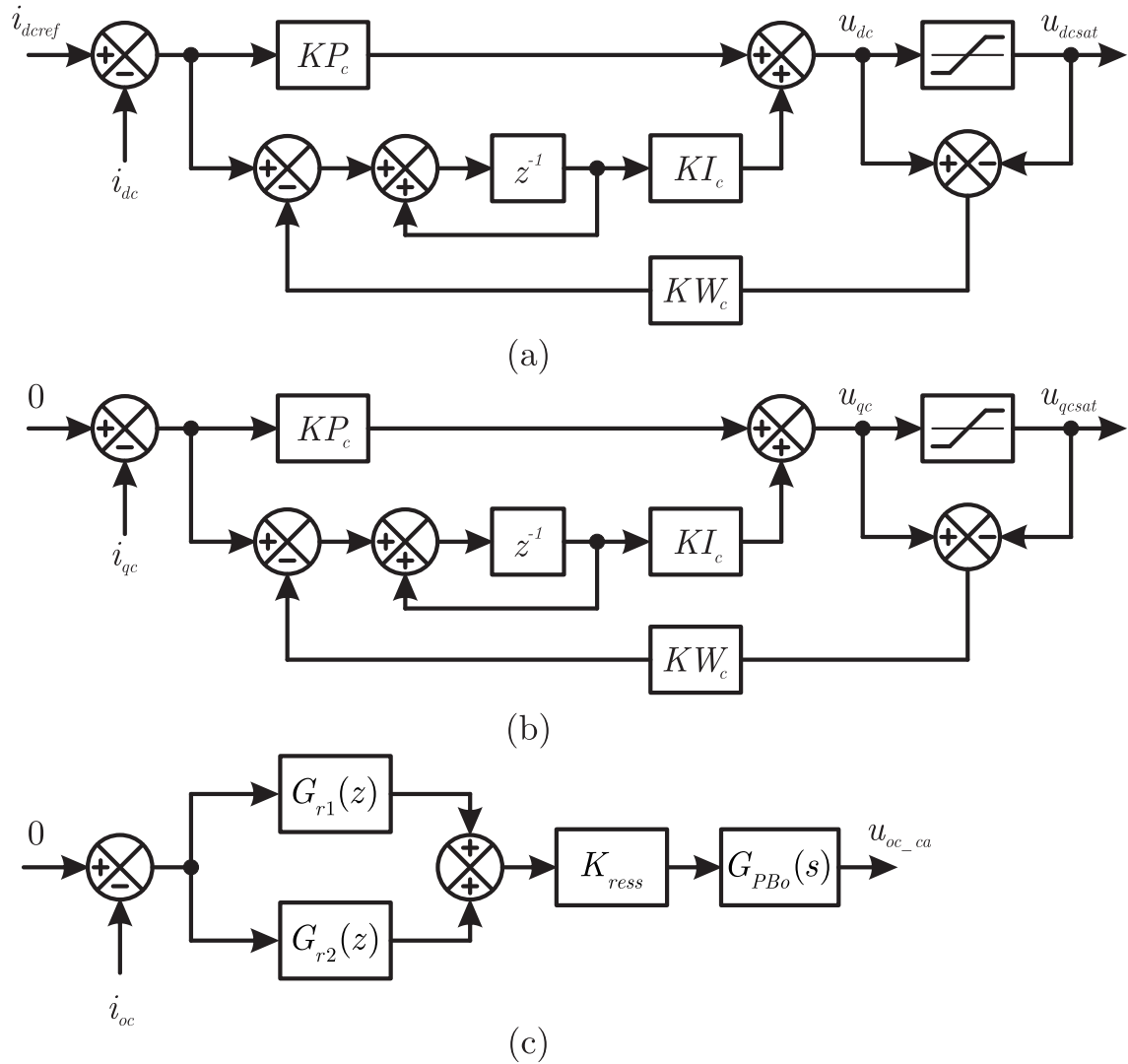


Figura 4.14: Controle PI + *anti-windup* utilizado nas malhas de corrente de eixo direto (a) para o eixo de quadratura (b) e os controladores ressonantes para o eixo o (c).

O ganho utilizado na ação *anti-windup* é de $KWc = (1 - 0.9)/KIc = 3.33$, obtido através de simulação computacional.

4.2.4 Controle da Tensão do Barramento CC

A fim de regular a tensão do barramento CC um controlador PI é utilizado. O modelo da planta para o controle de tensão (CAMARGO, 2006) é dado pela equação 4.33.

$$\frac{1}{2}C_b \left(\frac{dV_{cc^2}}{dt} \right) = (v_d i_{dc} + v_q i_{qc}) - P_{carga} \quad (4.33)$$

onde: P_{carga} = Potência que o retificador injeta no barramento CC.

Nesta malha de controle é assumido que:

- A potência que o retificador injeta no barramento CC é constante e pode ser compensada pela lei de controle.
- O conversor opera com fator de potência unitário, logo $i_{qc} \approx 0$.
- A tensão de pico da rede é constante $v_d = V_d = 311$.
- A grandeza a ser controlada será V_{cc^2} .
- A banda passante do controlador de tensão é muito menor que a banda passante da malha de corrente, desta forma $i_{dc} = i_{dcref}$.

Desta forma:

$$G_{vcc}(s) = \frac{V_{cc^2}(s)}{i_{dcref}(s)} = \frac{2V_d}{C_b} \frac{1}{s} \quad (4.34)$$

Discretizando a planta utilizando ZOH e ainda incluindo o atraso computacional da lei de controle, obtêm-se a função de transferência discreta 4.35.

$$G_{vcc}(z) = \frac{V_{cc^2}(z)}{i_{dcref}(z)} = \frac{2V_d}{C_b} \frac{T_s}{z(z-1)} \quad (4.35)$$

Novamente o controlador utilizado aqui é do tipo proporcional integral discreto com a seguinte função de transferência:

$$G_{PLv}(z) = k_{pv} \frac{(z - a_v)}{(z - 1)} \quad (4.36)$$

Assim novamente tem-se dois graus de liberdades para ajustar o desempenho de malha fechada, ou seja, o ganho k_{pv} e o zero a_v . Escolheu-se o par $(k_{pv}; a_v) = (-0.0028134; 0.99995)$ o que resultou em uma margem de fase de 89° e uma margem de ganho de 46.7 dB, conforme pode ser visto na Figura 4.15.

