

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

**MÉTODO DE CONTROLE E SUPERVISÃO PARA  
GRUPOS MOTORES GERADORES COM  
VELOCIDADE VARIÁVEL**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Alexandre Trevisan Pereira**

**Santa Maria, RS, Brasil**

2013

# **MÉTODO DE CONTROLE E SUPERVISÃO PARA GRUPOS MOTORES GERADORES COM VELOCIDADE VARIÁVEL**

**Alexandre Trevisan Pereira**

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. PhD. Humberto Pinheiro**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2013**

**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**

**MÉTODO DE CONTROLE E SUPERVISÃO PARA GRUPOS  
MOTORES GERADORES COM VELOCIDADE VARIÁVEL**

elaborada por  
**Alexandre Trevisan Pereira**

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

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

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

**Hilton Abilio Grundling, Dr. (UFSM)**  
(Co-orientador)

**Cristiane Cauduro Gastaldini, Dra. (UNIPAMPA)**

**Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, 27 de fevereiro de 2013.

*Dedico este trabalho aos meus pais, Irineo e Marlene,  
e aos meus irmãos, Leonardo e Marcelo.*



## **AGRADECIMENTOS**

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao Professor Humberto Pinheiro pela dedicação, profissionalismo e conhecimentos compartilhados. Agradeço pela amizade, paciência e por proporcionar um ambiente agradável de trabalho.

Agradeço, também, aos Professores Hilton Abílio Gründling, Fabio Ecke Bisogno e Claiton Moro Franchi, pelas idéias e colaborações com o meu trabalho.

Aos colegas do GEPOC, agradeço aos amigos Jorge Rodrigo Massing, Celso Becker Tischer, Felipe Grigoletto, Thiago Bernardes, Cássio Baratieri, Rafael Scapini, Luiz Maccari, Rodrigo Varela, Fernanda Carnielutti, Guilherme Sebastião da Silva e demais colegas pela ajuda, troca de idéias e conhecimentos, sempre visando o crescimento do grupo como um todo. Agradeço também à colaboração dos alunos de iniciação científica Macklini Dalla Nora, Gilberto Schneider, Germano Henz e Gustavo Koch.

Um agradecimento especial ao colega Jonas Roberto Tibola pela ajuda e parceria no desenvolvimento experimental e pelos momentos de convivência no NAFA/UFSM.

Ao CNPq, pelo suporte financeiro, e ao povo brasileiro que, através do pagamento de seus impostos, tornou possível a minha formação em uma Universidade pública e de qualidade.

Por fim, mas não menos importante, agradeço à minha família, a base de tudo, e aos grandes amigos, a família que escolhi.

Se as coisas são inatingíveis... ora!  
Não é motivo para não querê-las...  
Que tristes os caminhos, se não fora  
A presença distante das estrelas!

Mario Quintana

## **RESUMO**

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

### **MÉTODO DE CONTROLE E SUPERVISÃO PARA GRUPOS MOTORES GERADORES COM VELOCIDADE VARIÁVEL**

AUTOR: ALEXANDRE TREVISAN PEREIRA

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO, PD.D.

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 27 de fevereiro de 2013.

Grupos motores geradores são largamente utilizados para a geração de energia elétrica em caso de falta na rede ou para suprir parte da demanda dos consumidores comerciais e industriais. Na sua grande maioria, grupos motores geradores trabalham com velocidade constante proporcional à frequência da rede ou à frequência que está sendo imposta à carga. Desta forma, o motor opera a uma velocidade que nem sempre corresponde à velocidade que proporciona o menor consumo de combustível e/ou menor emissões de gases poluentes. Visando promover graus de liberdade para otimizar o desempenho de grupos motores geradores, esta dissertação descreve um sistema de controle e supervisão para grupos motores geradores que operam em velocidade variável onde a rotação do motor de combustão interna não está diretamente vinculada com a frequência da rede. Para tanto, propõe-se a utilização e desenvolve-se em detalhes um método de controle e supervisão para os conversores que são inseridos entre o gerador e a rede. Por fim, são apresentados resultados de simulação e experimentais que comprovam o desempenho do método proposto.

**Palavras-chave:** Grupo motor gerador, sistema supervisório, máxima eficiência

# **ABSTRACT**

Master Dissertation

Pos-Graduation Program on Electrical Engineering

Federal University of Santa Maria

## **CONTROL AND SUPERVISION METHOD FOR MOTOR GENERATOR SETS WITH VARIABLE SPEED**

AUTHOR: ALEXANDRE TREVISAN PEREIRA

RESEARCH SUPERVISOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D.

DATE AND LOCAL: SANTA MARIA, FEBRUARY 27<sup>TH</sup>, 2013.

Motor generator sets are widely used to generate electricity in case of grid failure or to supply part of the demand for commercial and industrial consumers. The vast majority of motor generator sets work with constant speed proportional to the grid frequency or to the frequency that is imposed on the load. As a consequence, the motor operates at a speed that does not always correspond to the speed that provides the lowest fuel consumption and/or lower emissions. Aiming to promote degrees of freedom to optimize the performance of motor generator sets, this dissertation describes a control and supervision method for motor generator sets with variable speed where the internal combustion motor is not directly linked to grid frequency. For this, a method of control and supervision for the converters which are inserted between the generator and the grid is developed in details. Finally, simulation and experimental results are presented to demonstrate the performance of the proposed method.

**Keywords:** Motor generator sets, supervisory system, maximum efficiency

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama de blocos do sistema proposto por Ichinose, et al. ....	15
Figura 1.2 – Diagrama do sistema proposto por Leijon, et al.....	15
Figura 1.3 – Diagrama do sistema proposto por Lee, et al. ....	16
Figura 2.1 – Diagrama geral do sistema motor gerador conectado à rede e seus controladores	18
Figura 2.2 – Representação em diagrama de blocos de um motor de ciclo otto de combustão interna e seu controlador.....	19
Figura 2.3 – Unidade de Sincronismo e Controle do Inversor .....	21
Figura 2.4 – Subunidade de sincronismo do inversor.....	22
Figura 2.5 – Modulador PWM do inversor.....	24
Figura 2.6 – Unidade de Controle do Retificador.....	25
Figura 2.7 – Subunidade de Controle do Barramento CC .....	26
Figura 2.8 – Subunidade de Controle de Corrente do Retificador.....	27
Figura 2.9 – Diagrama da Unidade de Controle de Velocidade .....	28
Figura 3.1 – Retificador PWM conectado ao PMSG.....	29
Figura 3.2 – Diagrama de bode para o controlador de corrente do eixo q do retificador .....	33
Figura 3.3 – Regiões para a escolha de $u_o$ .....	35
Figura 3.4 – Modulação empregada no retificador PWM .....	35
Figura 3.5 – Controle PI e ação <i>anti windup</i> nas malhas de corrente de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura .....	36
Figura 3.6 – Corrente de eixo direto de referência e resultado da interpolação em função dos valores negativos de conjugado eletromagnético .....	38
Figura 3.7 – Corrente de eixo direto de referência e resultado da interpolação em função dos valores positivos de conjugado eletromagnético .....	39
Figura 3.8 - Corrente de quadratura de referência e resultado da interpolação em função dos valores negativos de conjugado eletromagnético .....	39
Figura 3.9 – Corrente de quadratura de referência e resultado da interpolação em função dos valores positivos de conjugado eletromagnético .....	39
Figura 3.10 – Magnitude da tensão aplicada no gerador em função do conjugado eletromagnético.....	40
Figura 3.11 – Diagrama de blocos do controlador do barramento CC .....	41
Figura 3.12 – Diagrama de blocos do amostrador de potência.....	41
Figura 3.13 – Diagrama de bode para o controlador do barramento CC.....	43
Figura 3.14 – Diagrama da função de transferência no modo de limitação .....	43
Figura 3.15 – Simulação do controlador do barramento CC. Acima, a tensão do barramento. Abaixo, as correntes trifásicas do retificador .....	46
Figura 3.16 – Grupo motor gerador e conversores instalados no NAFA/UFSM .....	47
Figura 3.17 – Motor de combustão interna ciclo otto e gerador síncrono de ímãs permanentes instalados no NAFA/UFSM .....	48
Figura 3.18 – Retificador e Inversor inseridos entre o gerador e a rede no NAFA/UFSM.....	48

Figura 3.19 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador e tensão no barramento CC durante carregamento de 0 a 800 V em rampa de 2s.....	49
Figura 3.20 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador entregando potência de 18 kW para o barramento CC, que permanece em 800V .....	50
Figura 3.21 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador e tensão do barramento CC durante variação de potência entregue à rede através do inversor .....	50
Figura 3.22 – Variação da potência registrada pelo sistema supervisorio.....	51
Figura 3.23 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador e tensão do barramento CC durante variação de potência (degrau de 10kW para 0) entregue à rede através do inversor .....	51
Figura 4.1 – Componentes do sistema supervisorio do grupo motor gerador .....	53
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do algoritmo implementado em linguagem C no DSP para a comunicação via protocolo MODBUS .....	58
Figura 4.3 – Tela da IHM do CLP mostrando a tela inicial de controle do grupo motor gerador .....	61
Figura 4.4 – Tela da IHM do CLP mostrando os dados existentes nos DSP's do inversor e do retificador.....	62
Figura 4.5 – Tela da IHM do CLP mostrando o medidor de potência entregue à rede total e parcial .....	62
Figura 4.6 – Tela da IHM do CLP mostrando os comandos de controle e monitoração do retificador.....	63
Figura 4.7 – Tela da IHM do CLP mostrando os dados da ECU.....	63
Figura 4.8 – Tela de supervisão do grupo motor gerador desenvolvida utilizando o software Elipse Scada®.....	65
Figura 4.9 – Dados de um ensaio do motor de combustão interna registrado através de um notebook executando o sistema supervisorio .....	65
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do algoritmo de perturbação e observação .....	68
Figura 5.2 – Resultados experimentais do método de busca de máxima eficiência ativado a partir do tempo $t = 75s$ .....	70
Figura 5.3 – Custo do kWh em função da velocidade do conjunto motor gerador operando com carga de 10kW .....	71
Figura 8.1 – Diagrama de multiplexação das Interrupções no DSP .....	77

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros do gerador adquirido.....	21
Tabela 4.1 – Pacote de comunicação do protocolo MODBUS .....	56
Tabela 4.2 – Funções do protocolo MODBUS implementadas nos DSP's e suas descrições .	56
Tabela 4.3 – Formato de transmissão serial de 1 byte no MORBUS-RTU sem paridade .....	56
Tabela 8.1 – Tabela de vetores do periférico de interrupções do DSP da Texas Instruments .	76

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CLP	–	Controlador Lógico Programável
DSP	–	<i>Digital Signal Processor</i> , Processador Digital de Sinais
ECU	–	<i>Engine Control Unit</i> , Unidade de Controle do Motor
ETC	–	<i>Electronic Throttle Control</i> , Controle Eletrônico do Acelerador
IER	–	<i>Interrupt Enable Register</i> , Registro de Habilitação de Interrupções
IHM	–	Interface Homem-Máquina
kWh	–	Quilowatt-hora
LCD	–	Liquid Crystal Display
MAP	–	<i>Manifold Absolute Pressure</i> , Sensor de Pressão Absoluta
NAFA	–	Núcleo de Automação e Processos de Fabricação
PMSG	–	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> , Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes
PWM	–	<i>Pulse Width Modulation</i> , Modulação por Largura de Pulso
Q	–	Potência reativa
RTU	–	<i>Remote Terminal Unit</i> . Refere-se ao modo de transmissão MODBUS onde endereços e valores são representados em formato binário.
TPS	–	<i>Throttle Position Sensor</i> , Sensor de Posição do Acelerador



# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	13
1.1	Introdução	13
1.2	Revisão Bibliográfica	14
1.3	Objetivos da Dissertação	16
1.4	Organização do Documento	17
<b>2</b>	<b>DESCRIÇÃO DO SISTEMA</b>	18
2.1	Descrição do Grupo Motor Gerador em Velocidade Variável	18
2.2	Descrição do Motor de Combustão Interna	19
2.3	Descrição do Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes	20
2.4	Descrição do Inversor	21
2.5	Descrição do Retificador	25
2.6	Descrição da Unidade de Otimização em Tempo Real	27
2.7	Descrição da Unidade de Controle de Velocidade	28
2.8	Conclusão	28
<b>3</b>	<b>CONTROLE E OTIMIZAÇÃO DO GRUPO RETIFICADOR/GERADOR SÍNCRONO</b>	29
3.1	Introdução	29
3.2	Modelo do Grupo Retificador/Gerador	29
3.3	Controle de Corrente	31
3.4	Modulação do Retificador PWM	33
3.5	Ação Anti-Windup	36
3.6	Geração das Correntes de Referência	37
3.7	Controle de Tensão do Barramento CC	40
3.8	Resultados de Simulação e Experimentais	46
3.9	Conclusão	52
<b>4</b>	<b>SISTEMA DE SUPERVISÃO</b>	53
4.1	Definição do Protocolo de Comunicação	54
4.2	O Protocolo MODBUS	55
4.3	Escolha do Meio de Transmissão	57
4.4	Implementação do Protocolo Modbus no DSP	57
4.5	Modos de Operação	59
4.5.1	Modo 1	59
4.5.2	Modo 2	60
4.6	Interface Homem Máquina	60
4.7	Sistema Supervisório	64
4.8	Conclusão	65
<b>5</b>	<b>MÉTODO DE BUSCA DO PONTO DE MÁXIMA EFICIÊNCIA</b>	67
5.1	Introdução	67
5.2	Descrição do Método	67
5.3	Resultados Experimentais	69
5.4	Conclusão	71
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	72
<b>7</b>	<b>BIBLIOGRAFIA</b>	73
<b>8</b>	<b>ANEXOS</b>	76
	Anexo A – Priorização de Interrupções no DSP	76
	Anexo B – Rotina MODBUS Implementada em Linguagem C para o DSP	78

# 1 INTRODUÇÃO

---

## 1.1 Introdução

Nas últimas décadas, com o aumento do consumo de energia e a redução das reservas de combustíveis fósseis somada às preocupações ambientais, surge a necessidade da diversificação da matriz energética. A utilização de combustíveis renováveis é uma alternativa para a geração de energia elétrica. Para tanto, é necessária a busca de novas tecnologias que possibilitem a geração de energia elétrica de forma prática, econômica e sem agredir significativamente o ambiente.

Os grupos motores-geradores comercializados no Brasil geralmente utilizam geradores síncronos com rotação virtualmente constante definida pela frequência elétrica de saída. Além disso, utilizam como combustível o óleo Diesel não renovável. Grupos motores-geradores com velocidade variável com combustível renovável, como o etanol, são fortes candidatos a substituírem grupos motores-geradores convencionais de velocidade constante que utilizam óleo Diesel obtido de combustível fóssil.

Visando reduzir o custo (l/kWh) através de meios que possibilitem a minimização do consumo e/ou redução das emissões de gases poluentes, esta dissertação propõe um método de supervisão e controle para grupos motores geradores que operam em velocidade variável. Para atingir tal objetivo, é inserido um conversor PWM do tipo *back-to-back* entre o gerador e a rede elétrica desvinculando, desta forma, a relação entre a frequência da rede e a frequência de rotação do motor de combustão interna.

Diferente do apresentado na literatura, este trabalho propõe o controle do barramento CC do conversor *back-to-back* através do retificador PWM evitando-se, assim, o impacto de distúrbios da rede elétrica sobre o barramento CC. Por outro lado, para utilizar o grau de liberdade oferecido pela introdução dos conversores, propõe-se um algoritmo de perturbação e observação para ajustar a rotação do motor de combustão interna de forma a buscar um ponto de máxima eficiência, ou seja, mínimo consumo de combustível por kWh.

Para facilitar o gerenciamento e obtenção de dados relativos à operação do sistema, propõe-se um sistema de supervisão para o grupo motor gerador operando em velocidade variável.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Nesta seção serão descritos sistemas de geração em velocidade variável encontrados na literatura.

A patente revelada por (Ichinose, et al., 2004) descreve um sistema de geração de energia utilizando uma turbina de combustão e um método de controle com as seguintes características: (i) a geração ocorre em uma rotação da turbina de combustão que resulta em alta eficiência, rotação ótima; (ii) O comando de rotação ótima provem de uma curva que depende do estado de operação da turbina de combustão; (iii) o controle da rotação da turbina de combustão é realizado pelo retificador PWM; (iv) o controle da tensão do barramento CC é realizado pelo inversor PWM; (v) uma malha de controle de potência ativa do lado da rede elétrica atua sobre a unidade de conversão de combustível, a qual alimenta a turbina de combustão. O diagrama de blocos do sistema e seus controladores é apresentado na Figura 1.1. Neste método de controle, durante os transitórios de afundamento de tensão devido à faltas do lado da rede, a potência entregue pelo inversor para a rede é definida pela tensão da rede e pelo limite de corrente do inversor fazendo com que a malha de controle de potência ativa responda aumentando a entrada de combustível para a turbina de combustão, o que contribui para o desequilíbrio entre a potência entregue e a potência extraída do barramento CC. Apesar do método em questão selecionar uma rotação ótima em função do estado da turbina de combustão, o mesmo não explora a otimização da eficiência do conjunto gerador síncrono e retificador PWM como um todo e o controle do barramento CC não é feito pelo retificador PWM conectado à saída do gerador. Ainda, o ponto de operação é estabelecido a priori, não levando em consideração as possíveis variações paramétricas que possam vir a ocorrer durante a vida útil da turbina em questão.

A patente registrada por (Leijon, et al., 2010) descreve uma unidade de geração de energia que é apresentada na Figura 1.2. Nela, é mostrada a turbina (4) que é conectada por um eixo vertical (4a) ao rotor (5) do gerador (6). O gerador é síncrono de ímas permanentes. A tensão do gerador é entregue a um retificador a diodos (9) ligado a um barramento CC (10).

Um inversor (11) controlado pelo controlador (27) entrega tensão alternada para a rede (2) através de um transformador (12). O documento tem como objetivo a geração de energia elétrica, mas não apresenta um método de controle para motores e não possibilita a minimização das perdas no gerador.

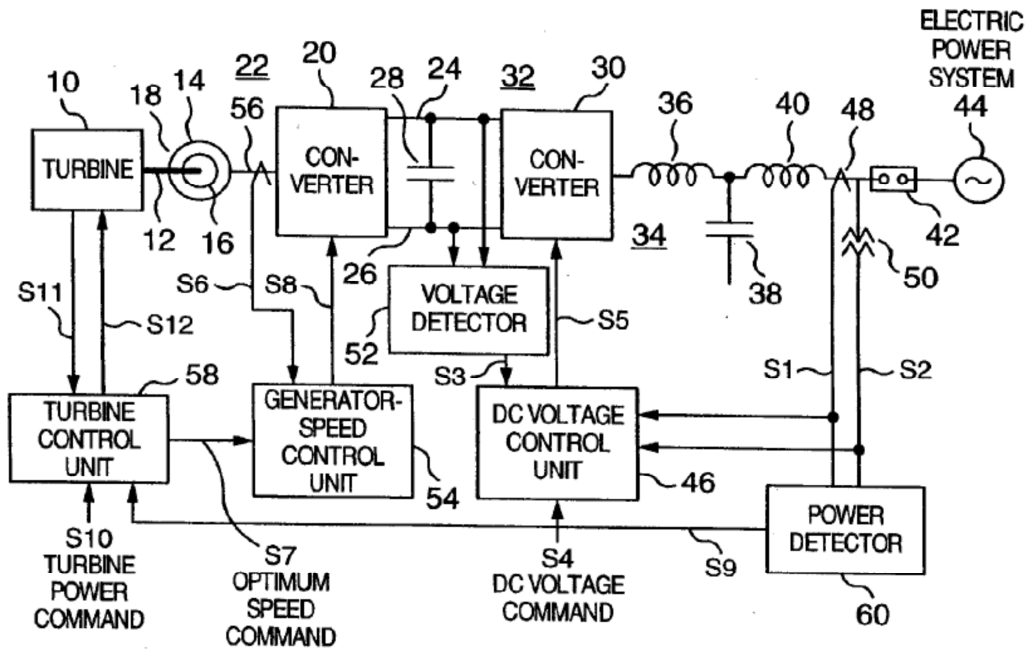


Figura 1.1 – Diagrama de blocos do sistema proposto por Ichinose, et al.

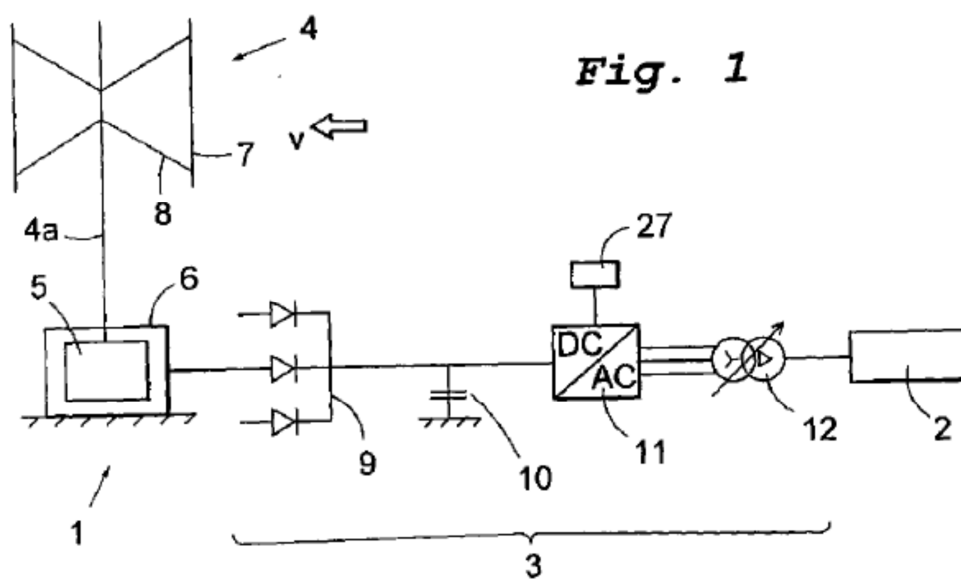


Figura 1.2 – Diagrama do sistema proposto por Leijon, et al.

Em (Lee, et al., 2009) um grupo motor gerador para sistemas isolados é descrito, como mostrado na Figura 1.3. Nele, o problema da lentidão do comportamento dinâmico do motor frente a súbitas variações de potência é compensado pela inclusão de supercapacitores no barramento CC, reduzindo, também, a emissão de poluentes e o consumo de combustível. No entanto, o método de controle descrito, apesar de apresentar resultados, apresenta acoplamentos introduzidos de maneira heurística.

