

CRISTIANO BLUM WEINGARTNER

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE VETORIAL
APLICADO EM UM GERADOR DE INDUÇÃO
DUPLAMENTE ALIMENTADO**

FLORIANÓPOLIS

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE VETORIAL
APLICADO EM UM GERADOR DE INDUÇÃO
DUPLAMENTE ALIMENTADO**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CRISTIANO BLUM WEINGARTNER

Florianópolis, Agosto de 2007.

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE VETORIAL APLICADO EM UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Cristiano Blum Weingartner

“Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.”

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr

Orientador

Prof. Kátia Campos de Almeida, Dr.

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Presidente

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Co-orientador

Samir Ahmad Mussa, Dr.

Prof. Hélio Voltolini, Dr.

Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE VETORIAL APLICADO EM UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Cristiano Blum Weingartner

Agosto/2007

Orientador: Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Área de Concentração: Grupo de Análise e Concepção de Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: Geradores eólicos, Geradores duplamente alimentados, Controle vetorial.

Número de páginas: 83.

RESUMO: Esta dissertação apresenta a implementação de controle vetorial de gerador de indução duplamente alimentado com escovas aplicado em sistemas eólicos em velocidade variável. É realizada uma análise da modelagem do gerador nos eixos de referência ortogonais dq e são apresentadas as etapas integrantes do controle vetorial. A estratégia de controle do gerador é implementada num sistema microcontrolado baseado no microcontrolador SH 7047 da Renesas. São apresentados aspectos práticos da implementação e resultados experimentais para um sistema eólico baseado no gerador de indução duplamente alimentado com escovas de 3 kW, 380 V, 60 Hz.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

VECTOR CONTROL IMPLEMENTATION FOR DOUBLY FED INDUCTION GENERATORS

Cristiano Blum Weingartner

2007

Advisor: Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Area of Concentration: Conception and Analysis of Electromagnetic Devices.

Keywords: Doubly Fed, Induction generators, vector control.

Number of Pages: 83.

ABSTRACT: This dissertation presents vector control implementation for doubly fed induction generators with brush for variable speed wind turbine applications. Firstly, is realized an analysis of the generators model in the orthogonal dq axis reference frame. The control strategy was experimentally implemented in the microcontroller Renesas SH 7047. The experimental results are presented for wind systems based in the 3 kW, 380 V, 60 Hz generator.

SUMÁRIO

RESUMO	iii
ABSTRACT	iv
SUMÁRIO	v
LISTA DE FIGURAS	vii
LISTA DE TABELAS	ix
LISTA DE SÍMBOLOS	x
1 INTRODUÇÃO GERAL	1
2 SISTEMAS EÓLICOS.....	3
2.1 INTRODUÇÃO.....	3
2.2 COMPONENTES DE UM AEROGERADOR.....	4
2.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DE UMA TURBINA EÓLICA	5
2.4 AEROGERADORES DE VELOCIDADE VARIÁVEL.....	9
2.5 CONCLUSÃO.....	13
3 CONTROLE VETORIAL DE UM GERADOR DE INDUÇÃO	
DUPLAMENTE ALIMENTADO.....	14
3.1 INTRODUÇÃO.....	14
3.2 TRANSFORMAÇÃO ENTRE EIXOS DE REFERÊNCIA.....	15
3.2.1 TRANSFORMADA DE CLARKE.....	15
3.2.2 TRANSFORMADA DE PARK.....	16
3.3 O MODELO DO GERADOR NAS REFERÊNCIAS DQ	17
3.4 PRINCÍPIO DO CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO	21
3.5 ESTIMAÇÃO DO FLUXO NO ESTATOR.....	24
3.5.1 O INTEGRADOR	25
3.5.2 SOLUÇÃO PROPOSTA.....	28
3.6 PWM VETORIAL (SPACE VECTOR PWM).....	30
3.7 CONCLUSÃO.....	39
4 PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE	40
4.1 INTRODUÇÃO.....	40
4.2 MALHAS DE CORRENTE.....	40
4.3 MALHA DE VELOCIDADE	44

4.4	CONCLUSÃO.....	46
5	IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA	47
5.1	INTRODUÇÃO.....	47
5.2	COMPONENTES DO SISTEMA.....	47
5.2.1	CONVERSORES DE FREQUÊNCIA.....	48
5.2.2	GERADOR DE INDUÇÃO.....	48
5.2.3	MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA	49
5.2.4	SISTEMA MICROCONTROLADO	49
5.2.5	AMBIENTE DE DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA.....	52
5.3	ORGANIZAÇÃO DO PROGRAMA	53
5.4	DETERMINAÇÃO DO FORMATO NUMÉRICO	54
5.4.1	REPRESENTAÇÃO DE NÚMEROS EM PONTO FIXO.....	55
5.5	VALORES BASE E MODELO POR UNIDADE (PU).....	58
5.6	MEDIÇÃO DE VARIÁVEIS.....	59
5.6.1	MEDIÇÃO DE CORRENTE	60
5.6.2	MEDIÇÃO DE TENSÃO	61
5.6.3	MEDIÇÃO DA POSIÇÃO DO ROTOR	62
5.7	CÁLCULO DO SENO E CO-SENO	63
5.8	ESTIMAÇÃO DO FLUXO DO ESTATOR.....	64
5.9	ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE DO ROTOR.....	66
5.10	IMPLEMENTAÇÃO DO PWM VETORIAL	68
5.11	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	73
5.12	CONCLUSÃO.....	75
6	CONCLUSÃO GERAL	76
	ANEXO – FLUXOGRAMA GERAL DO PROGRAMA	77
	REFERÊNCIAS	79

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Aerogerador de 600 kW da Wobben Windpower [3].	3
Figura 2.2 – Componentes de um aerogerador [2].	4
Figura 2.3 – Comportamento de C_p em função das variáveis λ e β . Fonte [1].	8
Figura 2.4 – Trajetória de máxima potência.	8
Figura 2.5 – Sistema com operação em velocidade fixa.	9
Figura 2.6 – Sistema síncrono em operação em velocidade variável.	10
Figura 2.7 – Sistema assíncrono em operação em velocidade variável.	10
Figura 2.8 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador de indução duplamente alimentado.	11
Figura 3.1 – Transformada de Clarke.	15
Figura 3.2 – Transformada de Park.	17
Figura 3.3 – Circuito equivalente do gerador de indução duplamente alimentado nos eixos dq .	20
Figura 3.4 – Sistema de referência do controle vetorial.	21
Figura 3.5 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso sem erro de integração.	26
Figura 3.6 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso com erro causado pela condição inicial de integração.	27
Figura 3.7 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso com erro causado pela condição inicial de integração e pelo nível contínuo no sinal de entrada.	28
Figura 3.8 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso com erro causado pelo nível contínuo no sinal de entrada.	28
Figura 3.9 – Diagrama da solução proposta.	29
Figura 3.10 – Sistema simulado no MATLAB.	29
Figura 3.11 – Resultado de simulação para a técnica proposta.	30
Figura 3.12 – Topologia do circuito elétrico de um inversor de tensão trifásico.	30
Figura 3.13 – Vetores-base nas coordenadas (α, β) .	33
Figura 3.14 – Projeção do vetor de referência nos eixos dos vetores-base.	34
Figura 3.15 – Setores do PWM vetorial.	37
Figura 3.16 – Padrão de chaveamento simétrico do PWM vetorial.	38
Figura 3.17 – Padrões de chaveamento do PWM vetorial.	39
Figura 4.1 – Diagrama do controle vetorial do conversor do lado do rotor.	41

Figura 4.2 – Diagrama de controle da malha de corrente i_{qr} .	42
Figura 4.3 – Malha de controle de velocidade.	45
Figura 5.1 – Sistema completo da bancada experimental.	48
Figura 5.2 – Diagrama de blocos dos principais componentes do controlador.	50
Figura 5.3 – Ambiente de desenvolvimento HEW 3.	52
Figura 5.4 – Área de trabalho do HDI.	53
Figura 5.5 – Estrutura geral do programa.	54
Figura 5.6 – Representação em ponto fixo de um número fracionário numa palavra de 16 bits no formato Q_{12} .	55
Figura 5.7 – Representação gráfica do formato Q_{12} em 16 bits.	56
Figura 5.8 – Operação de multiplicação em ponto fixo.	58
Figura 5.9 – Seleção de leitura de A/Ds seriais externos.	59
Figura 5.10 – Diagrama do bloco de aquisição de corrente.	60
Figura 5.11 – Diagrama do bloco de aquisição de tensão.	61
Figura 5.12 – Esquemático do “resolver”.	62
Figura 5.13 – Fluxograma da rotina de estimação do fluxo.	65
Figura 5.14 – Resultado experimental do fluxo no estator nas coordenadas α , β e d , q .	66
Figura 5.15 – Forma de onda da posição angular do rotor.	67
Figura 5.16 – Estimação da velocidade do rotor.	68
Figura 5.17 – Fluxograma da determinação do setor.	69
Figura 5.18 – Circuito do filtro passa-baixas implementado para verificar o algoritmo do PWM vetorial.	71
Figura 5.19 – Saídas PWM filtradas. Tensões de fase e tensão de linha.	72
Figura 5.20 – Sinais de comando PWM.	73
Figura 5.21 – Correntes no rotor e no estator na velocidade de 1260 rpm.	74
Figura 5.22 – Correntes no rotor e no estator na velocidade de 1800 rpm.	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Padrões ligado (1)/desligado (0) das chaves e tensões instantâneas resultantes para o inversor de tensão trifásico.	31
Tabela 3.2 – Padrões de chaveamento e vetores correspondentes e seus componentes em (α, β)	32
Tabela 3.3 – Definições dos tempos t_1 e t_2 para diferentes setores em termos das variáveis X, Y e Z.	36
Tabela 5.1 – Valores em ponto fixo possíveis de serem representados em 16 bits.	57
Tabela 5.2 – Valores dos parâmetros utilizados como base no sistema por unidade (pu). .	58
Tabela 5.3 – Relação entre a resolução do conversor R/D e a velocidade máxima do eixo.	62
Tabela 5.4 – Valores de seno armazenados em tabela.	63
Tabela 5.5 – Relação entre a razão cíclica e setor.	70

LISTA DE SÍMBOLOS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
(α, β)	Eixos de coordenadas ortogonal estacionário	
A/D	Conversor analógico/digital	
β	ângulo de passo	°
B	coeficiente de atrito	
$c_1, c_2, c_3,$ c_4, c_5 e c_6	parâmetros empíricos que dependem das características aerodinâmicas da turbina	
C_p	Coefficiente de potência da turbina	
D/A	Conversor digital/analógico	
dq	Eixos de coordenadas ortogonal girante	
DSP	Processador Digital de Sinais	
i_{qs} e i_{ds}	correntes no estator referenciadas aos eixos dq	A
J	inércia do gerador	kg.m ²
JTAG	Padrão de comunicação entre o microcontrolador e o computador	
L_m	indutância magnetizante	H
L_r	indutância do rotor	H
L_s	indutância do estator	H
λ	razão entre a velocidade da ponta de pá e a velocidade do vento	
λ_{qs} e λ_{ds}	fluxos no estator referenciados aos eixos dq	Wb
p	número de pólos do gerador	
P_{mec}	potência mecânica entregue pela turbina eólica ao gerador elétrico	W
P_r	potência elétrica desenvolvida no rotor do gerador elétrico	W
P_s	potência elétrica desenvolvida no estator do gerador elétrico	W
P_{turb}	potência mecânica extraída do vento pela turbina	W
P_{vent}	Potência disponível no vento	W
Q_r	potência reativa no rotor do gerador	Var
Q_s	potência reativa no estator do gerador	Var
R	raio da circunferência descrita pelas pás da turbina	m

ρ	densidade do ar	kg/m ³
r_s	resistência do enrolamento do estator	Ω
S	área circular da superfície atravessada pelo vento	m ²
s	escorregamento do gerador elétrico	
T_A, T_B e T_C	tempos de chaveamento das chaves do inversor	s
T_e	torque eletromagnético do gerador	N.m
T_L	torque mecânico	N.m
T_{mec}	torque mecânico entregue ao eixo do gerador elétrico	N.m
T_{PWM}	período de chaveamento do PWM vetorial	s
V_α, V_β	tensões nas coordenadas (α, β)	V
V_{cc}	tensão contínua no elo CC	V
v_{qs} e v_{ds}	tensões no estator referenciadas aos eixos dq	V
\mathbf{V}_R	vetor de referência do PWM vetorial	
v_v	velocidade do vento ao atravessar a superfície	m/s
ω_e	frequência angular elétrica	rad/s
ω_{mec}	velocidade mecânica do eixo do gerador elétrico	rad/s
ω_r	velocidade angular da turbina	rad/s
ω_s	velocidade síncrona	rad/s
ω_{slip}	velocidade de escorregamento	rad/s

1 INTRODUÇÃO GERAL

O consentimento geral de que as fontes convencionais de energia na Terra são limitadas e finitas, a busca por melhor qualidade de vida através da preservação do meio ambiente e a previsão de escassez de energia elétrica no futuro próximo abrem caminho para o desenvolvimento de fontes alternativas e auto-sustentáveis de energia. Nesse contexto, o aproveitamento da energia eólica para geração de eletricidade tem papel fundamental, por ser uma das tecnologias mais eficazes disponíveis atualmente para adoção em escala global.

A matriz energética brasileira, baseada na energia hidráulica, é considerada limpa. No entanto, sua dependência das águas das chuvas ficou evidente na última grande crise energética nacional. Esse fato atentou para a necessidade da diversificação da matriz de energia e, desde então, novas fontes vêm sendo incorporadas, como o gás natural, utilizado em termelétricas.

Para garantir a utilização de fontes renováveis de energia, o Governo Federal criou o programa de incentivo às fontes alternativas de energia elétrica (PROINFA). O programa estabelece algumas vantagens, como garantia de contratação de fontes de energia alternativa para o sistema interligado nacional (SIN) e linhas de créditos com financiamentos de até 70% do investimento. Para tanto, alguns requisitos devem ser cumpridos, entre eles um índice mínimo de nacionalização de 60% do custo total do projeto.

Com base nos fatos expostos, foi firmado um acordo de cooperação e intercâmbio científico e tecnológico entre a Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e a WEG S.A. para a realização de um projeto de pesquisa e desenvolvimento de estratégias de controle para geradores de indução do tipo duplamente alimentado, visando sua aplicação no aproveitamento da energia eólica. A equipe técnica participante foi formada por professores, doutorandos, mestrandos e alunos de iniciação científica. Este trabalho foi desenvolvido dentro deste contexto e trata-se de uma pesquisa aplicada, da qual espera-se que resulte num produto comercial.

O objetivo desta dissertação é aplicar o controle vetorial em um gerador de indução duplamente alimentado com escovas, em específico com um sistema microcontrolado, constituindo-se em uma primeira implementação do sistema protótipo. A modelagem,

projeto de controladores e simulação do sistema no Matlab foi realizada por Hélio Voltolini em sua tese de doutorado [1] e, o presente trabalho procurou aplicar esses estudos, apresentando resultados experimentais.

Essa dissertação está dividida em 6 capítulos, dos quais 1 e 6 são a introdução e conclusão, respectivamente. Os capítulos restantes serão brevemente descritos nos parágrafos a seguir.

O capítulo 2 apresenta os sistemas eólicos no atual estado da arte. São introduzidos os aerogeradores, seus principais componentes e o princípio de conversão da energia cinética dos ventos em energia mecânica rotacional. Para finalizar, são comparados os geradores elétricos mais empregados em turbinas eólicas de velocidade fixa e variável.

O capítulo 3 trata do controle vetorial do gerador de indução duplamente alimentado. São expostos seus principais componentes, começando pelas transformadas de Clarke e de Park. A seguir, o modelo do gerador nos eixos de referências dq e o princípio de controle por campo orientado são apresentados. Os problemas e soluções para a estimação do fluxo do estator e o PWM vetorial, ou “Space Vector PWM”, finalizam o capítulo.

O projeto das malhas de controle de corrente e de velocidade, realizado por Hélio Voltolini em sua tese de doutorado [1], é apresentado no capítulo 4.

O capítulo 5 contém a maior contribuição do trabalho, pois apresenta a implementação de todos os passos apresentados nas etapas anteriores. O texto inicia com a descrição dos componentes da bancada experimental utilizada e do ambiente de desenvolvimento do “software”. Na seqüência é apresentada a estrutura do programa desenvolvido e uma breve comparação entre as linguagens de programação utilizadas. Para introduzir os diferentes formatos numéricos é apresentada uma comparação entre os microprocessadores que operam em ponto fixo e em ponto flutuante. A seguir é apresentada a representação numérica em ponto fixo e suas operações aritméticas. As formas utilizadas para realizar as medições de corrente, tensão e posição do rotor são expostas com auxílio de desenhos e diagramas de blocos para auxiliar a compreensão. Na seqüência, a estimação do fluxo e a implementação do PWM vetorial apresentam contribuições importantes, inclusive apresentando resultados experimentais. Finalizando o capítulo são mostrados resultados experimentais das correntes do rotor validando o projeto e a implementação das malhas de controle.

2 SISTEMAS EÓLICOS

2.1 INTRODUÇÃO

Apesar da energia eólica ser utilizada há milhares de anos para a produção de energia mecânica, o seu emprego como fonte de energia elétrica é muito recente. As primeiras tentativas datam do fim do século XIX, porém, apenas na década de 70 com a crise mundial do petróleo, houve investimento suficiente para viabilizar o desenvolvimento e aplicação em escala comercial dessa fonte de energia [2].

O equipamento responsável por fazer a conversão da energia mecânica do vento em energia elétrica é a turbina eólica ou aerogerador. A figura 2.1 apresenta como exemplo um equipamento de 600 kW fabricado pela Wobben Windpower e instalado em Bom Jardim da Serra, no planalto serrano catarinense. O modelo apresentado com três pás, eixo horizontal e torre tubular é o mais utilizado atualmente.

Este capítulo apresenta os principais componentes de uma turbina eólica, o princípio de conversão de energia e os tipos de geradores elétricos mais utilizados.



Figura 2.1 – Aerogerador de 600 kW da Wobben Windpower [3].

2.2 COMPONENTES DE UM AEROGERADOR

Os principais componentes de um aerogerador são mostrados na figura 2.2 e são descritos a seguir.

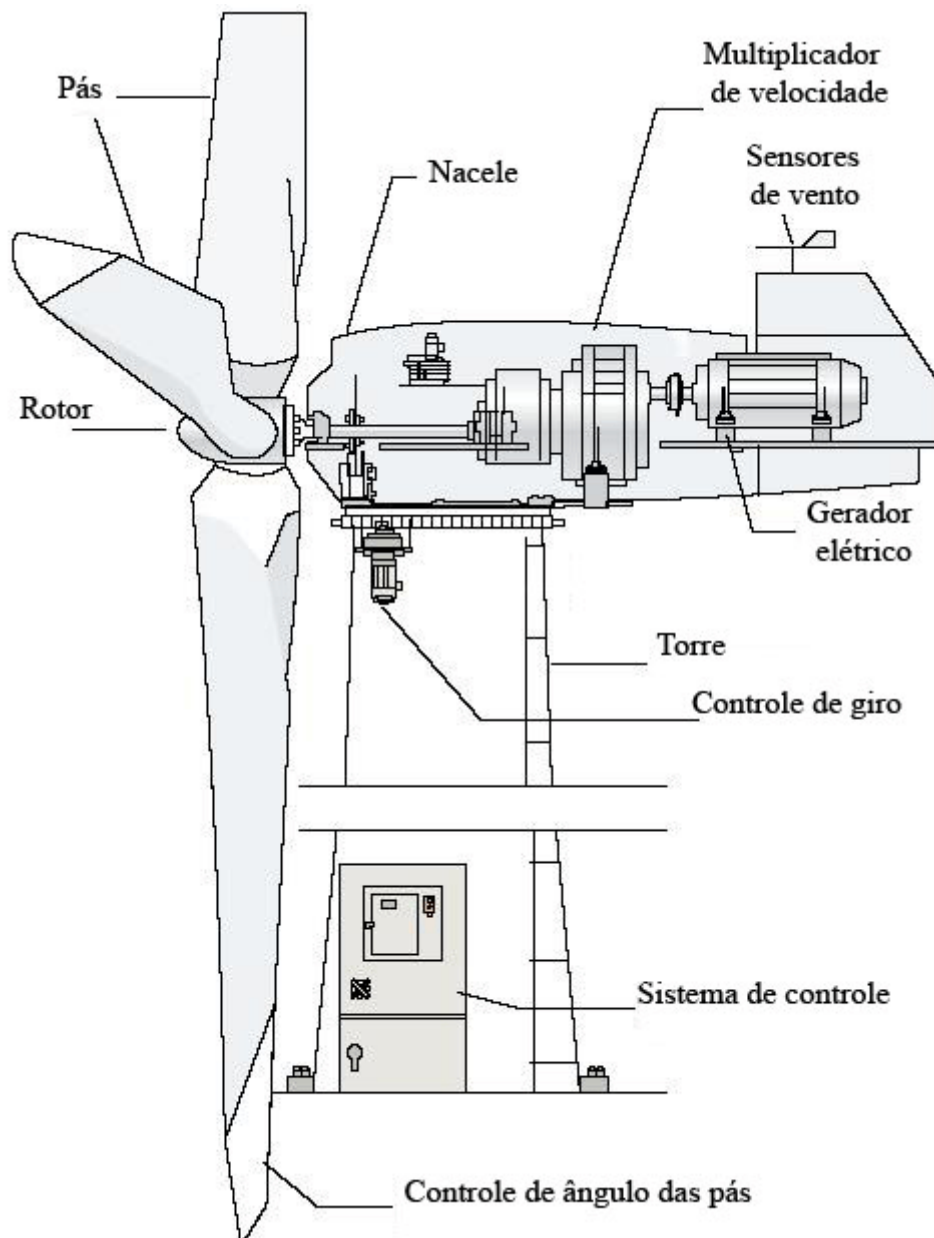


Figura 2.2 – Componentes de um aerogerador [2].