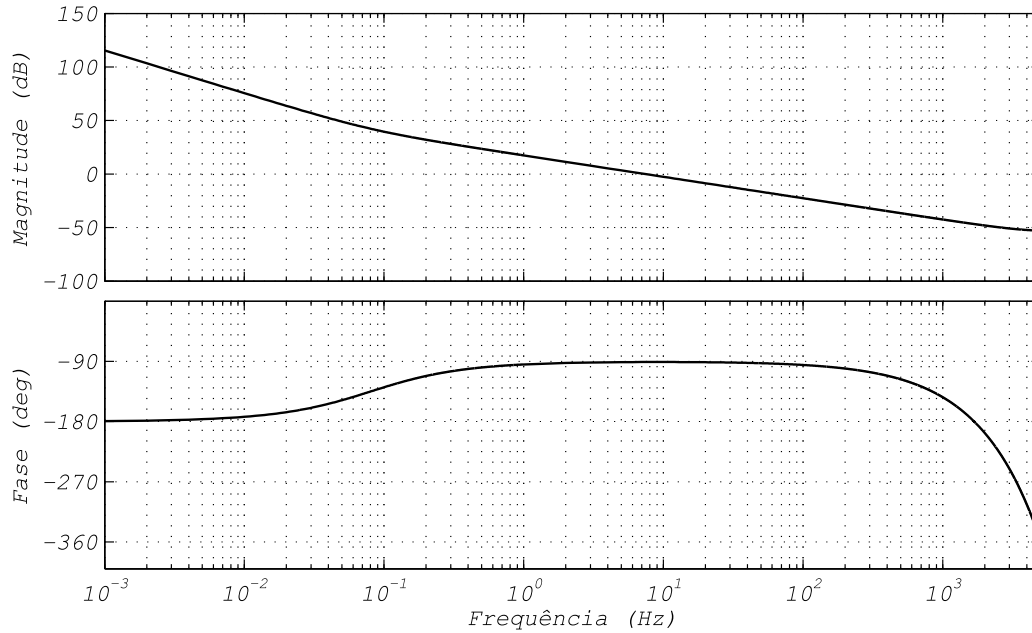


Figura 4.15: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta de controle da tensão do barramento CC.

O controlador acima é implementado no domínio do tempo discreto de acordo com a equação 4.37.

$$x_v(k+1) = x_v(k) + erro_v(k) \quad (4.37)$$

$$i_{dcref}(k) = KI_v x_v(k) + KP_v erro_v(k)$$

onde: $KI_v = K_{pv}(1 - a_v) = -1.4067 \times 10^{-7}$; $KP_v = K_{pv} = -2.8134 \times 10^{-3}$.

4.2.5 Circuito de Pré-carga

O inversor conectado à rede elétrica necessita de um circuito auxiliar de partida. Este circuito adiciona um grupo de resistores em série ($R_p = 3\Omega$) com a rede durante 4 segundos limitando as correntes transitórias de partida evitando assim a atuação da proteção de sobrecorrente. Neste intervalo de tempo a tensão dos capacitores é carregada até o pico da tensão de linha da rede ($\approx 539V$) e então o inversor é acionado elevando a tensão até a nominal ($800V$) em uma rampa de 2 segundos.

O circuito de pré-carga é mostrado na Figura 4.16. Primeiramente a contactora $K2$ é acionada por 4 segundos realizando a pré-carga e então a contactora principal $K1$ é acionada e $K2$ desacionada.

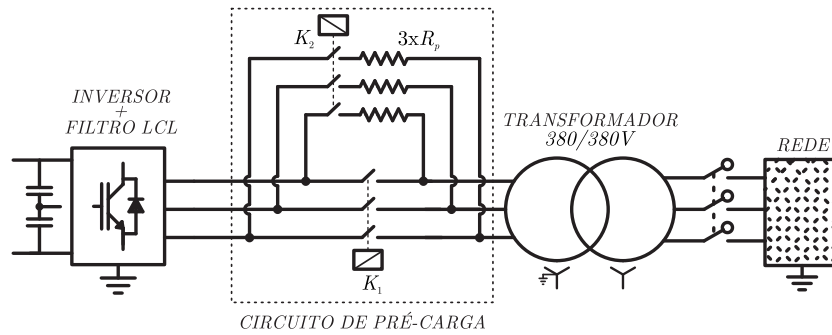


Figura 4.16: Circuito de pré-carga dos capacitores do barramento CC.

4.3 Resultados Experimentais para o Conversor *back-to-back*

Para validar a metodologia de projeto dos controladores do conversor *back-to-back* são realizados ensaios experimentais. Primeiramente é realizado um ensaio de curto circuito no retificador conectado ao PMSG. Neste ensaio o rotor do PMSG é bloqueado e o retificador é acionado com uma corrente de referência de eixo direto e de quadratura de pequena amplitude ($i_{dsref}; i_{qsref}$)=(0;20). As correntes do PMSG para esta referência são mostradas na figura 4.17.

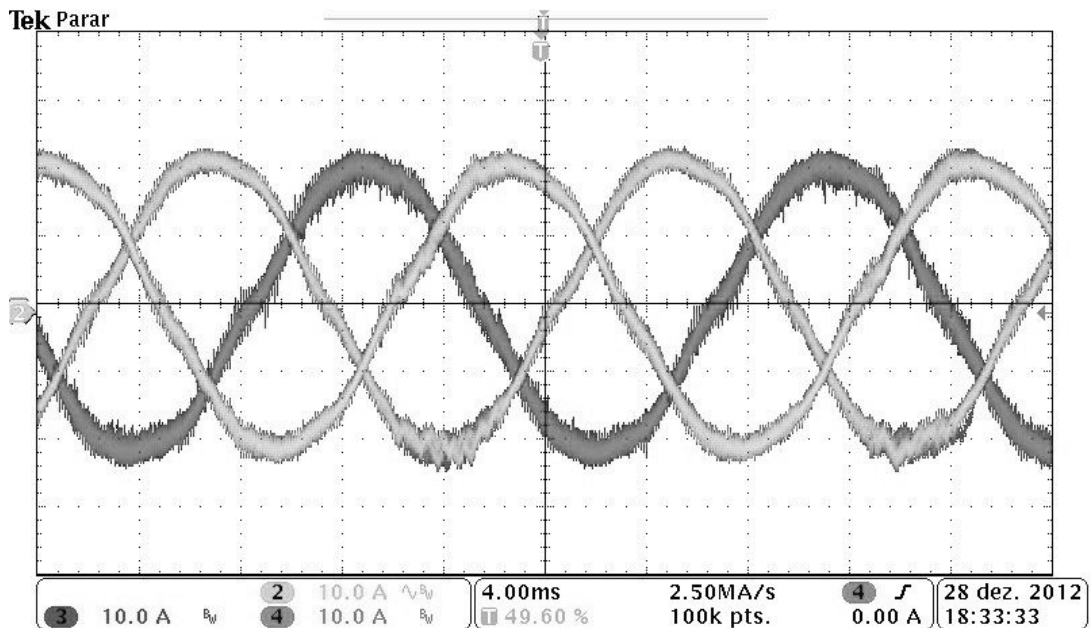


Figura 4.17: Correntes das fases *a*, *b*, *c* para o ensaio de curto circuito aplicado ao retificador PWM conectado ao PMSG.

Em seguida é realizado o ensaio de geração utilizando as referências de correntes obtidas através dos polinômios que minimizam as perdas no cobre e garantem que a amplitude das tensões não excedam os limites impostos pela tensão do barramento CC. Observou-se o comportamento adequado em uma larga faixa de velocidade e potência. A Figura 4.18 mostra a tensão de linha do retificador PWM e as correntes estáticas do PMSG para a operação a 1420 rpm com uma potência de aproximadamente 30 kW.