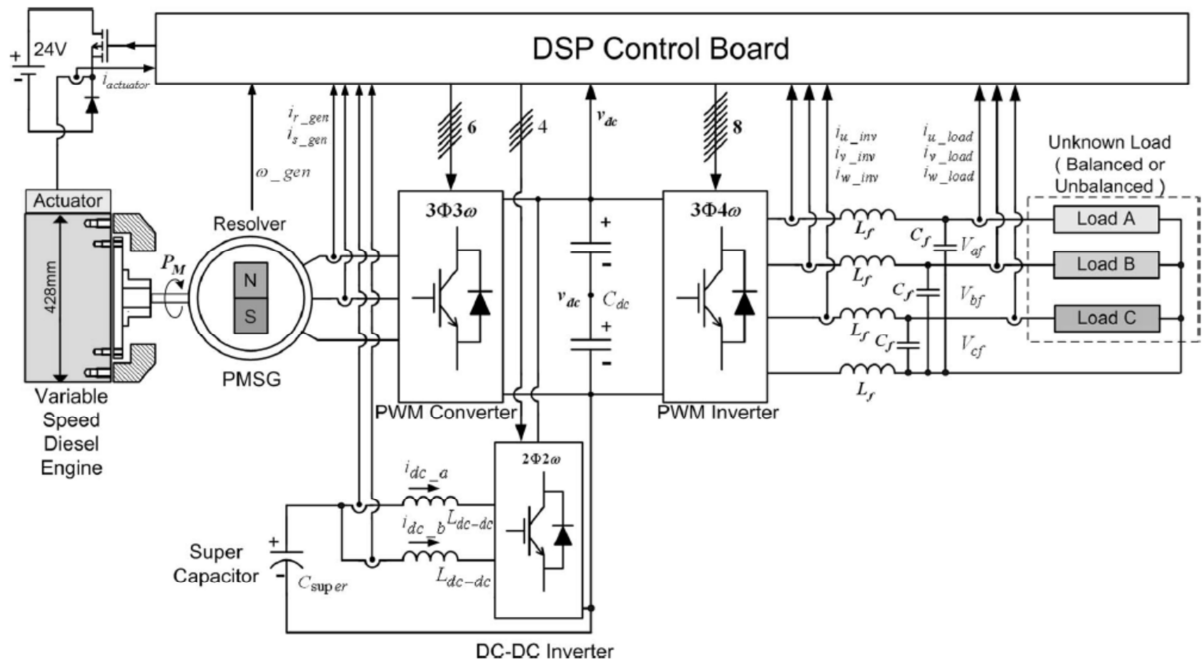


Figura 1.3 – Diagrama do sistema proposto por Lee, et al.

### 1.3 Objetivos da Dissertação

O objetivo geral desta dissertação é propor um método de supervisão e controle para grupos motores geradores em velocidade variável conectados à rede elétrica. Como objetivos específicos tem-se:

- i. Descrever o método de controle para um retificador capaz de controlar a tensão do barramento CC a partir da potência e do conjugado eletromagnético;
- ii. Propor um método de geração de referências de corrente para o gerador que minimize, sempre que possível, as perdas no cobre;

- iii. Validar através de simulação e experimentalmente o controlador descrito no item i;
- iv. Descrever um algoritmo de perturbação e observação autossintonizável capaz de buscar o ponto de máxima eficiência do grupo motor gerador;
- v. Descrever o sistema supervisor do sistema para grupos motores geradores operando em velocidade variável;
- vi. Validar experimentalmente o algoritmo proposto em iv.

#### **1.4 Organização do Documento**

Esta dissertação está organizada conforme a seguinte descrição: no capítulo 2 é descrito em detalhes o sistema de controle do grupo motor gerador em velocidade variável a etanol. No capítulo 3 é apresentado o sistema de controle do retificador PWM e PMSG e são apresentados resultados de simulações e experimentais. No capítulo 4 é descrito o sistema de supervisão proposto. No capítulo 5 é descrito o método de busca do ponto de operação com ótima eficiência e são apresentados resultados experimentais. Finalmente no capítulo 6 são sumarizadas as principais conclusões desta dissertação.

## 2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

---

Neste Capítulo serão descritas em detalhes as diferentes unidades que compõem o sistema de controle e supervisão do grupo motor gerador em velocidade variável.

### 2.1 Descrição do Grupo Motor Gerador em Velocidade Variável

O grupo motor gerador proposto utiliza um conversor *back-to-back* (AC/CC – CC/AC) que possui um barramento CC que deve apresentar uma tensão constante maior que o pico da tensão de linha da rede e do gerador. Esta tensão do barramento CC, ou a energia armazenada nos capacitores do barramento CC, é controlada através do retificador PWM. A unidade de controle do retificador PWM é composta de controladores de corrente em eixos síncronos com a rotação do gerador, um modulador PWM trifásico e uma subunidade de geração de referências de correntes para o gerador. A unidade de controle do retificador PWM, por sua vez, possui um controlador de energia do barramento CC e uma unidade de otimização de eficiência do grupo gerador retificador PWM.

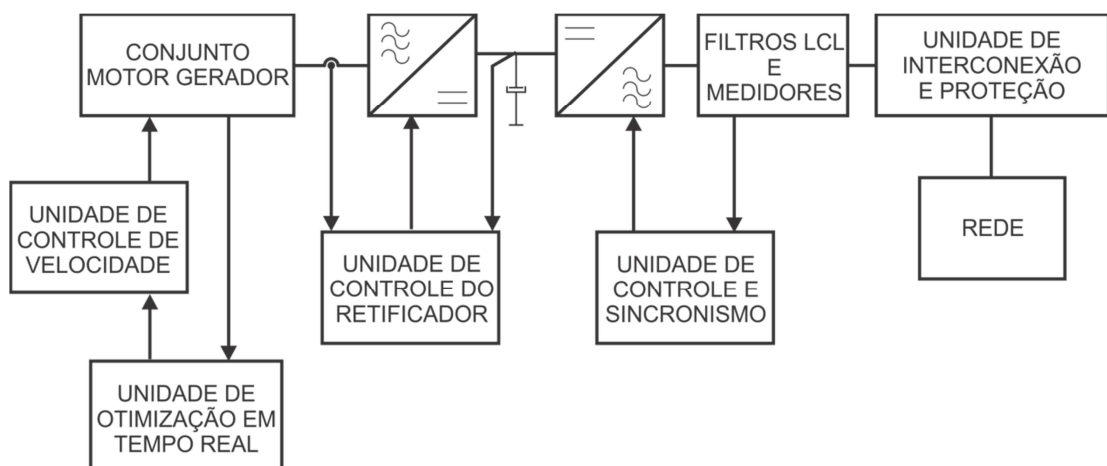


Figura 2.1 – Diagrama geral do sistema motor gerador conectado à rede e seus controladores

Por outro lado, a rotação do motor de combustão interna, acoplado diretamente ao gerador síncrono, é controlada através da ECU em malha fechada. Para seguir uma referência de rotação ótima provinda da unidade de otimização em tempo real, um algoritmo autossintonizável deve ser capaz de buscar o melhor ponto de operação, isto é, menor consumo de combustível. O diagrama geral do sistema proposto é apresentado na Figura 2.1. A seguir, os diferentes componentes do sistema serão descritos em detalhes.

## 2.2 Descrição do Motor de Combustão Interna

O motor de combustão interna ciclo Otto e o controlador estão representados na Figura 2.2. O combustível parte do tanque em direção aos cilindros através da ação da bomba de combustível, passando pelo regulador de pressão, filtro, flauta de combustível (tubo distribuidor) e, posteriormente, pelos injetores.

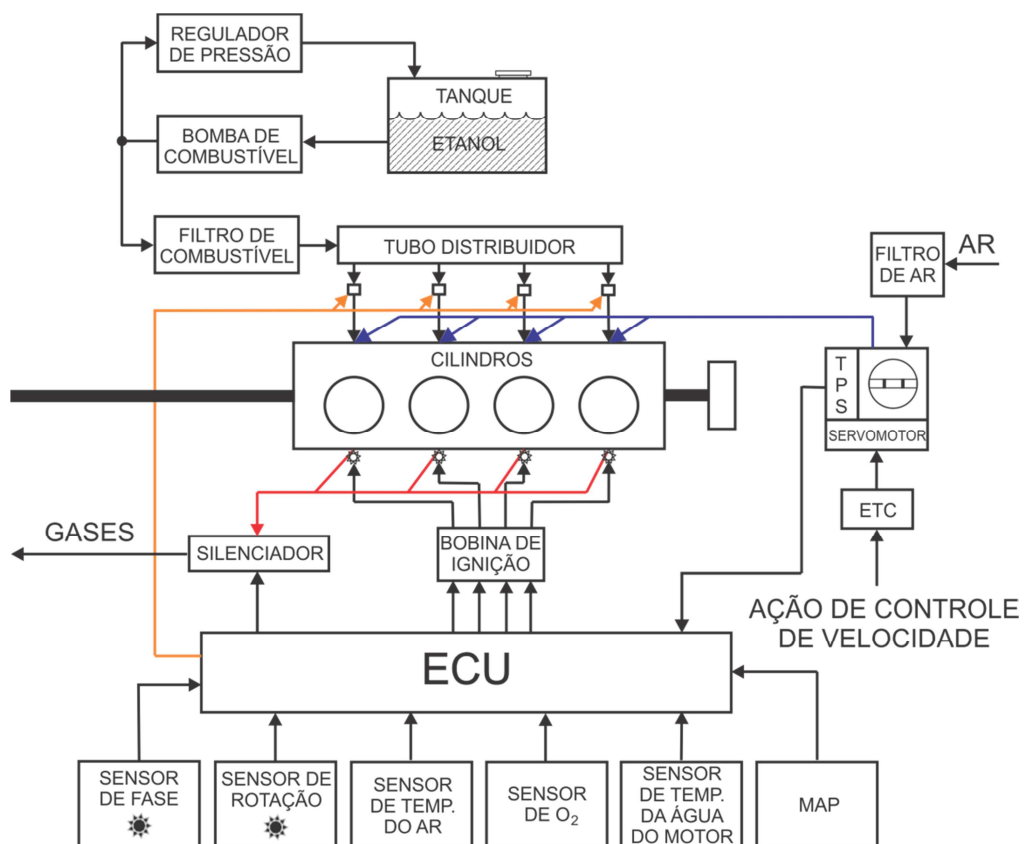


Figura 2.2 – Representação em diagrama de blocos de um motor de ciclo otto de combustão interna e seu controlador



O ar necessário para a combustão passa pelo filtro de ar e é admitido pelo sistema através do corpo de borboleta, que é comandado pelo Controle Eletrônico do Acelerador ETC (*Electronic Throttle Control*) através de um servomotor. O sinal de entrada do ETC é a ação de controle do controlador de velocidade.

A central responsável pelo gerenciamento da ignição e injeção no sistema, denominada no esquema por ECU, emite o sinal para a bobina de ignição, que posteriormente é transformado em corrente elétrica e gera a centelha nas velas, responsável pela explosão nos cilindros. Os sensores de temperatura do ar, de oxigênio nos gases de escape, de temperatura de água do motor, de pressão absoluta (MAP), e de posição do corpo de borboleta do acelerador (TPS) emitem sinais direcionados à ECU. Através de rodas dentadas no eixo de cames e eixo de manivelas, são adquiridos os sinais de rotação e fase, e emitidos à ECU. A ECU contém, internamente, tabelas de desempenho ótimo do motor ciclo Otto e, através de um processamento adequado, emite os sinais para a bobina de ignição, bem como os sinais para os injetores e o sinal que habilita a operação da bomba de combustível. Ainda, conectado ao eixo do motor tem-se um medidor de posição angular que tem como saída o sinal de posição absoluta do eixo do gerador síncrono. Finalmente, os gases de escape do cilindro são eliminados através do silenciador.

### **2.3 Descrição do Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes**

Com o objetivo de reduzir as perdas do sistema, optou-se neste projeto pela utilização de um gerador síncrono de ímãs permanentes. Os principais parâmetros do gerador são apresentados na tabela Tabela 2.1. Seu rotor com ímãs permanentes elimina as perdas Joule no rotor, obtendo assim níveis de rendimento mais elevados. Os detalhes do projeto de seu controlador são apresentados no Capítulo 3.

Tabela 2.1 – Parâmetros do gerador síncrono adquirido

Potência Nominal	55 kW
Tensão Nominal	380 V rms
Corrente	98 A rms
Rotação Nominal	1800 rpm
Conjugado eletromagnético	29,76 kgfm
Pares de polos	6
Indutância de eixo direto (Ld)	5,6 mH
Indutância de eixo de quadratura (Lq)	10,2 mH
Constante elétrica	250 V/krpm (tensão de linha)
Rendimento	96,5%
Peso	377 kg

## 2.4 Descrição da Unidade de Sincronismo e Controle do Inversor

Do lado direito da Figura 2.1 pode ser visto o inversor, o filtro LCL e medidores que conectam o conversor à rede elétrica. O controle do inversor é realizado através da Unidade de Sincronismo e Controle que é apresentada na Figura 2.3. Esta unidade consta de uma subunidade de sincronismo, uma subunidade de controle de potência, uma subunidade de controle de corrente e um modulador PWM.

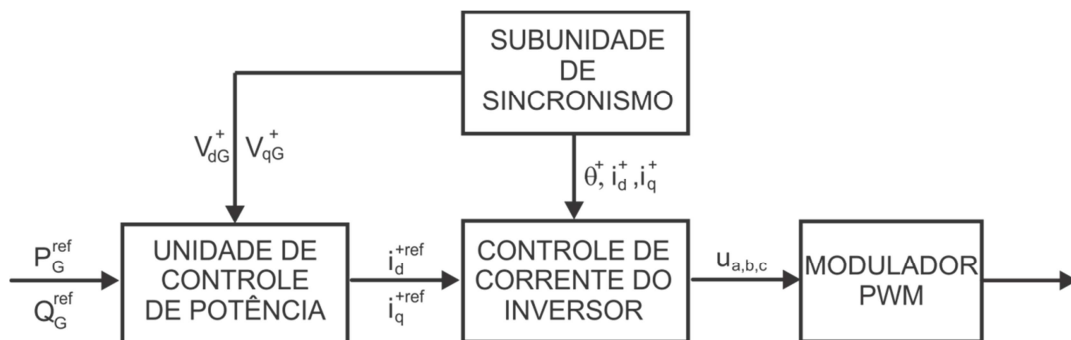


Figura 2.3 – Unidade de Sincronismo e Controle do Inversor

A subunidade de sincronismo apresentada na Figura 2.4 tem como entrada os sinais dos medidores de tensão e de corrente e como saída os sinais das tensões da rede de sequência positiva em eixos síncronos, o ângulo do vetor de tensão de sequência positiva  $\theta_G$  e as correntes do lado da rede em eixos síncronos de sequência positiva. Os sinais de tensão de

linha são transformados, inicialmente, para tensões de fase, considerando que a soma das três tensões de fase é nula. As tensões de fase obtidas são transformadas de coordenadas estacionárias  $abc$  para coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . A componente de seqüência positiva é então extraída e são produzidos os sinais proporcionais às tensões de fase de seqüência positiva em coordenadas  $\alpha\beta$ . A partir destes sinais, o ângulo do vetor de tensão de seqüência positiva  $\theta_G$  é obtido utilizando uma função arco-tangente. Os sinais  $\alpha\beta$  são transformados para eixos síncronos de seqüência positiva utilizando  $\theta_G$ , resultando nas tensões de fase da rede de seqüência positiva em eixos síncronos.

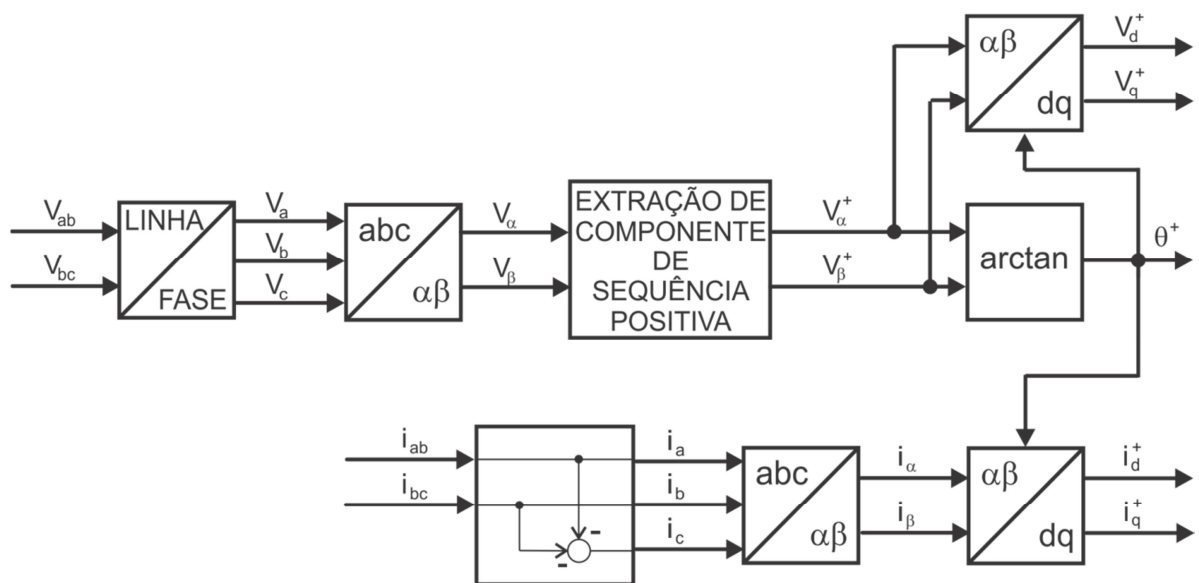


Figura 2.4 – Subunidade de sincronismo do inversor

Por outro lado, os sinais associados às medidas de corrente do lado da rede são processados de forma a obter um sinal proporcional a terceira corrente do lado da rede. Os valores de corrente do lado da rede são então transformados de eixos estacionários  $abc$  para eixos estacionários  $\alpha\beta$ . Por sua vez, os sinais que são proporcionais às correntes da rede em coordenadas  $\alpha\beta$  são transformados para eixos síncronos utilizando o  $\theta$ , resultando nos sinais de saída que são proporcionais às correntes do lado da rede em eixos síncronos de tensão de seqüência positiva. As transformações  $abc$  para  $\alpha\beta$  são implementadas com a seguinte transformação linear invariante no tempo (Krause, et al., 2002) (2.3.1):

$$T_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3.1)$$

Já as transformações de  $\alpha\beta$  para  $dq$  são implementadas através da transformação definida pela matriz (2.3.2):

$$T_{\alpha\beta-dq}(\theta_G^+) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_G^+) & \text{sen}(\theta_G^+) \\ -\text{sen}(\theta_G^+) & \cos(\theta_G^+) \end{bmatrix} \quad (2.3.2)$$

onde o argumento da matriz é o ângulo  $\theta$ .

A Unidade de Controle de Potência possui como entradas as referências de potência ativa  $P_G^{ref}$  e de potência reativa  $Q_G^{ref}$  associadas às componentes de seqüência positiva das tensões e correntes do lado da rede  $V_{dG}$  e  $V_{qG}$  e, como saída, os sinais de referências de corrente em eixos síncronos de seqüência positiva  $I_{dG}^{ref}$  e  $I_{qG}^{ref}$ . A relação entre as grandezas de entrada e saída é dada pela seguinte equação matricial (2.3.3):

$$\begin{bmatrix} I_{dG}^{ref} \\ I_{qG}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dG}^+ & v_{qG}^+ \\ -v_{qG}^+ & v_{dG}^+ \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} P_G^{ref} \\ Q_G^{ref} \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

onde os sinais associados às potências de referências podem ser definidos, local ou remotamente, através de um sistema de comunicação.

A Subunidade de Controle de Corrente Figura 2.3 possui como entradas as correntes de referência  $I_{dG}^{ref}$  e  $I_{qG}^{ref}$  e os sinais proporcionais às correntes da rede em eixos síncronos de seqüência positiva. Como saída, esta unidade possui os sinais proporcionais às tensões de saída do inversor a serem sintetizadas em coordenadas  $\alpha\beta$ . Os controladores são do tipo proporcional-integral com limitação da sobrecarga da ação integral. Os sinais de saída dos controladores de corrente em eixos síncronos são transformados, então, para coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  através da equação matricial (2.3.4):

$$T_{dq-\alpha\beta}(\theta_G^+) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_G^+) & -\text{sen}(\theta_G^+) \\ \text{sen}(\theta_G^+) & \cos(\theta_G^+) \end{bmatrix} \quad (2.3.4)$$

O modulador PWM recebe como entrada os sinais de referência de tensão em coordenadas  $\alpha\beta$  a serem sintetizados pelo inversor, e apresentam como saída os sinais de comando que definem o estado de condução de cada um dos braços do inversor PWM. Tanto a modulação vetorial (space vector) quanto a modulação com portadoras podem ser utilizadas para a implementação do modulador.

A Figura 2.5 apresenta a implementação com portadora onde a tensão de modo comum do inversor é calculada pelo gerador de tensão de modo comum.

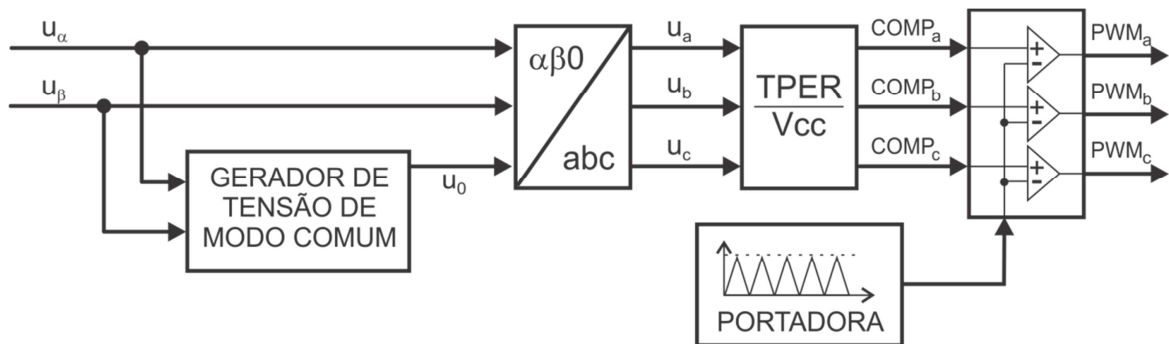


Figura 2.5 – Modulador PWM do inversor

Existem diferentes formas de obtenção da tensão de modo comum. Neste trabalho a tensão de modo comum do inversor é definida pelo sinal dado por  $u_o$ , ou seja:

$$u_o = \frac{\max(c_1, c_2, c_3) + \min(v_{cc} + c_1, v_{cc} + c_2, v_{cc} + c_3)}{2} \quad (2.3.5)$$

onde  $c_1 = -2\sqrt{3}/3 \cdot v_{\alpha_i}$ ,  $c_2 = \sqrt{3}/3 \cdot v_{\alpha_i} - v_{\beta_i}$  e  $c_3 = \sqrt{3}/3 \cdot v_{\alpha_i} + v_{\beta_i}$ .

Os sinais de referência que definem as tensões médias calculadas sobre um período de comutação do PWM de cada braço do inversor são obtidas através da transformação linear  $T_{\alpha\beta 0-abc}$  mostrada em (2.3.6):

$$T_{\alpha\beta 0-abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.3.6)$$

Com o objetivo de compatibilizar a amplitude das tensões sintetizadas pelo inversor com a amplitude da portadora, bem como para tornar estas tensões independentes da tensão do barramento CC, as saídas são ponderadas com o ganho  $TPER/V_{cc}$ , onde  $TPER$  é a amplitude de uma portadora triangular que define a frequência de comutação do inversor e possui valor mínimo zero, e  $V_{cc}$  é a amostra da tensão do barramento CC. A comparação da portadora com os sinais modulantes resulta nos sinais PWM.

## 2.5 Descrição da Unidade de Controle do Retificador

O diagrama de blocos da Unidade de Controle do Retificador é apresentada na Figura 2.6. A Unidade de Controle do Retificador é composta por uma Subunidade de Estimação de Velocidade, uma Subunidade de Minimização de Perdas do Gerador, uma Subunidade de Controle de Corrente, um modulador PWM e uma Subunidade de Controle da Tensão do Barramento CC. A Subunidade de Estimação de Velocidade consta de um sistema dinâmico que, a partir da medida de posição mecânica  $\theta_M$ , obtém-se a velocidade de rotação.