- Torre – provê a sustentação da nacele e do rotor na altura adequada para o funcionamento da turbina;
- Nacele – protege os componentes internos das intempéries;

- Pás – responsáveis por transformar a energia cinética do vento em energia rotacional no eixo do aerogerador;
- Rotor – conduz a energia rotacional até o multiplicador de velocidade;
- Multiplicador de velocidade – aumenta a velocidade para o gerador elétrico. Também conhecido como caixa de transmissão ou “gearbox”;
- Gerador elétrico – transforma energia mecânica rotacional em energia elétrica;
- Sensores de vento – indicam a velocidade e direção do vento;
- Controle de giro – posiciona o aerogerador de acordo com a direção do vento;
- Controle de ângulo das pás (ângulo de passo) – muda a inclinação das pás conforme a velocidade do vento;
- Sistema de controle – responsável pela supervisão e controle do gerador elétrico.

2.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DE UMA TURBINA EÓLICA

O princípio de funcionamento de uma turbina eólica baseia-se na conversão da energia cinética, que é resultante do movimento de rotação causado pela incidência do vento nas pás. O perfil aerodinâmico das pás, equivalente ao das asas de um avião, garante que a força de sustentação gire o rotor e conseqüentemente o gerador elétrico.

A potência disponível no vento que atravessa uma determinada superfície pode ser caracterizada pela equação (2.1).

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho S v_v^3 \quad (2.1)$$

na qual:

P_{vent} é a potência disponível do vento [W];

ρ é a densidade do ar [kg/m^3];

S é a área circular da superfície atravessada pelo vento [m^2];

v_v é a velocidade do vento ao atravessar a superfície [m/s].

Todavia, a energia disponível no vento não consegue ser totalmente recuperada pelo aerogerador, haja vista que o vento que atravessa a hélice ainda continua com certa velocidade na esteira do rotor. O coeficiente que indica a quantidade de energia do vento que pode ser aproveitada é C_p , o qual é ilustrado pela razão:

$$C_p = \frac{\text{Potência extraída do vento}}{\text{Potência disponível no vento}}$$

A eficiência aerodinâmica do rotor está limitada em 59,3% da energia presente no vento, sendo chamado de limite de Betz. Isso significa que C_p máximo teórico é de 0,593.

Considerando o coeficiente de potência da turbina, C_p , determina-se a potência extraída do vento por um aerogerador pela equação (2.2).

$$P_{turb} = \frac{1}{2} C_p \rho S v_v^3 \quad (2.2)$$

na qual:

P_{turb} é a potência mecânica extraída do vento pela turbina [W];

C_p é o coeficiente de potência da turbina.

O rendimento de uma turbina eólica é fortemente influenciado por C_p . Por sua vez esse coeficiente é função não-linear de λ e β , definidos como razão entre velocidade da ponta de pá e velocidade do vento e ângulo de passo, respectivamente.

O controle do ângulo de passo é um sistema ativo que altera o ângulo de ataque das pás girando-as em torno de seu próprio eixo longitudinal, com o propósito de melhor aproveitar a velocidade do vento ou atuar na proteção do aerogerador. A redução do ângulo de ataque diminui as forças aerodinâmicas atuantes e, conseqüentemente, a extração de potência. Para todas as velocidades do vento superiores à nominal, o ângulo é escolhido de forma que a turbina produza apenas a potência nominal [1].

A relação entre C_p e as variáveis λ e β é dada pela equação (2.3).

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda}} + c_6 \lambda \quad (2.3)$$

na qual:

λ é a razão entre a velocidade da ponta de pá e a velocidade do vento (“tip speed ratio”);

β é o ângulo de passo [°];

c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 e c_6 são parâmetros que dependem das características aerodinâmicas da turbina e são determinados empiricamente.

A razão de velocidade, λ , é obtida pela equação (2.4):

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{v_v} \quad (2.4)$$

na qual:

ω_r é a velocidade angular da turbina [rad/s];

R é o raio da circunferência descrita pelas pás da turbina [m].

A equação (2.5) apresenta a relação entre λ e β .

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (2.5)$$

Para uma turbina com características construtivas que resultam nos parâmetros $c_1 = 0,5176$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0,4$, $c_4 = 5$, $c_5 = 21$ e $c_6 = 0,0068$, pode-se traçar as curvas de C_p em função das variáveis λ e β , conforme mostrado na figura 2.3.

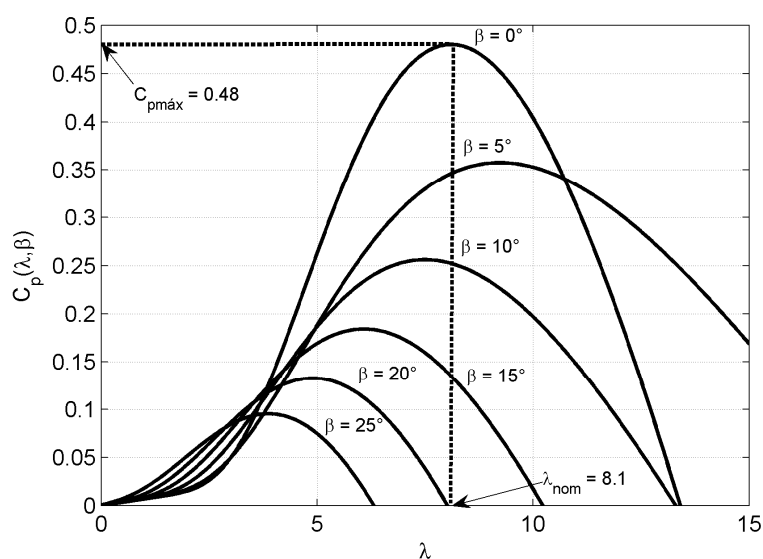


Figura 2.3 – Comportamento de C_p em função das variáveis λ e β . Fonte [1].

Observando as curvas da figura 2.3 percebe-se que existe um valor de λ para o qual C_p é máximo. Para aerogeradores operando em velocidade variável, entre as velocidades de vento de partida e nominal, é possível controlar a velocidade da turbina a fim de operar com λ num valor ótimo. Esse procedimento garante que a turbina estará sempre extraindo o máximo de potência do vento. Desta forma, a malha de controle de velocidade do gerador elétrico deve garantir que na operação entre as velocidades de vento mínima e nominal, a velocidade da turbina acompanhe a trajetória de máxima potência indicada na figura 2.4.

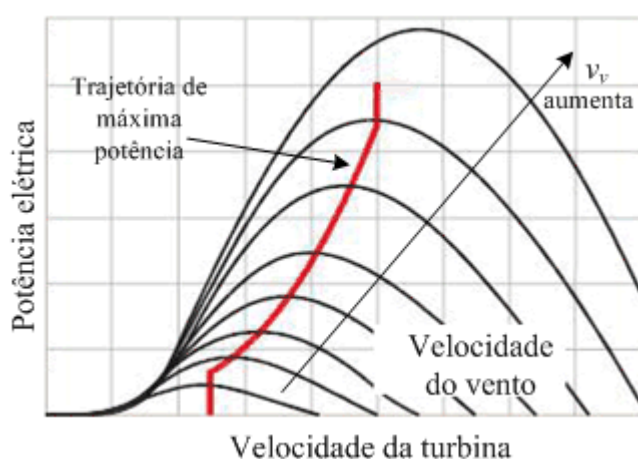


Figura 2.4 – Trajetória de máxima potência.

2.4 AEROGERADORES DE VELOCIDADE VARIÁVEL

Para tentar extrair a máxima energia disponível em diferentes velocidades do vento, acompanhando a trajetória de máxima potência apresentada na figura 2.4, é necessário um sistema que opere em velocidade variável.

Basicamente existem duas categorias de sistemas de geradores elétricos para aplicação em turbinas eólicas: de velocidade fixa e de velocidade variável. Na primeira são utilizadas máquinas de indução com rotor em gaiola, sendo ligadas diretamente à rede elétrica, como mostrado na figura 2.5. Estes sistemas não permitem o aproveitamento otimizado do vento, o que é possível com os sistemas de velocidade variável, os quais são mais complexos e necessitam o emprego de conversores estáticos.

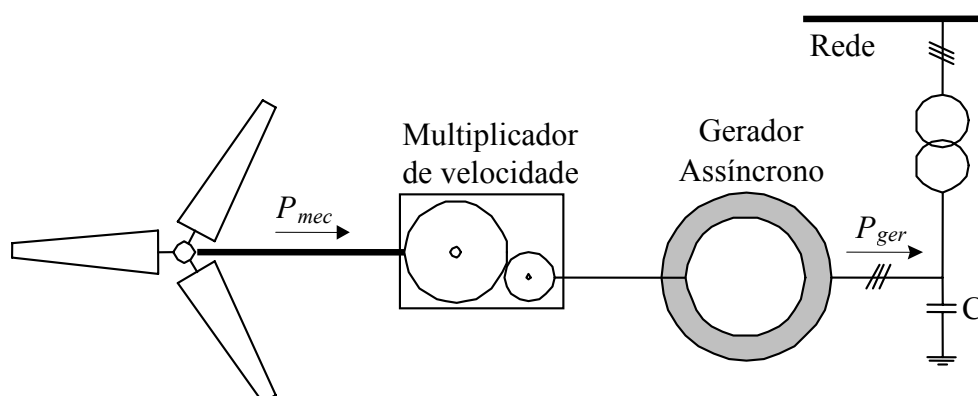


Figura 2.5 – Sistema com operação em velocidade fixa.

Dois tipos de geradores são encontrados em aplicações de velocidade variável em turbinas de grande porte: o síncrono e o de indução. A utilização do gerador síncrono, conforme a figura 2.6, requer um conversor entre o estator e a rede, sendo que este deve ser da mesma potência do gerador. Com o emprego de um gerador síncrono com ímãs permanentes ou com rotor bobinado, construído com um grande número de pólos, é possível dispensar o multiplicador de velocidade. Neste caso, com a operação do gerador em baixas velocidades, é possível o acoplamento direto à turbina eólica.

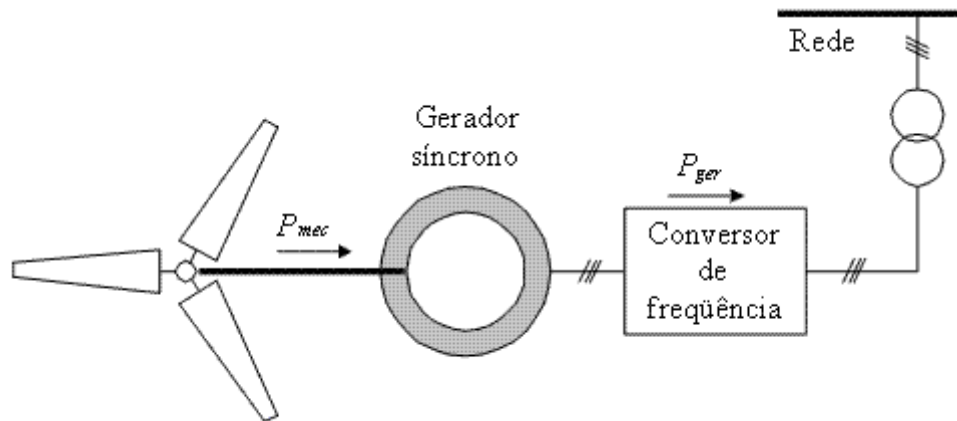


Figura 2.6 – Sistema síncrono em operação em velocidade variável.

O sistema de velocidade variável utilizando um gerador de indução com rotor bobinado tem os enrolamentos do estator e do rotor da máquina ligados à rede, sendo o primeiro ligado diretamente e o segundo através de um conversor estático. A figura 2.7 ilustra essa configuração.

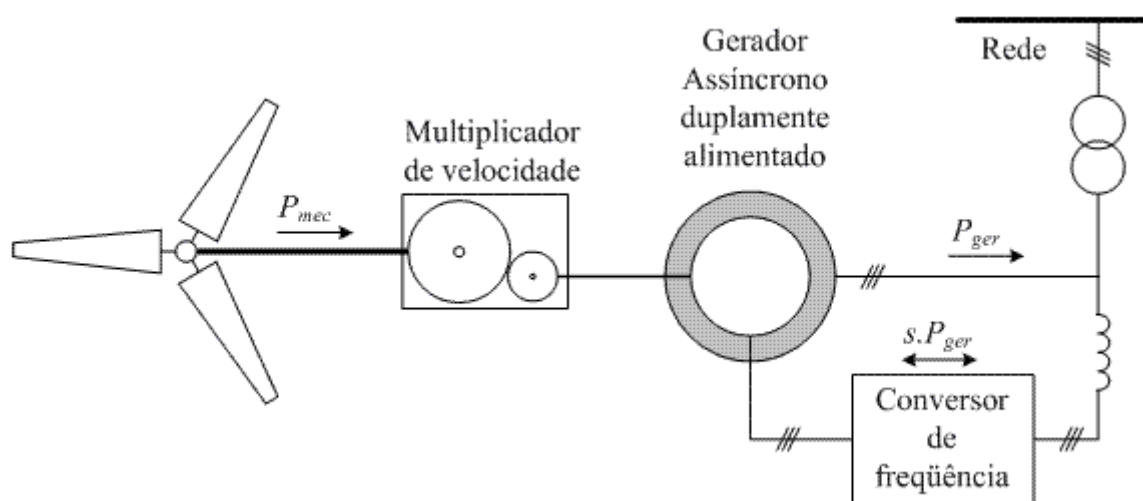


Figura 2.7 – Sistema assíncrono em operação em velocidade variável.

Se a variação de velocidade requerida permanecer reduzida em torno da velocidade síncrona, a capacidade do conversor pode ser minimizada tornando-se função do escorregamento da máquina, como mostrado a seguir.

A desvantagem dessa proposta é a presença de escovas no gerador, no entanto, o sistema de controle projetado pode ser facilmente adaptado para ser utilizado num sistema com um gerador duplamente alimentado sem escovas [1].

O conversor estático ligado entre o circuito do rotor e a rede é formado por dois conversores na configuração “back-to-back”, sendo denominados de conversor do lado do rotor e conversor do lado da rede, como mostrado na figura 2.8.

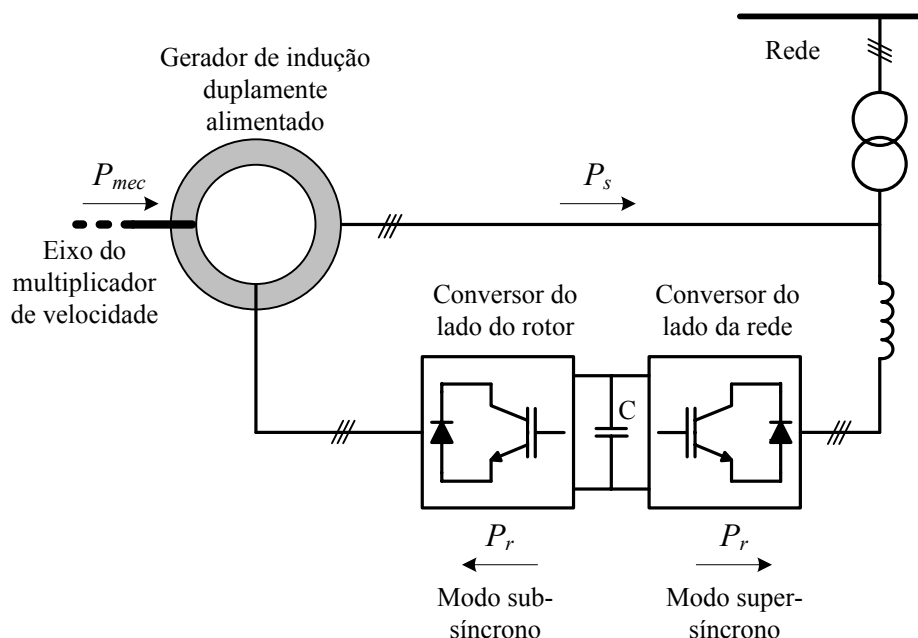


Figura 2.8 – Sistema eólico de velocidade variável com gerador de indução duplamente alimentado.

Tal configuração permite o fluxo bidirecional de potência do rotor de acordo com a velocidade da turbina eólica [1].

Fazendo o balanço de potência ideal, constata-se que a turbina eólica transfere potência mecânica para o gerador que a transforma em potência elétrica no estator, o qual, por sua vez, fornece potência ao circuito do rotor. Portanto:

$$P_{mec} = P_s - P_r \quad (2.6)$$

na qual,

P_{mec} é a potência mecânica entregue pela turbina eólica ao gerador elétrico [W];

P_s é a potência elétrica desenvolvida no estator do gerador elétrico [W];

P_r é a potência elétrica desenvolvida no rotor do gerador elétrico [W].

A potência mecânica pode ser expressa pela equação (2.7).

$$P_{mec} = T_{mec} \omega_{mec} \quad (2.7)$$

na qual,

T_{mec} é o torque mecânico entregue ao eixo do gerador elétrico [N.m];

ω_{mec} é a velocidade mecânica do eixo do gerador elétrico [rad/s].

Substituindo a velocidade mecânica pela elétrica e lembrando que em regime permanente os torques mecânicos e elétricos se igualam, tem-se as equações (2.8) e (2.9).

$$P_{mec} = T_e (1-s) \omega_e \quad (2.8)$$

$$P_{mec} = T_e \omega_e - s T_e \omega_e \quad (2.9)$$

nas quais,

T_e é o torque eletromagnético do gerador [N.m];

ω_e é a frequência angular elétrica [rad/s];

s é o escorregamento do gerador elétrico.

A equação (2.10) descreve a potência desenvolvida pelo estator, P_s .

$$P_s = T_e \omega_e \quad (2.10)$$

A potência desenvolvida pelo rotor, P_r , é dada por:

$$P_r = P_{mec} - P_s = s T_e \omega_e \quad (2.11)$$

A equação (2.11) pode ser escrita da seguinte forma:

$$P_r = sP_s \quad (2.12)$$

Portanto, sendo ω_s a velocidade síncrona e ω_r a velocidade do gerador, se for considerado uma região de operação tal que $0,7\omega_s \leq \omega_r \leq 1,3\omega_s$, o conversor e demais componentes associados serão dimensionados para 30% da potência do gerador [1].

Ainda na figura 2.8, é possível verificar a indicação do fluxo de potência no estator e rotor para velocidades sub-síncronas e super-síncronas. Para a operação na velocidade síncrona o circuito impõe uma corrente constante no rotor. Para a melhor eficiência do sistema a operação em condições nominais se dá na região super-síncrona, pois nessa região, tanto o estator quanto o rotor fornecem potência para a rede. Este ponto de operação pode ser ajustado através da relação do multiplicador de velocidade entre a turbina e o gerador [1].

2.5 CONCLUSÃO

Nesse capítulo foram apresentadas as características básicas de um aerogerador, o princípio de funcionamento de uma turbina eólica e os principais geradores elétricos utilizados. Atenção especial foi dada aos sistemas de velocidade variável e à trajetória de máxima potência. Por fim, foi apresentado com mais detalhes o sistema utilizando o gerador de indução duplamente alimentado com os conversores na configuração “back-to-back”. O equacionamento desenvolvido para o balanço de potência deixa clara a vantagem da utilização dessa configuração para sistemas de alta potência, uma vez que os conversores podem ter suas potências reduzidas.

3 CONTROLE VETORIAL DE UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

3.1 INTRODUÇÃO

Com o emprego de microcontroladores e DSPs com alto poder de processamento, o acionamento das máquinas assíncronas, especialmente o motor de indução com rotor em gaiola, tem se tornado cada vez mais simples e preciso, permitindo o emprego de técnicas avançadas de controle. Este capítulo descreve de forma simples o controle vetorial de máquinas elétricas, ou controle por campo orientado, e as etapas necessárias para a sua implementação num sistema microcontrolado.