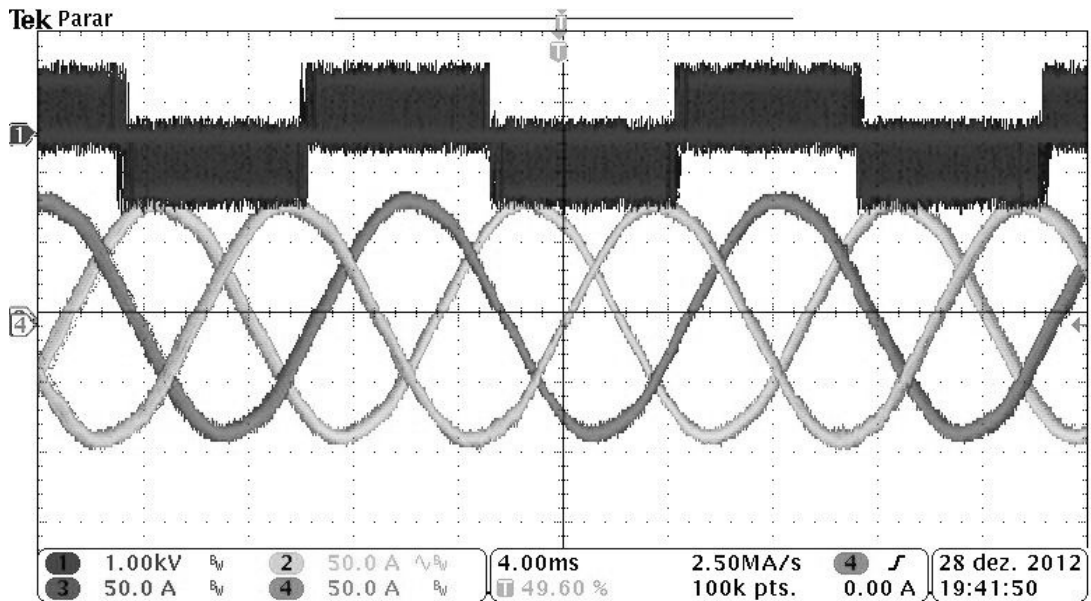


Figura 4.18: Tensão de linha do retificador e correntes das fases a , b , c para o retificador operando em 1420 rpm e drenando 30 kW do PMSG.

Também são realizados ensaios semelhantes para o inversor conectado à rede elétrica. Primeiramente é realizado um ensaio de curto circuito para validar o desempenho da malha de corrente. Para a realização deste ensaio os terminais de saída são colocados em curto circuito e o barramento é regulado por uma fonte CC. A referência do ângulo para a transformação dqo é obtida da rede elétrica ou pode ser gerada internamente. Na Figura 4.19 é possível observar o bom comportamento das malhas de corrente mediante um transitório resultante devido a um salto na referência de corrente de eixo direto de $i_{dcref} = 10A$ para $i_{dcref} = 20A$.

Uma vez que as malhas de controle do inversor, barramento CC e retificador PWM estão operando como desejado pode-se então realizar ensaios de geração com o grupo motor gerador operando em velocidade variável. A Figura 4.20 apresenta a tensão da rede da fase a e as correntes da fase a , b , c quando o grupo motor gerador opera a 1500rpm entregando uma potência de 35kW para a rede elétrica.

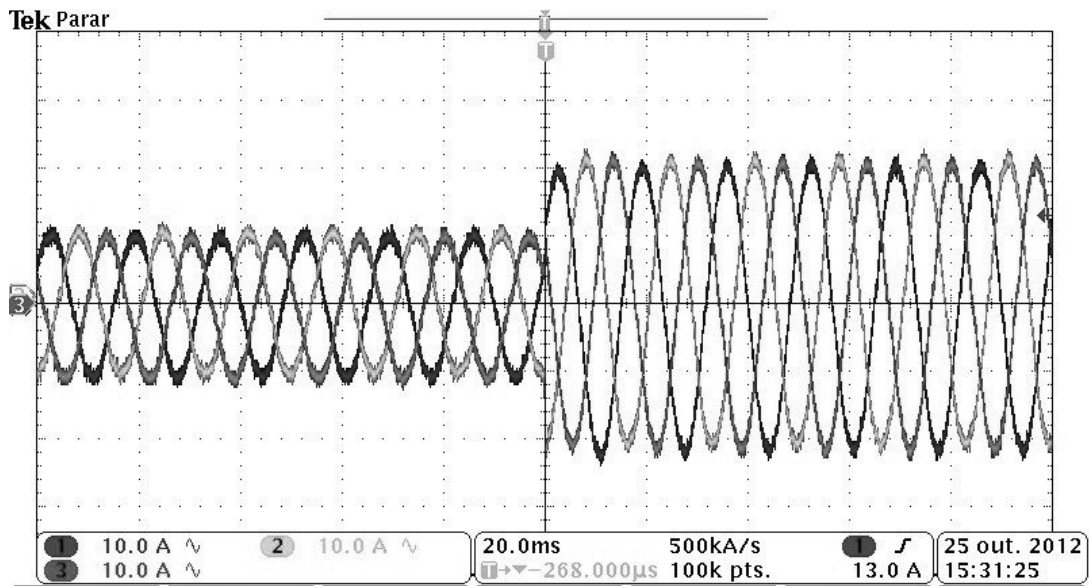


Figura 4.19: Correntes da fase a , b , c no ensaio de curto circuito do inversor PWM, para um degrau na corrente de referência de $i_{dref} = 10A$ para $i_{dref} = 20A$.

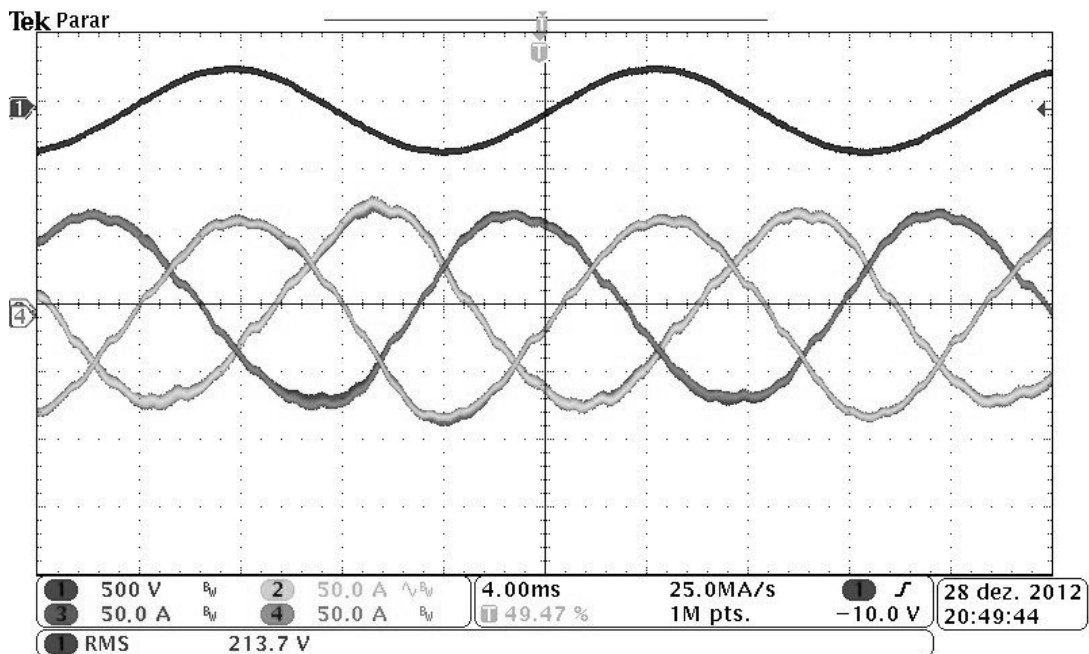


Figura 4.20: Ensaio do inversor conectado a rede elétrica. (Superior) Tensão da rede e (Inferior) Correntes das fases a, b, c .