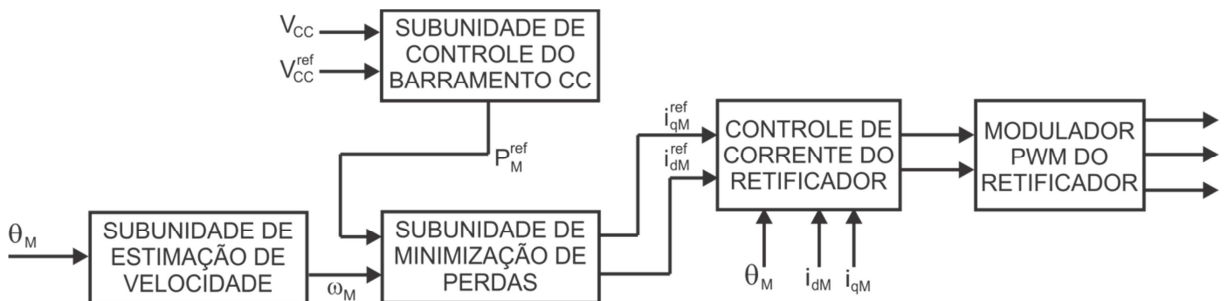


Figura 2.6 – Unidade de Controle do Retificador

A Subunidade de Controle do Barramento CC tem como entrada os sinais tensão de referência do barramento CC ( $V_{CC}^{ref}$ ) e de tensão do barramento CC propriamente dita ( $V_{CC}$ ) e, como saída, o sinal de referência de potência ativa associada ao gerador  $P_M^{ref}$ , como mostra a Figura 2.7. Inicialmente, ambos os valores de tensão são elevados ao quadrado por multiplicadores e, então, subtraídos entre si, resultando em um sinal que é proporcional ao erro de energia do barramento CC.

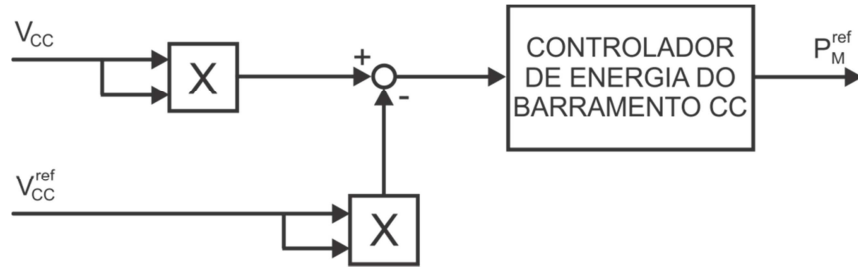


Figura 2.7 – Subunidade de Controle do Barramento CC

O erro de energia do barramento CC é enviado para o controlador de energia do barramento CC, sendo este último implementado por um controlador do tipo proporcional-integral com limitação de sobrecarga dos integradores.

A Subunidade de minimização de perdas do gerador define as referências de correntes de eixo de direto e quadratura do retificador de forma a minimizar as perdas no grupo gerador síncrono de ímã permanente e retificador PWM através das funções (2.4.1) e (2.4.2).

$$I_{dM}^{ref} = f_d(\omega_M, P_M^{ref}) \quad (2.4.1)$$

$$I_{qM}^{ref} = f_q(\omega_M, P_M^{ref}) \quad (2.4.2)$$

onde as funções  $f_d$  e  $f_q$  são calculadas a partir dos modelos do gerador e do retificador de forma a minimizar as perdas do grupo nos diferentes pontos de operação (Bernardes, 2009).

A Subunidade de Controle de Corrente do Retificador possui como entradas os sinais de referência de corrente do gerador de eixo direto  $i_{dM}^{ref}$  e quadratura  $i_{qM}^{ref}$ , os sinais proporcionais às correntes do gerador em eixos síncronos com o fluxo rotórico  $i_{dM}$  e  $i_{qM}$ , bem como a medida de posição mecânica  $\theta_M$ , como mostra a Figura 2.8. A saída desta unidade possui os sinais proporcionais às tensões a serem sintetizadas pelo retificador PWM em

coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Os controladores utilizados e podem ser do tipo proporcional-integral com limitação da sobrecarga da ação integral.

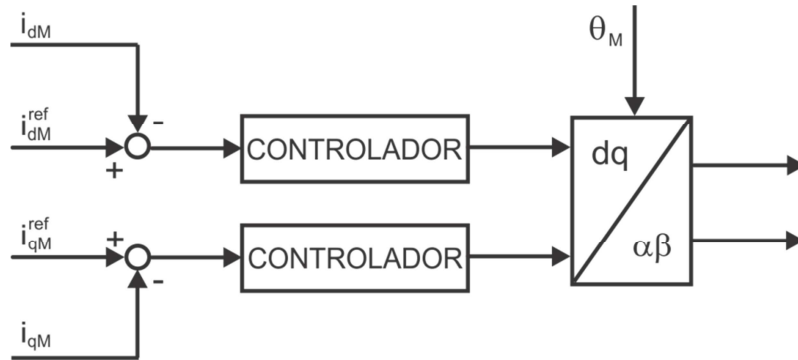


Figura 2.8 – Subunidade de Controle de Corrente do Retificador

Os sinais de saída dos controladores de corrente em eixos síncronos são, então, transformados para coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  através da equação matricial (2.4.3):

$$T_{dq-\alpha\beta}(\theta_M^+) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_M^+) & -\text{sen}(\theta_M^+) \\ \text{sen}(\theta_M^+) & \cos(\theta_M^+) \end{bmatrix} \quad (2.4.3)$$

A modulação PWM do Retificador é feita de forma semelhante à do Inversor, mostrada na Figura 2.5.

## 2.6 Descrição da Unidade de Otimização em Tempo Real

A rotação do motor de combustão interna, que está diretamente acoplado com o gerador síncrono, é controlada através de um sistema de injeção, em malha fechada, de forma a seguir uma referência de rotação ótima. Esta referência provém da Unidade de Otimização em Tempo Real – Figura 2.1 – que define a velocidade de referência do conjunto motor gerador a partir da potência ativa de referência de forma a maximizar a eficiência do motor ciclo otto de combustão interna a etanol utilizando um algoritmo de busca do ponto de mínimo consumo de combustível. Este algoritmo é descrito em maiores detalhes no Capítulo 5.



## 2.7 Descrição da Unidade de Controle de Velocidade

A Unidade de Controle de Velocidade – Figura 2.1 e Figura 2.9 – consta de um detector de erro de velocidade e um controlador de velocidade que garantem estabilidade e erro nulo em regime permanente, fazendo com que a velocidade de rotação  $N_{refM}$  siga o valor de referência  $N_{ref}$  determinado pela Unidade de Otimização em Tempo Real, descrita na Seção 2.6. A velocidade medida é representada por  $N$ .

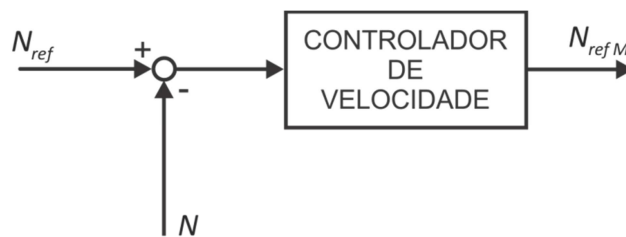


Figura 2.9 – Diagrama da Unidade de Controle de Velocidade

## 2.8 Conclusão

Neste Capítulo foi apresentada a estrutura dos controladores para o grupo motor gerador, devendo estes serem projetados e validados. Este método de controle proposto é adequado para operação conectado à rede onde as referências de potências ativa e reativa devem ser definidas pelo operador de maneira local ou remota. Este método é adequado para grupos motores geradores de microgerações e minigerações distribuídas conforme estabelecido na resolução 482 da ANEEL (ANEEL, 2012).

### 3 CONTROLE E OTIMIZAÇÃO DO GRUPO RETIFICADOR/GERADOR SÍNCRONO

---

#### 3.1 Introdução

Neste Capítulo é desenvolvido o modelo dinâmico do gerador síncrono de ímãs permanentes visando o projeto dos controladores de corrente do retificador PWM bem como o método de geração de referência que minimiza as perdas no cobre levando em consideração a limitação de tensão do barramento CC.

#### 3.2 Modelo do Grupo Retificador/Gerador

A Figura 3.1 mostra o retificador PWM utilizado para drenar potência do PMSG independente da velocidade angular imposta pelo motor a combustão. O sincronismo entre o retificador e o PMSG é alcançado através de um encoder absoluto de posição acoplado ao eixo.

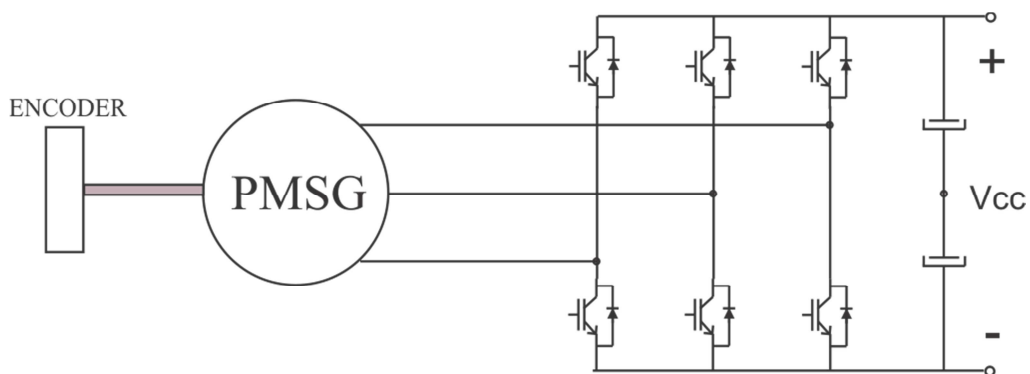


Figura 3.1 – Retificador PWM conectado ao PMSG

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 (P) e que não apresenta saturação magnética o que é razoável para a máquina em questão se a magnitude do fluxo estático for mantida abaixo dos níveis nominais. Assim, segundo (Krause, et al., 2002) as equações dinâmicas que relacionam as tensões ( $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ ) e os fluxos ( $\lambda_{ds}$ ,  $\lambda_{qs}$ ) e as equações que relacionam os fluxos com as correntes estáticas no referencial síncrono com o fluxo rotórico podem ser expressas como:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_m \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (3.2.1)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_m \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (3.2.2)$$

$$\lambda_{qs} = L_q i_{qs} \quad (3.2.3)$$

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \psi_{pm} \quad (3.2.4)$$

onde,  $\psi_{pm}$  representa a magnitude do fluxo magnético dos ímãs permanentes. Por outro lado, a equação que relaciona o conjugado eletromagnético e as correntes é dada por:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3.2.5)$$

ou

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{pm} i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (3.2.6)$$

onde  $P$  é o número de pares de polos, no caso do gerador em questão  $P = 6$ . Para a transformação das corrente de eixos estacionários  $abc$  para eixos síncrono  $dq0$  a seguinte equação foi utilizada.

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_m) & \sin\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} \quad (3.2.7)$$

onde o argumento das funções trigonométricas é o deslocamento angular do rotor, medido com um encoder conectado ao eixo do gerador. Como o gerador é a três fios, a corrente do eixo “o” é zero e não será utilizada.

### 3.3 Controle de Corrente

Para impor o conjugado eletromagnético de uma forma segura serão controladas as correntes estatóricas. Como em regime permanente as correntes estatóricas 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 estatóricas derivadas anteriormente e expressar as tensões aplicadas ao gerador com as correntes do estator, ou seja:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\omega_m L_d}{L_q} \\ \frac{\omega_m L_q}{L_d} & -\frac{r_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\omega_r \psi_{pm}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

Visando simplificar o projeto do controlador, será considerado que:

- i. As quedas de tensão nas resistências estatóricas são pequenas de forma que é plausível desprezá-las;

- ii. 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;
- iii. A velocidade angular do rotor, ou fluxo rotórico, varia lentamente se comparada à dinâmica das grandezas elétricas.

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\omega_r \psi_{pm}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.3.2)$$

O último termo do lado direito pode ser considerado como um distúrbio exógeno. Assim, discretizando-se a equação dinâmica (3.3.2) com um período de amostragem  $T_s$ , obtém-se como resultado a seguinte função de transferência discreta que relaciona as tensões aplicadas no gerador e as correntes estatóricas no referencial síncrono com o rotor:

$$G_{pd}(z) = \frac{i_{ds}}{u_{dr}} = \frac{T_s}{L_d z(z-1)} \quad (3.3.3)$$

$$G_{pq}(z) = \frac{i_{qs}}{u_{qr}} = \frac{T_s}{L_q z(z-1)} \quad (3.3.4)$$

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 para este projeto um do tipo proporcional integral discreto com a seguinte função de transferência:

$$G_{PI_r}(z) = k_{pr} \frac{(z - a_r)}{(z - 1)} \quad (3.3.5)$$

Assim temos dois graus de liberdades para ajustar o desempenho de malha fechada, ou seja, o ganho  $k_{pr}$  e o zero  $a_r$ . O par  $(k_{pr} ; a_r)$  foi escolhido (12,56;0.958) resultando em uma margem de fase de  $60^\circ$  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 3.2. O controlador apresentado em (3.3.5) é implementado no domínio do tempo discreto de acordo com a equação abaixo:

$$\begin{aligned} x_{ir}(k+1) &= x_{ir}(k) + erro_{ir}(k) \\ u_{ir}(k) &= KI_r x_{ir}(k) + KP_r erro_{ir}(k) \end{aligned} \quad (3.3.6)$$

onde:  $KI_r = Kp_r(1 - a_r) = 0.539$ ;  $KP_r = Kp_r = 12,558$ ;  $i = \{d, q\}$

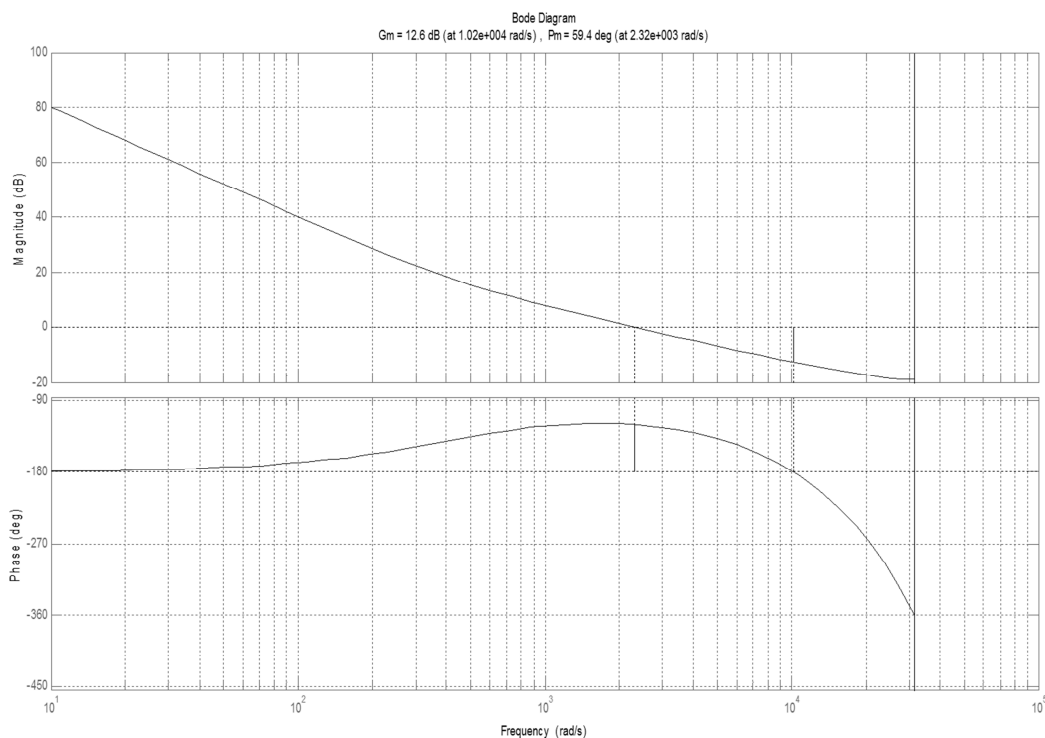


Figura 3.2 – Diagrama de bode para o controlador de corrente do eixo q do retificador

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

### 3.4 Modulação do Retificador PWM

A estratégia de modulação utilizada para o retificador PWM é conhecida como modulação geométrica (Vieira, 2012). 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 ( $u_o$ ).

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

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & -\sin(\theta_m) \\ \sin(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

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

$$\begin{aligned} u_{or} &\geq u_{\alpha r} \\ u_{or} &\geq \frac{u_{\alpha r}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta r} \\ u_{or} &\geq \frac{u_{\alpha r}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta r} \\ u_{or} &\leq V_{cc} - u_{\alpha r} \\ u_{or} &\leq V_{cc} + \frac{u_{\alpha r}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta r} \\ u_{or} &\leq V_{cc} + \frac{u_{\alpha r}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta r} \end{aligned} \quad (3.4.2)$$

A área hachurada mostrada na Figura 3.3 indica os possíveis valores a serem encontrados para  $u_{or}$ . O valor escolhido corresponde a média entre os limites máximo e mínimo do envoltório das restrições  $u_o = (\text{máx} + \text{mín})/2$ .

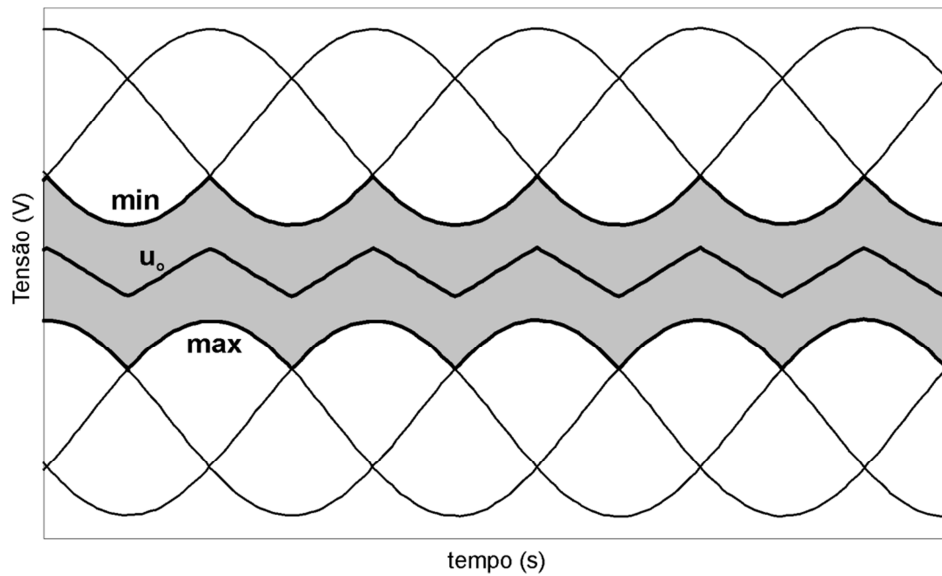


Figura 3.3 – Regiões para a escolha de  $u_o$

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 3.4 ilustra este procedimento.

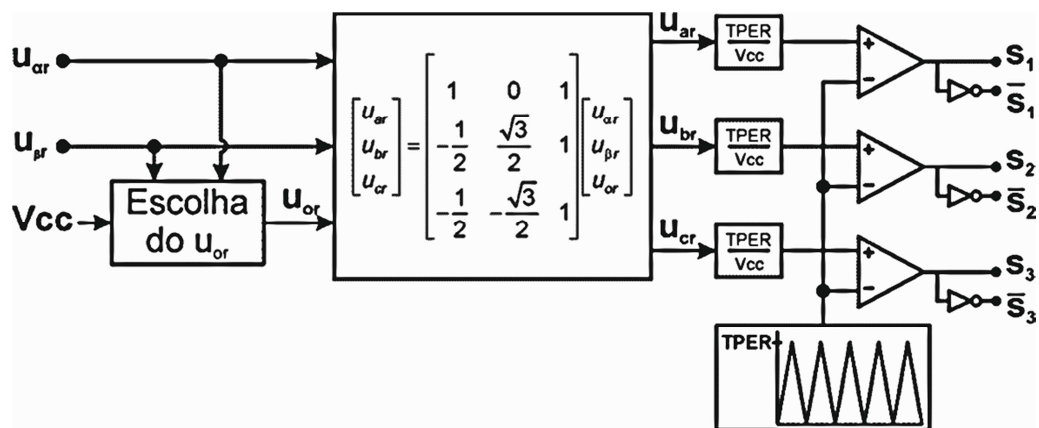


Figura 3.4 – Modulação empregada no retificador PWM

onde  $TPER = \frac{f_{DSP}}{2f_s}$ ,  $f_{DSP}$  = frequência do timer do DSP ( $150 \times 10^6$  Hz) e  $f_s$  = frequência de amostragem (10080Hz).



### 3.5 Ação Anti-Windup

As tensões que o retificador PWM é capaz de sintetizar através da modulação geométrica são limitadas pela equação (3.5.1).

$$\sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} \leq \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \quad (3.5.1)$$

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 causado comportamentos transitórios indesejáveis. Desta forma um algoritmo de alívio da sobrecarga da ação integral ou *anti-windup* é utilizado, como mostrado na Figura 3.5.

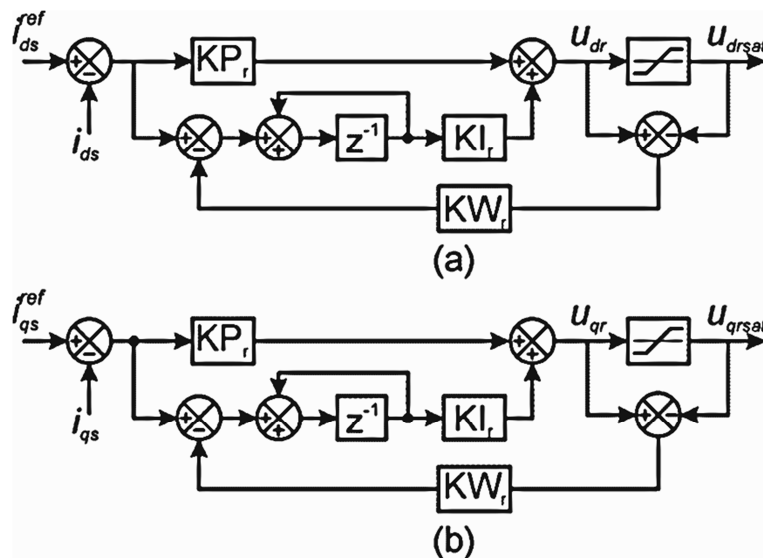


Figura 3.5 – Controle PI e ação *anti windup* nas malhas de corrente de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura

onde  $u_{drs\at}$  e  $u_{qrs\at}$  são definidos como:

$$u_{drs\at} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{u_{dr} V_{cc}}{\sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2}} & , se \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} > \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \\ u_{dr} & , se \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} \leq \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \end{cases} \quad (3.5.2)$$

$$u_{grsat} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{u_{qr} V_{cc}}{\sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2}} & , se \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} > \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \\ u_{qr} & , se \sqrt{(u_{dr})^2 + (u_{qr})^2} \leq \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \end{cases} \quad (3.5.3)$$

O ganho utilizado na ação *anti windup* foi de  $KW_r = \frac{(1-0,98)}{Kl_r} = 3,6708$ .