O princípio do controle vetorial no acionamento de máquinas elétricas está baseado no controle da magnitude e fase das tensões e correntes impostas por um conversor estático. Essa técnica permite que o torque e o fluxo de uma máquina elétrica CA sejam controlados de forma independente, da mesma forma que é feito no controle da máquina de corrente contínua (máquina CC), o qual é bastante vantajoso.

O controle vetorial aplicado ao gerador de indução duplamente alimentado, na configuração da figura 2.8, permite que as potências ativa e reativa sejam controladas de forma independente. Esta técnica é baseada no conceito da decomposição de variáveis como tensão, corrente e fluxos, em um sistema de eixos fictícios ortogonais dq , os quais, geralmente, têm como ponto fixo de referência o fluxo produzido no estator, ou a velocidade do rotor, ou ainda o fluxo no entreferro da máquina.

Os conversores presentes no sistema têm funções distintas. O do lado do rotor controla a potência ativa e reativa no estator. O conversor da rede mantém a tensão constante no elo do capacitor C, a qual é uma tensão contínua (veja figura 2.8), independente do sentido da potência do rotor. A implementação do controle vetorial realizada nesse trabalho engloba apenas o conversor do lado do rotor. O conversor do lado da rede funciona com a programação original de fábrica.

A seguir serão apresentados os principais componentes que compõem a implementação do controle vetorial do conversor do lado do rotor.

3.2 TRANSFORMAÇÃO ENTRE EIXOS DE REFERÊNCIA

A utilização das transformadas entre eixos de referência nos estudos de máquinas elétricas tem se mostrado não apenas importante na análise, mas também na implementação de sofisticados sistemas de controle [4]. As transformadas de Clarke e de Park constituem etapas fundamentais do controle vetorial. Através delas se torna possível a representação de variáveis trifásicas defasadas de 120° por outras bifásicas com defasagem de 90° em eixos de referência estacionários e girantes.

3.2.1 TRANSFORMADA DE CLARKE

A transformada de Clarke torna um sistema trifásico em um bifásico ortogonal com eixos estacionários. Na figura 3.1 é mostrada a equivalência entre o sistema (a,b,c) e o (α,β). A variável denotada por f pode representar corrente, tensão, enlaces de fluxo, ou cargas elétricas.

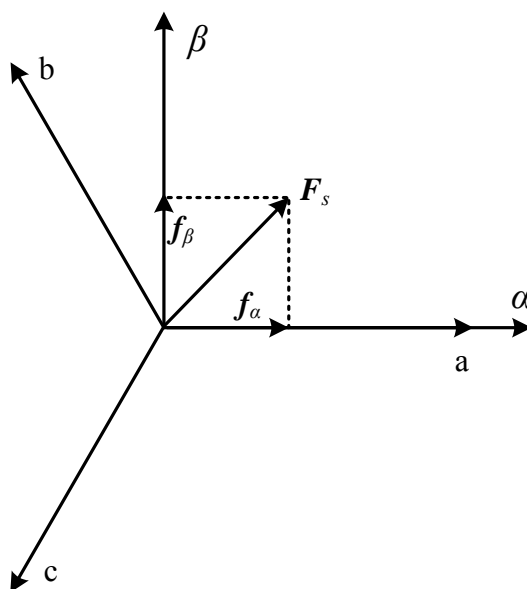


Figura 3.1 – Transformada de Clarke.

O conjunto de equações (3.1) é o resultado da transformação de f_a, f_b e f_c em f_α, f_β e f_0 .

$$\begin{aligned}
 f_{\alpha} &= \frac{2}{3}f_a - \frac{1}{3}(f_b - f_c) \\
 f_{\beta} &= \frac{2}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \\
 f_0 &= \frac{2}{3}(f_a + f_b + f_c)
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Considerando a aplicação em sistemas trifásicos equilibrados, no qual $f_a + f_b + f_c = 0$ e, convencionando o eixo α sobreposto ao eixo a , como na figura 3.1, as equações de Clarke se reduzem às mostradas em (3.2).

$$\begin{aligned}
 f_{\alpha} &= f_a \\
 f_{\beta} &= \frac{f_a + 2f_b}{\sqrt{3}}
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

3.2.2 TRANSFORMADA DE PARK

A transformada de Park associa as variáveis do estator e do rotor a um eixo imaginário que gira com o fluxo no estator. Dessa forma, do ponto de vista do fluxo do estator as variáveis são vistas como constantes.

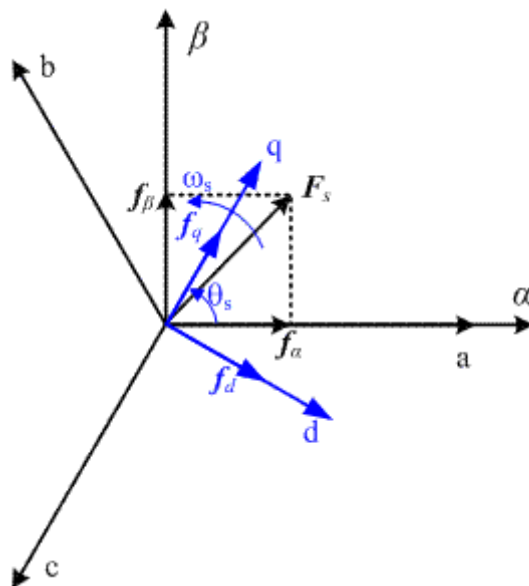


Figura 3.2 – Transformada de Park.

O conjunto de equações (3.3) representa a transformada de Park.

$$\begin{aligned} f_d &= f_\alpha \cos \theta + f_\beta \sin \theta \\ f_q &= -f_\alpha \sin \theta + f_\beta \cos \theta \end{aligned} \quad (3.3)$$

As equações que se referem à transformada inversa de Park são dadas por (3.4).

$$\begin{aligned} f_\alpha &= f_d \cos \theta - f_q \sin \theta \\ f_\beta &= f_d \sin \theta + f_q \cos \theta \end{aligned} \quad (3.4)$$

3.3 O MODELO DO GERADOR NAS REFERÊNCIAS DQ

Com o auxílio das transformadas de Clarke e de Park torna-se possível representar as variáveis envolvidas no controle vetorial diretamente nos eixos de referência dq . A seguir, é apresentado o modelo do gerador de indução duplamente alimentado que relaciona tensões, correntes e fluxos utilizando variáveis nesses eixos arbitrários.

As variáveis do estator são dadas pelo conjunto de equações (3.5).

$$\begin{cases} v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \\ v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \end{cases} \quad (3.5)$$

na qual,

v_{qs} e v_{ds} são as tensões no estator referenciadas aos eixos dq [V];

r_s é a resistência do enrolamento do estator [Ω];

i_{qs} e i_{ds} são as correntes no estator referenciadas aos eixos dq [A];

λ_{qs} e λ_{ds} são os fluxos no estator referenciados aos eixos dq [Wb];

ω_s é a velocidade síncrona [rad/s].

O circuito do rotor é modelado por (3.6).

$$\begin{cases} v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} \\ v_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} \end{cases} \quad (3.6)$$

na qual,

v_{qr} e v_{dr} são as tensões no rotor referenciadas aos eixos dq [V];

r_r é a resistência do enrolamento do rotor [Ω];

i_{qr} e i_{dr} são as correntes no rotor referenciadas aos eixos dq [A];

λ_{qr} e λ_{dr} são os fluxos no rotor referenciados aos eixos dq [Wb];

ω_r é a velocidade elétrica do rotor [rad/s].

O conjunto de equações em (2.7) define as relações entre fluxo e corrente.

$$\begin{cases} \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \\ \lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \end{cases} \quad (3.7)$$

na qual,

L_s , L_r e L_m são as indutâncias em [H] do estator, rotor e magnetizante, respectivamente.

As indutâncias L_s e L_r são representadas pelas relações em (2.8).

$$\begin{cases} L_s = L_{ls} + L_m \\ L_r = L_{lr} + L_m \end{cases} \quad (3.8)$$

Fazendo as devidas substituições nas equações acima, pode-se reescrever (3.5) e (3.6) por (3.9) e (3.10).

$$\begin{cases} v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{qs} + L_m \frac{d}{dt} (i_{qs} + i_{qr}) \\ v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{ds} + L_m \frac{d}{dt} (i_{ds} + i_{dr}) \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{dr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{qr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{qr} + i_{qs}) \\ v_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{qr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{dr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{dr} + i_{ds}) \end{cases} \quad (3.10)$$

A partir das equações (3.9) e (3.10) obtém-se o circuito equivalente para o gerador de indução duplamente alimentado, representado pela figura 3.3.

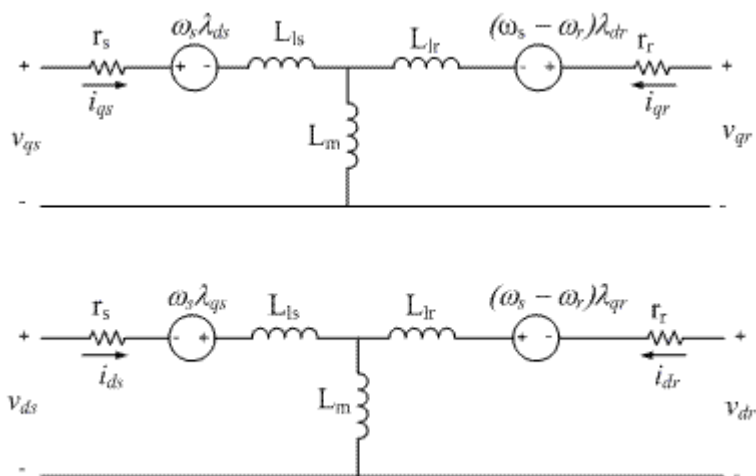


Figura 3.3 – Circuito equivalente do gerador de indução duplamente alimentado nos eixos dq .

A equação (3.11) define o torque eletromagnético desenvolvido pela máquina:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3.11)$$

na qual,

T_e é o torque eletromagnético do gerador [N.m];

p é o número de pólos do gerador.

O acoplamento entre as variáveis elétricas e mecânicas é dado pela equação (3.12):

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = T_e \quad (3.12)$$

na qual,

J é a inércia [kg.m^2];

B é o coeficiente de atrito;

ω_m é a velocidade mecânica do rotor [rad/s];

T_L é o torque mecânico [N.m].

As velocidades elétrica e mecânica relacionam-se segundo a equação (3.13).

$$\omega_r = \left(\frac{p}{2}\right) \omega_m \quad (3.13)$$

3.4 PRINCÍPIO DO CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO

O sistema de referência adotado para o controle vetorial é o mostrado na figura 3.4, no qual o sistema de eixo ortogonal dq_s gira na velocidade síncrona ω_s . O eixo d_s é alinhado com o fluxo do estator, λ_s , de forma que na direção desse eixo o fluxo seja constante e na direção do eixo q_s seja sempre zero. Então,

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = \lambda_s = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} = 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

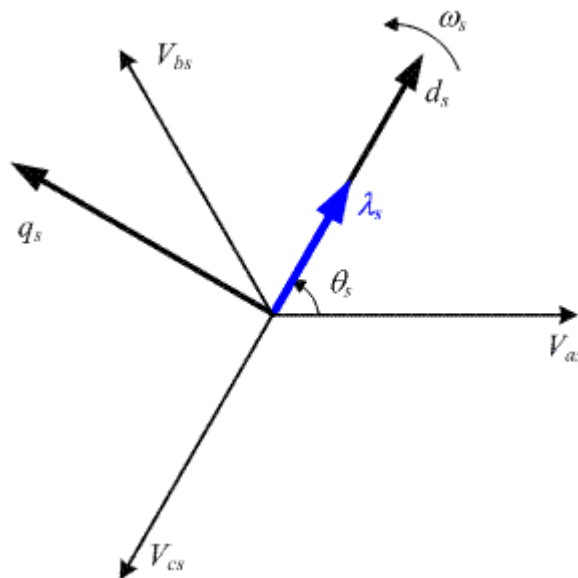


Figura 3.4 – Sistema de referência do controle vetorial.

Como o estator está ligado diretamente na rede, a influência da impedância do estator é pequena e, conseqüentemente, a corrente de magnetização, i_{ms} , pode ser considerada constante [5].

Assim:

$$\lambda_s = \lambda_{ds} = L_m i_{ms} \quad (3.15)$$

De (3.14) e (3.7), tem-se (3.16).

$$i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (3.16)$$

Desenvolvendo (3.15), (3.16) e (3.7), tem-se

$$\begin{cases} \lambda_{qr} = \sigma L_r i_{qr} \\ \lambda_{dr} = \frac{L_m^2 i_{ms}}{L_s} + \sigma L_r i_{dr} \end{cases} \quad (3.17)$$

na qual,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.18)$$

Utilizando (3.17) em (3.10) pode-se reescrever as equações das tensões do circuito do rotor por (3.19).

$$\begin{cases} v_{qr} = r_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{slip} \left(\frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ v_{dr} = r_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{slip} \sigma L_r i_{qr} \end{cases} \quad (3.19)$$

Na equação (3.19), ω_{slip} é a diferença entre a velocidade do estator e do rotor, dada por (3.20).

$$\omega_{slip} = \omega_s - \omega_r \quad (3.20)$$

Reescrevendo a equação (3.11) com o auxílio das equações (3.15) e (3.16) para deixá-la em função da corrente do rotor:

$$T_e = -\frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} i_{qr} \quad (3.21)$$

A equação (3.21) pode ser escrita em função do fluxo do estator:

$$T_e = -\frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr} \quad (3.22)$$

As potências ativa e reativa no rotor e no estator, nas coordenadas dq , são dadas pelas equações (3.23) e (3.24), respectivamente.

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} (v_{qr} i_{qr} + v_{dr} i_{dr}) \\ Q_r = \frac{3}{2} (v_{qr} i_{dr} - v_{dr} i_{qr}) \end{cases} \quad (3.23)$$

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \end{cases} \quad (3.24)$$

Fazendo as devidas substituições e aplicando as considerações apresentadas da equação (3.15) em (3.5), resulta (3.25).

$$\begin{cases} v_{d_s} = r_s i_{d_s} + L_m \frac{d}{dt} i_{ms} - \omega_s \lambda_{q_s} \\ v_{q_s} = r_s i_{q_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{q_s} + \omega_s \lambda_{d_s} \end{cases} \quad (3.25)$$

Lembrando, a corrente magnetizante i_{ms} é considerada constante e o fluxo no eixo q é zero. Desprezando a resistência do estator, tem-se:

$$\begin{cases} v_{d_s} \cong 0 \\ v_{q_s} \cong \omega_s \lambda_s \end{cases} \quad (3.26)$$

Aplicando o resultado obtido na equação (3.26) em (3.24) resulta nas potências ativa P_s e reativa Q_s da máquina.

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s \lambda_s}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s^2}{L_s} - \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s L_m}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (3.27)$$

Observando a equação (3.27), conclui-se que é possível controlar a potência ativa pela corrente i_{qr} e a reativa por i_{dr} . Essa característica do controle orientado por campo torna atraente seu emprego em máquinas de indução.

3.5 ESTIMAÇÃO DO FLUXO NO ESTATOR

O conhecimento do fluxo no estator de uma máquina elétrica consiste em uma importante tarefa na implementação de um controle vetorial. Existem, em geral, dois métodos para estimá-lo: um baseado unicamente em medidas de corrente, e outro baseado na integração utilizando medidas de corrente e tensão [6].

No primeiro, o fluxo é identificado resolvendo-se um conjunto de equações, nas quais vários parâmetros do motor são requeridos. Um dos problemas associado ao emprego deste método é a variação dos valores dos parâmetros com as condições de operação da

máquina, como, por exemplo, a variação da temperatura do motor. Uma das maneiras de solucionar este problema é a utilização de um identificador de parâmetros em tempo-real, aumentando a complexidade de implementação do sistema de um controle.

No segundo método, o fluxo no estator é obtido integrando sua força contra-eletromotriz, dado por (3.28).

$$\lambda_s = \int (V_s - r_s i_s) dt \quad (3.28)$$

na qual,

λ_s é o fluxo no estator [Wb];

V_s é a tensão no estator do gerador [V];

r_s é a resistência do enrolamento do estator [Ω];

i_s é a corrente no estator [A].

Neste método, o único parâmetro necessário é a resistência do enrolamento do estator, que pode ser facilmente obtida. Este parâmetro, em muitos casos, pode ser considerado constante.

O método baseado na integração dos valores medidos de corrente e tensão é preferido. Entretanto, quando um integrador puro é implementado analogicamente, pode apresentar instabilidade e saturação do sinal [7]. Esses problemas aparecem também quando a integração é realizada na forma discreta. O resultado deste erro é um nível contínuo produzido pela própria natureza da operação de integração e/ou pelo nível contínuo presente na medida da força contra-eletromotriz. Este último tipo de influência, por menor que seja o nível contínuo, pode levar o integrador à saturação. Já o nível contínuo na forma de erro na saída do integrador, associado à implementação deste de maneira discreta é constante.

3.5.1 O INTEGRADOR

Supondo um sinal X como entrada de um integrador, e sua saída dada por Y, tem-se:

$$Y = \int X dt \quad (3.29)$$

Uma forma de onda variável no tempo dada por (3.30) tem sua integral dada por (3.31). Nota-se nesta equação a componente contínua de valor A/ω . Se a integração de X começasse com uma defasagem de 90° exatos, esta constante A/ω seria nula. Esse caso é mostrado na figura 3.5.

$$X = A_m \text{sen}(\omega t) \quad (3.30)$$

$$Y = \frac{1}{\omega} (-A_m \cos(\omega t) + A) \quad (3.31)$$

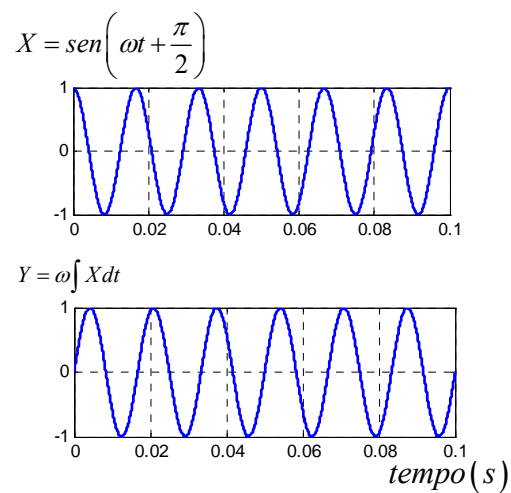


Figura 3.5 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso sem erro de integração.

A figura 3.6 mostra o caso extremo no qual o sinal começa a ser integrado na sua passagem por zero. Nesse caso a constante A assume o valor A_m .

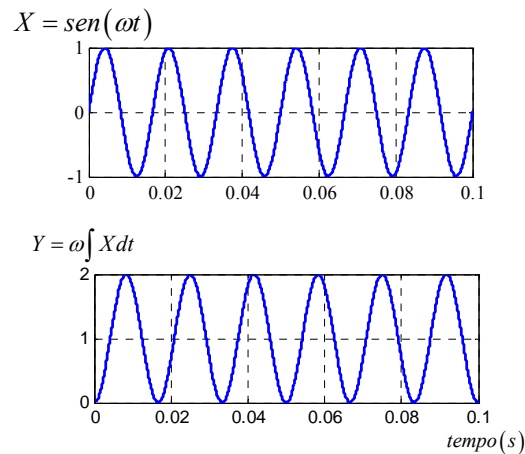


Figura 3.6 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso com erro causado pela condição inicial de integração.

Se o sinal X apresenta um nível contínuo A_{DC} , representado por (3.32), então a sua integral é dada por (3.33).

$$X = A_m \text{sen}(\omega t) + A_{DC} \quad (3.32)$$

$$Y = \frac{1}{\omega} (-A_m \cos(\omega t) + A) + A_{DC} t \quad (3.33)$$

Assim, em (3.33), A é um erro causado pelo valor inicial do limite de integração e o termo adicional de erro, $A_{DC}t$, é causado pelo nível contínuo na entrada. Este termo adicional tem o efeito de um sinal crescente (ou decrescente) em forma de uma rampa na saída, como pode ser visto na figura 3.7 e na figura 3.8. Na figura 3.7, também está presente o inconveniente causado pela condição inicial de integração.