Já na Figura 4.21 apresenta-se a tensão do barramento CC e as correntes da fase a , b e de neutro do lado da rede durante o transitório de partida do inversor. Pode-se observar que a tensão do barramento CC evolui de uma maneira bem comportada até atingir o seu valor nominal (800V). Por outro lado as correntes são limitadas em valores aceitáveis

uma vez que os valores nominais de pico são de 107 A.

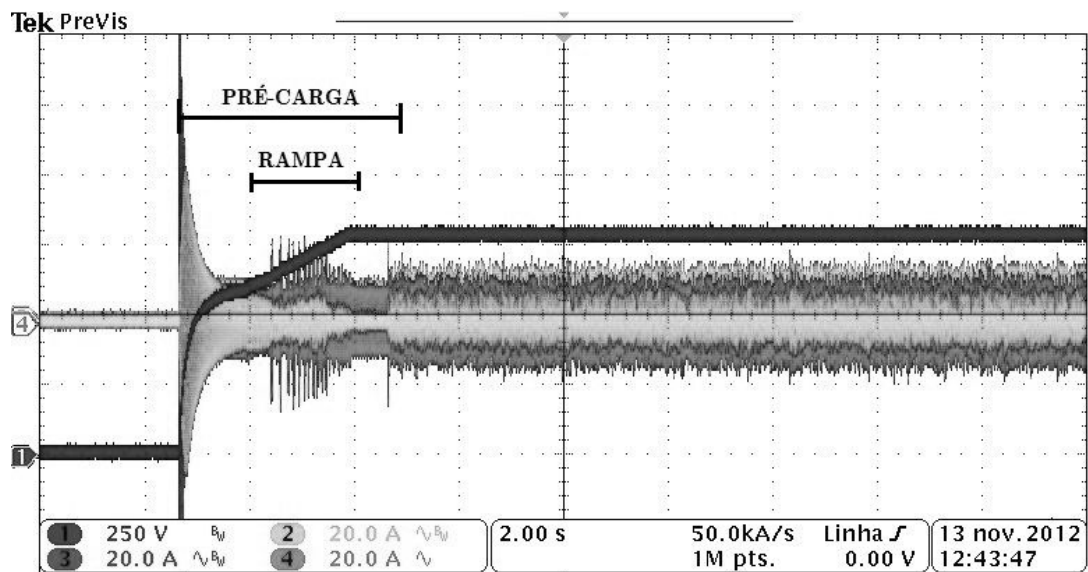


Figura 4.21: Tensão do barramento CC (azul) e correntes do lado da rede durante o transitório de partida.

4.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os modelos dinâmicos e o projeto dos controladores para o conversor *back-to-back*. O projeto foi dividido em três etapas, que são: i) o projeto dos controladores de corrente do retificador visando impor o torque do PMSG, ii) projeto dos controladores de corrente do inversor PWM, possibilitando a operação com fator de potência $FP=1$, iii) projeto do controlador da tensão do barramento CC, visando manter este valor constante para a adequada operação do retificador e inversor PWM.

O controle do conversor foi desenvolvido em eixos síncronos *dqo* o que permitiu a utilização de controladores do tipo PI. Este controlador é largamente utilizado na indústria principalmente devido a sua simplicidade de implementação e capacidade de fornecer erro nulo em regime permanente para entradas constantes. Os controladores desenvolvidos foram implementados em DSP e utilizados durante a realização dos ensaios de operação do motor a etanol operando em velocidade variável conectado a rede elétrica, onde foram obtidos bons resultados, validando assim a metodologia proposta.

5 CONCLUSÃO GERAL

Esta dissertação apresentou as particularidades de dois modelos dinâmicos que podem ser utilizados para o estudo do MCI, sendo eles: o modelo no domínio do tempo e o modelo no domínio do ângulo do virabrequim. Uma maior atenção foi dada ao modelo discreto no domínio do ângulo do virabrequim pois este apresenta vantagens para a implementação de um controlador de velocidade, principalmente no que diz respeito ao atraso de transporte que passa a ser fixo.

A metodologia de ensaios para a obtenção dos parâmetros dos modelos mostrou ser válida visto que tanto o modelo completo como o modelo linear do MCI representaram adequadamente as dinâmicas dominantes do sistema.

Também foi proposto a utilização de um controlador do tipo proporcional integral para o controle da velocidade do MCI, visto a sua simplicidade e facilidade de implementação. O seu projeto foi realizado através do Diagrama de *Bode*, e baseado na análise da margem de fase e margem de ganho a sua estabilidade foi comprovada. Também projetou-se uma ação *anti-windup* da ação integral o qual melhora o comportamento do sistema em situações onde a ação entra em saturação. Também foi proposta a utilização de uma ação *feedforward* o qual melhora o desempenho em transitórios da velocidade de referência e de carga.

Foram realizados ensaios experimentais, onde o MCI foi submetido a degraus na velocidade de referência sob diferentes condições de carga. Também foram aplicados degraus de carga sob diferentes velocidades de operação. Em ambos os ensaios verificou-se que o controlador é capaz de rastrear a velocidade de referência e também rejeitar distúrbios de torque. Validando assim a metodologia proposta. Verificou-se que pequenas alterações nos mapas de injeção da MOTEC causam significativas alterações no desempenho do controlador de velocidade visto a sua simplicidade e falta de robustez frente a variações paramétricas da planta. Verificou-se também que o aumento de carga torna o sistema amortecido e lento.

Os distúrbios de torque foram realizados através de um gerador síncrono de ímã permanente e um conversor *back-to-back* conectado à rede elétrica. O projeto dos controladores do conversor *back-to-back* foram divididos em três etapas, sendo elas: i) o projeto dos controladores de corrente do retificador visando impor o torque do PMSG, ii) projeto dos controladores de corrente do inversor PWM conectado à rede elétrica, possibilitando a operação com fator de potência próximo da unidade iii) projeto do controlador da tensão do barramento CC, visando manter este valor constante para a adequada operação do retificador e inversor PWM.

O controle do conversor foi desenvolvido em eixos síncronos *dqo* o que permitiu a utilização de controladores do tipo proporcional integral. Este controlador é largamente utilizado na indústria principalmente devido a sua simplicidade de implementação e capacidade de fornecer erro nulo em regime permanente para entradas constantes. Os controladores desenvolvidos foram implementados em DSP e utilizados durante a realização dos ensaios de operação do motor a etanol operando em velocidade variável conectado a rede elétrica, onde foram obtidos bons resultados, validando assim a metodologia proposta.