### 3.6 Geração das Correntes de Referência

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 ( $i_{qsref}$ ,  $i_{dsref}$ ) deve ser escolhido 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. O problema de 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 são consideradas 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 minimização da função custo

$$J(i_{ds}, i_{qs}) = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (3.6.1)$$

sujeita às seguintes restrições:

- i.  $T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{pm} i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs})$
- ii.  $\sqrt{(\omega_m L_q i_{qs})^2 + (\omega_m (L_d i_{ds} - \psi_{pm}))^2} \leq \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}}$

$$\text{iii. } |i_{ds}| < \frac{\psi_{pm}}{L_d}$$

As restrições garantem o conjugado eletromagnético desejado (i), que o retificador não opere na região de sobremodulação (ii) e evita a desmagnetização dos ímãs permanentes (iii).

A solução deste problema de otimização para o gerador com os parâmetros da Tabela 2.1 resulta nas correntes de referência mostradas nas figuras a seguir. A Figura 3.6 e a Figura 3.7 mostram as correntes de eixo direto de referência  $i_{ds}$  interpoladas para valores negativos e positivos de conjugado eletromagnético ( $Te$ ), respectivamente. Já a Figura 3.8 e a Figura 3.9 mostram as correntes de quadratura de referência  $i_{qs}$  interpoladas para valores negativos e positivos de conjugado eletromagnético ( $Te$ ), respectivamente.

As interpolações das correntes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  feitas separadamente para valores negativos e positivos de conjugado eletromagnético  $Te$  visam a simplificação dos polinômios de interpolação e, conseqüentemente, a redução do esforço computacional.

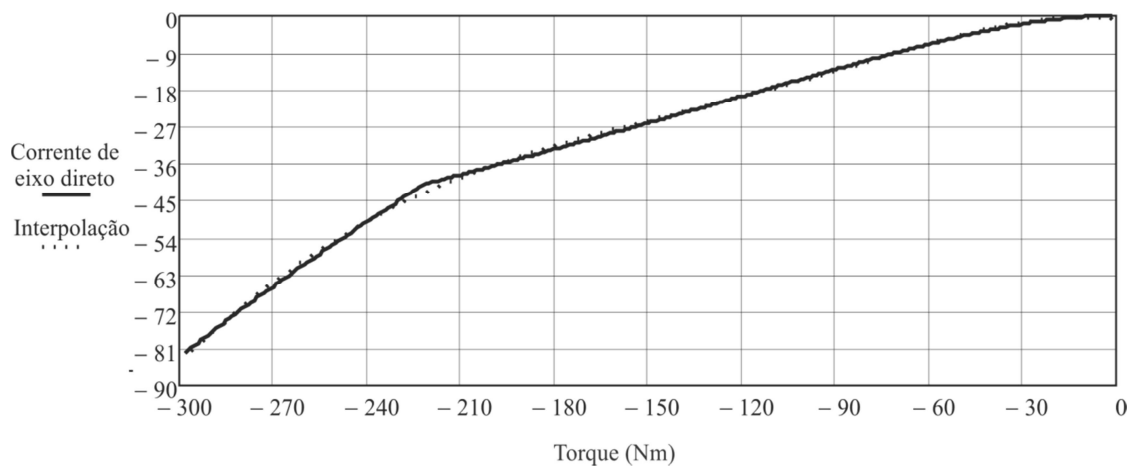


Figura 3.6 – Corrente de eixo direto de referência e resultado da interpolação em função dos valores negativos de conjugado eletromagnético

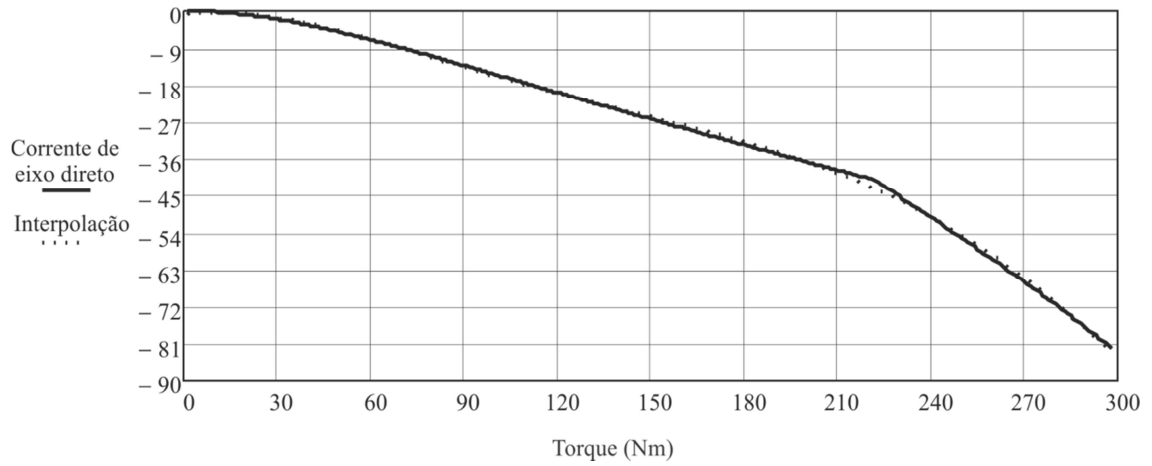


Figura 3.7 – Corrente de eixo direto de referência e resultado da interpolação em função dos valores positivos de conjugado eletromagnético

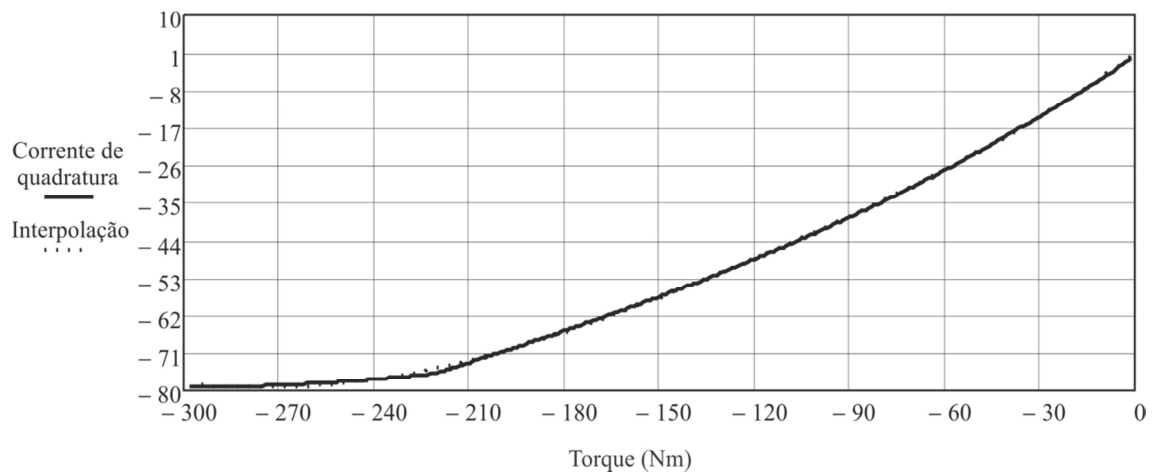


Figura 3.8 - Corrente de quadratura de referência e resultado da interpolação em função dos valores negativos de conjugado eletromagnético

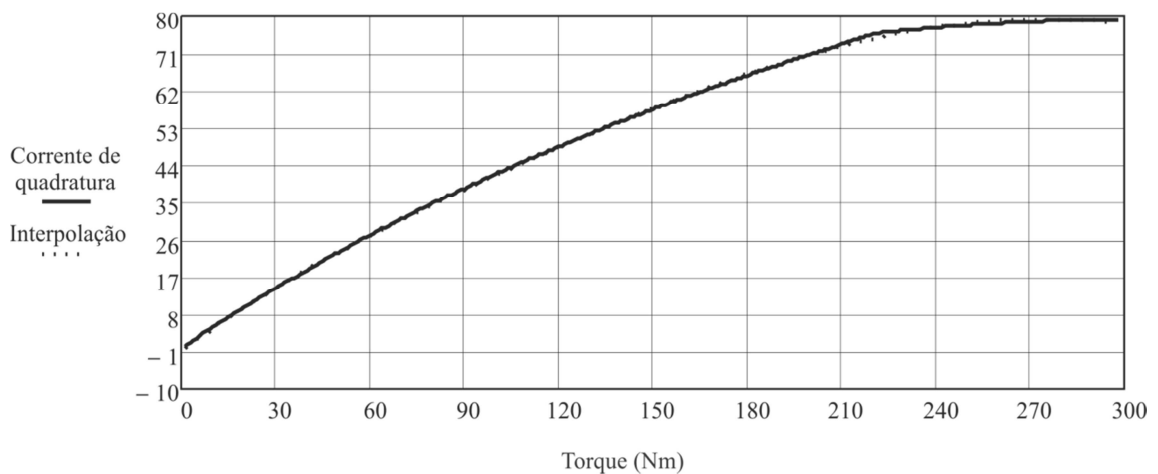


Figura 3.9 – Corrente de quadratura de referência e resultado da interpolação em função dos valores positivos de conjugado eletromagnético

A Figura 3.10 mostra a magnitude da tensão aplicada no gerador em função do conjugado eletromagnético devido à restrição de tensão do barramento CC do retificador.

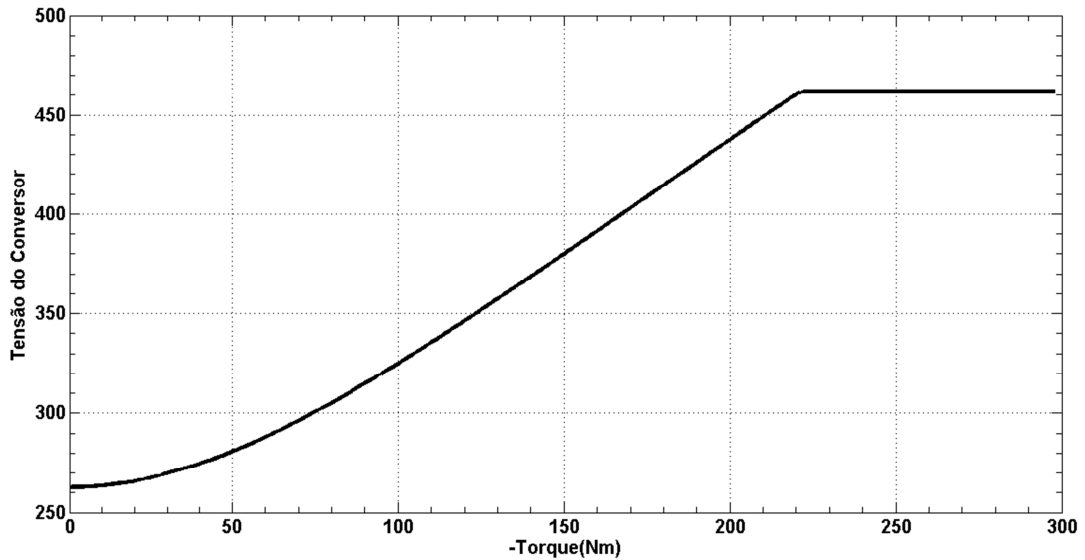


Figura 3.10 – Magnitude da tensão aplicada no gerador em função do conjugado eletromagnético

Pode ser observado na figura Figura 3.10 que conjugados eletromagnéticos na faixa de 0 até -300  $Nm$  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. Finalmente a correntes de referências foram implementadas no DSP utilizado uma aproximação polinomial de ordem 5.

### 3.7 Controle de Tensão do Barramento CC

A fim de regular a tensão do barramento CC em um valor desejado, é proposto um servo controlador utilizado para impor a potência ativa entregue pelo retificador ao barramento CC.

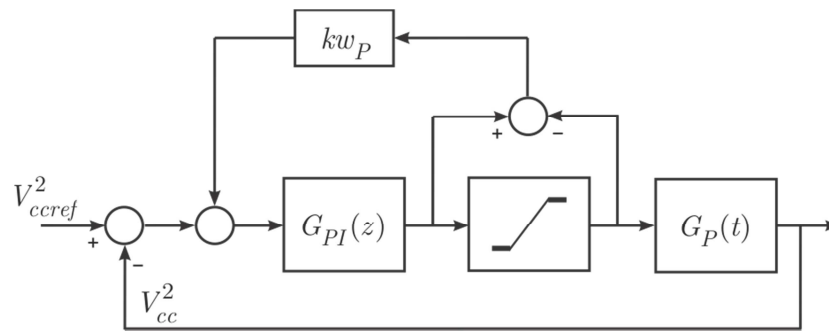


Figura 3.11 – Diagrama de blocos do controlador do barramento CC

O diagrama de blocos – Figura 3.11 – relaciona o comando de potência do retificador PWM com a variação da energia do barramento CC. A variação de energia do barramento CC pode ser expressa por:

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_{cc}^2}{dt} = P_{ret} - P_{inv} \quad (3.7.1)$$

onde a potência do inversor será considerada como um distúrbio externo representado na Figura 3.12.

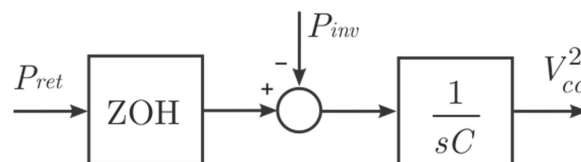


Figura 3.12 – Diagrama de blocos do amostrador de potência

Como o controle será implementado em tempo discreto, foi incluído um amostrador retentor de ordem zero na entrada (ZOH). Então a função de transferência discreta utilizada para o projeto do controlador será:

$$G_P(z) = \frac{1}{C} \cdot (z - 1) \cdot Z \left[ \frac{1}{s^2} \right] \quad (3.7.2)$$

$$G_P(z) = \frac{1}{C} \cdot (z - 1) \cdot \frac{T_s}{(z - 1)^2} = \frac{T_s}{C} \cdot \left( \frac{1}{z - 1} \right) \quad (3.7.3)$$

onde  $T_s$  é o período de discretização. Ainda, pode-se introduzir um termo adicional em (3.7.3) para contemplar o atraso associado à implementação digital, o que resulta em:

$$G_P(z) = \frac{T_s}{C} \cdot \frac{1}{z(z-1)} \quad (3.7.4)$$

Por outro lado a função de transferência do controlador do tipo proporcional integral escolhida é:

$$G_{PI}(z) = \frac{k(z-a)}{z-1} \quad (3.7.5)$$

onde o par  $(a, k)$  deve ser escolhido para assegurar o desempenho, margem de fase e ganho desejados. Para o projeto do ganho será incluído um atraso de transporte associado à implementação digital fazendo com que a função de transferência de malha aberta seja dada por:

$$FTMA = \frac{k(z-a)}{(z-1)} \cdot \frac{1}{z} \cdot \frac{1}{(z-1)} \cdot \frac{T_s}{C} \quad (3.7.6)$$

Escolhido o par  $(a, k)$  como  $(0,999; 1)$ , temos que a margem de fase é  $79,1^\circ$  e a margem de ganho é  $45,5$  dB, o que é satisfatório. A resposta em frequência de malha aberta é mostrada na Figura 3.13.

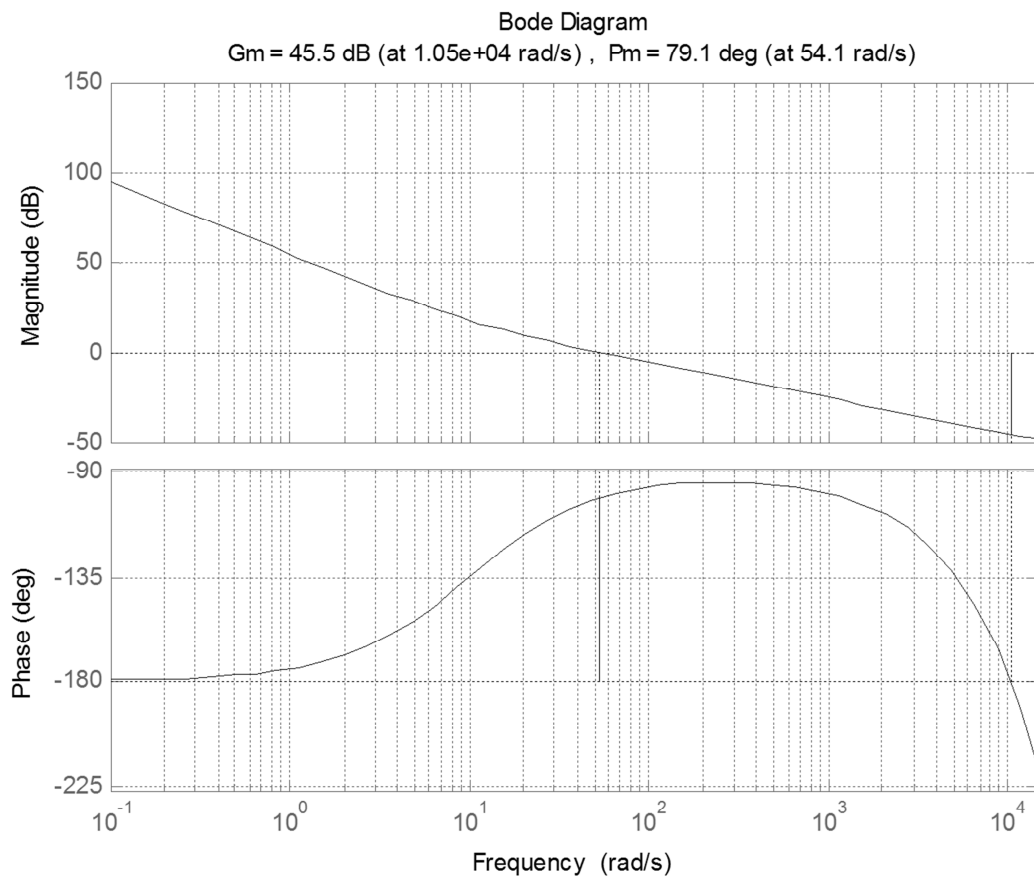


Figura 3.13 – Diagrama de bode para o controlador do barramento CC

Com o objetivo de limitar a sobrecarga do integrador, foi incluída uma ação que fornece um grau de liberdade para o ajuste do pólo do controlador quando da sobrecarga da função que relaciona potência com tensão.

Considerando a operação no modo saturado, temos a função de transferência associada ao controlador no modo de limitação representada através do diagrama de fluxo de sinais na Figura 3.14

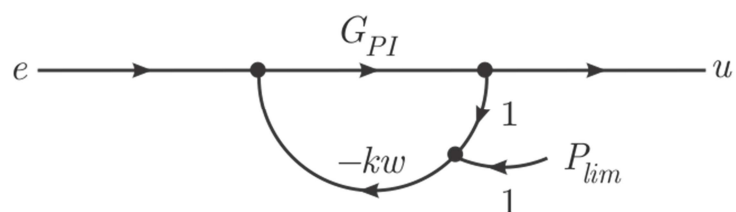


Figura 3.14 – Diagrama da função de transferência no modo de limitação



onde a saída do controlador será:

$$u = G_1 \cdot e + G_2 \cdot P_{lim} \quad (3.7.7)$$

onde:

$$G_1 = \frac{G_{PI}}{1 + G_{PI} \cdot kW} \quad (3.7.8)$$

$$G_2 = \frac{kW \cdot G_{PI}}{1 + G_{PI} \cdot kW} \quad (3.7.9)$$

Assim o pólo do controlador na condição de saturação do atuador será dado por

$$P_{PI} = \frac{1 + a \cdot k \cdot kW}{1 + k \cdot kW} \quad (3.7.10)$$

Observa-se que, para valores grandes de  $kW$  o valor do polo tende para  $a$ .

O controlador proporcional integral apresentado em (3.7.5) é, então, implementado no domínio do tempo discreto de acordo com a equação abaixo:

$$\frac{u}{e} = \frac{k \cdot (z - a)}{z - 1} \cdot \frac{x(z)}{x(z)} \quad (3.7.11)$$

De (3.7.11) temos que:

$$e = z \cdot x(z) - x(z) \quad (3.7.12)$$

$$e(k) = x(k + 1) - x(k) \quad (3.7.13)$$

$$x(k + 1) = x(k) + e(k) \quad (3.7.14)$$

De (3.7.11) também temos que:

$$u = k \cdot z \cdot x(z) - k \cdot z \cdot x(z) \quad (3.7.15)$$

$$u(k) = k \cdot x \cdot (k + 1) - k \cdot a \cdot x(k) \quad (3.7.16)$$

De (3.7.14) e (3.7.16) temos que:

$$u(k) = k \cdot (x(k) + e(k)) - k \cdot a \cdot x(k) \quad (3.7.17)$$

$$u(k) = k \cdot (1 - a) \cdot x(k) + k \cdot e(k) \quad (3.7.18)$$

onde  $ki = k \cdot (1 - a)$  e  $kp = k$ .

De forma a reduzir a sobrecarga do integrador quando ocorrer saturação da ação de controle, acrescenta-se uma ação *anti-windup* em (3.7.14):

$$x(k + 1) = x(k) + e(k) + kw(u(k) - u_L(k)) \quad (3.7.19)$$

onde  $u_L(k)$  é o valor limitado de  $u(k)$ .

Se não houver limitação da ação de controle, temos que  $u(k) = u_L(k)$ , fazendo com que a equação (3.7.19) se resuma à equação (3.7.14). Por outro lado, quando da ocorrência de saturação, o valor de  $u_L(k)$  permanecerá constante e a constante  $kw$  influenciará na localização dos pólos do controlador através da ação de controle  $u(k)$ . Assim, a equação dinâmica do controlador no modo de limitação pode ser expressa por:

$$x(k + 1) = x(k) + e(k) - kw \cdot ki \cdot x(k) - kw \cdot kp \cdot e(k) \pm u_{LIMIT} \quad (3.7.20)$$

$$x(k + 1) = (1 - kw \cdot ki) \cdot x(k) + (1 - kp \cdot kw) \cdot e(k) \pm u_{LIMIT} \quad (3.7.21)$$

Assim, para assegurar um comportamento estável do controlador PI durante a limitação vamos assumir que  $0 < 1 - kw \cdot ki < 1$ , que também pode ser escrito como:

$$0 < kw \cdot ki < 1 \quad (3.7.22)$$

### 3.8 Resultados de Simulação e Experimentais

A Figura 3.15 apresenta resultados de simulação do controlador do barramento CC. O barramento começa a ser carregado no instante de tempo  $T=0$ . No instante de tempo  $T=0,5$  entra em ação a rampa de carregamento com duração de 1 segundo até que o barramento atinja a tensão de 800V no instante  $T = 1,5s$ . No instante  $T = 2s$  é introduzida uma carga de 50 kW no barramento, sendo removida no instante  $T = 2,5s$ . A simulação mostra como a tensão permanece estável em torno de 800V mesmo com um degrau de carga.