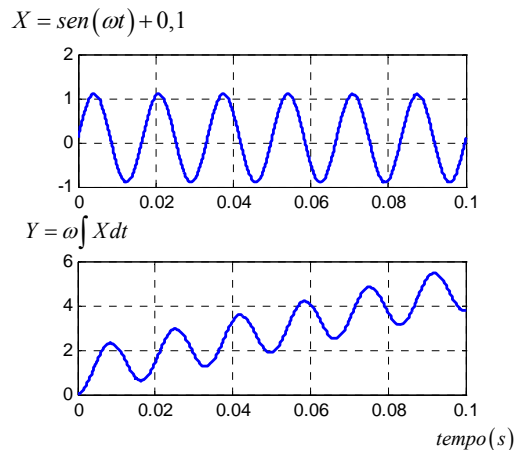


Figura 3.7 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso com erro causado pela condição inicial de integração e pelo nível contínuo no sinal de entrada.

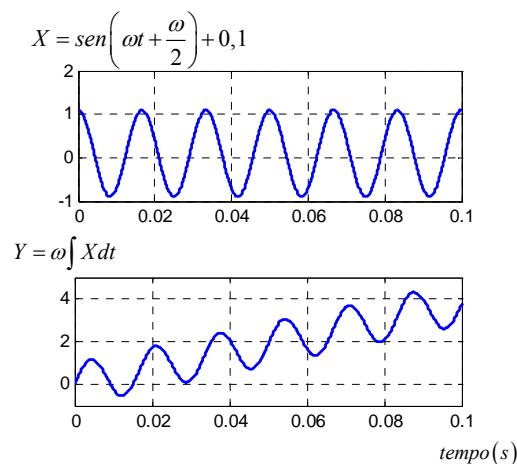


Figura 3.8 – Relação entre um sinal e sua integral. Caso com erro causado pelo nível contínuo no sinal de entrada.

3.5.2 SOLUÇÃO PROPOSTA

Grande parte das soluções apresentadas na literatura refere-se à implementação de filtros [6], [7] e [8]. Entre eles, filtros na entrada do integrador, em malhas de realimentação e até mesmo adaptativos. Um problema relacionado ao uso de filtros está na modificação da magnitude e da fase do sinal.

O valor médio de um sinal senoidal puro em um período é zero, e a solução proposta neste trabalho utiliza essa característica para corrigir o nível contínuo na saída do integrador. A cada ciclo do sinal de entrada o valor médio é calculado. O resultado é,

então, subtraído do sinal de saída e de entrada durante todo o ciclo seguinte. Adaptando-se a solução proposta por [7] chegou-se ao diagrama de blocos apresentado na figura 3.9 para o cálculo do fluxo.

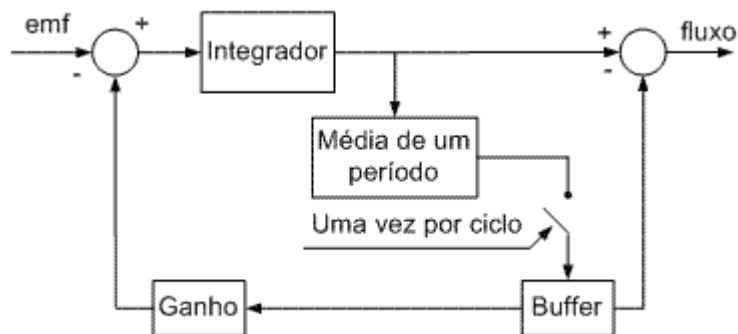


Figura 3.9 – Diagrama da solução proposta.

O sistema apresentado foi simulado com o auxílio do programa MATLAB. A figura 3.10 ilustra o sistema utilizado no Simulink.

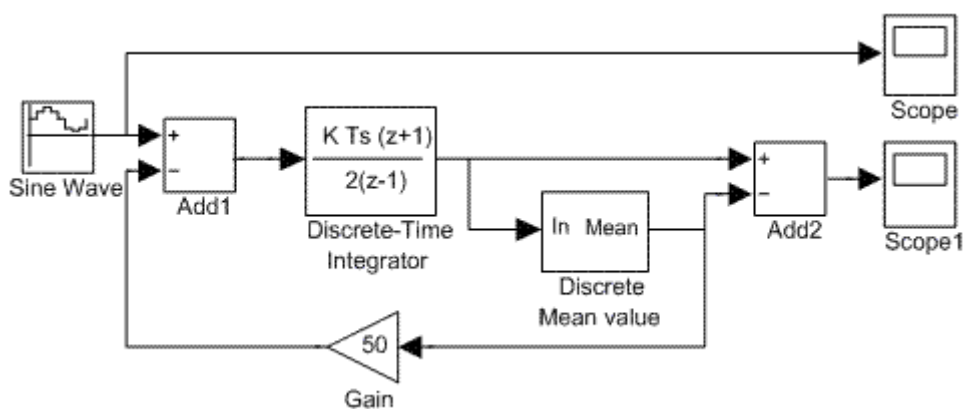


Figura 3.10 – Sistema simulado no MATLAB.

Na figura 3.11 pode ser visto o resultado da simulação para um sinal de entrada com fase zero e um nível contínuo, o qual é o pior caso. Pode-se observar que o nível contínuo da saída foi retirado no quarto ciclo.

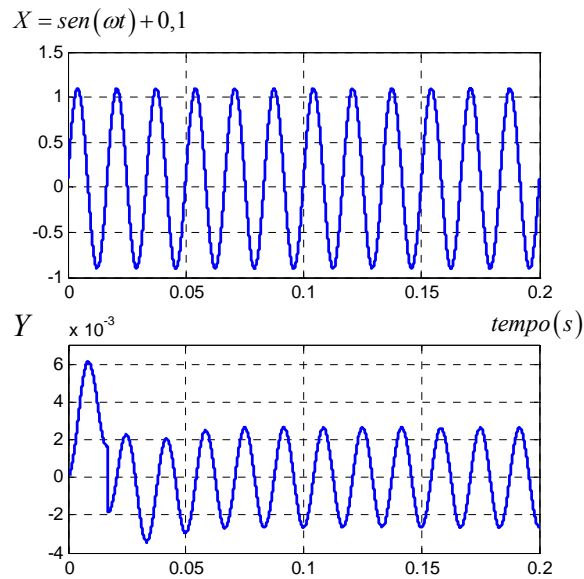


Figura 3.11 – Resultado de simulação para a técnica proposta.

3.6 PWM VETORIAL (SPACE VECTOR PWM)

A modulação por largura de pulsos do tipo vetorial (PWM Vetorial) é conhecida na literatura também pelo nome de “Space Vector PWM”. Esse tipo de modulação é utilizado para determinar o chaveamento dos transistores de um inversor de tensão trifásico, como o da figura 3.12, a partir de um vetor de referência no plano (α, β) , a fim de obter três correntes senoidais nas fases da carga.

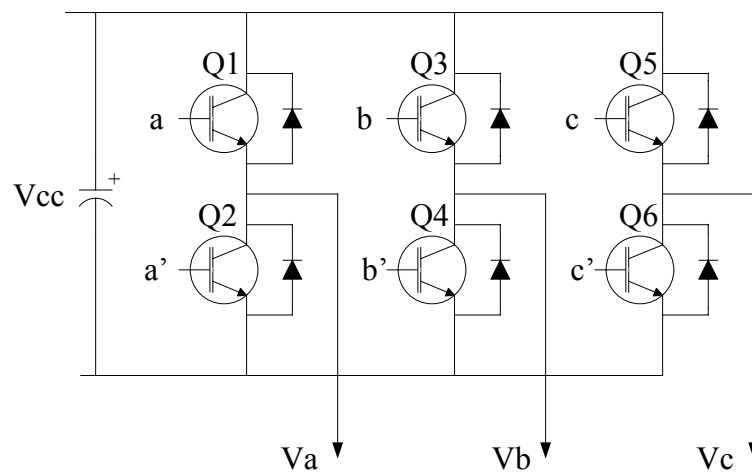


Figura 3.12 – Topologia do circuito elétrico de um inversor de tensão trifásico.

Já foi mostrado que a modulação vetorial gera menos distorção harmônica nas tensões ou correntes aplicadas nos enrolamentos do motor ou gerador, além de prover o uso mais eficiente da tensão CC da fonte de alimentação, quando comparada com a técnica de modulação tradicional, baseada em comparação com senóide [9].

As chaves de um mesmo ramo do inversor mostrado na figura 3.12 têm seus comandos complementares, desta forma apenas os estados das chaves superiores são analisados. Tal topologia permite apenas oito combinações de estados ligado e desligado das chaves superiores. Essas combinações e as tensões instantâneas de fase e de linha resultantes, para um barramento de tensão V_{CC} , são apresentadas na tabela 3.1. Nesta tabela, “a”, “b” e “c” são os gatilhos dos IGBTs.

Tabela 3.1 – Padrões ligado (1)/desligado (0) das chaves e tensões instantâneas resultantes para o inversor de tensão trifásico.

c	b	a	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$2V_{CC}/3$	$-V_{CC}/3$	$-V_{CC}/3$	V_{CC}	0	$-V_{CC}$
0	1	0	$-V_{CC}/3$	$2V_{CC}/3$	$-V_{CC}/3$	$-V_{CC}$	V_{CC}	0
0	1	1	$V_{CC}/3$	$V_{CC}/3$	$-2V_{CC}/3$	0	V_{CC}	$-V_{CC}$
1	0	0	$-V_{CC}/3$	$-V_{CC}/3$	$2V_{CC}/3$	0	$-V_{CC}$	V_{CC}
1	0	1	$V_{CC}/3$	$-2V_{CC}/3$	$V_{CC}/3$	V_{CC}	$-V_{CC}$	0
1	1	0	$-2V_{CC}/3$	$V_{CC}/3$	$V_{CC}/3$	$-V_{CC}$	0	V_{CC}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

O vetor de referência é conseguido após passar as variáveis do sistema abc para o (α, β) através da transformada de Clarke:

$$V_{\alpha} = V_{AN} \quad (3.34)$$

$$V_{\beta} = (2V_{BN} + V_{AN})/\sqrt{3} \quad (3.35)$$

Como existem apenas oito combinações possíveis para as chaves do inversor, V_α e V_β podem assumir apenas um número finito de valores no plano (α, β) de acordo com o estado do sinal de comando dos transistores (c, b, a). Esses valores de V_α e V_β correspondentes aos valores de tensão de fase (V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}) estão listados na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Padrões de chaveamento e vetores correspondentes e seus componentes em (α, β) .

c	b	a	V_α	V_β	$Vetor$
0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	$2V_{CC}/3$	0	V_1
0	1	0	$-V_{CC}/3$	$V_{CC}/\sqrt{3}$	V_2
0	1	1	$V_{CC}/3$	$V_{CC}/\sqrt{3}$	V_3
1	0	0	$-V_{CC}/3$	$-V_{CC}/\sqrt{3}$	V_4
1	0	1	$V_{CC}/3$	$-V_{CC}/\sqrt{3}$	V_5
1	1	0	$-2V_{CC}/3$	0	V_6
1	1	1	0	0	V_7

Esses valores de V_α e V_β , listados na tabela 3.2, são chamados de vetores-base. Cada um corresponde a uma combinação dos sinais de comando. Os oito vetores-base são mostrados na figura 3.13.

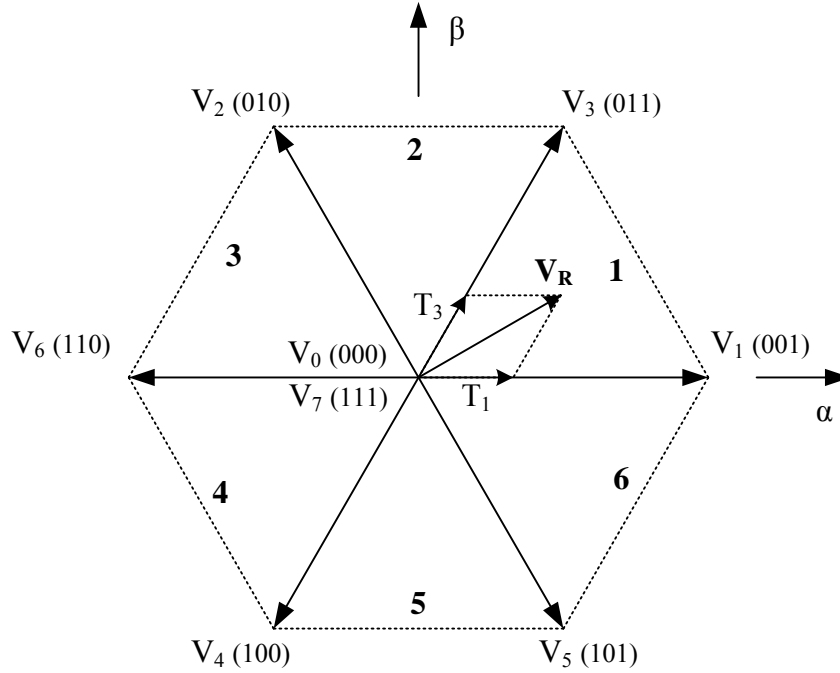


Figura 3.13 – Vetores-base nas coordenadas (α, β) .

O objetivo da técnica de PWM vetorial é aproximar um vetor de tensão de referência \mathbf{V}_R dado, pela combinação de padrões de chaveamento correspondente aos vetores-base. Uma aproximação simples é fazer com que a tensão média de saída do inversor, em um pequeno período de tempo T , seja a mesma que a média de \mathbf{V}_R no mesmo período. Isso é mostrado na equação (3.36) para \mathbf{V}_R no setor 1, no qual T_1 e T_3 são os tempos de aplicação dos padrões de chaveamento V_1 e V_3 respectivamente.

$$\frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} V_R dt = \frac{1}{T} (T_1 V_1 + T_3 V_3) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad T_1 + T_3 \leq T \quad (3.36)$$

Assumindo que o período PWM, T_{PWM} , é pequeno em relação à fundamental do sinal e que a mudança de \mathbf{V}_R é relativamente lenta, da equação (3.36) obtém-se (3.37).

$$\frac{1}{T} \int_{nT_{PWM}}^{(n+1)T_{PWM}} V_R dt = T_{PWM} V_R = (T_1 V_1 + T_3 V_3) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad T_1 + T_3 \leq T_{PWM} \quad (3.37)$$

A equação (3.37) mostra que para cada período PWM, a tensão de referência desejada \mathbf{V}_R pode ser aproximada aplicando no inversor o padrão de chaveamento de V_1 e

V_3 pelos períodos de tempo T_1 e T_3 , respectivamente. Como a soma de T_1 e T_3 é igual ou menor que T_{PWM} , o inversor precisa aplicar um vetor nulo no restante do tempo. Desta forma, se houver necessidade, os padrões V_0 e V_7 são utilizados. Assim, a equação (3.37) se torna:

$$T_{PWM}V_R = T_1V_1 + T_3V_3 + T_0(V_0 \text{ ou } V_7) \quad (3.38)$$

O vetor de referência é obtido mapeando a tensão trifásica no plano (α, β) . Quando as tensões de saída desejadas estão na forma de três tensões sinusoidais defasadas entre elas 120° , \mathbf{V}_R torna-se um vetor girante em torno da origem do plano (α, β) com frequência correspondente à das tensões sinusoidais. O hexágono formado pelos vetores-base na figura 3.13 representa seu valor máximo, entretanto, sua magnitude deve ser limitada ao menor raio, por este ser um vetor girante, o que resulta em uma magnitude máxima de $V_{CC}/\sqrt{2}$. Os valores eficazes máximos para as fundamentais das tensões de linha e de fase são $V_{CC}/\sqrt{2}$ e $V_{CC}/\sqrt{6}$. Esses valores são, respectivamente, $2/\sqrt{3}$ vezes maiores que os valores que uma técnica padrão de PWM sinusoidal pode gerar [9].

A partir da figura 3.14 são mostrados os passos para a determinação dos tempos que cada padrão de chaveamento deve ser aplicado nos IGBTs para obter a tensão dada pelo vetor de referência \mathbf{V}_R .

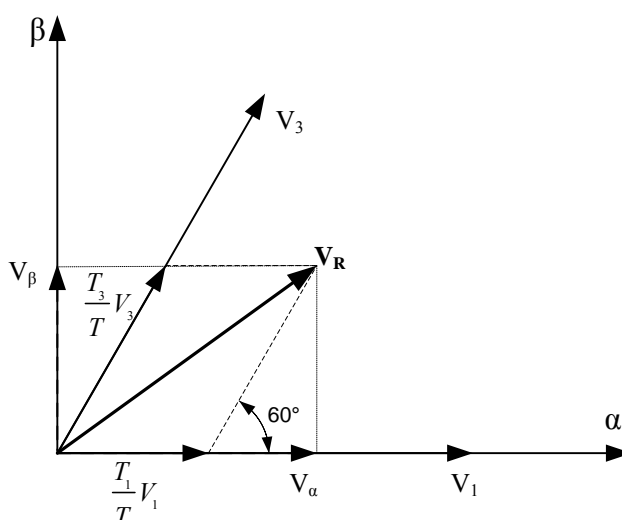


Figura 3.14 – Projeção do vetor de referência nos eixos dos vetores-base.

No caso da figura 3.14, como \mathbf{V}_R está no setor 1, ele é representado pelos vetores-base V_1 e V_3 . Assim, pode-se escrever,

$$\begin{cases} T = T_1 + T_3 + T_0 \\ V_R = \frac{T_1}{T}V_1 + \frac{T_3}{T}V_3 \end{cases} \quad (3.39)$$

Na qual, T_1 e T_3 são as respectivas durações de tempo para as quais V_1 e V_3 são aplicadas dentro do período T e, T_0 é a duração de tempo para a qual o vetor nulo é aplicado. Esses tempos são calculados da seguinte maneira:

$$\begin{cases} V_\alpha = \frac{T_1}{T}|V_1| + \frac{T_3}{T}|V_3|\cos(60^\circ) \\ V_\beta = \frac{T_3}{T}|V_3|\sin(60^\circ) \end{cases} \quad (3.40)$$

Segundo a tabela 3.2 e a figura 3.13 a magnitude de cada vetor-base é $2V_{CC}/\sqrt{3}$. Se forem normalizados em relação à tensão de fase máxima, $V_{CC}/\sqrt{3}$, o valor resultante é $2/\sqrt{3}$. Assim, a partir da equação (3.40) são calculados os tempos T_1 e T_3 .

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2}(\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta) \\ T_3 = TV_\beta \end{cases} \quad (3.41)$$

As durações de tempo, como parcelas do período T , são dadas pela equação (3.42).

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta) \\ t_2 = \frac{T_3}{T} = V_\beta \end{cases} \quad (3.42)$$

De maneira similar, se \mathbf{V}_R está no setor 2, as durações de tempo podem ser calculadas pela equação (3.43):

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_2}{T} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \\ t_2 = \frac{T_3}{T} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \end{cases} \quad (3.43)$$

Na qual, T_2 é o tempo para o qual o vetor V_2 é aplicado dentro do período T .

Se forem definidas três variáveis X , Y e Z de acordo com as seguintes equações de (3.44), então, para o setor 1, $t_1 = -Z$ e $t_2 = X$. Para o setor 2, $t_1 = Z$ e $t_2 = Y$. De maneira similar os tempos t_1 e t_2 podem ser obtidos para os outros setores, resultando nos valores apresentados na tabela 3.3.

$$\begin{aligned} X &= V_\beta \\ Y &= \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \\ Z &= \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \end{aligned} \quad (3.44)$$

Tabela 3.3 – Definições dos tempos t_1 e t_2 para diferentes setores em termos das variáveis X , Y e Z .

Setor	1	2	3	4	5	6
t_1	$-Z$	Z	X	$-X$	$-Y$	Y
t_2	X	Y	$-Y$	Z	$-Z$	$-X$

Para aplicar as variáveis da tabela 3.3 torna-se necessário o conhecimento do setor no qual se encontra o vetor de referência. Para isso são comparadas as magnitudes das componentes (α, β) de \mathbf{V}_R . A figura 3.15 mostra as tensões V_α e V_β e os setores relacionados.