5.1 Sugestões Para Trabalhos Futuros

De forma a dar prosseguimento ao trabalho, algumas propostas para trabalhos futuros são:

1. Investigar e comparar outras técnicas de controle, tais como: controle adaptativo, *Slide Mode*, *Gain Schedule*, etc., para contornar o problema da variação paramétrica do MCI;
2. Controlar as outras variáveis do motor, tais como: avanço de ignição e relação ar/combustível;
3. Desenvolver um método que permita otimizar a operação do motor baseado no controle da borboleta, avanço de ignição e na relação ar/combustível simultaneamente;
4. Desenvolver um sistema de identificação e mitigação do fenômeno de detonação *knocking*;

REFERÊNCIAS

- ALT, B. et al. Multiple sliding surface control of idle engine speed and torque reserve with dead start assist control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 9, p. 3580–3592, sept. 2009. ISSN 0278-0046.
- AQUINO, C. Transient A/F control characteristics of the 5 liter central fuel injection engine. *SAE Technical Paper*, n. 810494, mar 1981.
- ÅSTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. *Advanced Pid Control*. [S.l.]: ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006. ISBN 9781556179426.
- BERNARDES, T. A. *Análise e Controle de Gerador Síncrono a Ímã Permanente Aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica*. 2009. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2009.
- BOUBAI, O. Knock detection in automobile engines. *Instrumentation Measurement Magazine, IEEE*, v. 3, n. 3, p. 24–28, sep 2000. ISSN 1094-6969.
- BUTTS, K.; SIVASHANKAR, N.; SUN, J. Application of ℓ_1 optimal control to the engine idle speed control problem. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 7, n. 2, p. 258–270, mar. 1999.
- CAMARGO, R. *Método de Sincronização Aplicado a Conversores PWM Trifásicos*. 2006. Tese de Doutorado — Universidade Federal de Santa Maria, 2006.
- CAMARGO, R. et al. Análise e implementação de retificadores pwm trifásicos com resposta de tempo mínimo utilizando desacoplamento por retroação de estados. *Revista Controle e Automação*, v. 16, n. 4, out 2005.
- CASSIDY J., J.; ATHANS, M.; LEE, W.-H. On the design of electronic automotive engine controls using linear quadratic control theory. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 5, p. 901–912, oct 1980. ISSN 0018-9286.
- CHANG, C.-F. et al. Air-fuel ratio control in spark-ignition engines using estimation theory. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 1, p. 22–31, mar 1995. ISSN 1063-6536.
- CHIN, Y.; COATS, F. Engine dynamics: Time-based versus crank-angle based. *Soc. Auto. Eng.*, n. 860412, 1986.
- COOK, J.; POWELL, B. Modeling of an internal combustion engine for control analysis. *Control Systems Magazine, IEEE*, v. 8, n. 4, p. 20–26, aug. 1988.
- GUZZELLA, L.; HONDER, C. *Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems*. 2º. ed. Zürich, Switzerland: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.

- HAZELL, P. A.; FLOWER, J. O. Discrete modelling of spark-ignition engines for control purposes. *International Journal of Control*, v. 13, n. 4, p. 625–632, 1971.
- HEMERLY, E. M. *Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos*. 2ª edição. ed. São Paulo: EDGARD BLUCHER, 2000. ISBN 9788521202660.
- HEYWOOD, J. *Internal Combustion Engine Fundamentals*. NewYork: McGraw-Hill, 1988.
- KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. *Analysis of electric machinery*. [S.l.]: IEEE Press, 1995. ISBN 9780780311015.
- LEE, J.-H.; LEE, S.-H.; SUL, S.-K. Variable-speed engine generator with supercapacitor: Isolated power generation system and fuel efficiency. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 6, p. 2130 –2135, nov.-dec. 2009. ISSN 0093-9994.
- MOTEC. *M400 M600 M800 M880 User Manual*. Austrália, Jun 2004. Disponível em: www.motec.com/filedownload.php/M400_M600_M800_M880_Manual_A5.pdf?docid=1087.
- PAN, S.; WEI, M.; ZHAO, G. Robust engine speed control based on nonlinear takagi-sugeno fuzzy systems with time-delay. In: *Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008. 7th World Congress on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 945–949.
- POWELL, B. K. A dynamic model for automotive engine control analysis. In: *Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes, 1979 18th IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 1979. v. 18, p. 120 –126.
- POWELL, B. K.; COOK, J. A. Nonlinear low frequency phenomenological engine modeling and analysis. In: *American Control Conference, 1987*. [S.l.: s.n.], 1987. p. 332 –340.
- POWELL, J.; FEKETE, N.; CHANG, C.-F. Observer-based air fuel ratio control. *Control Systems, IEEE*, v. 18, n. 5, p. 72 –83, oct 1998. ISSN 1066-033X.
- RIBBENS, P. W. B. *Understanding Automotive Electronics*. 5º. ed. Woburn, United States of América: Butterworth-Heinemann, 1998. ISBN 0-7506-7008-8.
- RYAN, M.; LORENZ, R. A power-mapping variable-speed control technique for a constant-frequency conversion system powered by a ic engine and pm generator. In: *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 4, p. 2376–2382 vol.4. ISSN 0197-2618.
- VIEIRA, R. et al. Abordagem geométrica para modulação de conversores três braços no acionamento de máquinas de indução bifásicas simétricas e assimétricas. *Revista Controle e Automação*, v. 16, n. 1, out 2005.
- WAGNER, J.; DAWSON, D.; ZEYU, L. Nonlinear air-to-fuel ratio and engine speed control for hybrid vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 1, p. 184 – 195, jan 2003. ISSN 0018-9545.
- WON, M.; CHOI, S.-B.; HEDRICK, J. Air to fuel ratio control of spark ignition engines using dynamic sliding mode control and gaussian neural network. In: *American Control Conference, Proceedings of the 1995*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 4, p. 2591 –2595 vol.4.

XIAOHONG, J.; TIELONG, S. Lyapunov-design of adaptive air-fuel ratio control for gasoline engines based on mean-value model. In: *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 6146–6150.

YILDIZ, Y. et al. Spark ignition engine fuel-to-air ratio control: An adaptive control approach. *Control Engineering Practice*, v. 18, n. 12, dec. 2010.

YILDIZ, Y. et al. Spark-ignition-engine idle speed control: An adaptive control approach. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 5, p. 990 –1002, sept. 2011. ISSN 1063-6536.

YURKOVICH, S.; SIMPSON, M. Comparative analysis for idle speed control: a crank-angle domain viewpoint. In: *American Control Conference, 1997. Proceedings of the 1997*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 278 –283 vol.1. ISSN 0743-1619.

ZAVALA, J. C.; GÜNTHER, D.; SANKETI, P. Fuel dynamics model for engine coldstart. In: *ASME 2006 International Mechanical Engineering Congress and Exposition (IMECE2006)*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1201–1208.