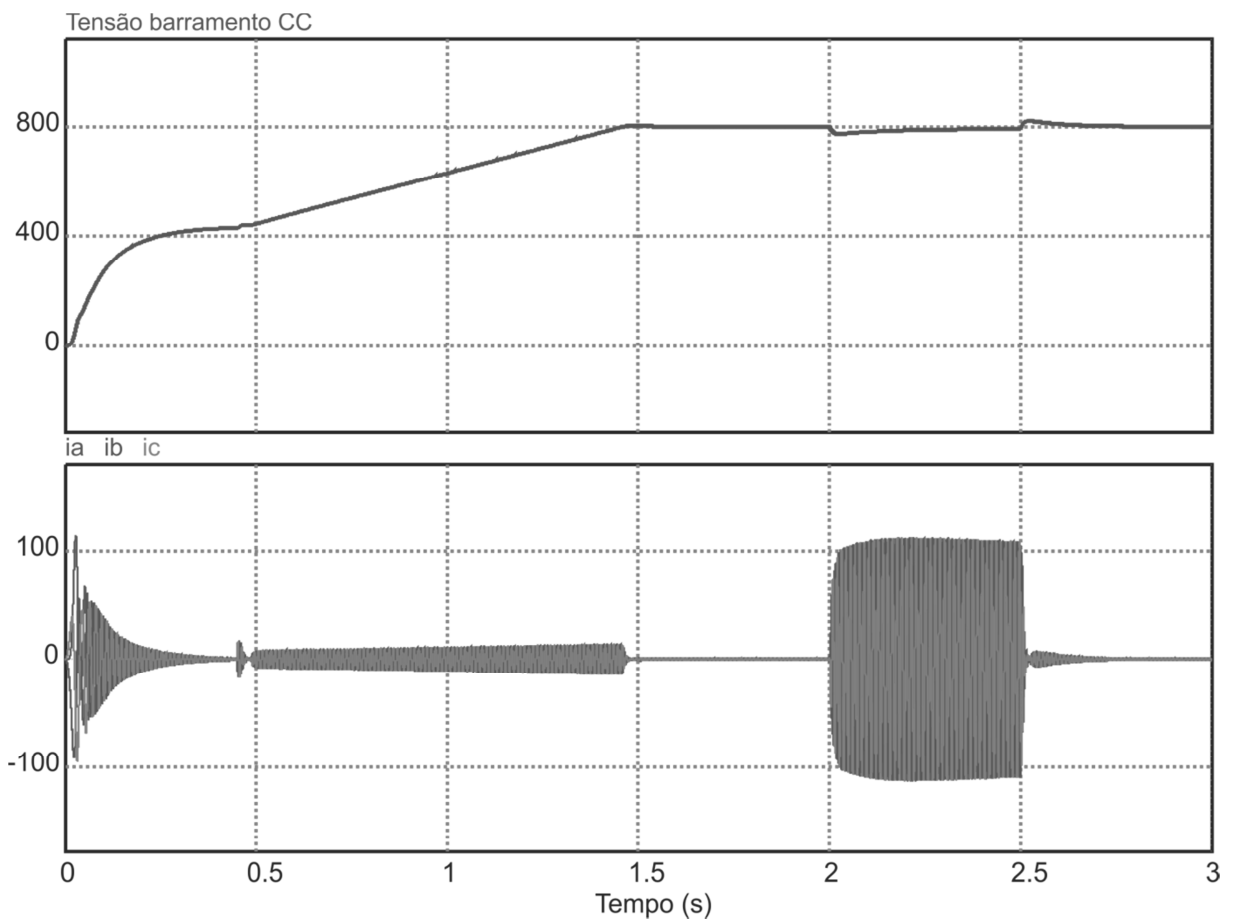


Figura 3.15 – Simulação do controlador do barramento CC. Acima, a tensão do barramento. Abaixo, as correntes trifásicas do retificador

Visando comprovar os desenvolvimentos teóricos descritos anteriormente, foram realizados experimentos no grupo motor gerador (Figura 3.17) e conversores (Figura 3.18) instalados no NAFA/UFSM, como mostrado na Figura 3.16.

A Figura 3.19 apresenta uma imagem da tela de um osciloscópio mostrando o comportamento das correntes trifásicas do retificador e do barramento CC durante o seu carregamento através de uma rampa implementada via software com duração de 2 segundos. É importante observar que o retificador só é habilitado quando detectado que o motor está em funcionamento e apresenta uma rotação mínima, além de o barramento já ter atingido um valor mínimo, uma vez que a partida do motor já é realizada com o gerador conectado ao retificador.

A Figura 3.20 apresenta as medidas das correntes trifásicas na entrada do retificador e a medida de tensão do barramento CC mantendo-se constante em 800V durante a entrega de 18 kW de potência à rede através do inversor PWM.



Figura 3.16 – Grupo motor gerador e conversores instalados no NAFA/UFSM



Figura 3.17 – Motor de combustão interna ciclo otto e gerador síncrono de ímãs permanentes instalados no NAFA/UFSM



Figura 3.18 – Retificador e Inversor inseridos entre o gerador e a rede no NAFA/UFSM

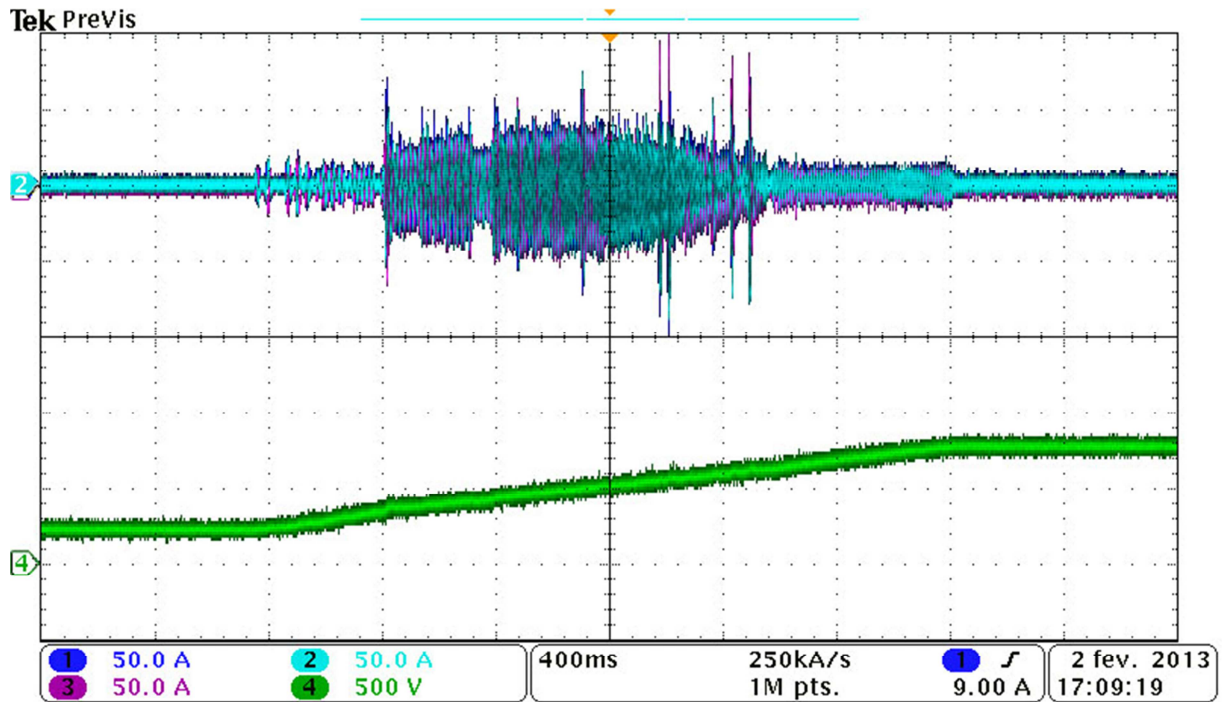


Figura 3.19 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador e tensão no barramento CC durante carregamento de 0 a 800 V em rampa de 2s

A Figura 3.21 apresenta o comportamento das medidas das correntes trifásicas do retificador e da medida de tensão do barramento CC mantendo-se constante em 800V durante a variação de potência entregue à rede pelo inversor PWM. Esta variação foi registrada através do sistema supervisorio (descrito no Capítulo 4) e é mostrada na Figura 3.22.

Finalmente, a Figura 3.23 mostra o comportamento das correntes do retificador e da medida de tensão do barramento CC durante um degrau de potência que vai de 10 a 0 kW.



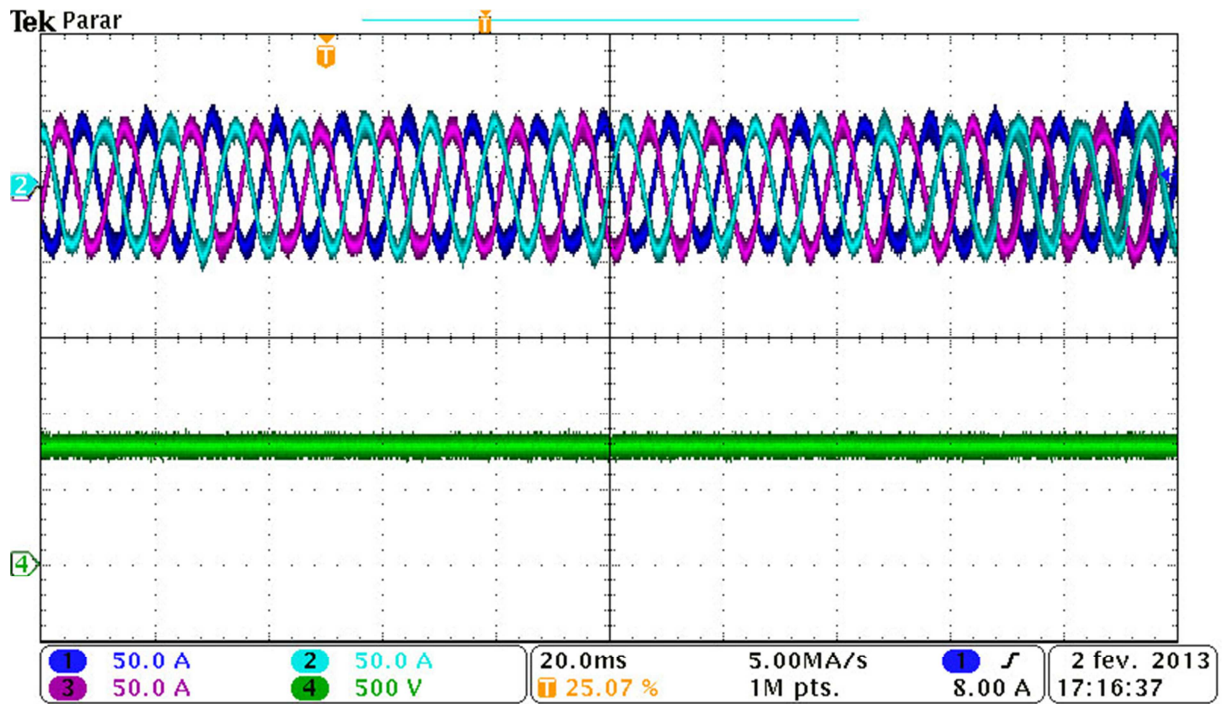


Figura 3.20 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador entregando potência de 18 kW para o barramento CC, que permanece em 800V

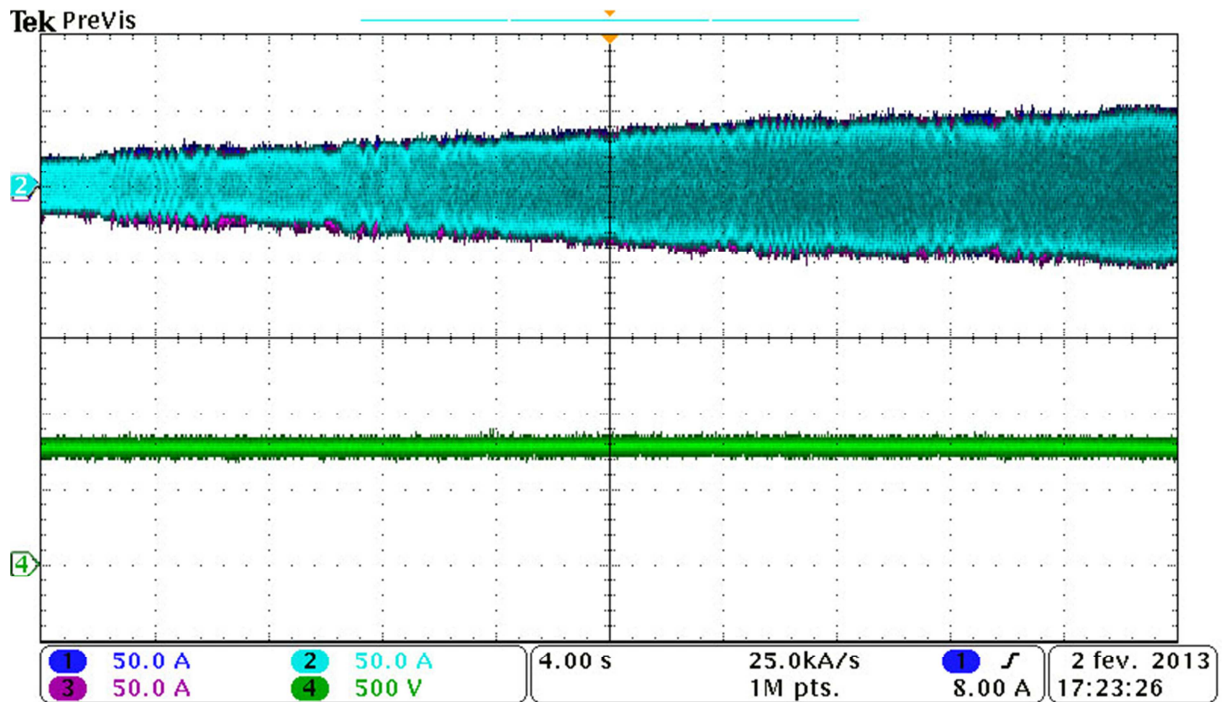


Figura 3.21 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador e tensão do barramento CC durante variação de potência entregue à rede através do inversor

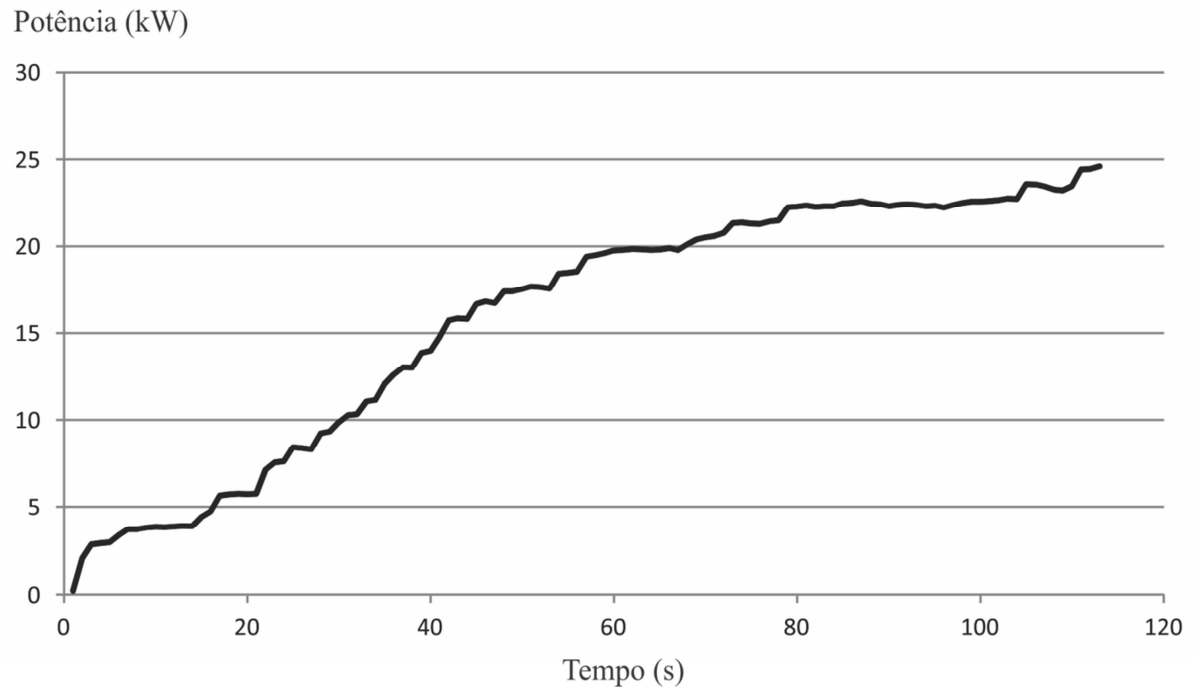


Figura 3.22 – Variação da potência registrada pelo sistema supervisório

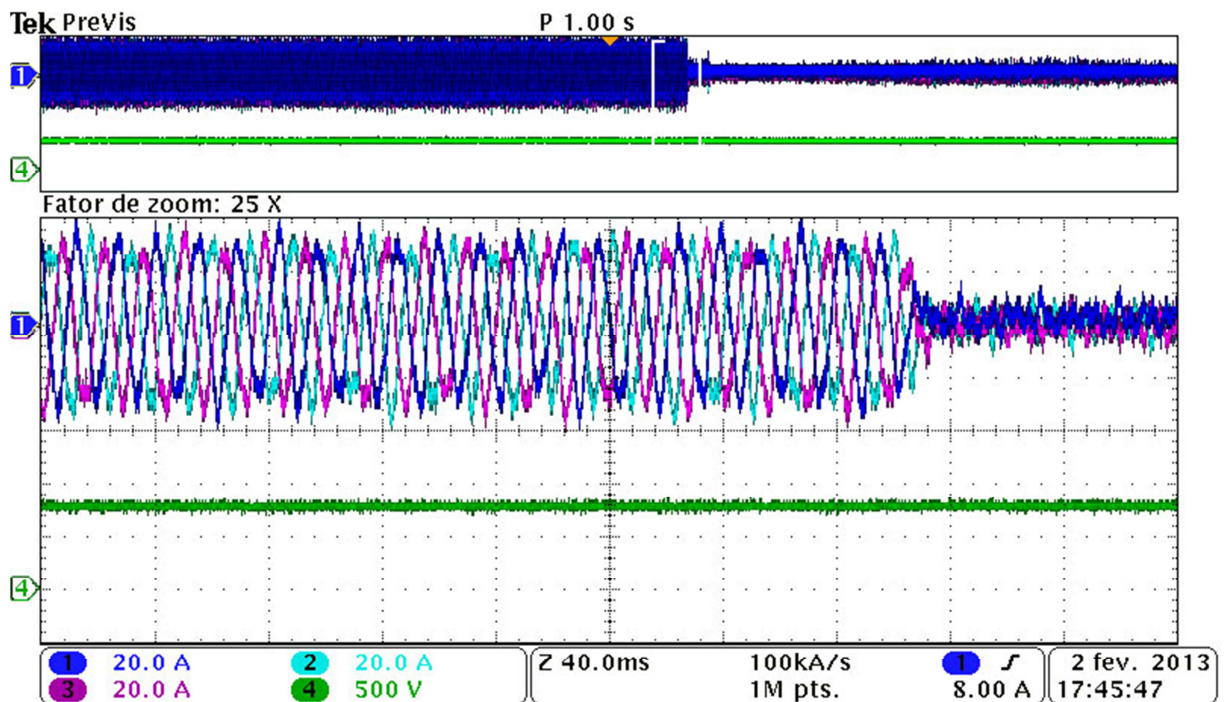


Figura 3.23 – Resultado experimental: correntes trifásicas do retificador e tensão do barramento CC durante variação de potência (degrau de 10kW para 0) entregue à rede através do inversor



### 3.9 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os modelos dinâmicos e o projeto dos controladores para o retificador. O projeto é dividido em 2 etapas, que são: i) o projeto dos controladores de corrente do retificador visando impor o torque do PMSG e ii) o projeto do controlador da tensão do barramento CC visando manter o seu valor de tensão constante para a adequada operação do retificador PWM.

O controle do conversor foi desenvolvido em eixos síncronos  $dq$  o que permite 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. O controlador desenvolvido foi implementado em DSP e utilizado durante a realização de ensaios de operação do grupo motor gerador operando em velocidade variável conectado à rede elétrica, onde foram obtidos resultados com bom desempenho, validando a metodologia proposta.

## 4 SISTEMA DE SUPERVISÃO

---

Neste Capítulo é descrito o sistema de supervisão implementado para o grupo motor gerador em velocidade variável. O projeto desenvolvido consiste, basicamente, em um sistema multiponto dedicado ao comando e monitoramento estrutural, conforme pode ser visto na Figura 4.1.

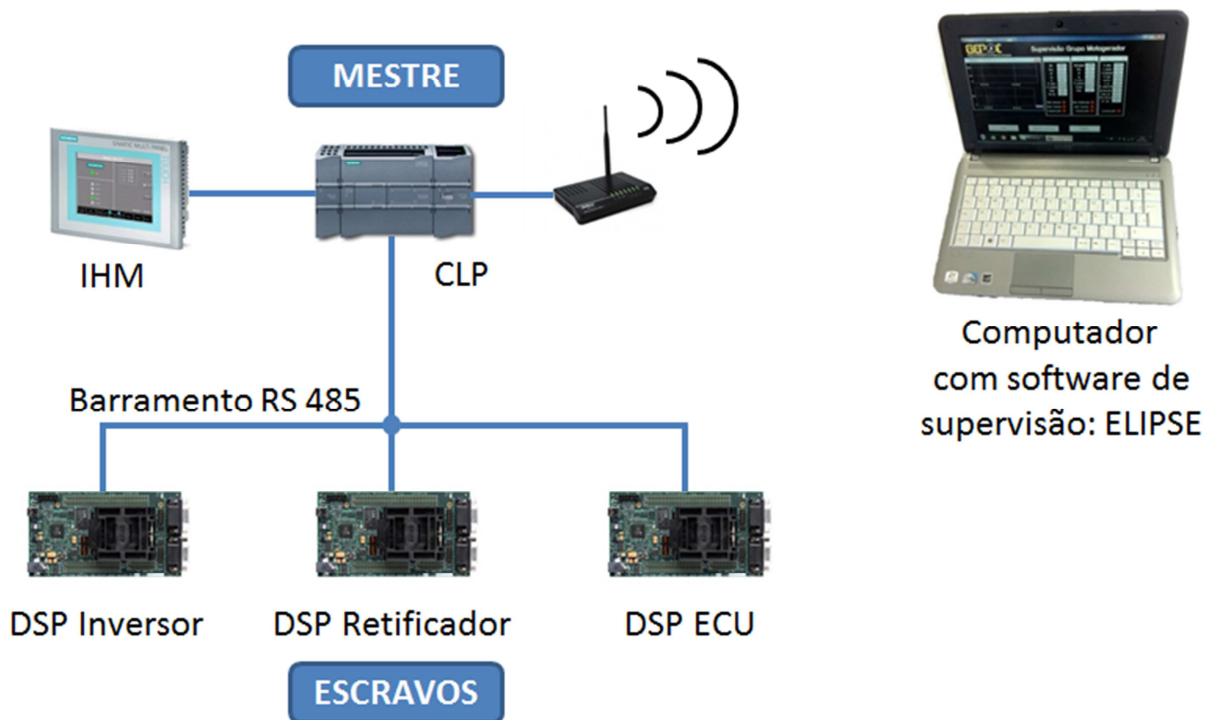


Figura 4.1 – Componentes do sistema supervisório do grupo motor gerador

O sistema é composto por um mestre (CLP) que pode ser comandado e monitorado pela sua IHM e/ou através de um computador ou notebook executando um software de supervisão, como o Elipse Scada®, conectado ao CLP via rede ethernet (através de cabos ou wireless, utilizando um roteador sem fio). O mestre envia requisições aos escravos e obtém respostas dos mesmos. Os escravos são os DSPs responsáveis pelo controle do Inversor, Retificador e ECU.

#### 4.1 Definição do Protocolo de Comunicação

Um aspecto importante considerado neste projeto refere-se ao meio físico de transmissão dos sinais digitais através de um barramento de comunicação. São requisitos importantes a serem considerados: taxa permissível de transmissão de dados, número admissível de pontos de rede, comprimento efetivo do cabo que pode ser utilizado, segurança e confiabilidade

A adequação entre a informação a ser transmitida (sinais digitais) e o canal de comunicação (par de fios) é essencial para o correto desempenho do sistema de aquisição projetado. Estes resultados garantem a funcionalidade do sistema de aquisição. Os tempos de resposta dos diversos circuitos operando na rede devem ser adequados para a capacidade de transmissão da linha de comunicação de forma a assegurar que o mestre e os nós da rede se comuniquem corretamente.