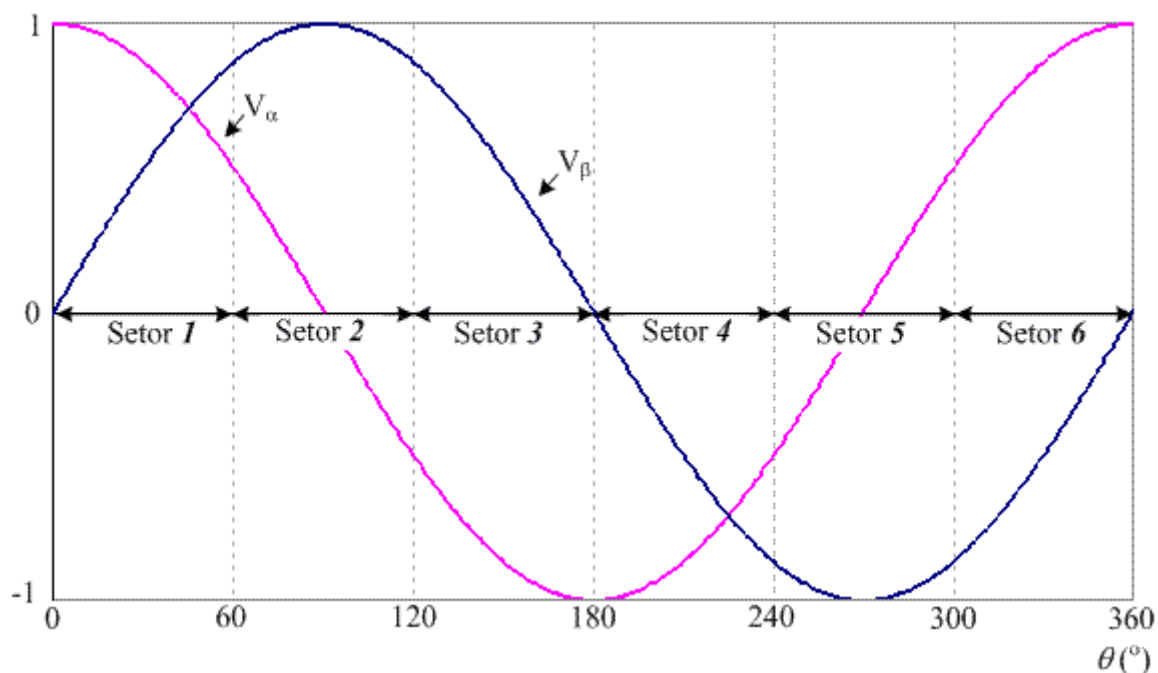


Figura 3.15 – Setores do PWM vetorial.

O método para encontrar o setor consiste em verificar os sinais das tensões da figura 3.15 e comparar as suas magnitudes. Se o sinal de V_β for positivo \mathbf{V}_R poderá estar nos setores 1, 2 ou 3. Se o sinal for negativo poderá estar em 4, 5 ou 6. Para V_β positivo, se o sinal de V_α for positivo os setores possíveis serão 1 ou 2. Se V_α for negativo os setores serão 2 ou 3. Sendo V_β negativo e se V_α for positivo, os setores serão 5 ou 6. Se V_α for negativo os setores serão 4 ou 5. Como os setores são de 60° e $\tan(60^\circ) = \sqrt{3}$, pode-se utilizar a relação dada por (3.45) para decidir em qual dos setores está o vetor de referência.

$$V_\beta = \sqrt{3}V_\alpha \quad (3.45)$$

A ordem dos vetores-base aplicados é determinada de forma a melhorar a performance da modulação vetorial [19], o que resulta nas seguintes propriedades:

- Cada canal PWM chaveia duas vezes por período PWM, exceto quando a razão cíclica é 0 ou 100%.

- Existe uma ordem fixa de chaveamento entre os canais PWM para cada setor.
- Todo período PWM começa e termina com V_0 .
- A quantidade de V_0 e V_7 aplicados num período PWM é a mesma.

A figura 3.16 mostra um exemplo desse padrão de chaveamento simétrico.

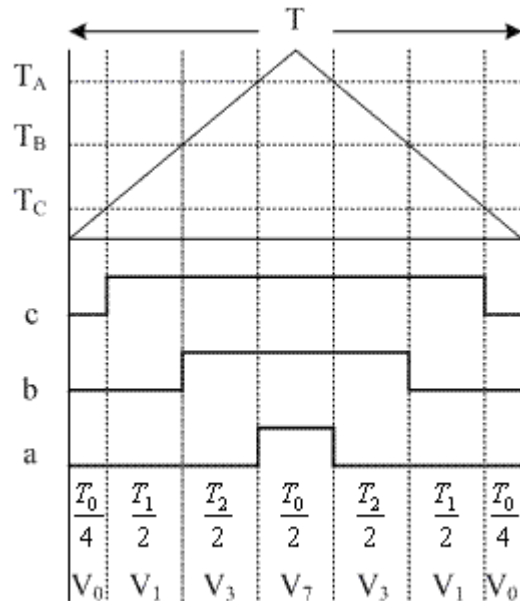


Figura 3.16 – Padrão de chaveamento simétrico do PWM vetorial.

Na figura 3.16, T_A , T_B e T_C são os tempos que devem ser carregados nos registradores comparadores do microcontrolador para obter os sinais de ligado e desligado das chaves (c, b, a).

Os padrões de chaveamento de cada setor são apresentados na figura 3.17. É possível verificar as propriedades listadas anteriormente, as quais resultam no melhor aproveitamento da modulação.

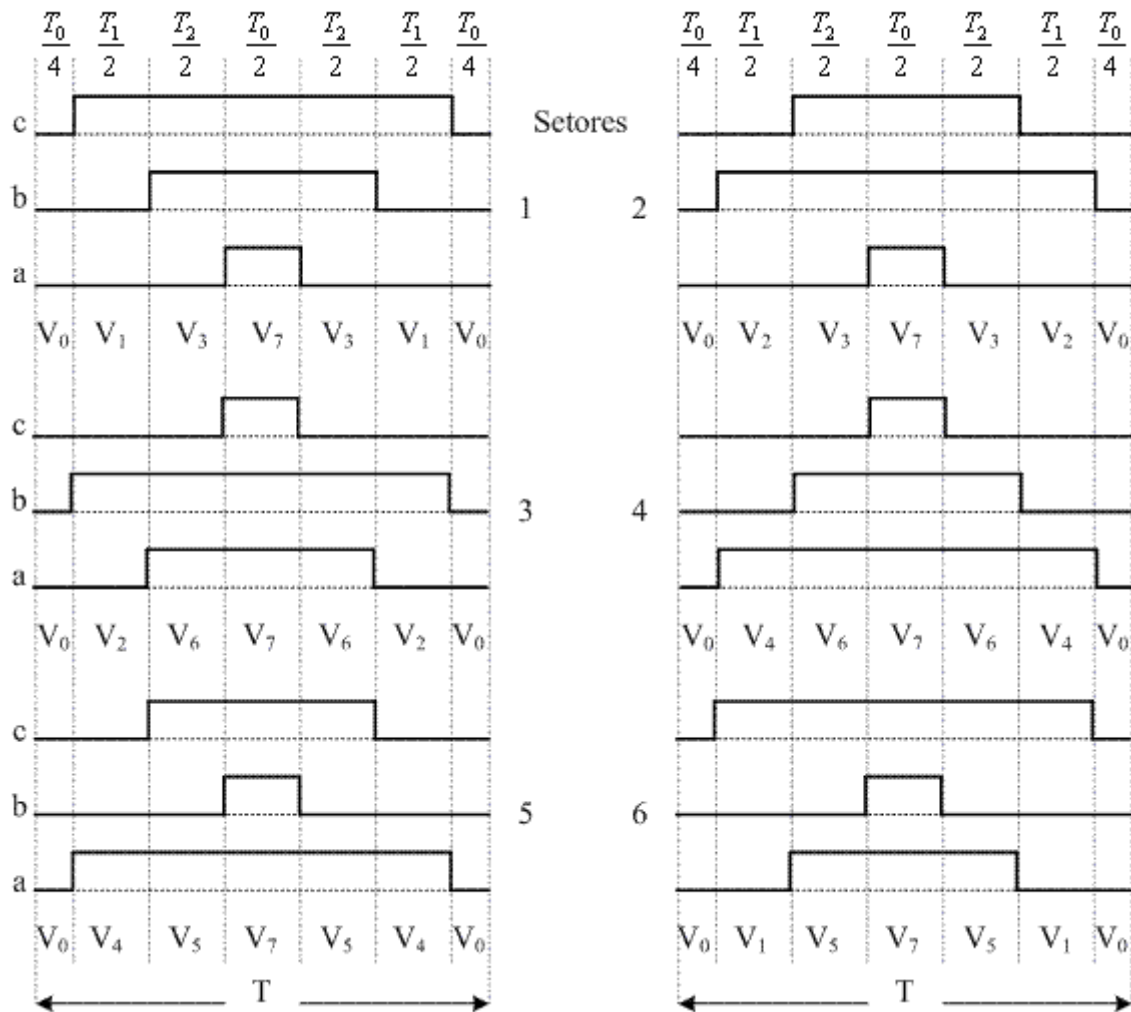


Figura 3.17 – Padrões de chaveamento do PWM vetorial.

3.7 CONCLUSÃO

O capítulo apresentou os principais componentes do controle vetorial. A transformação entre os eixos de referência permite a modelagem da máquina nos eixos dq , facilitando a aplicação das malhas de controle clássico. As equações desenvolvidas no princípio do controle por campo orientado, ou controle vetorial, mostraram a necessidade da estimação do fluxo do estator. Essa etapa ainda é um objeto de estudo na área de controle de máquinas elétricas, por apresentar problemas com a integração de variáveis senoidais. A solução apresentada mostrou-se bastante eficiente e seus resultados experimentais são apresentados no capítulo 5, no item 5.8. O PWM vetorial, ou “Space Vector PWM”, foi apresentado de forma detalhada. Sua implementação é apresentada no capítulo 5, no item 5.10.

4 PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado, de forma resumida, o projeto das malhas de controle de corrente e de velocidade do gerador de indução duplamente alimentado com escovas, realizado por Hélio Voltolini em sua tese de doutorado [1].

O controle do conversor do lado do rotor é baseado no esquema representado pela figura 4.1. Neste circuito, a posição do fluxo do estator é calculada através das tensões e correntes medidas no estator. A posição dos eixos de referência dq_r é obtida através da diferença entre a posição do fluxo do estator e a posição do próprio rotor. As correntes no rotor são controladas nos eixos de referência dq_r por meio de duas malhas de controle. O torque eletromagnético do gerador é controlado através da malha de corrente i_{qr} e a potência reativa através da malha de corrente i_{dr} . Os valores de referência são destacados com o uso do (*).

4.2 MALHAS DE CORRENTE

O projeto do controlador PI discreto das malhas de controle de corrente no rotor foi realizado baseado no modelo vetorial do gerador de indução apresentado no item 3.3. Como as funções de transferência das plantas das malhas de controle de corrente i_{qr} e i_{dr} são idênticas, apenas o projeto do controlador de corrente i_{qr} será apresentado.

No domínio discreto, utilizando a transformada z , a malha de corrente i_{qr} , já com o controlador PI e o modelo do conversor PWM, é representada pela figura 4.2. A função de transferência em malha fechada é dada por:

$$G(z) = \frac{K_{ci}K_p(z - Z_{ci})}{z^2(z - 1)(z - A) + K_{ci}K_p(z - Z_{ci})} \quad (4.1)$$

O procedimento de projeto do controlador PI discreto da malha de controle de corrente no rotor para o protótipo do gerador de 3 kW conforme [1] é apresentado sucintamente a seguir.

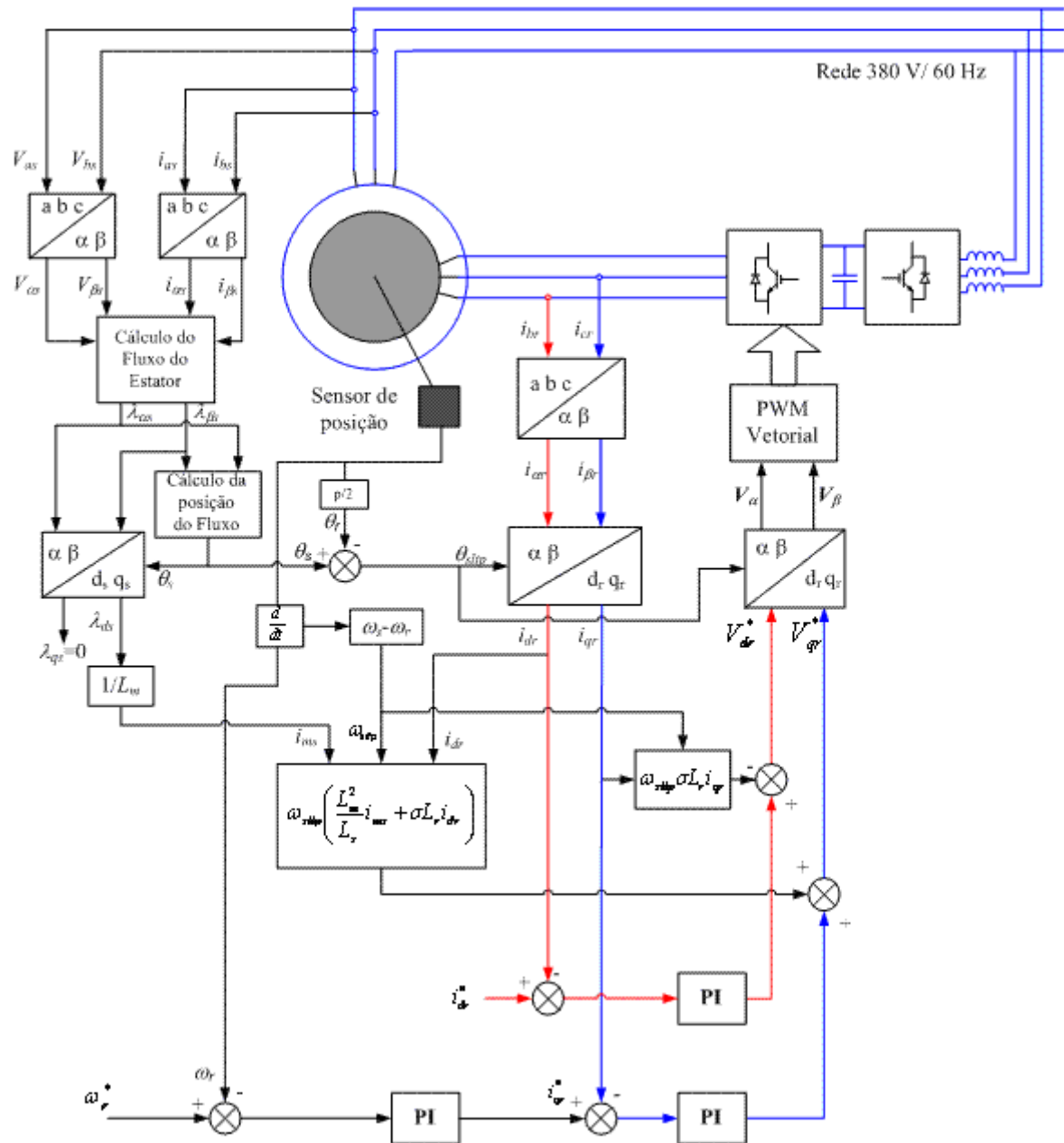


Figura 4.1 – Diagrama do controle vetorial do conversor do lado do rotor.

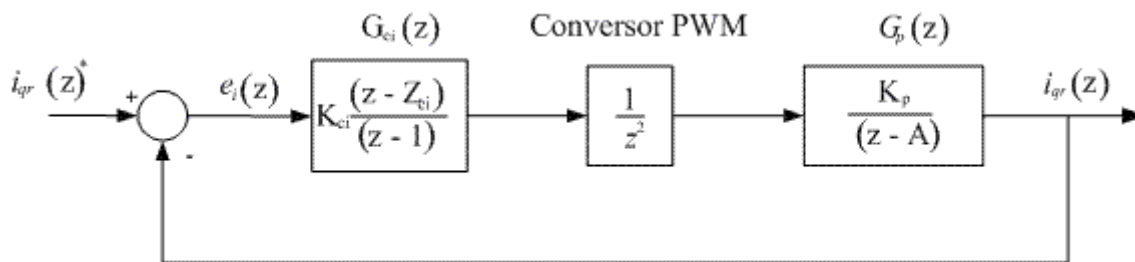


Figura 4.2 – Diagrama de controle da malha de corrente i_{qr} .

A constante de tempo da planta $G_p(s)$ é definida como $\tau = \frac{\sigma L_r}{r_r}$. Para os parâmetros do gerador, tem-se: $\tau = 28,6$ ms.

Como requisito, foi determinado que o tempo de resposta em malha fechada a 5% ($t_{r5\%}$) fosse três vezes menor que a constante de tempo τ da planta da malha de corrente, conforme (4.2).

$$t_{r5\%} = \frac{\tau}{3} = \frac{28,2 \text{ ms}}{3} = 9,43 \text{ ms} \quad (4.2)$$

Para o projeto do controlador PI através do lugar das raízes por pólos dominantes, a frequência natural não amortecida ω_n do sistema à malha fechada e o coeficiente de amortecimento ξ serão aproximados aos obtidos no caso de um sistema de 2ª ordem sem zeros no numerador da função de transferência do sistema em malha fechada.

O tempo de resposta a 5% para um sistema de segunda ordem padrão pode ser definido em função de sua frequência ω_n e do fator de amortecimento ξ , dado por (4.3).

$$t_{r5\%} = \frac{3}{\omega_n \xi} \quad (4.3)$$

A frequência natural amortecida ω_d é expressa por (4.4).

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (4.4)$$

Impondo um fator de amortecimento $\xi = 0,7$, as frequências ω_n e ω_d podem ser encontradas através de (4.2), (4.3) e (4.4).

$$\omega_n = 449,3 \text{ rad/s} \quad (4.5)$$

$$\omega_d = 320,8 \text{ rad/s} \quad (4.6)$$

No domínio z , os pólos dominantes são dados por:

$$z_d = |z_d| \underline{z_d} \quad (4.7)$$

na qual,

$$|z_d| = e^{T_s \xi \omega_n} \quad (4.8)$$

e

$$\underline{z_d} = T_s \omega_d \quad (4.9)$$

Portanto, realizando as devidas substituições:

$$z_d = 0,939 \underline{3,68^\circ} \quad (4.10)$$

Com os valores anteriormente encontrados e aplicando as condições de ângulo e módulo, tem-se

$$\underline{G_o(z)} = \pm \pi(2k+1) \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (4.11)$$

$$|G_o(z)| = 1 \quad (4.12)$$

Assim, chega-se aos valores para o controlador PI da malha de corrente apresentados em (4.13).

$$G_{ci}(z) = \frac{16,44(z - 0,94)}{(z - 1)} \quad (4.13)$$

4.3 MALHA DE VELOCIDADE

Essa malha de controle limita a velocidade mínima ou máxima de operação do gerador a partir do sinal de velocidade do rotor obtido da informação da posição fornecida pelo sensor (“resolver”) acoplado ao eixo do gerador. O funcionamento do “resolver” será detalhado no item 5.6.3.

O projeto do controlador PI digital da malha de controle de velocidade foi realizado no tempo contínuo (domínio s). Assumindo que a dinâmica da malha de corrente seja muito mais rápida que a dinâmica da malha de controle de velocidade, a corrente de referência i_q^* , fornecida pelo controlador de velocidade, é considerada igual à própria corrente i_{qr} , a qual produz o torque eletromagnético no gerador. De uma forma simplificada, a equação (3.22) pode ser escrita por (4.14).

$$T_e = K_t i_{qr} \quad (4.14)$$

na qual,

$$K_t = -\frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s \quad (4.15)$$

A figura 4.3 mostra a malha de controle de velocidade. Os termos J e B representam, respectivamente, a inércia e o coeficiente de atrito da máquina. A função de transferência, no domínio da frequência complexa s , do controlador PI de velocidade é dado por (4.16).

$$G_{cv}(s) = \frac{K_{cv}(s + Z_{cv})}{s} \quad (4.16)$$

na qual,

K_{cv} é ganho do controlador;

Z_{cv} é a posição do zero do controlador.

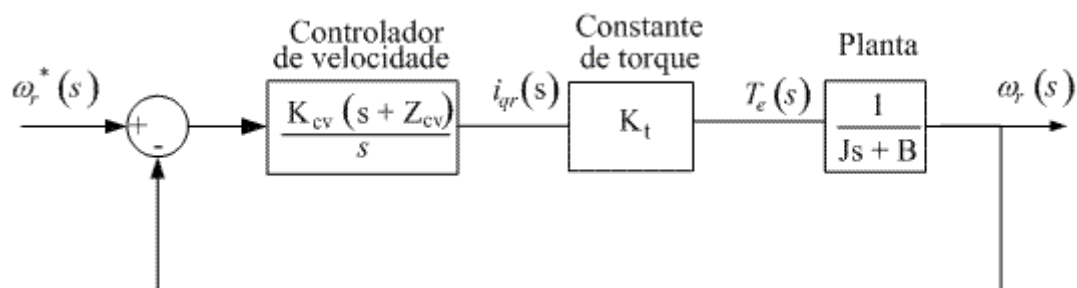


Figura 4.3 – Malha de controle de velocidade.

Para simplificar, o coeficiente de atrito B foi desprezado no cálculo do controlador de velocidade.