APÊNDICE A – DESCRIÇÃO DO SETUP EXPERIMENTAL

Neste apêndice será realizada uma breve descrição do *Setup* experimental. O *Setup* utilizado é composto por um grupo motor gerador Diesel da marca *Cummins Power* modelo C50D6, o qual foi transformado para ciclo *Otto* a etanol. Já o gerador elétrico original era do tipo síncrono auto-excitado, marca *Stamford*, modelo UCIDI224F1L 788D de 75 kW e 4 polos, o qual foi substituído por um Gerador Síncrono Ímã Permanente (PMSG) de 55 kW e 6 polos.

A injeção de combustível é realizada através de um sistema de gerenciamento de motores MOTEC. A MOTEC é responsável por controlar a injeção de combustível, controle da relação ar/combustível e controle da posição da borboleta.

Já o controle de velocidade é realizado pela ECU desenvolvida, a qual fornece à MOTEC um sinal de controle u_{th} proporcional ao ângulo de referencia da borboleta. A ECU também realiza a medida da pressão do coletor de entrada e da taxa de massa de ar de entrada utilizada na obtenção do modelo.

A.1 Descrição do Grupo Motor Gerador

O grupo motor gerador original era constituído por um motor de ciclo Diesel, com os parâmetros mostrados na tabela A.1.

Tabela A.1: Parâmetros nominais do MCI.

Fabricante	Cummins
Nº de Cilindros	4 em linha
Potência Bruta original	74 kW (\approx 100 cv)
Cilindradas	3.92 litros
Razão de Compressão	16.5:1
Arrefecimento	Água

A figura A.1 mostra o conjunto motor gerador Diesel original.

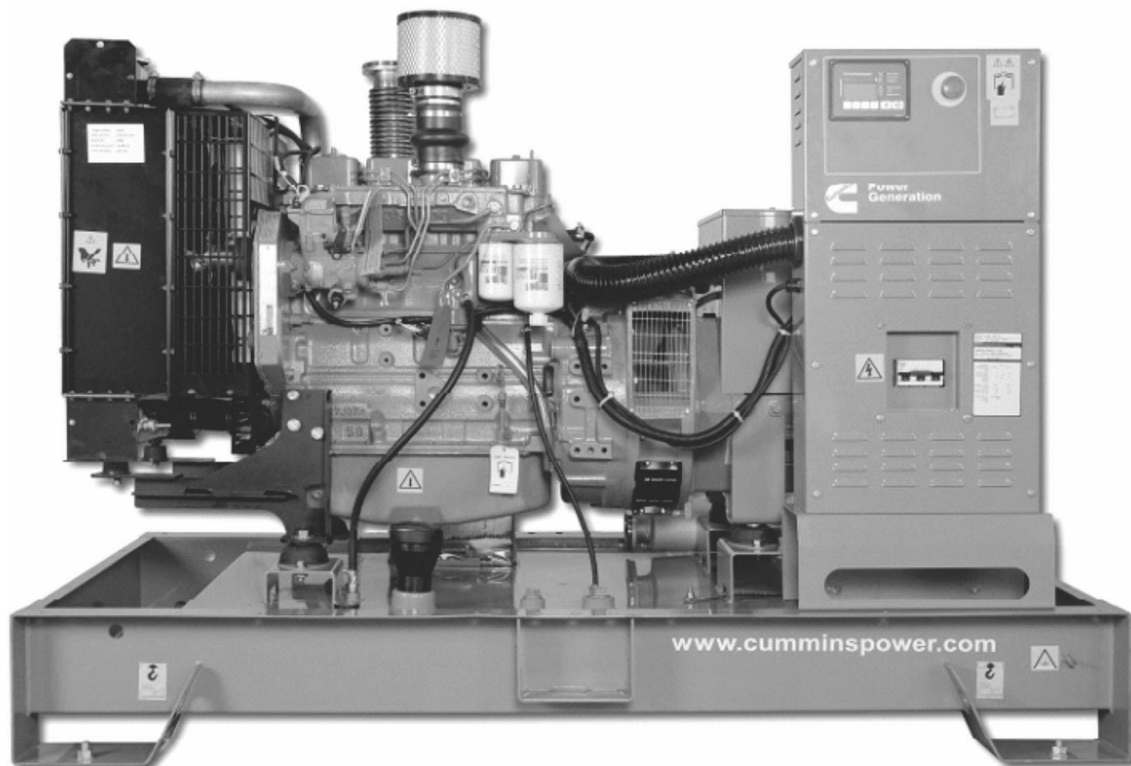


Figura A.1: Grupo Motor Gerador a Diesel Original.

Em seguida o motor diesel foi transformado para ciclo *Otto* a etanol. Nesta transformação primeiramente foram desativados a bomba de diesel e o sistema de turbo alimentação. Em seguida para adequar o motor ao funcionamento a Etanol a razão de compressão foi diminuída de 16.5:1 para 11:1 através da instalação de uma junta entre o bloco do motor e o cabeçote. Em um segundo momento foram instalados os bicos injetores e uma bomba elétrica de combustível, as velas de ignição e o sistema de ignição, e por fim a borboleta de entrada de ar e a MOTEC.

A.2 MOTEC

A MOTEC é um sistema de gerenciamento de injeção programável o qual realiza o controle de injeção de combustível através de mapas de injeção (MOTEC, 2004). A figura A.2 mostra a MOTEC modelo M400 utilizada nos ensaios.



Figura A.2: MoTeC M400 utilizada nos ensaios experimentais.

Já a figura A.3 mostra o software de configuração da MOTEK. Os mapas de injeção são ajustados durante o funcionamento do motor em malha aberta e o ângulo de referencia da borboleta é gerado através do pedal acelerador. Esta etapa deve ser realizada anteriormente aos ensaios para identificação dos modelos dinâmicos do MCI, pois alterações nos mapas de injeção correspondem a alterações na resposta dinâmica do motor.