O protocolo de comunicação utilizado é constituído por camadas lógicas que empregam verificação de redundância e controle de fluxo (*handshakings*) entre unidades de rede e mestre. Basicamente, o mestre se comunica com a rede e indica qual a unidade alvo que deve transmitir os dados. Assim, a comunicação será do tipo polling mestre-escravo, como mostrado na Figura 4.1.

Um dos principais esforços na realização deste projeto foi a implementação de uma interface de comunicação confiável entre unidade mestre e unidades de rede, bem como a implementação de um protocolo de alto nível, baseado na adequação de protocolos existentes, de forma assegurar uma comunicação eficaz e imune a interferências externas.

Existem muitos protocolos eficientes para tal tarefa, dentre eles podemos citar: Ethernet, Fieldbus Foundation, Profibus, Devicenet, Canopen, Modbus, etc. Cada um desses foi originalmente desenvolvido por um determinado fabricante, que posteriormente abriu o protocolo em resposta à exigência do mercado por conectividade. Visando escolher o protocolo mais adequado para ser implementado, foi consultado (Snowdon, 2002), onde os principais protocolos são comparados quanto ao meio físico. Outros trabalhos também contribuíram para o entendimento e análise dos protocolos (Boaretto, 2005), (Rossi, 2005), (Camargo, 2008), (Wen, et al., 2008) e (Zhang, et al., 2009).

Depois de uma pesquisa das características dos principais protocolos existentes, optou-se pela utilização do protocolo MODBUS RTU, pelas seguintes características:

- i. Permite monitoração multiponto;
- ii. Padronizado;
- iii. Protocolo aberto com fácil acesso à documentação (Modbus Organization, 2005);
- iv. Protocolo livre, sem necessidade de pagamento de *Royalties*;
- v. Seguro e confiável;
- vi. Largamente difundido e utilizado.

A grande vantagem de se utilizar um protocolo padrão largamente difundido é a existência no mercado de acessórios que permitem a sua integração e expansão. No caso do MODBUS, pode-se utilizá-lo juntamente com uma ampla gama de produtos disponíveis no mercado, como softwares supervisórios, controladores lógicos programáveis, bibliotecas de softwares, etc.

## 4.2 O Protocolo MODBUS

O protocolo Modbus foi desenvolvido em 1979 pela Modicon Industrial Automation Systems, hoje Schneider Electric, para comunicar um dispositivo mestre com outros dispositivos escravos. É um protocolo de especificação aberta desde o principio. Este é talvez o protocolo de mais larga utilização em automação industrial, pela sua simplicidade e facilidade de implementação. Estas características fizeram-no se tornar um padrão amplamente utilizado, adotado por vários fornecedores, sendo aplicado aos mais diversos níveis de aplicações, inclusive sistemas de supervisão.

As redes Modbus possuem um único dispositivo classificado como mestre (*master*) e outros como escravos (*slaves*). O mestre é o único dispositivo que pode iniciar transações. Ele manda comandos de escrita ou leitura, que são obedecidos pelos escravos. Cada dispositivo da rede possui um número específico, sendo que a rede pode ter até 247 dispositivos.

O pacote (*frame*) enviado pelo mestre é representado na Tabela 4.1. O primeiro byte indica o endereço do escravo que deve obedecer ao comando. O mestre envia na rede o pacote com a requisição, que é ouvida por todos os escravos, mas somente o escravo que possui o endereço indicado realiza a função e manda a resposta para o mestre. Caso o endereço tenha valor igual a zero, o comando será do tipo broadcast e todos os escravos deverão executá-lo, porém eles não enviarão o sinal de resposta para o mestre. Portanto, o broadcast é utilizado

para comandos de escrita, visto que nos comandos de leitura os dados são esperados no sinal de resposta.

Tabela 4.1 – Pacote de comunicação do protocolo MODBUS

Início	Silêncio > 3,5 caractere
Endereço	1 byte
Função	1 byte
Dados	N bytes
CRC	2 bytes
Término	Silêncio > 3,5 caractere

O segundo byte possui o código da função que o escravo deverá realizar. As funções implementadas são mostrados na Tabela 4.2.

O protocolo Modbus define algumas regras de temporização que devem ser respeitadas: o tempo de linha inativa entre bytes de uma mesma mensagem não podem exceder a 1,5 tempos de byte ou caractere e entre duas mensagens consecutivas deve existir um tempo mínimo de inatividade na linha de 3,5 tempos de byte (RTU). O tempo de byte é definido pela taxa de transferência (*baud rate*) e pelo tamanho do byte.

Tabela 4.2 – Funções do protocolo MODBUS implementadas nos DSP's e suas descrições

FUNÇÕES IMPLEMENTADAS	DESCRIÇÃO
03	Leitura
06	Escrita em 1 registrador
16	Escrita em múltiplos registradores

Tabela 4.3 – Formato de transmissão serial de 1 byte no MODBUS-RTU sem paridade

MODBUS RTU, 8 BITS, SEM PARIDADE, 1 STOP BIT									
START	1	2	3	4	5	6	7	8	STOP

O formato de transmissão serial de cada byte escolhido foi o RTU sem paridade com 1 bit de parada, apresentado na Tabela 4.3. Este formato foi adotado pois é o formato padrão do DSP e do CLP utilizados.

### **4.3 Escolha do Meio de Transmissão**

Para a implementação do protocolo MODBUS, dois principais meios podem ser utilizados: serial ou TCP/IP. Como os DSP's e o CLP utilizados já possuem interface serial, este foi o meio escolhido. O padrão RS485 é normalmente utilizado por ser muito robusto em relação à imunidade contra interferências – por ser baseado em modulação diferencial de sinais –, por apresentar boa velocidade de transmissão (até 10 MB/s) e bom alcance (1200 metros em 9600 BPS). Por estas características, o meio físico de transmissão escolhido foi o RS-485.

### **4.4 Implementação do Protocolo Modbus no DSP**

Ao contrário do CLP e do software de supervisão cujos fabricantes disponibilizam bibliotecas para implementação do protocolo MODBUS, um programa em linguagem C precisou ser desenvolvido para que os DSP's pudessem comunicar-se com o mestre utilizando o protocolo. Em primeiro lugar, são inicializadas as configurações da porta serial do DSP, como stop bit, paridade e taxa de transferência. Então é aguardado o recebimento do primeiro byte. Após este primeiro byte recebido, é inicializada a contagem de tempo que determina o fim de um pacote ou bilhete. Esta contagem de tempo foi implementada através do *timer 0* do DSP TMS320F28335 da Texas Instruments. Para que a interrupção gerada por este timer não obtivesse prioridade sobre as demais, foi necessária a adoção de um sistema de priorização de interrupções que é apresentado no Anexo A.

Quando o tempo de inatividade, ou silêncio, ultrapassa o tempo equivalente a 3,5 bytes ou caractere, significa que o pacote ou bilhete MODBUS terminou de ser enviado e a mensagem está completa. Então, é checado o primeiro *byte* do pacote relativo ao endereço do escravo.

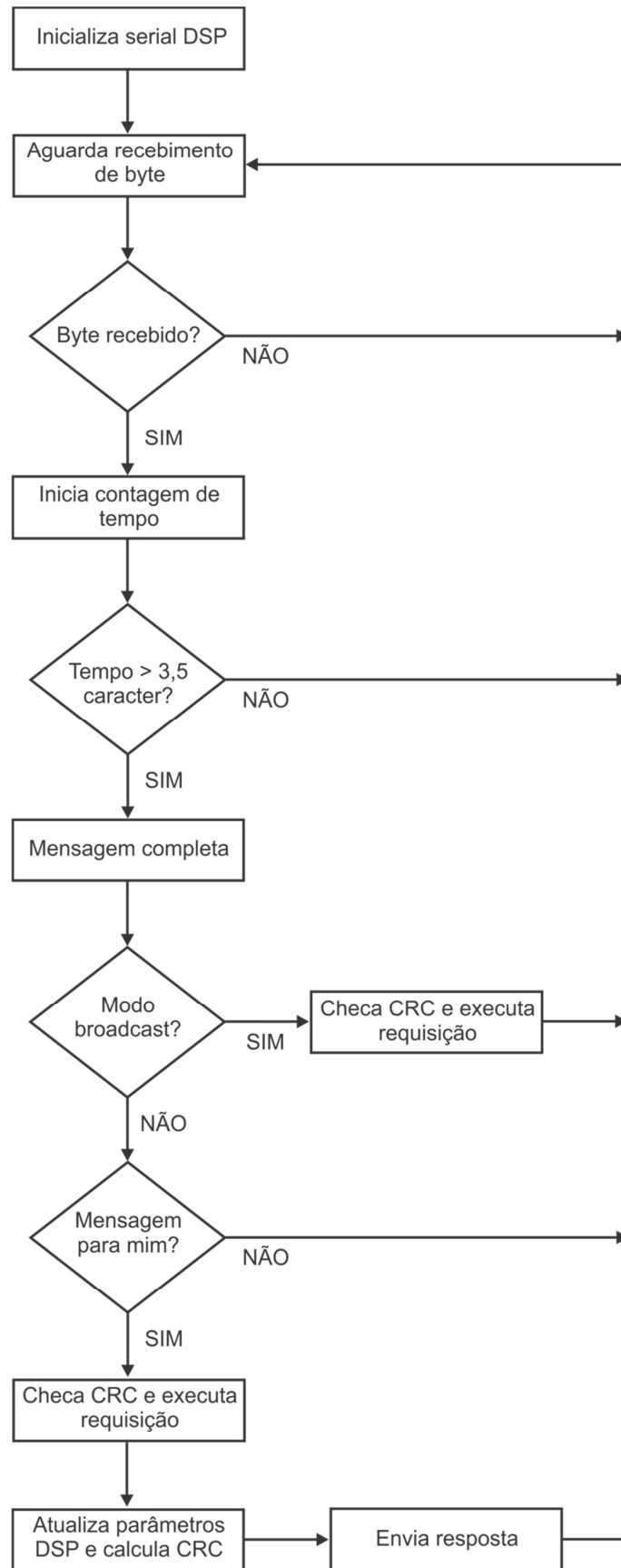


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do algoritmo implementado em linguagem C no DSP para a comunicação via protocolo MODBUS

Se o endereço for nulo, o modo broadcast é reconhecido e a função de escrita é executada. Senão, o endereço do pacote é comparado ao endereço do escravo, significando que a mensagem pode ser ou não direcionada a ele. Em caso afirmativo, o escravo checa o código CRC do pacote recebido, executa a requisição de escrita ou leitura, calcula o CRC do pacote a ser enviado e envia a resposta ao mestre. Finalmente, o escravo volta à posição inicial e aguarda novo recebimento de bytes. Esta rotina implementada em linguagem C para o DSP TMS320F28335 do fabricante Texas Instruments pode ser encontrada no Anexo B.

## **4.5 Modos de Operação**

Nos Capítulos anteriores foi descrito um modo de operação para o sistema, porém o sistema supervisorio permite a implementação de diferentes modos, como os descritos a seguir.

### **4.5.1 Modo 1**

Modo de operação com o controle do barramento CC pelo retificador. Ou seja, o inversor define a potência ativa, bem como a reativa, a ser entregue para a rede extraíndo esta do barramento CC. Por sua vez, a energia do barramento CC é controlada através do retificador PWM que extrai do gerador a potência necessária para tal fim. Nota-se que o gerador está conectado diretamente ao eixo do motor e, com isto, subtraídas as perdas associadas ao gerador, a potência necessária para manter o barramento CC é obtida através do torque no eixo do motor.

Por outro lado, para uma dada potência gerada a Unidade de Otimização em Tempo Real define uma velocidade ótima de operação que é imposta pelo controlador de velocidade que atua diretamente no comando de abertura da borboleta da ECU. Desta forma, para a partida no Modo 1 de operação inicialmente o motor de combustão interna deve ser colocado em operação com o inversor do lado da rede desconectado. À medida que a partida do motor tiver sucesso e a velocidade atingir uma velocidade mínima de operação, a tensão do barramento CC passa a ser controlada pelo retificador. Uma vez que a tensão do barramento CC encontra-se dentro dos limites aceitáveis, é então feita a conexão do inversor PWM com a



rede, com referência de potência ativa e reativa iguais a zero. A partir de então, as referências de potências ativa e reativa a serem entregues para a rede podem assumir os valores definidos localmente ou remotamente, respeitando-se as taxas máximas de variação.

#### 4.5.2 Modo 2

Neste modo, o controle do barramento CC é realizado pelo inversor (Tibola, 2013). Assim, durante a partida há necessidade de uma pré carga do barramento CC bem como uma definição adequada das correntes de referência e estados iniciais dos controladores de corrente e de tensão do barramento CC de forma a evitar transitórios indesejáveis de corrente do lado a rede com possível atuação das proteções de sobrecorrente. Além de o inversor do lado da rede controlar a tensão do barramento CC, ele também realiza o controle de potência reativa através da sua corrente de eixo de quadratura, uma vez que o controle de corrente é realizado em eixos síncronos com o vetor de tensão da rede. Neste caso, a potência gerada é definida pelo retificador PWM através do controle de corrente de eixo de quadratura que define o torque (conjugado eletromagnético) no eixo do gerador/motor. De forma semelhante ao Modo 1, para uma dada potência gerada a Unidade de Otimização em Tempo Real define uma velocidade ótima de operação que é imposta pelo controlador de velocidade que atua diretamente no comando de abertura da borboleta da ECU. Entretanto, o procedimento de partida do Modo 2 diferencia-se significativamente do Modo 1. Inicialmente, com o retificador PWM inibido, é realizada a conexão com a rede com pré-carga dos capacitores do barramento CC e posterior regulação da tensão ou energia do barramento CC. Neste modo é possível realizar a motorização do gerador/motor revertendo o fluxo de potência durante a partida através da adequada seleção da corrente de quadratura do retificador PWM/gerador. Assim que a velocidade atingir o valor mínimo preestabelecido define-se a corrente de quadratura do gerador de acordo com uma potência a ser gerada.

## 4.6 Interface Homem Máquina

A operação do sistema é definida através de uma Interface Homem Máquina localizada no painel de comando do inversor. Esta IHM possui uma tela LCD 3,8” monocromática

sensível ao toque (*touch screen*) e 4 botões que permitem operar o retificador e o inversor, bem como acessar remotamente os dados da ECU. A Figura 4.3 mostra a tela inicial do sistema de gerenciamento e operação do grupo motor gerador.

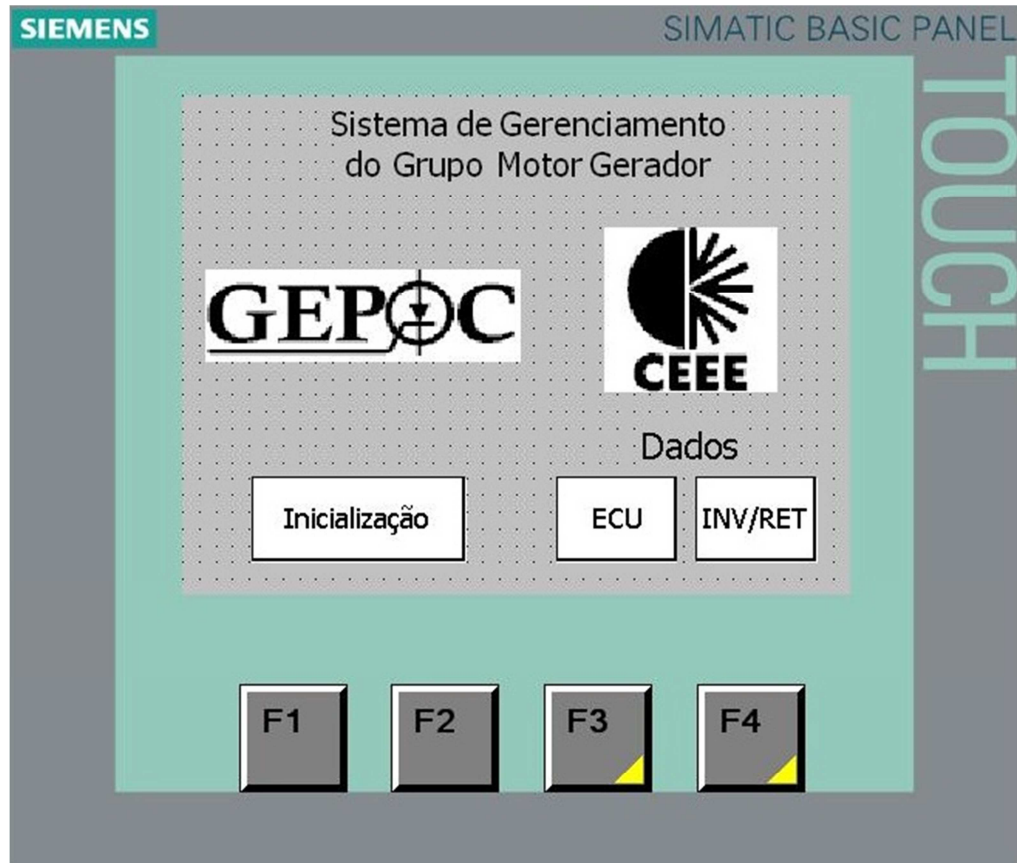


Figura 4.3 – Tela da IHM do CLP mostrando a tela inicial de controle do grupo motor gerador

Nesta tela, é possível acessar diretamente os dados da ECU, do Retificador e do Inversor, bem como realizar o procedimento de partida do sistema.

Acionando-se o botão “INV/RET” da Figura 4.3 ou o botão “Dados Inv/Ret” da Figura 4.6 é possível visualizar os dados provenientes dos DSP’s do retificador e inversor transmitidos através da rede MODBUS, como mostrado na Figura 4.4. Já na Figura 4.5 tem-se a tela que mostra os medidores parcial e total de potência entregue à rede, além das medidas de tensão do lado da rede (V Rede), tensão do barramento CC (Vcc), velocidade do motor em RPM e potência ativa em kW.

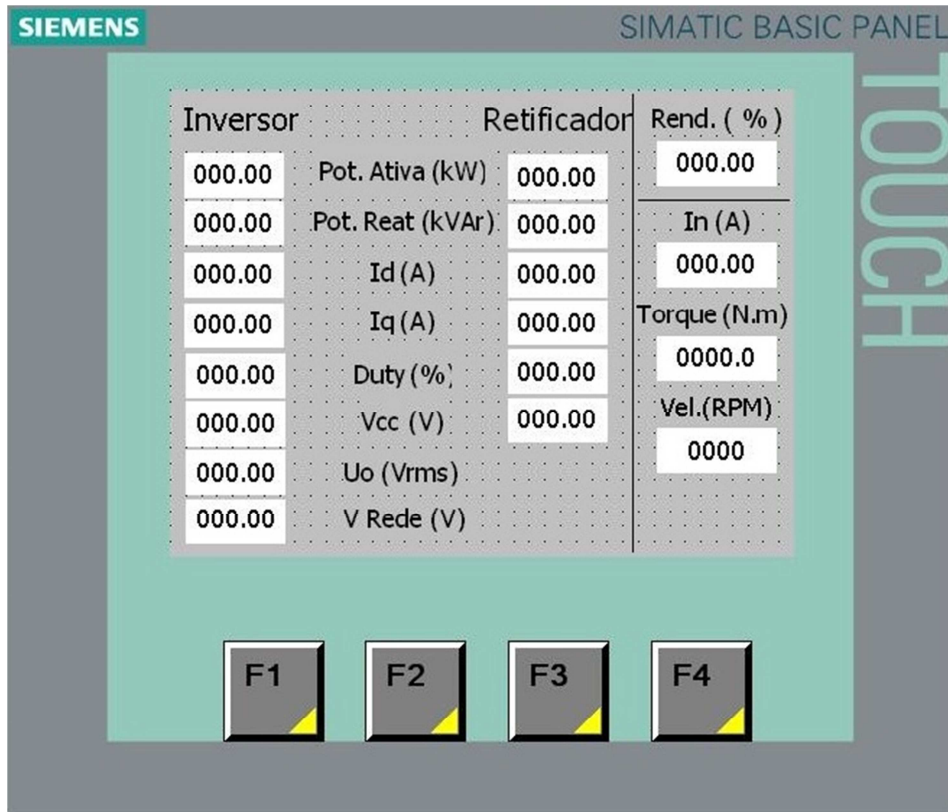


Figura 4.4 – Tela da IHM do CLP mostrando os dados existentes nos DSP's do inversor e do retificador

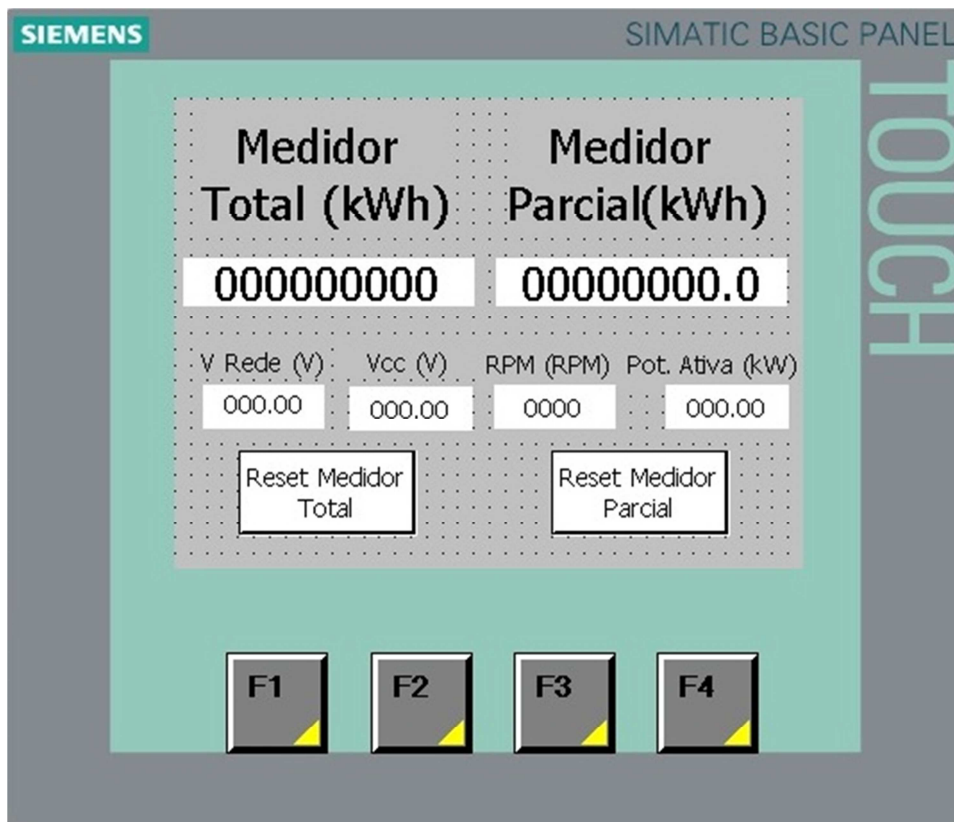


Figura 4.5 – Tela da IHM do CLP mostrando o medidor de potência entregue à rede total e parcial