Para um tempo de resposta $t_{r5\%}$ de 1 s e um fator de amortecimento ξ igual a 0,7, a frequência natural ω_n calculada é dada em (4.17).

$$\omega_n = \frac{3}{t_{r5\%}\xi} = 4,28 \text{ rad / s} \quad (4.17)$$

Com base no mesmo procedimento de cálculo do controlador por pólos dominantes, como apresentado no projeto das malhas de corrente no rotor, o controlador de velocidade é dado por (4.18).

$$C_v(s) = \frac{K_{cv}(s + Z_{cv})}{s} = \frac{0,187(s + 3,0)}{s} \quad (4.18)$$

Usando a transformação de Tustin [16], o controlador contínuo em s pode ser escrito na forma discreta, ou domínio z conforme (4.19) e (4.20).

$$G_{cv}(z) = \left. \frac{K_{cv}(s + Z_{cv})}{s} \right|_{s = \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} \quad (4.19)$$

$$G_{cv}(z) = \frac{0,187(z - 0,9991)}{(z - 1)} \quad (4.20)$$

4.4 CONCLUSÃO

Foi apresentado de forma breve o projeto das malhas de controle das correntes i_{dr} e i_{qr} e da malha de velocidade. Essas estratégias de controle foram simuladas no Matlab/Simulink para, então, serem aplicadas no sistema microcontrolado.

5 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

5.1 INTRODUÇÃO

Esse capítulo trata dos aspectos de implementação em um sistema microcontrolado das malhas de controle vetorial da figura 4.1. São apresentados os componentes presentes na bancada experimental, o ambiente de desenvolvimento do programa, os passos realizados para implementação dos itens apresentados anteriormente e resultados experimentais.

A escolha do “hardware” utilizado foi feita pela WEG, por este ser amplamente utilizado em sua linha de produtos.

5.2 COMPONENTES DO SISTEMA

A figura 5.1 ilustra a bancada experimental completa. A programação é feita no microcomputador, que se comunica com o protótipo pela interface JTAG. A interface JTAG é o nome usual para o padrão de comunicação IEEE 1149.1 que permite o teste de circuitos integrados durante o seu funcionamento.

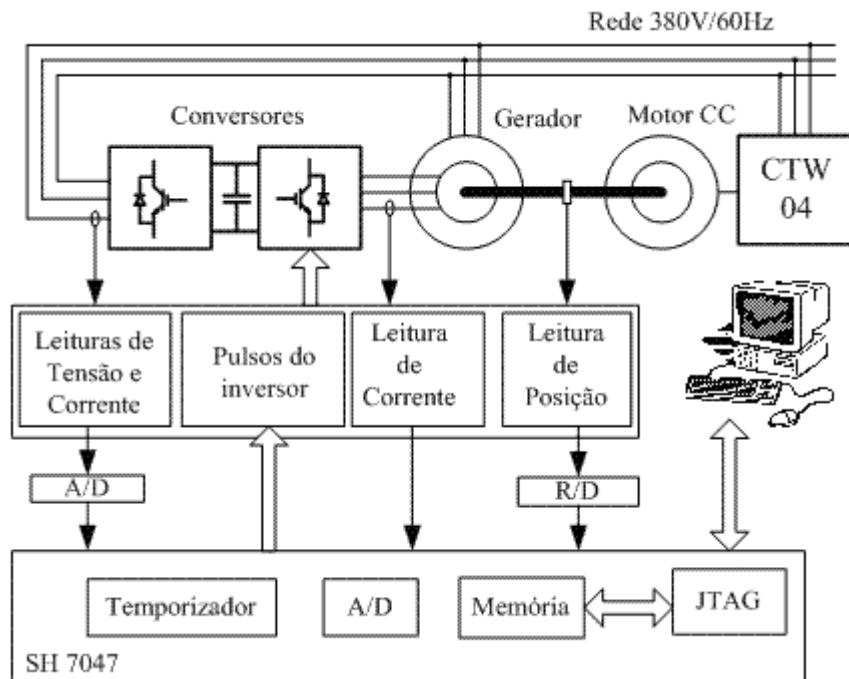


Figura 5.1 – Sistema completo da bancada experimental.

5.2.1 CONVERSORES DE FREQUÊNCIA

Os dois conversores utilizados no projeto são do modelo CFW 09 da WEG, sendo o do lado da rede regenerativo. Como mencionado anteriormente, esse trabalho contempla apenas a implementação do controle do conversor do lado do rotor, o qual teve sua placa de controle trocada por um sistema microcontrolado baseado no SCA 05 da WEG.

5.2.2 GERADOR DE INDUÇÃO

O gerador de indução duplamente alimentado com escovas utilizado no projeto é de fabricação da WEG e tem as seguintes características:

- Dados de placa:

Potência	3 kW.
Tensão	380 V.
Número de Pólos	4 pólos.
Frequência	60 Hz.

- Parâmetros dos enrolamentos:

$$r_s \dots\dots\dots 3,75 \Omega.$$

$$r_r \dots\dots\dots 1,1 \Omega.$$

$$L_s \dots\dots\dots 784,2 \text{ mH}.$$

$$L_r \dots\dots\dots 845,0 \text{ mH}.$$

$$L_m \dots\dots\dots 750,9 \text{ mH}.$$

- Relação entre o número de espiras dos enrolamentos do estator e do rotor:

$$a = n_s / n_r \dots\dots\dots 2.$$

- Inércia:

$$J_B \dots\dots\dots 0,061 \text{ kg.m}^2.$$

5.2.3 MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

O motor de corrente contínua foi utilizado para acionar o gerador de indução, fazendo o papel da turbina eólica. Seu acionamento foi feito por meio do conversor CTW 04 da WEG.

5.2.4 SISTEMA MICROCONTROLADO

O sistema microcontrolado responsável pelo comando do inversor é apresentado na figura 5.2 e seus principais componentes são descritos a seguir.

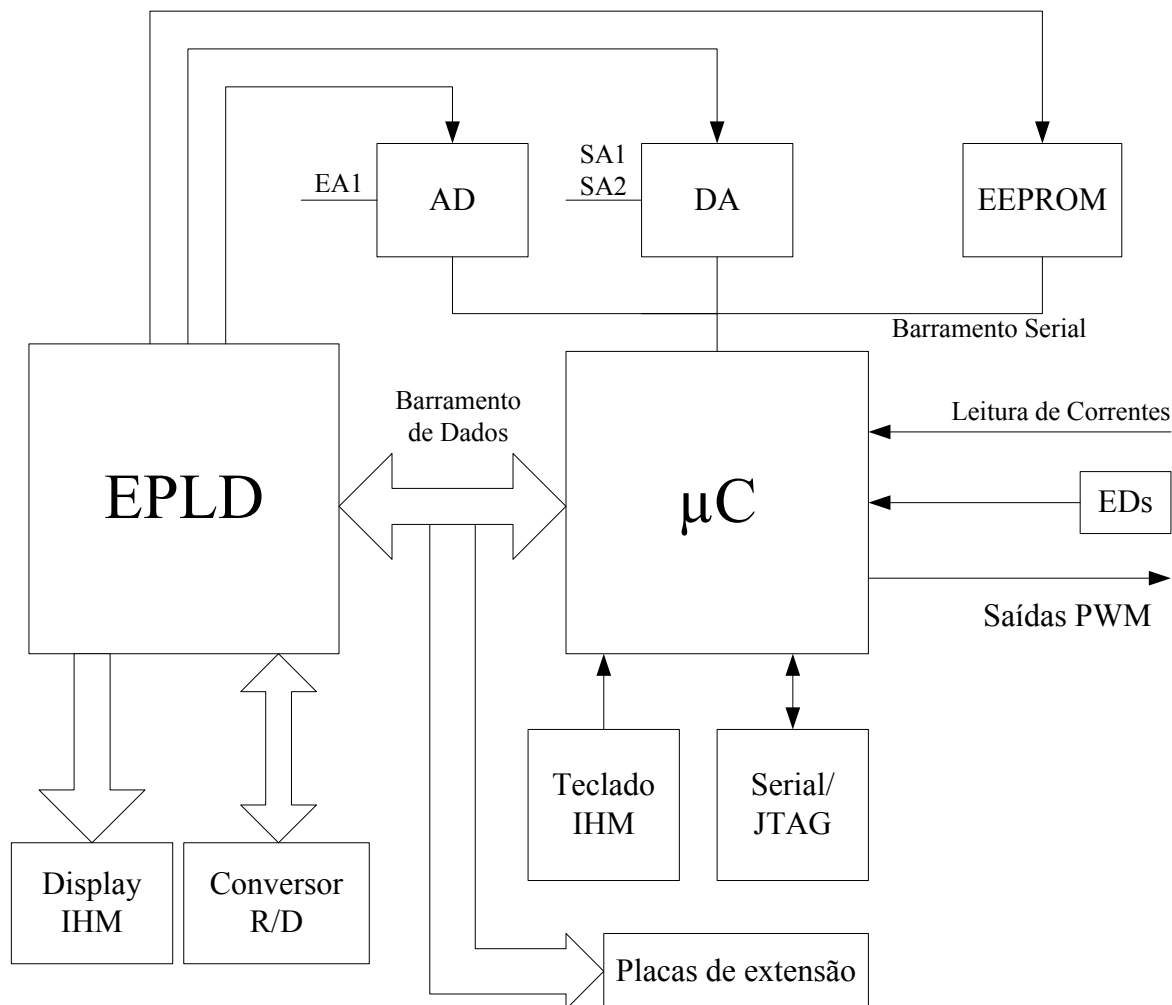


Figura 5.2 – Diagrama de blocos dos principais componentes do controlador.

μC – é o microcontrolador SH 7047.

EPLD – é um dispositivo lógico programável responsável pela multiplexação e endereçamento de dados.

Saídas PWM – Sinais de gatilho para os IGBTs.

Display (IHM) – Interface Humana-Máquina. Conjunto composto por 5 displays de 7 segmentos e 2 LEDs (“power on” e “fault”).

Conversor R/D – responsável pela leitura da posição do rotor.

Teclado (IHM) – conjunto de 3 botões de seleção.

Serial/ JTAG – Comunicação serial e interface com o microcomputador.

EDs – Entradas digitais.

EEPROM – memória para gravação de dados.

D/A – Conversor Digital-Analógico.

A/D – Conversor Analógico-Digital.

Leitura de Correntes – entrada para o conversor A/D do SH 7047.

Placas de extensão – barramento de extensão. É utilizado para placa de aquisição de corrente e tensão.

O microcontrolador presente no sistema é o SH 7047, da Renesas. Suas principais características são:

- CPU de 32 bits com arquitetura RISC (“Reduced Instruction Set Computer”)
 - Comprimento da instrução de 16 bits
 - 16 registradores de 32 bits para uso geral
 - “Pipeline” de 5 estágios
 - 62 instruções para linguagem C
- Periféricos
 - Controlador de Transferência de Dados (DTC)
 - Temporizador Multi-função (MTU)
 - Gerenciador de Temporizador para Motor (MMT)
 - Temporizador com Comparador (CMT)
 - Cão de guarda – “Watchdog timer” (WDT)
 - Comunicação Síncrona ou assíncrona (SCI)
 - Conversor A/D de 10 bits
 - Gerador de “Clock”
 - Controlador de rede (HCAN2)
- Memória
 - 256 kbytes (ROM)
 - 12 kbytes (RAM)
- Portas Entrada/Saída
 - 53 pinos I/O
 - 16 pinos somente entrada
- Frequência de operação
 - Sistema: 50 MHz, Periféricos: 25 MHz.

5.2.5 AMBIENTE DE DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA

O pacote de desenvolvimento para o microcontrolador SH 7047 é composto pelos programas HEW 3 (“High-Performance Embedded Workshop”) e HDI (“Hitachi Debugging Interface”) e pelo emulador E10A.

O HEW 3 é o ambiente de desenvolvimento no qual é feita toda a programação do microcontrolador nas linguagens C, C++ e Assembly. Nele também são compilados os arquivos para que sejam carregados na memória do microcontrolador. Na figura 5.3 é apresentada a interface do HEW 3 com suas divisões principais. Na área de trabalho é escrito o programa, a navegação entre os arquivos que compõe o projeto é feita com o auxílio da área de navegação e, no setor de mensagens, são apresentados os erros e avisos de compilação.

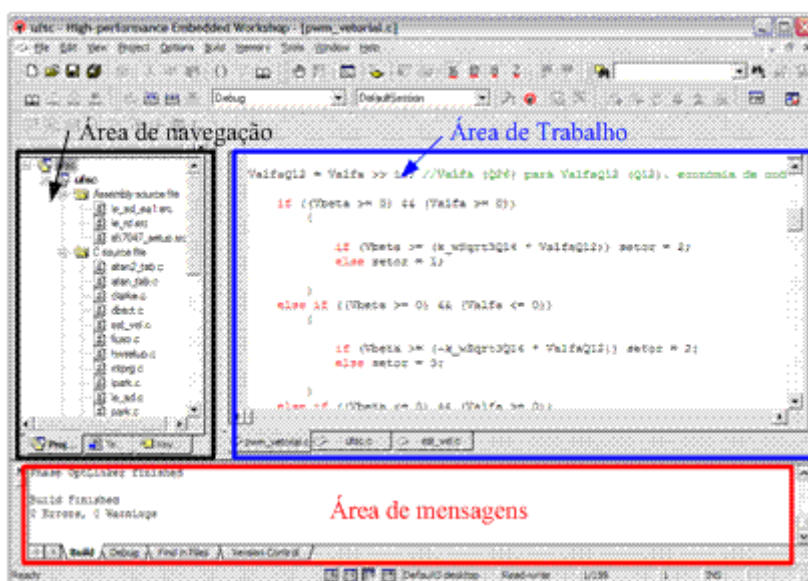


Figura 5.3 – Ambiente de desenvolvimento HEW 3.

Depois de compilado, o arquivo do projeto pode ser executado com o auxílio do HDI. Este programa oferece muitas ferramentas importantes para o desenvolvimento do projeto, entre elas a execução do programa no próprio protótipo através da interface JTAG (Joint Test Action Group). A execução pode ser passo a passo e, é possível acessar e até modificar o conteúdo da memória do microcontrolador durante essa tarefa. Na figura 5.4 pode ser visto a área de trabalho do HDI.

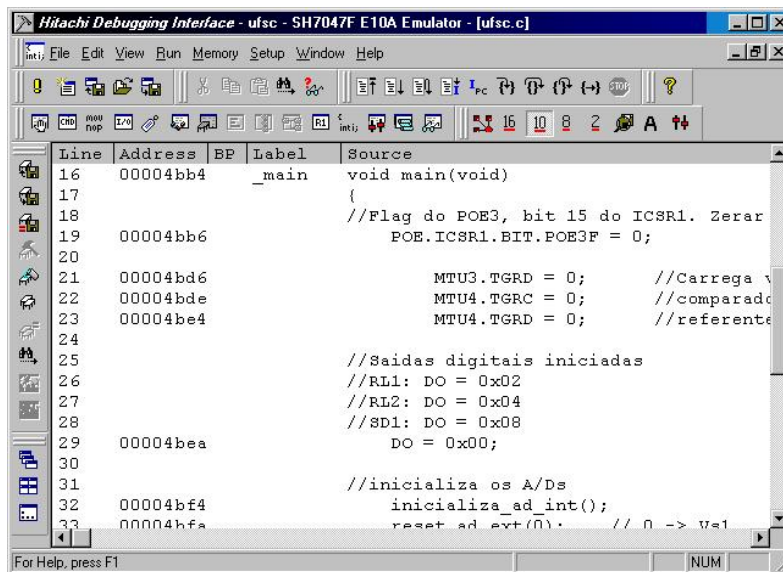


Figura 5.4 – Área de trabalho do HDI.

A comunicação entre o protótipo e o microcomputador é realizada pelo emulador E10A, o qual é uma placa padrão PCI que é inserida no computador.

5.3 ORGANIZAÇÃO DO PROGRAMA

O programa consiste em dois módulos principais: o de inicialização e o de interrupção de trabalho (IT), conforme apresentado na figura 5.5. A etapa de inicialização é realizada apenas uma vez, logo que o protótipo é ligado, e a IT é executada periodicamente interrompendo o “loop” infinito na frequência programada. Todo o algoritmo do controle vetorial é executado dentro de uma interrupção.



Figura 5.5 – Estrutura geral do programa.

As linguagens de programação utilizadas foram C e Assembly. A primeira pertence ao grupo das chamadas linguagens de “alto-nível”, as quais têm a característica de distanciar, até certo ponto, o programador do “hardware” [10]. Isso faz com que a programação se torne mais fácil, quando comparada ao uso do Assembly. Outra vantagem importante do C é a portabilidade, que permite que um código fonte criado para um microprocessador seja utilizado em outros. Entretanto, a linguagem C demanda mais tempo para execução e espaço na memória de programa. Como regra geral, pode-se esperar que uma rotina escrita em Assembly seja executada entre 1,5 e 3 vezes mais rápida que a mesma criada em uma linguagem de “alto-nível” [10]. Como teste, foi verificada a diferença de tempo para mudar o estado de um pino do microcontrolador. Segundo o manual do SH 7047 [11], o tempo necessário para inverter o estado lógico de um pino é de 100ns. O resultado obtido foi de 500 ns utilizando linguagem C, enquanto que, em Assembly o tempo gasto foi de 125 ns.

Para resolver o impasse entre tempo de execução e facilidade de programação, optou-se por utilizar a linguagem C como principal e o Assembly apenas nas rotinas que demandam maior velocidade de execução. Desta forma, as rotinas de leituras de corrente, tensão e posição foram implementadas em Assembly.

5.4 DETERMINAÇÃO DO FORMATO NUMÉRICO

Os microcontroladores e DSPs podem ser classificados em duas categorias, baseadas na forma como representam valores numéricos e implementam operações aritméticas internamente. Esses dois formatos são chamados de ponto fixo e ponto flutuante. As diferenças entre esses processadores são significativas o suficiente para exigirem uma arquitetura interna e um conjunto de instruções bastante diferentes, além de influenciar muito na forma de implementação de um algoritmo. Processadores de ponto fixo representam e manipulam os números como inteiros. Os de ponto flutuante representam os números como uma combinação da mantissa, ou parte fracionária, e um expoente. O formato com ponto flutuante tem como vantagens principais a maior precisão numérica e a maior facilidade de implementação de um algoritmo [12]. No entanto, os processadores de ponto fixo apresentam como vantagem sobre os de ponto flutuante o custo menor.

O microcontrolador SH 7047 tem a arquitetura de ponto fixo, o que não significa que ele não possa trabalhar com ponto flutuante. Porém, a utilização de algoritmos que contenham números em ponto flutuante, num processador de ponto fixo, resulta num tempo de execução e num código compilado muito maior do que o mesmo escrito com números em ponto fixo. Razões pelas quais se adotou o ponto fixo nesse trabalho.

5.4.1 REPRESENTAÇÃO DE NÚMEROS EM PONTO FIXO

A representação de números fracionários em ponto fixo se dá pela utilização de um ponto fictício, chamado de “radix” [13]. A parte da palavra à direita do ponto representa a parte fracionária e à esquerda a parte inteira. O bit mais significativo determina o sinal do número, sendo “0” para positivo e “1” para negativo. Como exemplo, a figura 5.6 ilustra uma palavra de 16 bits, na qual 12 bits são utilizados para representar a parte fracionária.

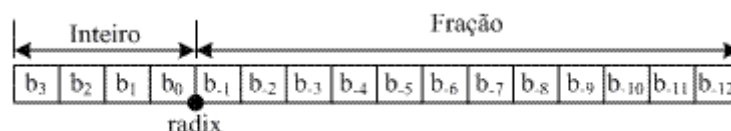


Figura 5.6 – Representação em ponto fixo de um número fracionário numa palavra de 16 bits no formato Q_{12} .

A equação (5.1) representa um número N qualquer no formato ponto fixo utilizando uma palavra de 16 bits.

$$N = b_{15-k}2^{15-k} + b_{14-k}2^{14-k} + \dots + b_0 + b_{-1}2^{-1} + b_{-2}2^{-2} + \dots + b_{-k}2^{-k} \quad (5.1)$$

Essa forma de representação de números reais é chamada de formato “ Q_k ”, na qual “ k ” denota os bits da parte fracionária [14]. O número de bits atribuídos à parte fracionária afeta a precisão, e a quantidade de bits reservados à parte inteira afeta a faixa dinâmica do valor representado. Um número com “ n ” bits para a parte inteira e “ k ” bits para a parte fracionária encontra-se entre $\left[-(2^{n-1}), (2^{n-1} - 2^{-k})\right]$, inclusive. A precisão deste número é dada por 2^{-k} . Por exemplo, na figura 5.7, tem-se o formato Q_{12} . A precisão desse número é de 2^{-12} , ou seja, 0,000244140625 e os números representados por esse formato encontram-se na faixa de $[-8; 7,999755859375]$.