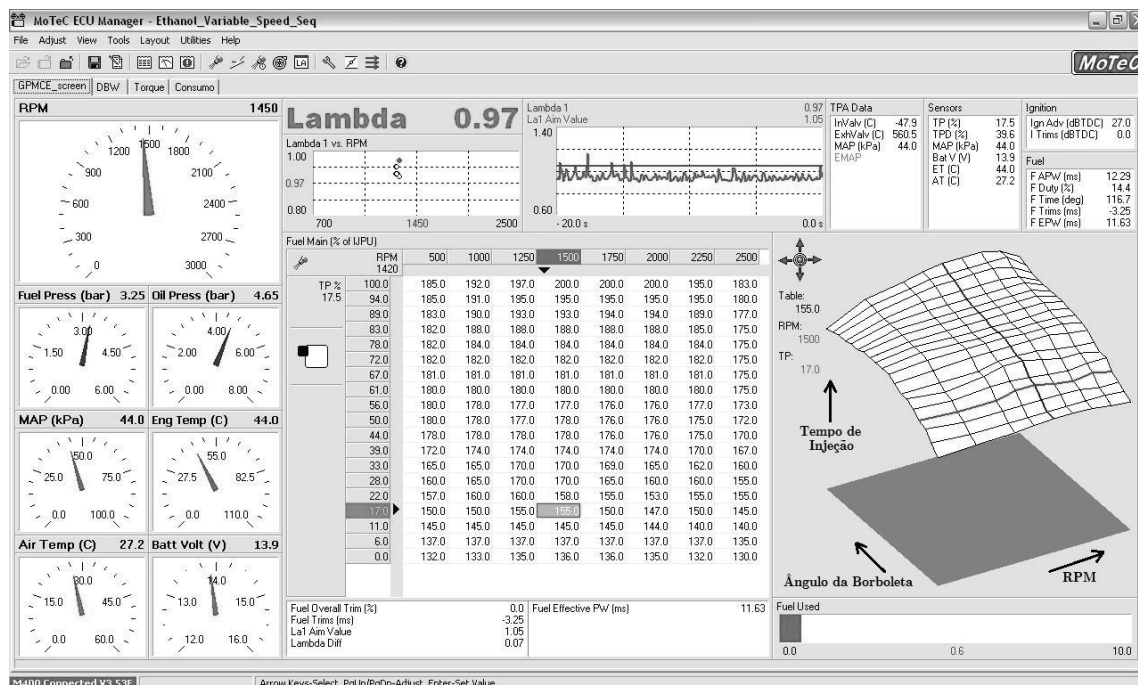


Figura A.3: Software de gerenciamento e configuração dos mapas de injeção da MoTeC.

A.3 ECU

A ECU responsável por controlar a velocidade é desenvolvida utilizando o DSP da Texas TMS320F28335, o qual realiza a leitura da velocidade do MCI através de um *encoder* incremental. Através deste *encoder* são sincronizadas as aquisições das variáveis de pressão do coletor e taxa de massa de ar de entrada utilizadas para validar o modelo proposto.

A figura A.4 mostra a ECU desenvolvida. A ECU também é capaz de realizar outras funções as quais serão utilizados em projetos futuros.

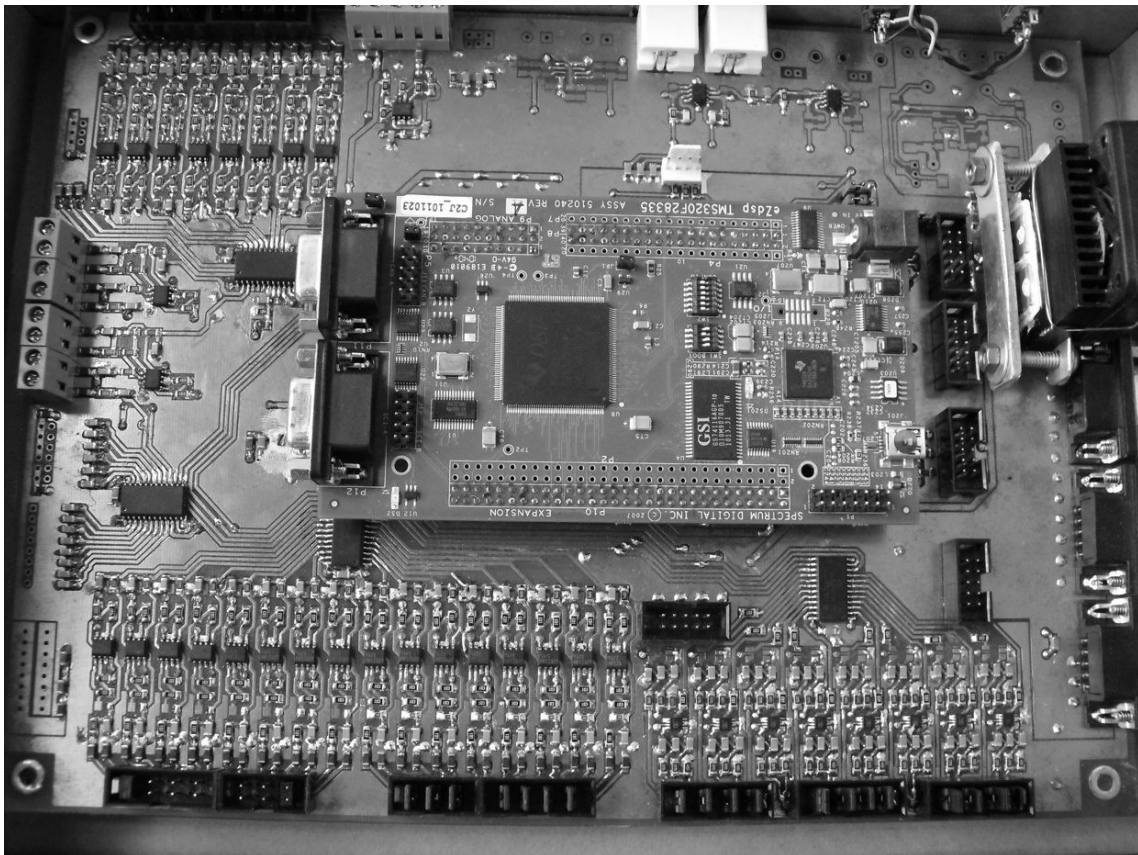


Figura A.4: *Hardware* desenvolvido para o controle de velocidade e aquisição de dados do motor.

A seguir serão descritos os sensores utilizados para a validação e controle do MCI.

A.3.1 *Encoder* Incremental

A medida de velocidade e também a sincronização das aquisições do AD são realizadas através de um *encoder* Incremental modelo B58N de 3600 pulsos por revolução acoplado

ao eixo do MCI. Este *encoder* fornece três sinais sendo dois deles de 3600 pulsos por revolução em quadratura, para determinação do sentido de giro, e um pino de *trigger* com um pulso por revolução. A figura A.5 mostra o *encoder* em questão.



Figura A.5: *Encoder* Incremental modelo B58N utilizado nos ensaios.

A cada pulso do *encoder* (sinal de 3600 pulsos) uma interrupção é gerada internamente no DSP e um conjunto de aquisições são realizadas, ou seja, 3600 aquisições por revolução. Já o intervalo de amostragem da malha de controle de velocidade é de $\Delta\theta = \pi$, equivalente a meia revolução do eixo do virabrequim ou 1800 aquisições. Desta forma para diminuir o efeito de *aliasing* nas amostras realizadas pela malha de velocidade é então realizado uma média das 1800 aquisições anteriores.

A.3.2 Sensor MAP

A medida de pressão absoluta do coletor de entrada, utilizada na obtenção do modelo, é realizada através do sensor MAP (*Manifold Absolute Pressure*) MPX4250A, o qual é um sensor com resposta dinâmica rápida, menor que 1 ms. Este sensor é largamente usado na indústria automobilística visto a sua velocidade de resposta e linearidade. A figura mostra o sensor em questão.



Figura A.6: Sensor de pressão absoluta do coletor de entrada MPX4250A utilizado nos ensaios.

A.3.3 Sensor de Taxa de Massa de Ar

A medida da taxa de massa de ar de entrada, utilizada na obtenção do modelo, é realizada através de um sensor HFM5 de filme aquecido, este sensor é utilizado na indústria automobilística para auxiliar o controle da relação ar/combustível. A figura mostra o sensor em questão.



Figura A.7: Sensor de taxa de massa de ar utilizado nos ensaios.