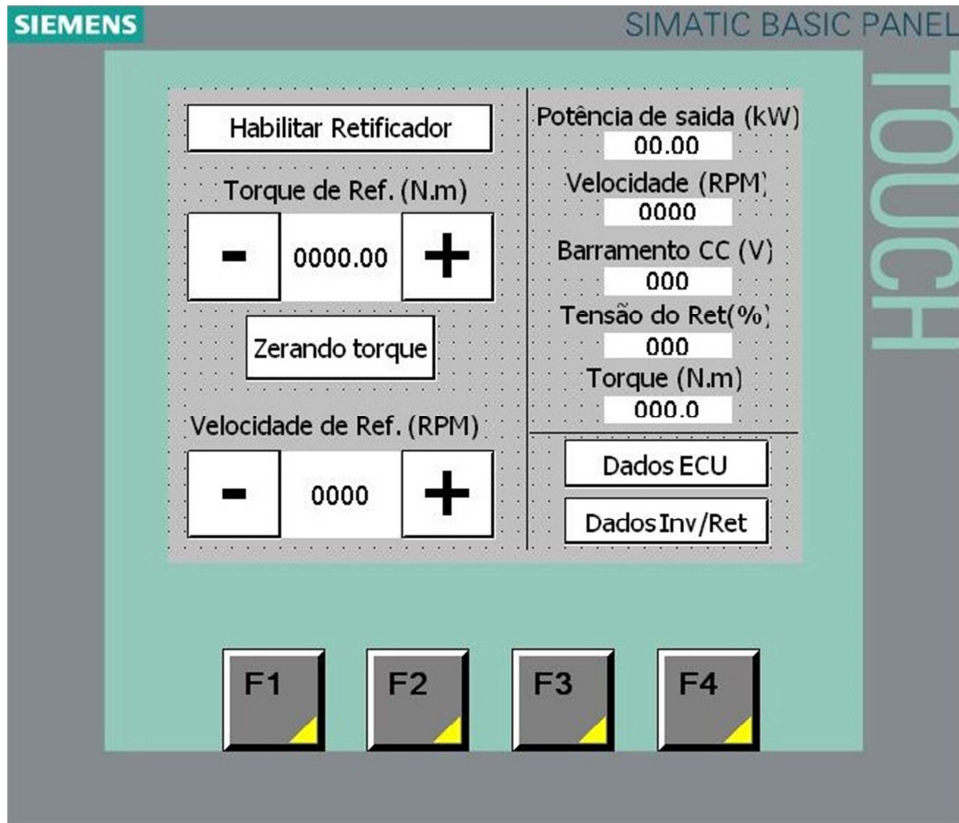


Figura 4.6 – Tela da IHM do CLP mostrando os comandos de controle e monitoração do retificador

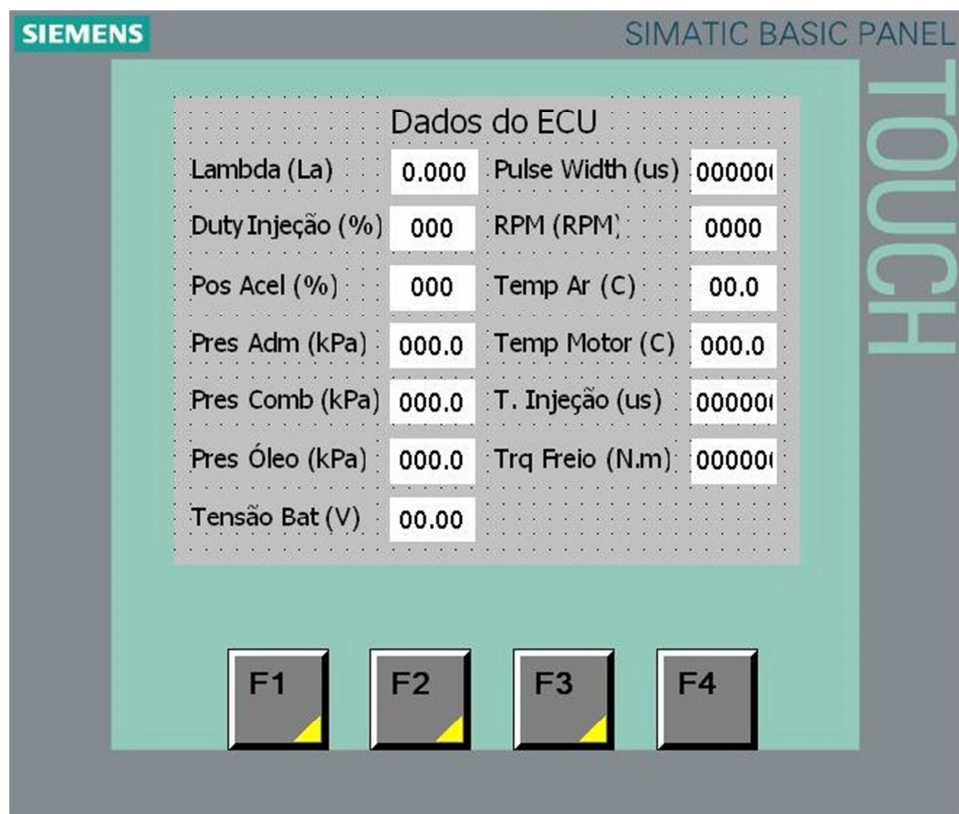


Figura 4.7 – Tela da IHM do CLP mostrando os dados da ECU

A Figura 4.6 mostra a tela de comando e monitoração do retificador no Modo 1. Ao pressionar o botão Habilitar Retificador, o sistema aguarda a partida do motor e que ele atinja uma velocidade mínima de rotação, além de aguardar que uma tensão mínima seja atingida no barramento CC. Assim, o retificador é habilitado e o barramento CC carregado através de uma rampa e é, então, controlado.

A Figura 4.7 mostra a tela da IHM com os dados da ECU. Estes dados são adquiridos através de uma comunicação serial entre a ECU da Motec e a ECU desenvolvida por (Tibola, 2013) via RS232 e, por sua vez, transferidos do DSP desta ECU para o CLP via RS485 dentro da rede MODBUS.

#### **4.7 Sistema Supervisório**

Visando monitorar e armazenar os dados dos ensaios do grupo motor gerador em velocidade variável, foi implementado um sistema utilizando o software Elipse Scada ® (Elipse Software Ltda., 2012). O Elipse é um software supervisório largamente utilizado em automação industrial. A tela do aplicativo desenvolvido para a supervisão do grupo motor gerador utilizando o Elipse é mostrado na Figura 4.8.

O aplicativo desenvolvido pode ser executado em qualquer computador. Neste projeto, é utilizado um notebook que se comunica com o CLP através de um modem wireless convencional, como já foi mostrado na Figura 4.1.

O aplicativo desenvolvido também permite exportar os dados na forma tabela para análise posterior. Os dados do Inversor PWM, retificador PWM e da ECU são recebidos a uma taxa de atualização de 1 Hz.

A Figura 4.9 apresenta, como exemplo, as variáveis do motor de combustão interna em um ensaio de 1h40min onde o grupo motor gerador foi levado a diferentes pontos de operação visando caracterizar o seu desempenho e ajustar os mapas de injeção e ignição.

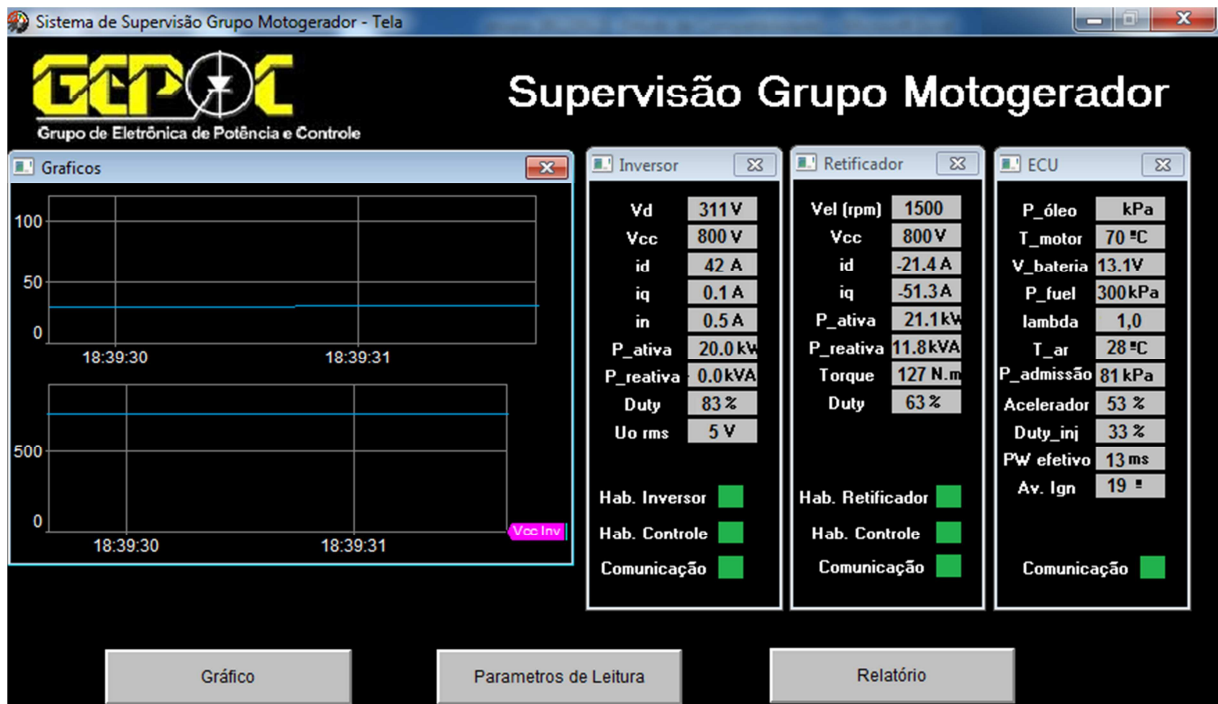


Figura 4.8 – Tela de supervisão do grupo motor gerador desenvolvida utilizando o software Elipse Scada®

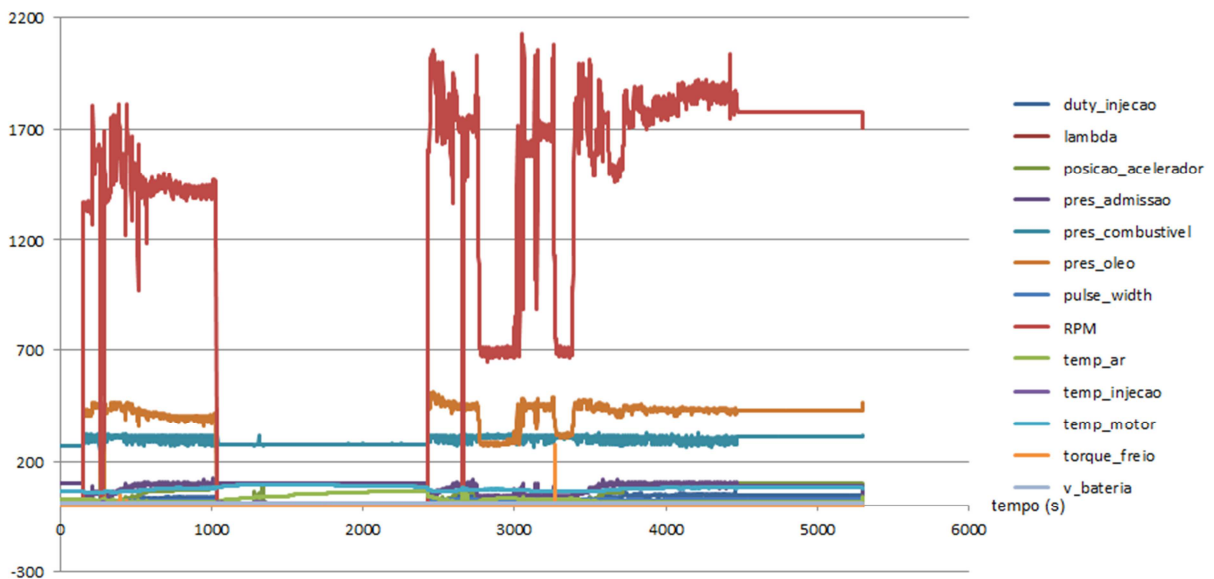


Figura 4.9 – Dados de um ensaio do motor de combustão interna registrado através de um notebook executando o sistema supervisório

## 4.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o sistema de supervisão proposto para o grupo motor gerador. O projeto foi dividido em 3 etapas, que são: i) definição do protocolo de comunicação, onde diferentes protocolos e suas características foram estudados, sendo que o

protocolo MODBUS foi o escolhido; ii) escolha do meio de transmissão para o protocolo MODBUS e iii) implementação do protocolo MODBUS no DSP, uma vez que não havia rotina pronta disponibilizada pelo fabricante ou encontrada na literatura. A partir deste sistema de supervisão é possível operar o grupo motor gerador em 2 modos diferentes: (1) controle do barramento CC pelo retificador, podendo neste modo o grupo motor gerador operar de forma isolada, não necessitando de conexão com a rede para partida do motor ou carregamento do barramento CC e (2) controle do barramento CC pelo inversor, podendo neste modo o gerador ser motorizado para realizar a partida do motor. Além disso, neste capítulo também foram apresentadas algumas telas da IHM através das quais o sistema é controlado e a utilização de um sistema supervisório para monitoramento remoto desenvolvido utilizando o software Elipse Scada.

## 5 MÉTODO DE BUSCA DO PONTO DE MÁXIMA EFICIÊNCIA

---

### 5.1 Introdução

Este Capítulo descreve o método de busca do ponto de máxima eficiência através da implementação de um algoritmo autossintonizável capaz de buscar o melhor ponto de operação do grupo motor gerador de velocidade variável. A rotação do motor de combustão interna que está diretamente acoplado com o gerador síncrono é controlada através do sistema de injeção, em malha fechada, de forma a seguir uma referência de rotação ótima estabelecida por este algoritmo.

### 5.2 Descrição do Método

O método de busca do ponto de máxima eficiência é vastamente encontrado na literatura referente à aplicação em painéis fotovoltaicos para maximizar a potência de saída (Liu, et al., 2004), (Jung, et al., 2005), (Corrêa, et al., 2008), (Chun-xia, et al., 2009), (Jie, et al., 2012), (Zhou, 2012), (Femia, et al., 2005), (Esrám, et al., 2007) e (Moçambique, 2012).

O princípio de rastreamento escolhido para o funcionamento do algoritmo é baseado no Método de Rosenbrock (Rosenbrock, 1960). Este algoritmo define a velocidade de referência do Grupo motor-gerador a partir da potência ativa de referência  $P(k)$  de forma a maximizar a eficiência do motor de combustão interna ciclo otto buscando o ponto de mínimo consumo de combustível. O diagrama de blocos deste algoritmo é apresentado na Figura 5.1. Neste diagrama,  $\bar{d}(k)$  representa uma medida indireta do consumo de combustível obtida a partir dos sinais para os injetores e  $N_{ref}(k)$  é a velocidade de referência. Ainda, o algoritmo descrito limita a busca da velocidade ótima de operação a valores entornos de velocidades ótimas obtidas a partir de um modelo nominal ou de ensaios em um grupo motor-gerador de



referência. Os parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  (Zakian, et al., 1973) do diagrama são utilizados para ajustar a taxa de convergência para a velocidade ótima.

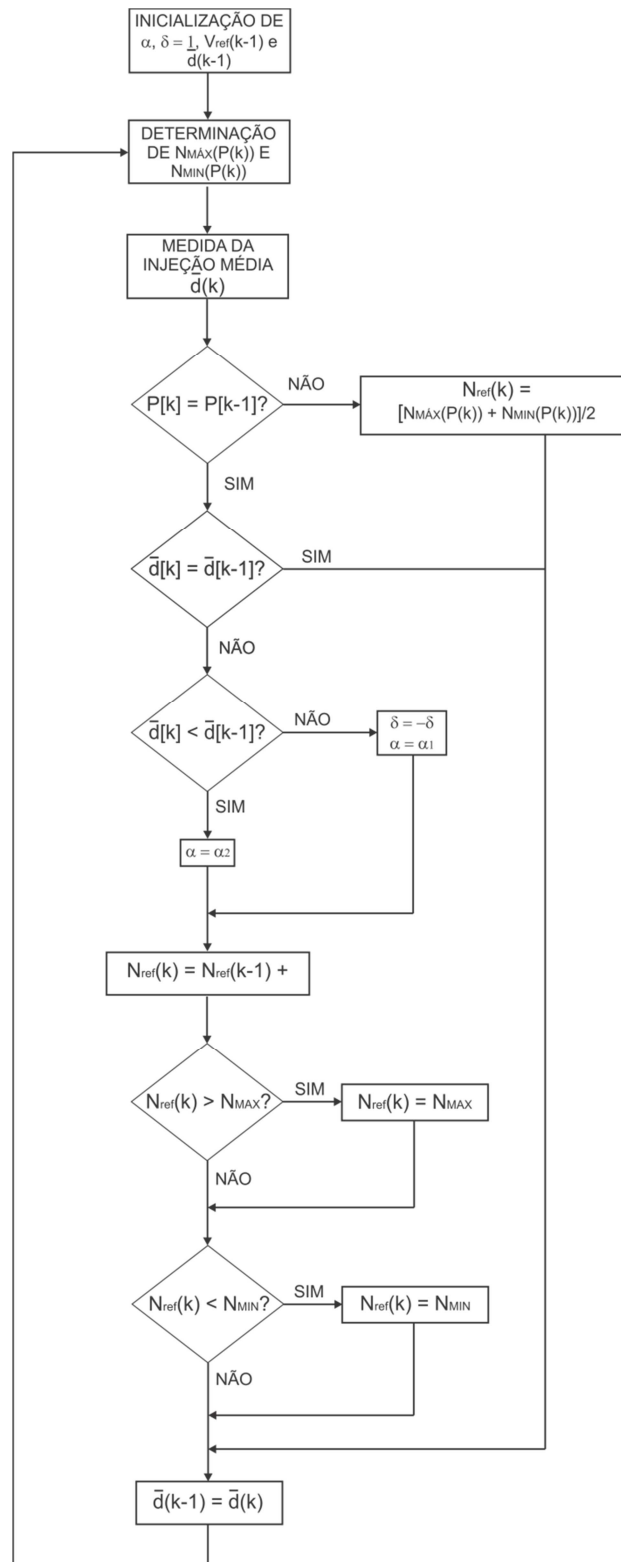


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do algoritmo de perturbação e observação

### 5.3 Resultados Experimentais

Os resultados apresentados foram obtidos através de ensaios no grupo motor gerador instalado no NAFA/UFSM (Figura 3.16) monitorados através do sistema supervisor descrito na seção 4.7. Os dados do ensaio foram armazenados na memória do *notebook* em forma de tabelas à taxa de 1 Hz.

Na Figura 5.2 é apresentada a rotação do motor em RPM, a potência ativa entregue à rede e uma medida indireta do combustível  $\bar{d}$  calculada conforme a equação (5.1.1) durante um ensaio de aproximadamente 250 segundos com o motor partindo do modo repouso. A potência imposta pelo inversor para ser entregue à rede é de 10 kW. A partir do momento  $t = 75s$  é acionado, através da IHM, o método de busca do ponto de máxima eficiência descrito na seção anterior. As velocidades máximas e mínimas definidas no algoritmo (Figura 5.1) para o ensaio foram de 2000 RPM e 1200 RPM, respectivamente. Assim, como descrito no algoritmo, a velocidade de referência inicia no valor médio entre os limites máximos e mínimos, 1600 RPM. Então, o algoritmo passa a buscar a velocidade de menor consumo de combustível, encontrando-a próxima ao limite mínimo estabelecido de 1200RPM.

$$\bar{d} = PW \cdot N_{RPM} \quad (5.1.1)$$

onde  $PW$  (*Pulse Width*) é equivalente à proporção de tempo em que os injetores do motor a combustão interna estão acionados e  $N_{RPM}$  é a velocidade em RPM.

Como pode ser observado na Figura 5.3 (dados obtidos anteriormente em outros ensaios do grupo motor gerador), uma característica deste grupo motor gerador é a de que o custo do *kWh* cai à medida que a velocidade é diminuída, ou seja, o consumo do combustível é diretamente proporcional à velocidade. No entanto, é preciso observar que existe uma velocidade mínima para cada valor de potência gerada em que o motor é capaz de operar. Abaixo dela, ocorrem instabilidades de combustão que não deixam o motor trabalhar em equilíbrio, e ele se desliga. Isto pode ser observado na Figura 5.2 a partir do momento em que a velocidade tende a 1200 RPM: a potência, que deveria manter-se constante, sofre uma pequena queda, indicando que a velocidade mínima de operação foi atingida. Abaixo dela, a potência tende a cair ainda mais até o ponto em que o motor se desliga.

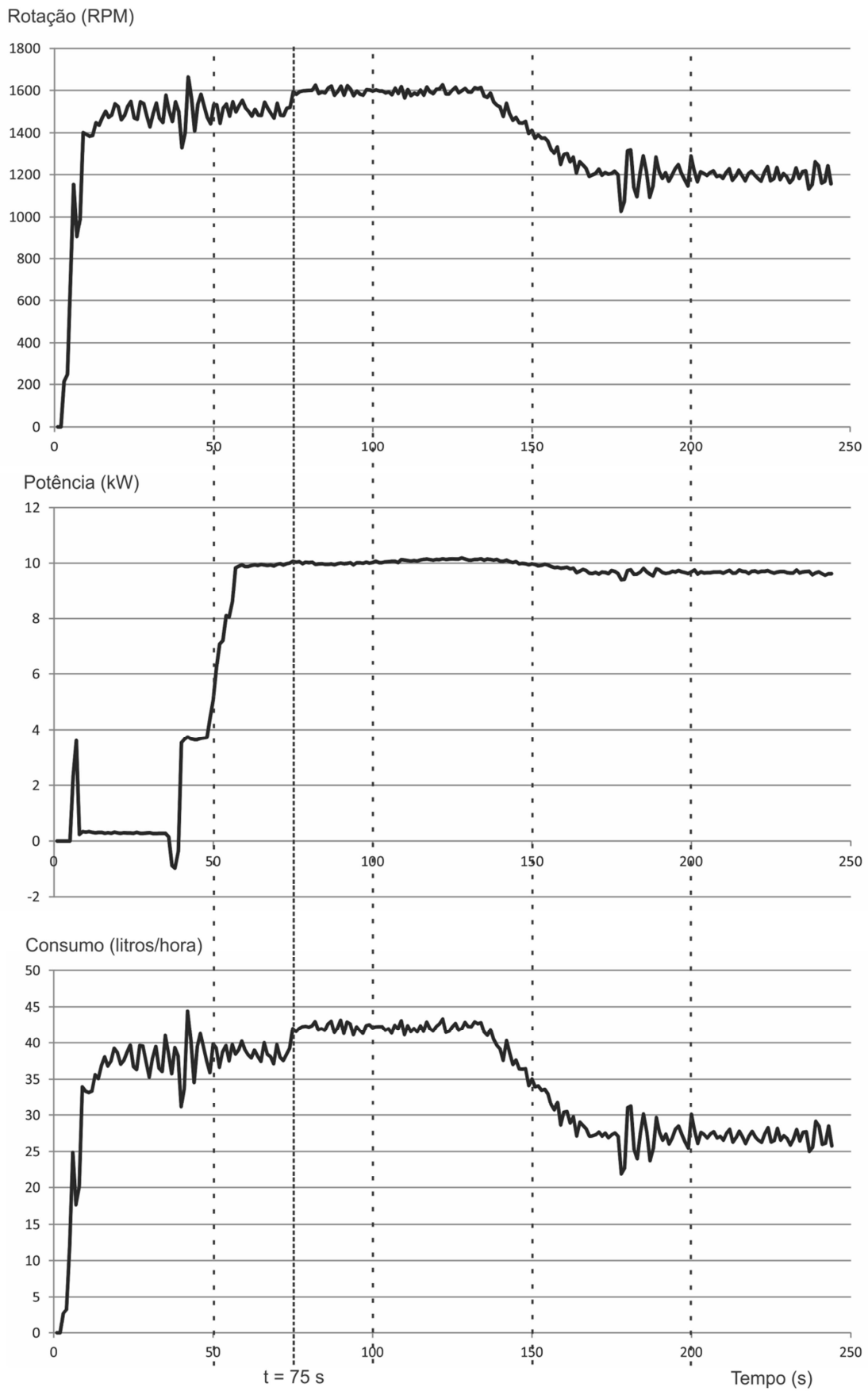


Figura 5.2 – Resultados experimentais do método de busca de máxima eficiência ativado a partir do tempo  $t = 75$ s

Nota-se, ainda, na Figura 5.2, que o consumo cai proporcionalmente com a velocidade buscada pelo algoritmo, como previsto anteriormente.