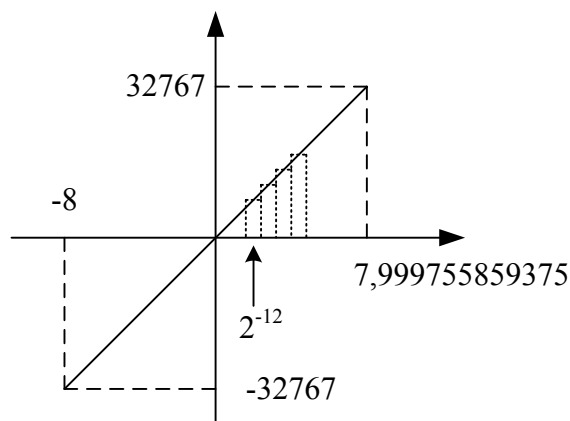


Figura 5.7 – Representação gráfica do formato Q_{12} em 16 bits.

Para representar um número fracionário ou inteiro num formato Q_k deve-se multiplicar o número desejado por 2^k . Por exemplo, o número 1,2345 em Q_{12} é dado por: $1,2345 \cdot 2^{12} \approx 5056$. A tabela 5.1 mostra a faixa de números possíveis de serem representados com uma palavra de 16 bits e seus respectivos formatos Q_k .

Tabela 5.1 – Valores em ponto fixo possíveis de serem representados em 16 bits.

<i>Formato</i>	<i>Número de bits representando inteiros</i>	<i>Número de bits representando fracionários</i>	<i>Maior valor positivo (0x7FFF) Decimal</i>	<i>Maior valor negativo (0x8000) Decimal</i>	<i>Valor do número menos significativo (0x0001) em decimal</i>
1.15	1	15	0,999969482	-1	0,000030517
2.14	2	14	1,999938964	-2	0,000061035
3.13	3	13	3,999877929	-4	0,000122070
4.12	4	12	7,999755859	-8	0,000244140
5.11	5	11	15,99951171	-16	0,000488281
6.10	6	10	31,99902343	-32	0,000976562
7.9	7	9	63,99804687	-64	0,001953125
8.8	8	8	127,9960937	-128	0,003906250
9.7	9	7	255,9921875	-256	0,007812500
10.6	10	6	511,9843750	-512	0,015625000
11.5	11	5	1023,968750	-1024	0,031250000
12.4	12	4	2047,937500	-2048	0,062500000
13.3	13	3	4095,875000	-4096	0,125000000
14.2	14	2	8191,750000	-8192	0,250000000
15.1	15	1	16383,50000	-16384	0,500000000
16.0	16	0	32767,00000	-32768	1,000000000

A operações aritméticas com ponto fixo devem ser feitas com atenção. Adição e subtração só podem ser feitas com números representados pelo mesmo formato Q_k e, nesses casos o programador deve saber previamente a faixa de valores possíveis dos operandos para evitar o estouro de valores, para cima (“overflow”) ou para baixo (“underflow”). A multiplicação pode ser feita entre formatos diferentes, sendo que o resultado dessa operação entre dois números nos formatos Q_k e Q_p é um número no formato Q_{k+p} . Por exemplo, a multiplicação de um número em Q_{14} por outro em Q_{12} resulta em um Q_{26} . Os microcontroladores e DSPs possuem, geralmente, um registrador maior para receber o resultado de uma multiplicação. Caso o formato desejado do resultado seja o Q_{12} o mesmo deve ser rotacionado 2 vezes para a esquerda ou 14 vezes para a direita como

as soluções (1) e (2) da figura 5.8. Desta forma escolhe-se qual parte do registrador deve-se salvar. Neste exemplo, o resultado da operação encontra-se na parte alta para a solução (1) e na parte baixa para a solução (2).

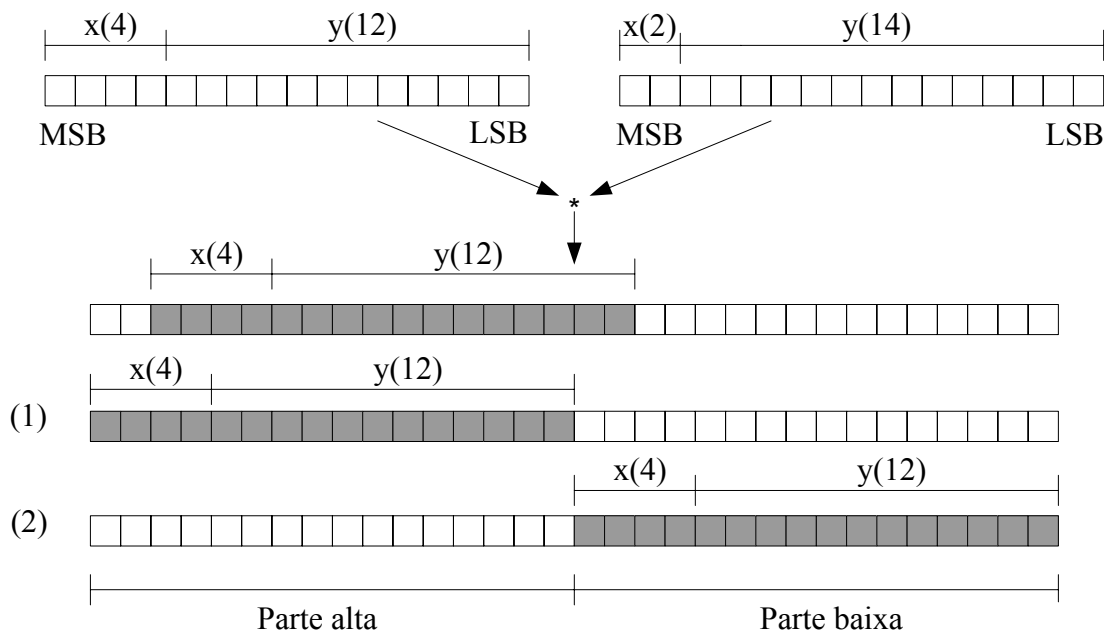


Figura 5.8 – Operação de multiplicação em ponto fixo.

5.5 VALORES BASE E MODELO POR UNIDADE (PU)

Os parâmetros do gerador e as variáveis do programa são expressos em quantidades por unidade (pu). Os valores escolhidos como base são apresentados na tabela 5.2, juntamente com suas representações em ponto fixo.

Tabela 5.2 – Valores dos parâmetros utilizados como base no sistema por unidade (pu).

<i>Variável</i>	<i>Valor base em pu</i>	<i>Representação em ponto fixo</i>
Potência aparente (S)	3409 VA	Q ₁₂
Tensão (V)	311V	Q ₁₂
Corrente (I)	7,27 A	Q ₁₂
Impedância (Z)	42,77 Ω	Q ₁₂
Fluxo (λ)	0,8253 Wb	Q ₂₆
Frequência (f)	60 Hz	Q ₁₂

Velocidade angular (ω)	1800 rpm	Q ₁₄
---------------------------------	----------	-----------------

A escolha do formato numérico, que representa cada variável em ponto fixo, dependeu basicamente de dois fatores: ser resultado de aquisição ou de operação numérica. A tensão, corrente e velocidade angular dependem dos respectivos conversores, os quais apresentam resolução entre 10 e 14 bits. Portanto, as variáveis puderam ser alocadas em 16 bits. O fluxo é resultado da interação das variáveis anteriores e tem como resultado uma variável de 32 bits, por isso a escolha do formato Q₂₆.

5.6 MEDIÇÃO DE VARIÁVEIS

A estrutura do controle vetorial implementado requer as leituras das correntes de duas fases do rotor e duas fases do estator, duas fases da tensão do estator e a leitura da posição angular do rotor.

As leituras das correntes do rotor são feitas diretamente pelos conversores A/D do SH 7047, os quais possuem uma resolução de 10 bits. As aquisições das correntes e tensões do estator são realizadas por A/Ds seriais, modelo TLC 3545 da Texas Instruments, com resolução de 14 bits, montados em uma placa de extensão. Com o intuito de utilizar o menor número de pinos do microcontrolador, a configuração da figura 5.9 foi concebida para as leituras das variáveis do estator.

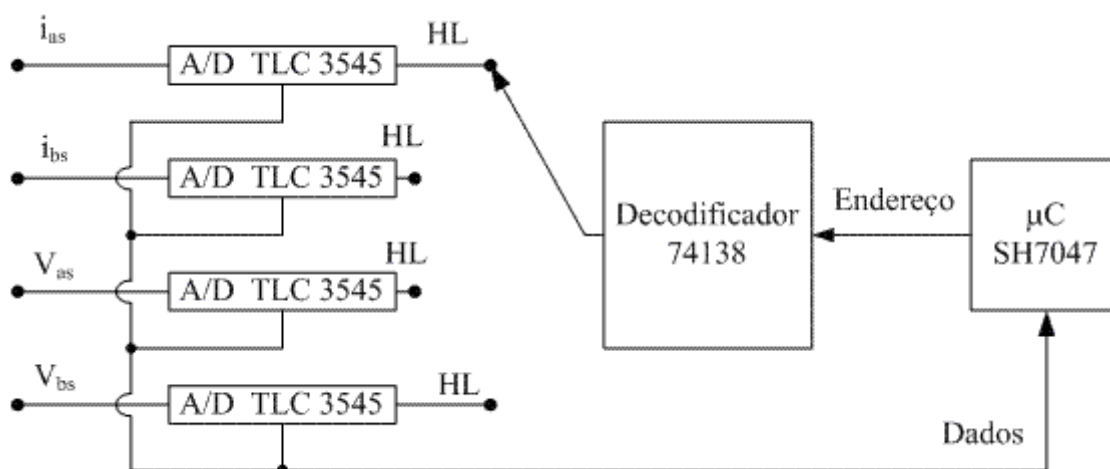


Figura 5.9 – Seleção de leitura de A/Ds seriais externos.

Para realizar uma leitura, o microcontrolador escreve no canal de endereços o código referente à variável desejada. O decodificador interpreta e ativa o pino HL (Habilita Leitura) do conversor A/D correspondente que, por sua vez, transmite os dados de forma serial ao SH 7047 de acordo com o “clock” gerado pelo próprio microcontrolador.

5.6.1 MEDIÇÃO DE CORRENTE

A leitura de cada corrente é feita através de um sensor de efeito hall, o qual gera um sinal de tensão que pode ser positivo ou negativo, proporcional à corrente que o atravessa. Este sinal é, então, ajustado por uma interface analógica para a faixa de 0 a 5V para permitir que o conversor A/D leia tanto valores negativos como positivos. Após o valor lido ser convertido em um número binário, o valor do “offset” adicionado na etapa anterior é subtraído. O processo completo de aquisição de corrente é mostrado na figura 5.10.

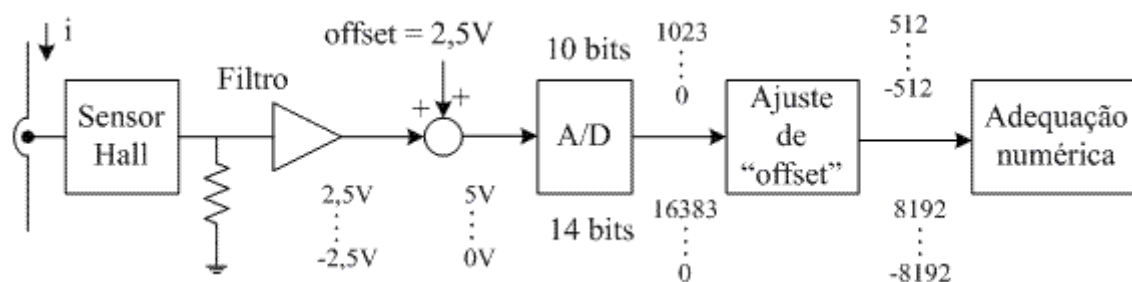


Figura 5.10 – Diagrama do bloco de aquisição de corrente.

A etapa de adequação numérica consiste em escalonar e representar em pu as leituras realizadas. O formato escolhido para as correntes do estator e do rotor foi o Q_{12} , por apresentar um bom compromisso entre a faixa dinâmica e a resolução. A conversão para o formato desejado é conseguida multiplicando a corrente medida pela constante k_i (5.2).

$$k_i = \frac{2^{12}}{I_{base}} \quad (5.2)$$

Essa constante realiza a representação em *pu* e a conversão para o formato Q_{12} . I_{base} representa o valor da corrente adquirida pelo microcontrolador e 2^{12} é formato numérico.

5.6.2 MEDIÇÃO DE TENSÃO

As leituras das tensões do estator são realizadas de maneira semelhante às de corrente. As tensões V_{ab} e V_{ca} são abaixadas com o auxílio de transformadores de potencial (TP), para então serem adequadas ao nível de entrada dos conversores A/D [0; 5V]. A figura 5.11 mostra o processo de aquisição.

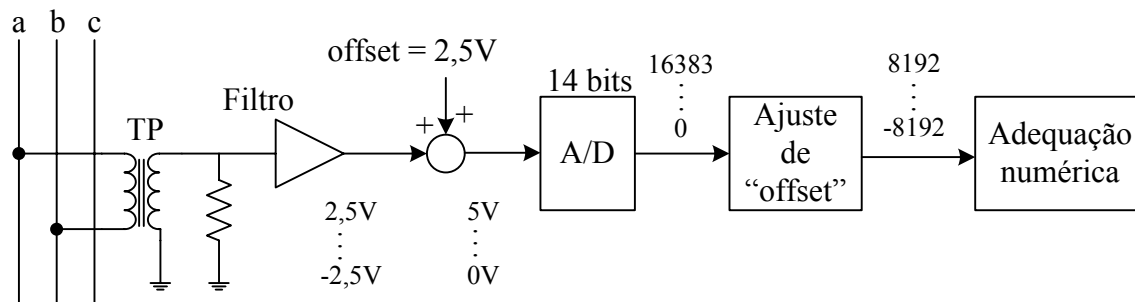


Figura 5.11 – Diagrama do bloco de aquisição de tensão.

A conversão do valor lido para a representação em *pu* e Q_{12} é feita com o auxílio da constante k_{vs} , a qual é determinada pela equação (5.3).

$$k_{vs} = \frac{2^{12}}{V_{base}} \quad (5.3)$$

Na qual, 2^{12} é a representação do formato Q_{12} e V_{base} é o valor adquirido pelo microcontrolador quando 1 *pu* de tensão é aplicado. Na prática, essa constante foi determinada aplicando-se a tensão de linha e verificando o valor correspondente numericamente. Para o SH 7047 os 540V foram representados por 28000, o que resultou em 16126 para 311V. Assim,

$$k_{vs} = \frac{4096}{16126} = 0,254 \rightarrow em Q_{14} : k_{vs} = 4162 \quad (5.4)$$

Desta forma, multiplicando-se cada amostra da tensão por k_{vs} , obtém-se o valor da tensão em *pu* no formato Q12.

5.6.3 MEDIÇÃO DA POSIÇÃO DO ROTOR

A leitura da posição angular do rotor é feita com o auxílio de um sensor chamado “resolver”, o qual está conectado ao eixo do gerador. A conversão do sinal analógico proveniente do “resolver” é feita com um conversor “resolver-to-digital” (R/D).

O “resolver” é um transformador rotativo que gera tensões alternadas de acordo com a posição angular do seu eixo. É excitado por uma tensão alternada no enrolamento do rotor e gera, a partir dos enrolamentos do estator, tensões defasadas (seno e co-seno) de acordo com o ângulo de rotação θ . A Figura 5.12 mostra o esquemático do “resolver”.

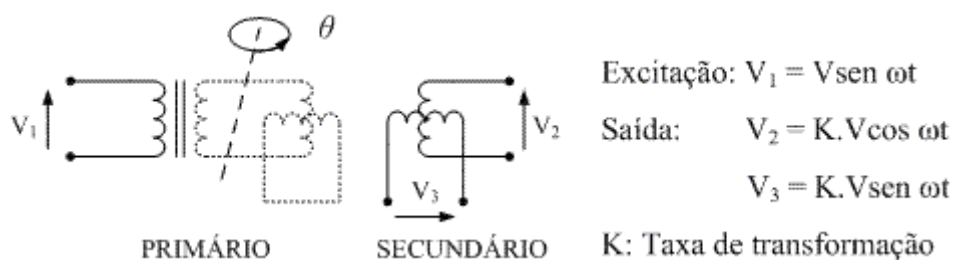


Figura 5.12 – Esquemático do “resolver”.

A tensão de excitação, segundo o fabricante, deve ser de 7 V eficazes com frequência de 10 kHz. Para conseguir esse sinal foi programado um canal PWM do SH 7047 para gerar uma onda quadrada na frequência especificada. Por fim, o sinal passa por um circuito de filtragem para obter-se a tensão senoidal de excitação para o “resolver”.

O conversor R/D transforma as duas tensões defasadas provenientes do “resolver” em um dado digital em forma de rampa para ser utilizado no microcontrolador. Este componente permite que o usuário selecione sua resolução. A tabela 5.3 mostra a relação entre a resolução e a máxima velocidade de rotação. A resolução de trabalho escolhida foi de 14 bits, pois a velocidade nominal do gerador é de 1800 rpm.

Tabela 5.3 – Relação entre a resolução do conversor R/D e a velocidade máxima do eixo.

<i>Resolução (bits)</i>	<i>Velocidade máxima (rpm)</i>
10	62400
12	15600
14	3900
16	975

Como o comprimento da palavra entregue pelo conversor R/D é de 14 bits, o formato da leitura da posição angular do rotor está em Q_{14} . A posição lida é armazenada numa variável que permite apenas valores positivos (“unsigned”), e com isso os valores possíveis para a posição do rotor variam de 0 a 1 *pu*, ou seja, 0 a 16384 em Q_{14} .

5.7 CÁLCULO DO SENO E CO-SENO

Para implementar a transformada de Park e sua inversa, é necessário o conhecimento do seno e co-seno do ângulo da posição do fluxo do estator, θ_s , e do ângulo de escorregamento, θ_{slip} . A rotina que realiza essa função é baseada em uma busca em tabela, na qual ângulos de 0 a 360° são representados por 256 valores de seno e co-seno no formato Q_{14} . Esse método é conhecido como busca rápida em tabela com interpolação linear [15]. As primeiras linhas da tabela são apresentadas a seguir.

Tabela 5.4 – Valores de seno armazenados em tabela.

<i>Valor do seno em ponto fixo (Q_{14})</i>	<i>Índice</i>	<i>Ângulo θ (°)</i>	<i>sen(θ)</i>
0	0	0	0
402	1	1,4063	0,024541
804	2	2,8125	0,049068
1205	3	4,2188	0,073565
1606	4	5,625	0,098017
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

Para minimizar a utilização da memória apenas os valores do seno são armazenados. Para encontrar o co-seno do ângulo o resultado do seno é subtraído de 90 graus.

5.8 ESTIMAÇÃO DO FLUXO DO ESTATOR

O fluxo do estator foi estimado utilizando a solução proposta no item 3.5.2. A partir dela foi criada uma função que recebe do programa principal os valores das tensões $V_{\alpha s}$ e $V_{\beta s}$, e das correntes $i_{\alpha s}$ e $i_{\beta s}$. Como saída, a função retorna os valores do fluxo do estator $\lambda_{\alpha s}$ e $\lambda_{\beta s}$.

O método de integração numérica utilizado foi o de Tustin, ou aproximação trapezoidal. A escolha foi feita por este apresentar uma melhor aproximação do valor real, se comparado a outros métodos de integração em sistemas discretos [16]. A equação (5.5) representa o método de integração de Tustin para sistemas discretos.

$$y_{KT} = y_{KT-T} + \frac{T}{2}(f_{KT-T} + f_{KT}) \quad (5.5)$$

na qual:

K é o número da amostra;

T é o período de amostragem [s].

Para determinar o nível do sinal contínuo (“offset”) presente no fluxo, a rotina de cálculo armazena o valor máximo e mínimo de meio período. Com esses valores é calculada a média para, então, ser subtraída no próximo meio período, antes da integração e no final da rotina. O fluxograma da figura 5.13 ilustra a seqüência de ações da estimação do fluxo, dando ênfase à determinação da componente contínua do sinal.