A.4 Grupo Motor Gerador a Etanol em velocidade Variável

A.4.1 Conversor *back-to-back*

A figura A.8 mostra o gabinete do inversor PWM conectado a rede elétrica utilizado para realização dos ensaios do grupo motor gerador a etanol operando em velocidade variável. No Painel frontal do gabinete esta situada uma tala *touch screen* onde é realizado o comando e operação de todo o sistema o qual engloba: partida e desligamento do MCI, alteração de velocidade de referencia do MCI, conexão com a rede e controle de torque aplicado ao MCI.

Já a figura A.9 mostra o gabinete do retificador PWM conectado ao PMSG utilizado nos ensaios.

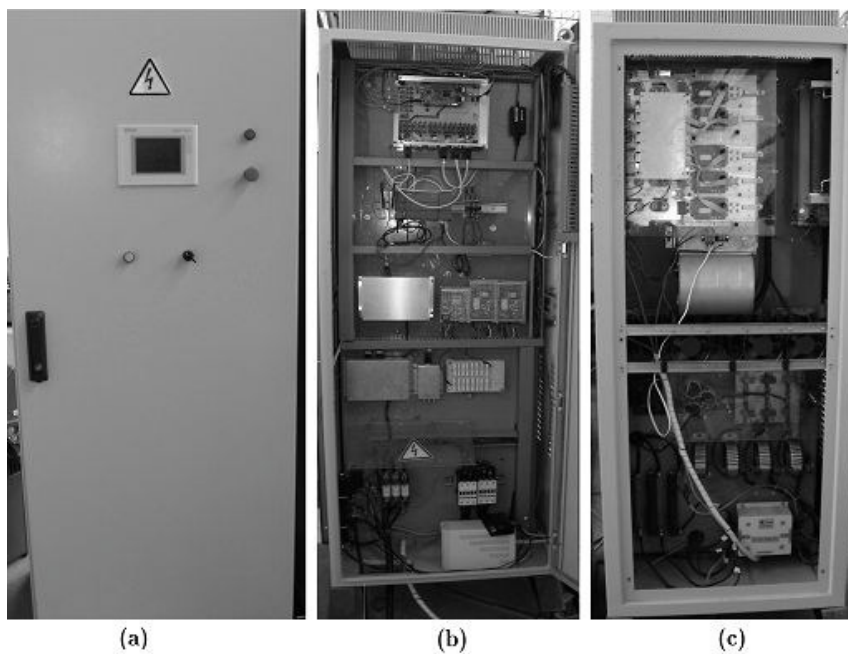


Figura A.8: Gabinete do Inversor PWM. (a) Painel de comando, (b) frente interna - circuito de controle e instrumentação, (c) traseira - circuito de potência.

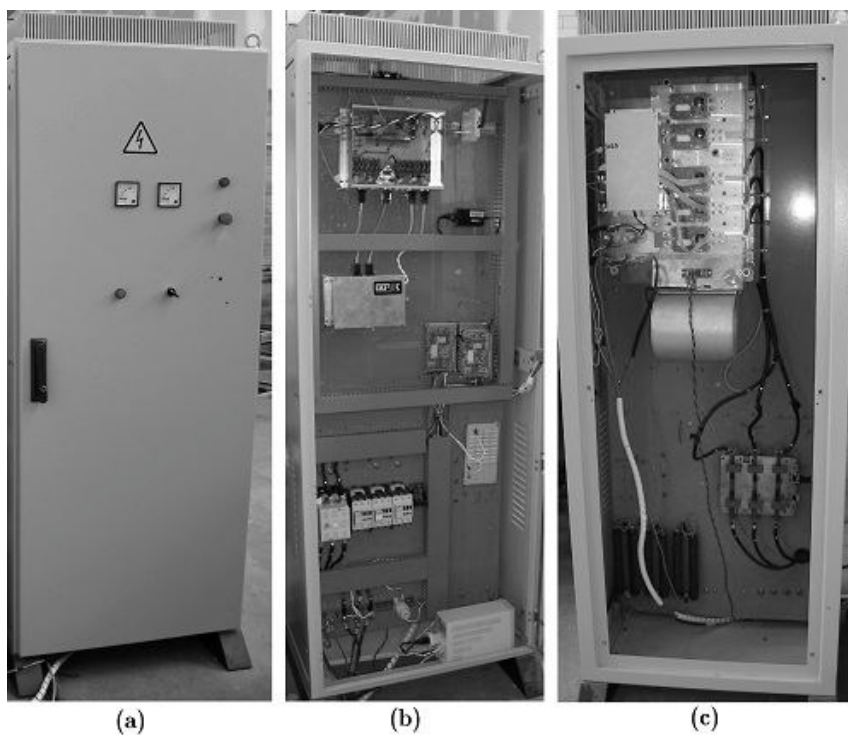


Figura A.9: Gabinete do Retificador PWM. (a) Painel de comando, (b) frente interna - circuito de controle e instrumentação, (c) traseira - circuito de potência.

A.4.2 Motor de Combustão Interna e Gerador Síncrono de Ímã Permanente

A figura A.10 mostra o motor de combustão interna a etanol mais o Gerador Síncrono de Ímã Permanente utilizado nos ensaios.

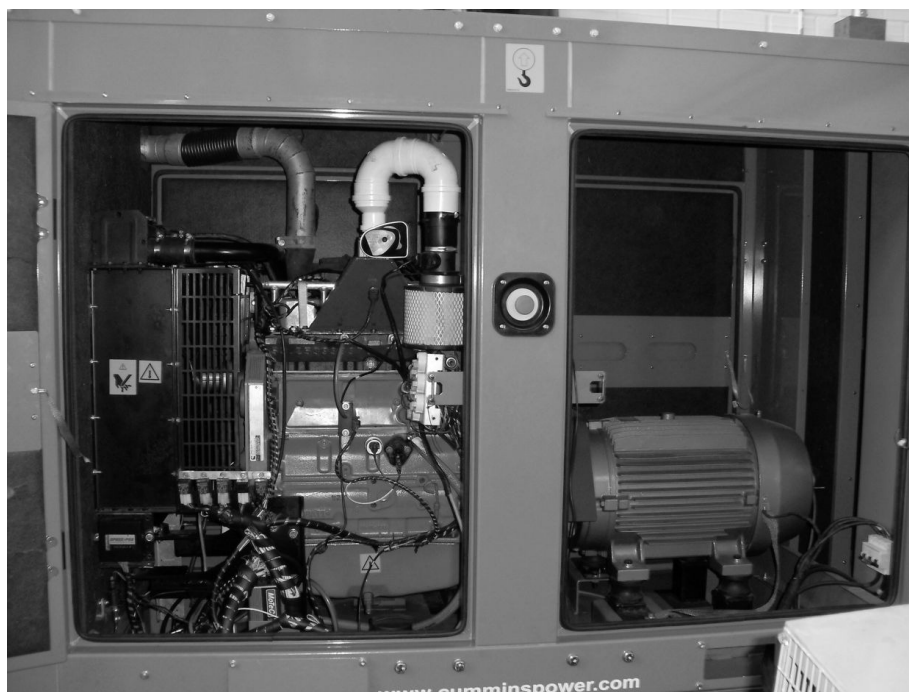


Figura A.10: Gabinete contendo o motor de combustão interna e o gerador síncrono de ímã permanente utilizado nos ensaios.