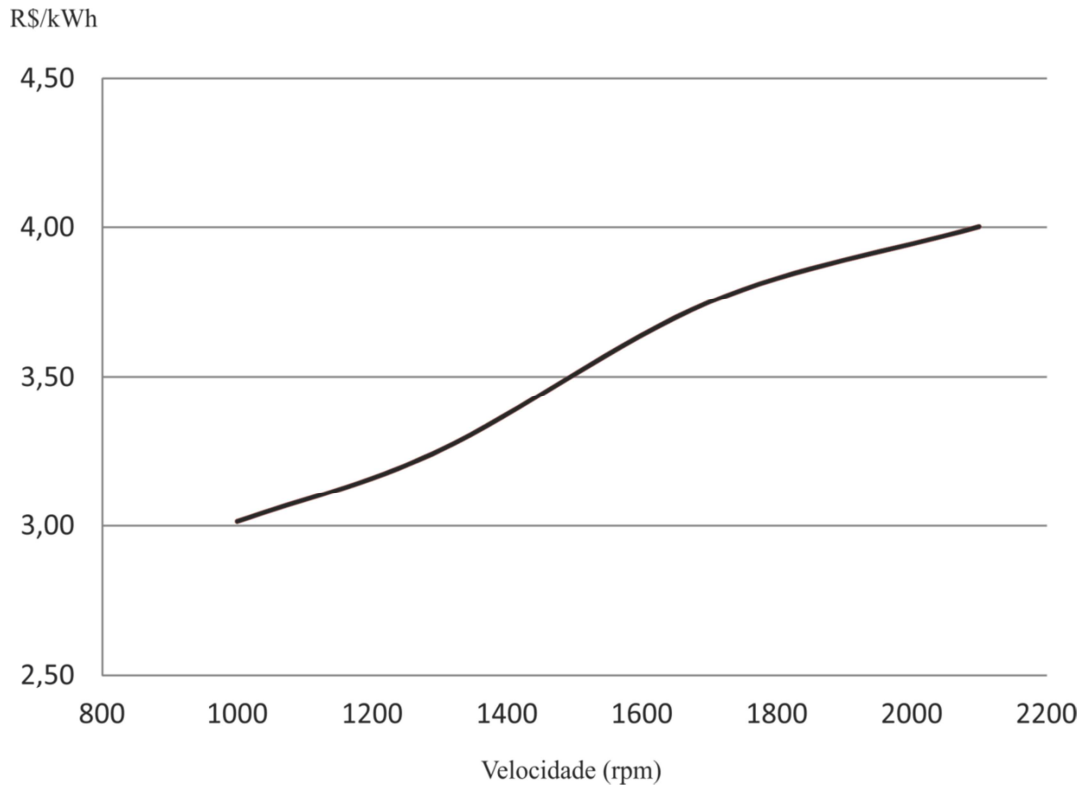


Figura 5.3 – Custo do kWh em função da velocidade do conjunto motor gerador operando com carga de 10kW

#### 5.4 Conclusão

O algoritmo proposto é capaz de buscar em tempo real o ponto de mínimo consumo de combustível. Os parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  fornecem um grau de liberdade para ajustar a taxa de convergência bem como reduzir as oscilações. A metodologia pode ser estendida para outras variáveis, como mínima emissão de gases, ressaltando que para tal é necessária a medição direta ou indireta dessas grandezas.

## 6 CONCLUSÃO

---

Através da revisão bibliográfica dos trabalhos existentes na literatura nota-se que em grupos motores geradores semelhantes ao descrito no Capítulo 2 um controle do barramento CC feito pelo lado do retificador não havia sido feito. No Capítulo 3 é apresentado o projeto de um controlador para o grupo retificador/gerador com controle do barramento CC, o que faz com que durante transitórios devido à falta do lado da rede, o sistema não perca a capacidade de controle da tensão do barramento. Resultados de simulação e experimentais comprovaram a estabilidade do controlador, que mesmo sob variação de carga manteve o barramento CC no valor desejado.

No Capítulo 4 é apresentado o sistema de supervisão responsável por controlar e comandar o grupo motor gerador. O protocolo MODBUS, robusto e seguro, é o responsável pela comunicação entre CLP e DSP's, fazendo com que o sistema possa ser controlado através de uma IHM e que também possa ser monitorado através de um sistema supervisório em rede com o CLP. No computador onde este software é executado podem ser visualizadas as variáveis existentes em todos os DSP's, além de seus valores serem armazenados em forma de tabelas visando uma análise futura.

A operação em velocidade variável provê um grau de liberdade para a otimização da eficiência ou a redução da emissão de gases poluentes nos diferentes pontos de operação do grupo motor gerador. Assim, no Capítulo 5 é apresentado um algoritmo de perturbação e observação capaz de minimizar o consumo de combustível por parte do motor de combustão interna ciclo otto, maximizando a eficiência do sistema. O algoritmo utilizou princípios de busca do ponto ótimo baseados no Método de Rosenbrock e, de forma simples e sem exigir grande esforço computacional, comprovou sua eficiência através de resultados experimentais.

## 7 BIBLIOGRAFIA

---

**ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica** Resolução Normativa N° 482. - 2012.

**Bernardes Thiago Araújo** "Análise e Controle de Gerador Síncrono a Ímã Permanente Aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica", Dissertação de Mestrado. - Santa Maria : Universidade Federal de Santa Maria, Junho de 2009.

**Boaretto Neury** "Tecnologia de comunicação em sistema scada - enfoque em comunicação wireless com espalhamento espectral", Dissertação de Mestrado. - Ponta Grossa : CEFET, 2005.

**Camargo Valter Luís Arlindo de** "Desenvolvimento e implementação de uma plataforma para monitoramento estrutural utilizando sensores extensométricos conectados em rede", Dissertação de Mestrado. - Londrina : UEL, 2008.

**Chun-xia Liu e Li-qun Liu** An Improved Perturbation and Observation MPPT Method of Photovoltaic Generate System. - Taiyan, China : IEEE, 2009.

**Corrêa Tomás [et al.]** Minimum Motor Losses Point Tracking for a Stand-Alone Photovoltaic Pumping System. - Recife : PPGEE/UFGM, 2008.

**Elipse Software Ltda.** Tutorial do E3 para Desenvolvedores. - [s.l.] : www.elipse.com.br, 2012. - Vol. Versão 4.0.

**Esrám Trishan e Chapman Patrick L.** Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. - [s.l.] : IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007. - Vol. 22.

**Femia Nicola [et al.]** Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. - [s.l.] : IEEE Transactions on Power Electronics, 2005. - Vol. 20.

**Ichinose Masaya, Futami Motoo e Arita Hiroshi** Combustion Turbine Power Generation System and Method of Controlling the Same [Patente] : US 2004/0003595 A1. - EUA, 8 de Jan de 2004.

**Jie Doug, Chun-jiang Zhang e Yan-bang Li** Comparison of Duty Ratio Perturbation & Observation and Reference Voltage Perturbation & Observation Methods Applied in MPPT. - Harbin, China : ECCE, 2012.

**Jung Youngseok [et al.]** Improved Perturbation and Observation Method (IP&O) of MPPT Control for Photovoltaic Power Systems. - South Korea : IEEE, 2005.

**Krause Paul C., Wasynczuk Oleg e Sudhoff Scott D.** Analysis of Electric Machinery. - [s.l.] : IEEE Press Series on Power Engineering, 2002.

**Lee Joon-Hwan, Lee Seung-Hwan e Sul Seung-Ki** Variable-Speed Engine Generator With Supercapacitor: Isolated Power Generation System and Fuel Efficiency [Periódico]. - [s.l.] : IEEE Transactions, 2009. - 6 : Vol. 45.

**Leijon Mats e Bernhoff Hans** A Power Generation Unit and a Method for Generating Electric Energy [Patente]. - EUA, 8 de Abril de 2010.

**Liu Xuejun e Lopes Luiz A. C.** An Improved Perturbation and Observation Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Arrays. - Montreal : Concordia University, 2004. - Vol. 35.

**Moçambique Nilton Eufrázio Martinho** "Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e controladores lineares e/ou Fuzzy para a regulação da tensão terminal de Painéis Fotovoltaicos", Dissertação de Mestrado. - São Carlos : EESC, 2012.

**Modbus Organization** The Modbus Organization [Online]. - 2005. - 5 de janeiro de 2012. - <http://www.modbus.org/>.

**Rodrigo Padilha Vieira et. al.** Abordagem geométrica para modulação de conversores três braços no acionamento de máquinas de indução bifásicas simétricas e assimétricas [Artigo] // SBA. - Campinas : [s.n.], Jan/Fev de 2012. - 1 : Vol. 23.

**Rosenbrock H. H.** An Automatic Method for finding the Greatest or Least Value of a Function [Periódico]. - [s.l.] : Computer J., 1960. - 175-184 : Vol. 3.

**Rossi Silvano Renato** "Implementação de um Nó IEEE 1451, baseado em ferramentas abertas e padronizadas, para aplicações em ambientes de instrumentação distribuída", Tese de Doutorado. - Ilha Solteira : UNESP, 2005.

**Snowdon David** Hardware and Software Infrastructure for the Optimisation of Sunswift II [Relatório]. - USA : [s.n.], 2002.

**Texas Instruments** Texas Instruments [Online]. - Texas Instruments. - 05 de janeiro de 2012. - <http://www.ti.com/>.

**Tibola Jonas** "Controle de Velocidade de um Motor de Combustão Interna Ciclo Otto Aplicado a um Grupo Motor Gerador Operando em Velocidade Variável", Dissertação de Mestrado. - Santa Maria : UFSM, 2013.

**Wen Zhao-fang e Feng Jian-cheng** Research of the Communication between DSP and PLC based on MODBUS Procol. - Pequim : [s.n.], 2008. - Vol. 27.

**Zakian V. e Al-Naib U.** Design of dynamical and control systems by the method of inequalities [Periódico]. - [s.l.] : Proc. IEE, 1973. - 11 : Vol. 120.

**Zhang Yu-lin e Zhang Zhi-qiang** Realization of Communication between DSP and PC Based on Modbus Protocol [Periódico]. - Jinan : International Conference on Multimedia Information Networking and Security, 2009.

**Zhou Jianping** Simulation Reserach on maximum power point tracking based on perturbation and observation. - Pequim, China : IEEE, 2012.



## 8 ANEXOS

### Anexo A – Priorização de Interrupções no DSP

As informações a seguir referem-se aos DSP's da Texas Instruments modelos TMS320x2833x e 2823x, podendo serem feitas analogias com outros modelos de DSP's com funcionamento semelhante (Texas Instruments).

Tabela 8.1 – Tabela de vetores do periférico de interrupções do DSP da Texas Instruments

	<b>INTx.8</b>	<b>INTx.7.</b>	<b>INTx.6</b>	<b>INTx.5</b>	<b>INTx.4</b>	<b>INTx.3</b>	<b>INTx.2</b>	<b>INTx.1</b>
<b>INT1.y</b>	WAKEINT	TINT0	ADCINT	XINT2	XINT1	Rsvd.	SEQ2INT	SEQ1INT
<b>INT2.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	EPWM6 TZINT	EPWM5 TZINT	EPWM4 TZINT	EPWM3 TZINT	EPWM2 TZINT	EPWM1 TZINT
<b>INT3.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	EPWM6 INT	EPWM5 INT	EPWM4 INT	EPWM3 INT	EPWM2 INT	EPWM1 INT
<b>INT4.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	ECAP6	ECAP5	ECAP4	ECAP3	ECAP2	ECAP1
<b>INT5.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	EQEP2	EQEP1
<b>INT6.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	MXINTA	MRINTA	MXINTB	MRINTB	SPITXINTA	SPIRXINTA
<b>INT7.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	DINTCH6	DINTCH5	DINTCH4	DINTCH3	DINTCH2	DINTCH1
<b>INT8.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	SCITXINTC	SCIRXINTC	Rsvd.	Rsvd.	I2CINT2A	I2CINT1A
<b>INT9 .y</b>	ECAN1INTB	ECAN0INTB	ECAN1INTA	ECAN0INTA	SCITXINTB	SCIRXINTB	SCITXINTA	SCIRXINTA
<b>INT10.y e INT11.y</b>	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.	Rsvd.
<b>INT12.y</b>	LUF	LVF	Rsvd.	XINT7	XINT6	XINT5	XINT4	XINT3

A tabela de vetores do periférico de interrupções do DSP é apresentado na Tabela 8.1. As interrupções tem, por padrão, prioridade crescente da direita para a esquerda, e de cima para baixo. Isto é, a interrupção de maior prioridade é INT1.1 e a de menor prioridade é a INT12.8. Das 96 interrupções possíveis, 43 são utilizadas. As restantes são reservadas para aplicações futuras.

Caso o programador deseje dar prioridade a uma determinada interrupção, basta, para isso, habilitar o registrador IER (*Interrupt Enable Register*, Registrador de Habilitação de Interrupções) referente ao grupo ao qual a interrupção a ser priorizada pertence (1 a 12) e também habilitar o registrador EINT (referente à habilitação global de interrupções – *Global Enable*) – mostrados na figura Figura 8.1 – dentro da rotina de interrupção de maior prioridade. Assim, durante a execução da rotina de maior prioridade, a de menor prioridade está habilitada, fazendo com que esta passe a ter maior prioridade.

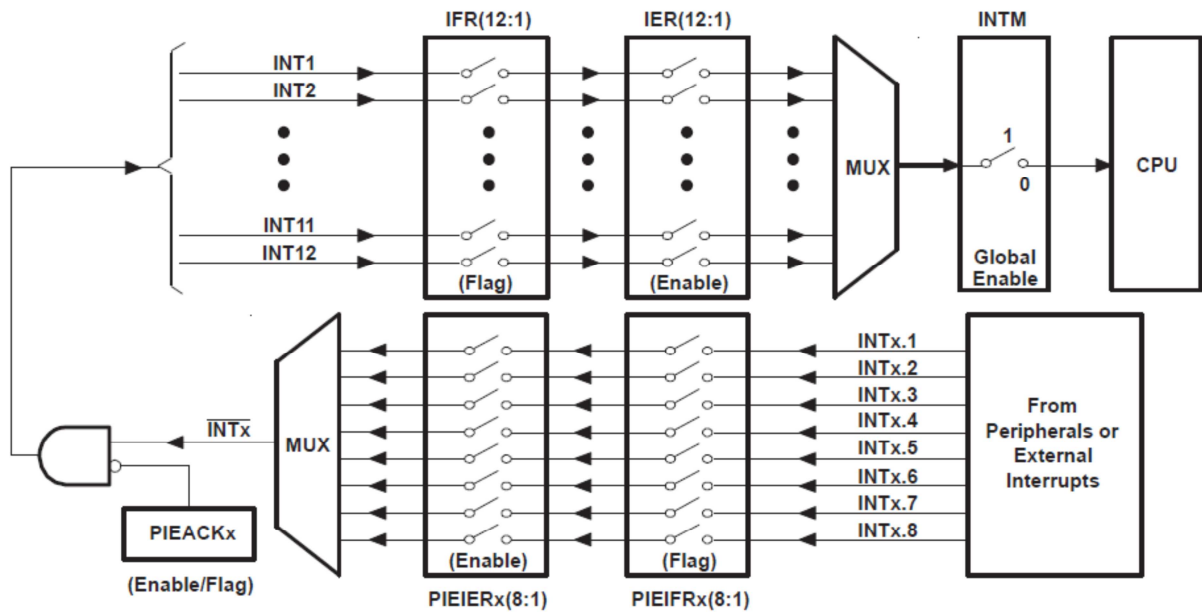


Figura 8.1 – Diagrama de multiplexação das Interrupções no DSP

## Anexo B – Rotina MODBUS Implementada em Linguagem C para o DSP

A rotina é implementada em 3 etapas: (i) inicialização da interface serial, (ii) recebimento de cada byte e (iii) execução da requisição com o bilhete Modbus completo.

### INICIALIZAÇÃO DA INTERFACE SERIAL

A porta serial utilizada é a SCI B. Para inicializá-la, é criada uma função `InitScib`, como segue:

```
void InitScib(void)
{
    // Configura GPIO para SCI B

    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO9 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO11 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO11 = 3;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO9 = 2;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 2;
    EDIS;

    // Configuração dos registradores da SCI B
    ScibRegs.SCICCR.all = 0x0007;
    ScibRegs.SCICTL1.all = 0x0003;
    ScibRegs.SCICTL2.bit.TXINTENA = 0;
    ScibRegs.SCICTL2.bit.RXBKINTENA = 1;

    // 115200 bps
    ScibRegs.SCIHBAUD = 0x0000;
    ScibRegs.SCILBAUD = 0x0028;
    ScibRegs.SCIFFTX.all = 0x8000;
    ScibRegs.SCIFFRX.all = 0x0000;
    ScibRegs.SCIFFCT.all = 0x0000;
    ScibRegs.SCICTL1.all = 0x0023;
}
```

## RECEBIMENTO DOS BYTES

A cada byte recebido o contador deve ser zerado. Quando o contador atinge o tempo de 3,5 bytes significa que a mensagem enviada está concluída. Para realizar o recebimento dos bytes da mensagem, é implementada a rotina de interrupção `scibRxIsr`, mostrada abaixo:

```
interrupt void scibRxIsr(void)
{
    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 1;

    iR++;
    BilheteModbusR[iR] = (ScibRegs.SCIRXBUF.all & 0x00FF);

    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TRB = 1;
    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;

    PieCtrlRegs.PIEACK.all |= PIEACK_GROUP9;
}
```

## EXECUÇÃO DA REQUISIÇÃO COM O BILHETE MODBUS COMPLETO

Uma vez completa a mensagem enviada, esta pode ser interpretada pelo DSP e executada a sua requisição de leitura ou escrita. A rotina implementada para executar esta função é chamada de ProcessaBilheteIsr, e é apresentada abaixo:

```

interrupt void ProcessaBilheteIsr(void)
{
    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 1;
    iR = 0;

    // ----- MODO BROADCAST -----
    if (BilheteModbusR[1] == 0)
    {
        if (BilheteModbusR[2] == 16)
        {
            EndInic = (BilheteModbusR[3]<<8 & 0xFF00) + BilheteModbusR[4];
            if (EndInic > (BufSize - 1))
            {
                goto FIM;
            }

            NumDados = (BilheteModbusR[5]<<8 & 0xFF00) + BilheteModbusR[6]; //
            Número de bytes a serem escritos

            iT = BilheteModbusR[7]; // Número de bytes de dados
            iT = iT + 7;

            for (iM=8; iM<=iT; iM++)
            {
                BufferModbus[EndInic] = BilheteModbusR[iM]; // Escreve no
                Buffer do DSP os dados do Bilhete
                EndInic++;
            }
        }
        goto FIM;
    }

    // ----- MENSAGEM PARA MIM -----
    if (BilheteModbusR[1] == EnderecoModbus)

```

```

{
    // Checar CRC
    CRC = (BilheteModbusR[7]<<8 & 0xFF00) + BilheteModbusR[8];

    for(iM=0 ; iM<Bilhete ; iM++)
    {
        BilheteModbusT[iM] = 0;
    }

    BilheteModbusT[1] = BilheteModbusR[1];
    BilheteModbusT[2] = BilheteModbusR[2];

    // Testa se endereço é válido
    EndInic = (BilheteModbusR[3]<<8 & 0xFF00) + BilheteModbusR[4];
    if (EndInic > (BufSize - 1))
    {
        CodErro = 2; // Endereço inválido
        goto ERRO;
    }

    switch (BilheteModbusR[2]){

//----- FUNÇÃO 03 = LEITURA -----
    case 3:
        Write_Buffer();
        NumDados = (BilheteModbusR[5]<<8 & 0xFF00) + BilheteModbusR[6];
        iT = 3;

        for (iM=EndInic; iM < (EndInic + (NumDados*2)); iM++)
        {
            iT++;
            BilheteModbusT[iT] = BufferModbus[iM];
        }

        BilheteModbusT[3] = NumDados*2;
    break;

//----- FUNÇÃO 06 = ESCRIVE 1 REGISTRADOR -----
    case 06:
        BufferModbus[EndInic] = BilheteModbusR[5];
        BufferModbus[EndInic + 1] = BilheteModbusR[6];

```

```

        for (iT=3; iT<= 6; iT++)
        {
            BilheteModbusT[iT] = BilheteModbusR[iT];
        }

        iT = 6;
        Read_Buffer();
        break;

//----- FUNÇÃO 16 = ESCRIVE VÁRIOS REGISTRADORES -----
        case 16:
            NumDados = (BilheteModbusR[5]<<8 & 0xFF00) +
BilheteModbusR[6];
            iT = BilheteModbusR[7];
            iT = iT + 7;
            for (iM=8; iM<=iT; iM++)
            {
                BufferModbus[EndInic] = BilheteModbusR[iM];
                EndInic++;
            }

            for (iM=3; iM<= 6; iM++)
            {
                BilheteModbusT[iM] = BilheteModbusR[iM];
            }

            iT = 6;
            Read_Buffer();
        break;

//----- FUNÇÃO INVÁLIDA -----
        default:
            CodErro = 1; // Erro: Função Inválida
        }

// TESTA SE HOUVE ERRO
ERRO: if (CodErro != 0)
{
    BilheteModbusT[2] = BilheteModbusT[2] + 128;
    BilheteModbusT[3] = CodErro;
    iT = 3;
    CodErro = 0;
}

```

```

    }

    // Cálculo do CRC bilhete a ser TRANSMITIDO
    CRC_inicial = 0xFFFF;
    CRC_alto = 0x00FF;
    CRC_baixo = 0x00FF;

    for (i_CRC = 1; i_CRC <= iT; i_CRC++)
    {
        CRC_inicial = (CRC_inicial ^ (BilheteModbusT[i_CRC] & (0x00FF)));

        for (i_CRC_bits = 0; i_CRC_bits < 8; i_CRC_bits++)
        {
            if (CRC_inicial & 0x0001)
                CRC_inicial = (CRC_inicial >> 1) ^ 0xA001;
            else
                CRC_inicial = (CRC_inicial >> 1);
        }
    }
    CRC_alto = ((CRC_inicial >> 8) & 0xFF);
    CRC_baixo = (CRC_inicial & 0xFF);

    iT++;
    BilheteModbusT[iT] = CRC_baixo;
    iT++;
    BilheteModbusT[iT] = CRC_alto;

    // Transmite bilhete
    iM = 1;
    while (iM <= iT)
    {
        if (ScibRegs.SCICTL2.bit.TXRDY == 1)
        {
            ScibRegs.SCITXBUF = (BilheteModbusT[iM] & 0x00FF);
            iM++;
        }
    }
    FIM: PieCtrlRegs.PIEACK.all |= PIEACK_GROUP1;
}
}

```