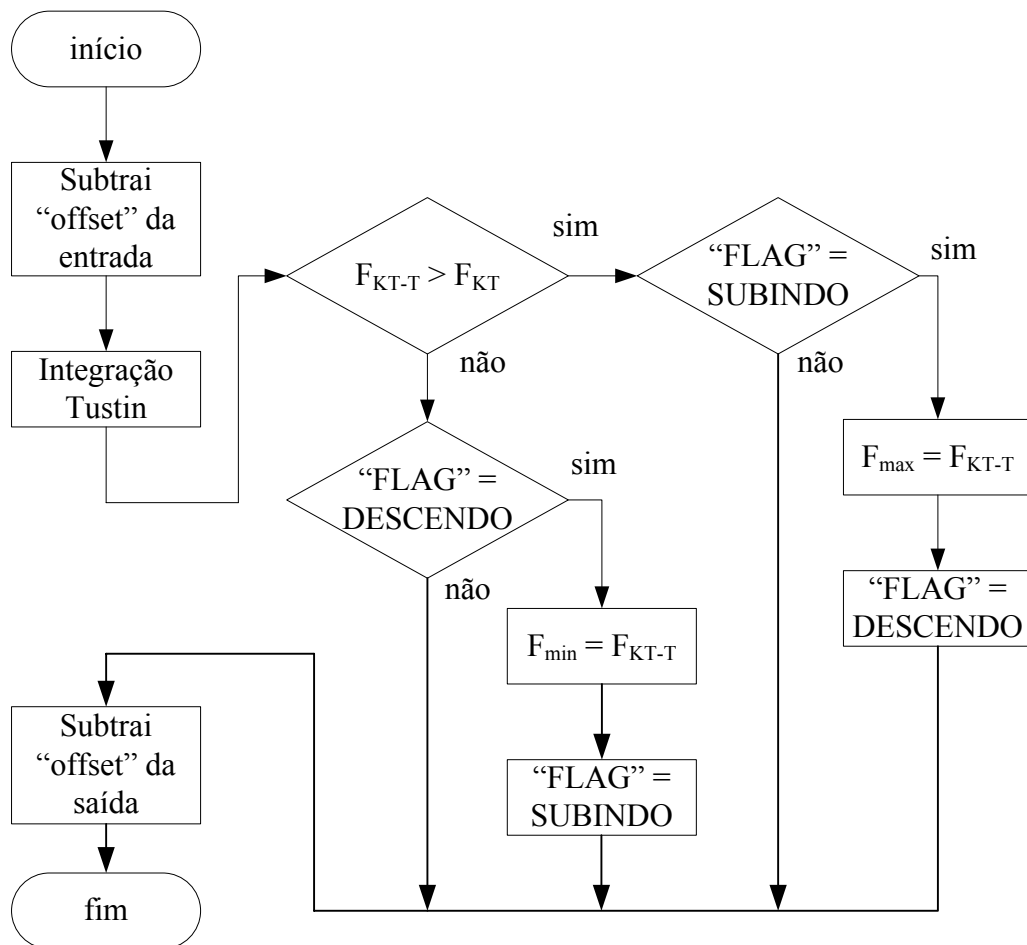


Figura 5.13 – Fluxograma da rotina de estimação do fluxo.

No fluxograma da figura 5.13 a variável “FLAG” é responsável por indicar o sentido da senóide a partir da comparação das magnitudes das amostras atual e anterior. Com isso é possível identificar quando a amostra atinge os valores máximo e mínimo.

Por ser tratar de uma variável com valor muito pequeno ($1 pu = 0,8253 Wb$) o fluxo foi representado por Q_{26} . Desta forma, o erro inserido devido ao formato numérico é muito pequeno.

Com o auxílio da interface JTAG foi possível colher os dados internamente ao microcontrolador e traçar as curvas dos fluxos λ_{as} , $\lambda_{\beta s}$, λ_{ds} e λ_{qs} , os quais são mostrados na figura 5.14. Observando a figura, percebe-se que rapidamente o problema do nível contínuo foi resolvido.

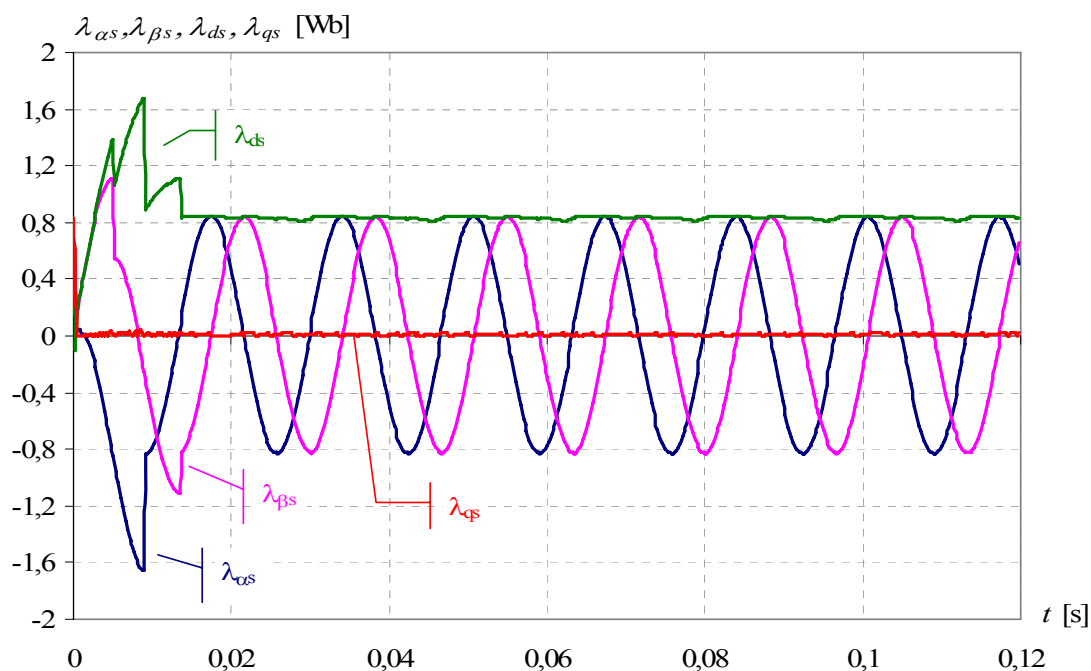


Figura 5.14 – Resultado experimental do fluxo no estator nas coordenadas α , β e d , q .

Na figura 5.14, as variáveis λ_{ds} e λ_{qs} são resultado da transformação de Park dos fluxos $\lambda_{\alpha s}$ e $\lambda_{\beta s}$, que são os valores de saída do estimador de fluxo.

5.9 ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE DO ROTOR

A velocidade do rotor é estimada a partir da derivada do sinal de posição adquirido do “resolver”. A forma de onda da posição angular do rotor é ilustrada pela Figura 5.15, na qual pode-se perceber que existe um problema de descontinuidade angular de 360° para 0° . Para contornar o problema o diferenciador opera apenas dentro da faixa diferenciável [17], como pode ser visto na figura 5.15.

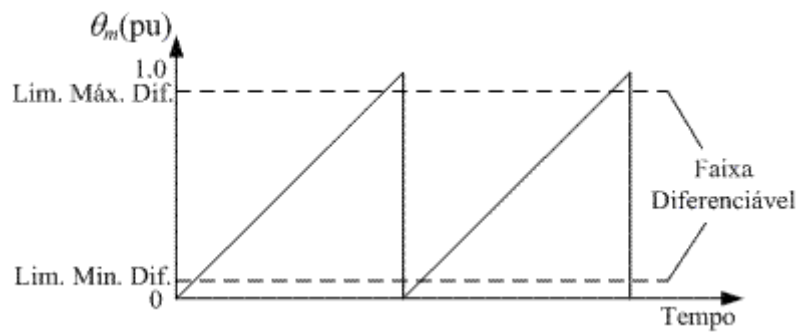


Figura 5.15 – Forma de onda da posição angular do rotor.

A equação do diferenciador da posição do rotor pode ser expressa por (5.6).

$$\omega_r(k) = K_1 (\theta_r(k) - \theta_r(k-1)) \quad (5.6)$$

Na equação (5.6), $K_1 = \frac{1}{f_b T}$, f_b é a frequência de base (Hz) e T é o período de amostragem (s).

Segundo [17], ω_r precisa passar por um filtro passa-baixas para reduzir o ruído amplificado pelo diferenciador puro. Um filtro de primeira ordem pode ser utilizado. Assim, a velocidade do rotor utilizada será ω'_r . Nas equações (5.7) e (5.8) temos o filtro no tempo contínuo e discreto, respectivamente.

$$\frac{d\omega'_r}{dt} = \frac{1}{\tau_c} (\omega_r - \omega'_r) \quad (5.7)$$

na qual $\tau_c = \frac{1}{2\pi f_c}$ é a constante de tempo (s), e f_c é a frequência de corte (Hz).

$$\omega'_r(k) = K_2 \omega'_r(k-1) + K_3 \omega_r(k) \quad (5.8)$$

na qual $K_2 = \frac{\tau_c}{\tau_c + T}$, e $K_3 = \frac{T}{\tau_c + T}$.

A figura 5.16 apresenta o resultado da rotina para quatro velocidades distintas. Pode-se observar que apesar das dificuldades impostas pela derivação e pela descontinuidade, a solução utilizada contornou o problema apresentando pequenas variações nas curvas de velocidades.

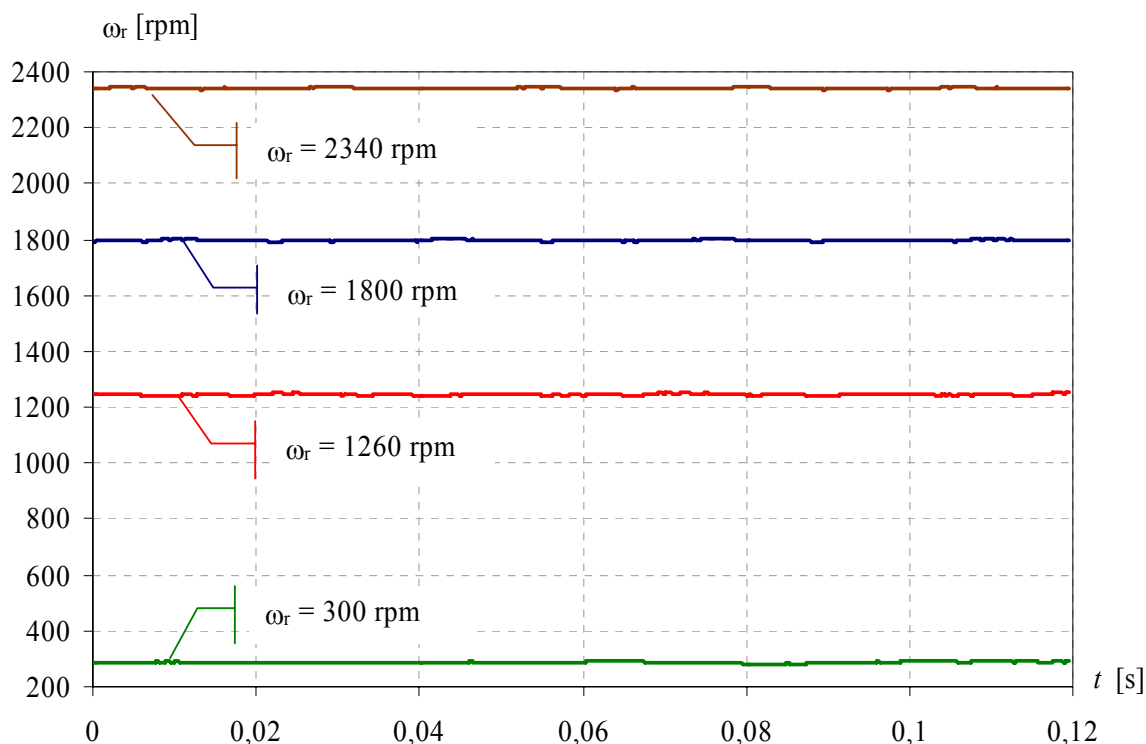


Figura 5.16 – Estimação da velocidade do rotor.

5.10 IMPLEMENTAÇÃO DO PWM VETORIAL

A primeira parte da implementação do PWM vetorial consistiu em configurar o temporizador MTU do SH 7047. Uma vez configurado, a rotina do PWM vetorial atualiza os valores nos registradores responsáveis por T_A , T_B e T_C a cada interrupção.

A rotina do PWM vetorial segue os passos a seguir:

- Determinação do setor;
- Cálculo de X, Y e Z;
- Cálculo de t_1 e t_2 ;

- Determinação das razões cíclicas t_a , t_b e t_c ;
- Atualização de T_A , T_B e T_C .

Na figura 5.17 é mostrado o fluxograma para determinação do setor no qual se encontra o vetor de referência.

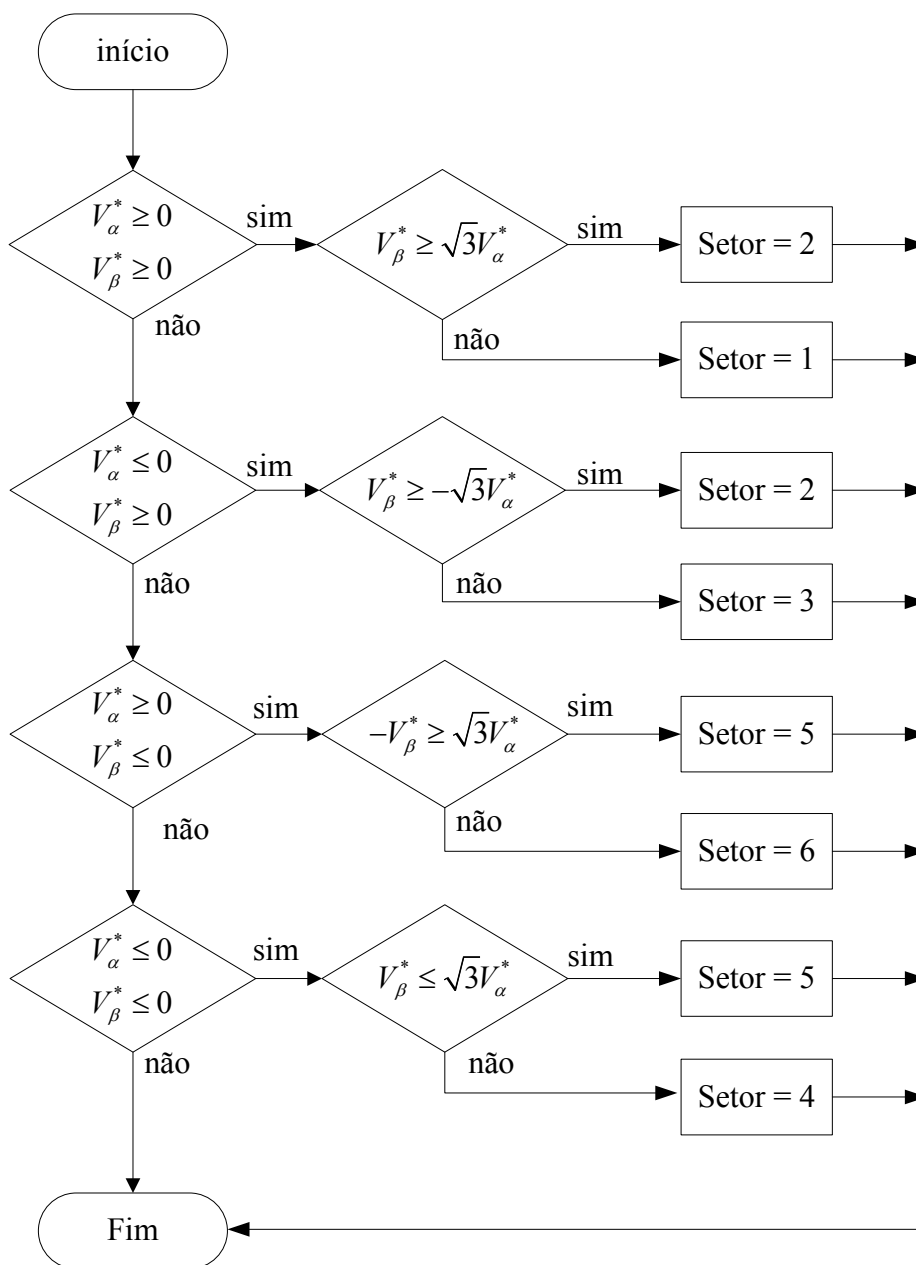


Figura 5.17 – Fluxograma da determinação do setor.

As variáveis t_a , t_b e t_c são calculadas com o auxílio da equação (5.9).

$$\begin{aligned}
 t_a &= \frac{T - t_1 - t_2}{2} \\
 t_b &= t_a + t_1 \\
 t_c &= t_b + t_2
 \end{aligned}
 \tag{5.9}$$

Para obterem-se os padrões de chaveamento da figura 3.17, as variáveis t_a , t_b e t_c devem ser aplicadas conforme a tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Relação entre a razão cíclica e setor.

<i>Setor</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
TA	t_a	t_b	t_c	t_c	t_b	t_a
TB	t_b	t_a	t_a	t_b	t_c	t_c
TC	t_c	t_c	t_b	t_a	t_a	t_b

O algoritmo do PWM vetorial pode ser verificado com o auxílio de um osciloscópio e de um filtro passa-baixas, filtrando os pulsos de comando das chaves e eliminando as componentes de alta frequência.

Com o intuito de eliminar a componente de 5 kHz gerada pelo chaveamento, foi construído um filtro passa-baixas de segunda ordem. Como este filtro é regido por uma equação diferencial de segunda ordem, sua função de transferência possui dois pólos, resultando em uma atenuação de 40 dB por década a partir da frequência de corte. O filtro utilizado em cada canal PWM é mostrado na figura 5.18.

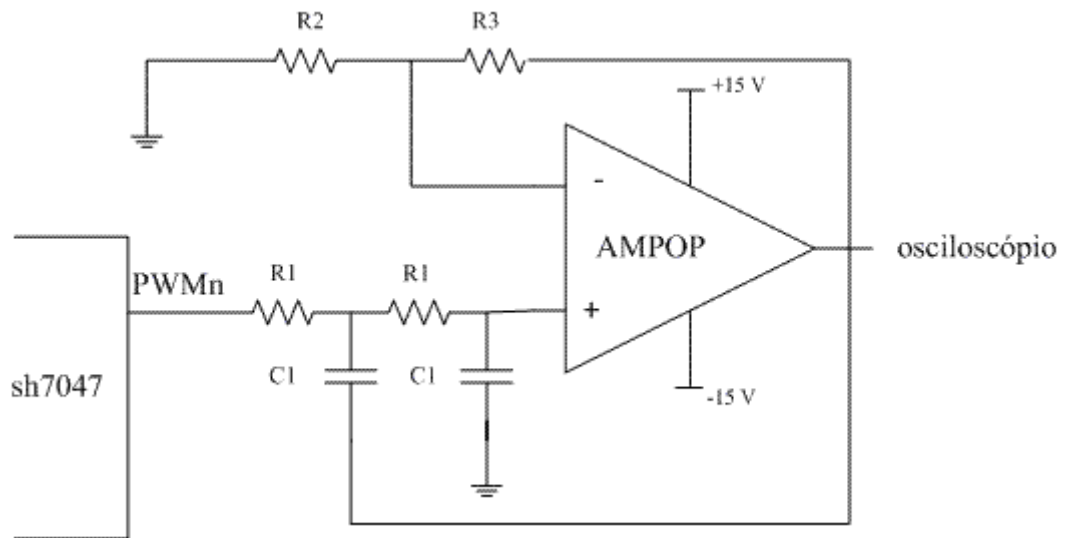


Figura 5.18 – Circuito do filtro passa-baixas implementado para verificar o algoritmo do PWM vetorial.

A frequência de corte para este filtro é dada pela equação (5.10).

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (5.10)$$

Para obter uma atenuação de pouco mais de 40 dB em 5 kHz , escolheu-se uma frequência de corte em torno de 400 Hz . Fixando-se o valor do capacitor em $3,9\text{ nF}$ calculou-se, pela equação (5.10), um resistor de aproximadamente $102\text{ k}\Omega$. Escolheu-se então como valor nominal de R_1 o valor de $100\text{ k}\Omega$, resultando em uma frequência de corte de $408,09\text{ Hz}$.

Não se pode esquecer do ganho proporcionado pelo filtro às frequências localizadas antes da frequência de corte f_c . Este ganho é dado pela equação (5.11) (mais exatamente para uma frequência nula).

$$A = 1 + \frac{R_3}{R_2} \quad (5.11)$$

Escolheram-se como valores para R_2 e R_3 $12\text{ k}\Omega$ e $6,8\text{ k}\Omega$, respectivamente. Esses valores foram escolhidos com o intuito de conseguir um ganho de distorção mais próximo

possível de 1,586, tornando os dois pólos da função de transferência coincidentes e fazendo com que a resposta para a banda de passagem seja a mais plana possível, e atenuando a influência do filtro na forma de onda do sinal filtrado.

A figura 5.19 mostra as formas de onda adquiridas com o auxílio de um osciloscópio. Nela podem ser vistos os pulsos filtrados das chaves superiores das fases a, b e c do inversor. Apesar de haver distorção intrínseca nas tensões de fase, os componentes harmônicos possuem ordem múltipla de 3, ou seja, são de modo comum. Como consequência, a tensão de linha não apresenta essas harmônicas. Isso pode ser verificado fazendo-se a subtração entre dois sinais dos pulsos filtrados, mostrado na figura 5.19. Como esperado as tensões de fase estão defasadas de 120° .

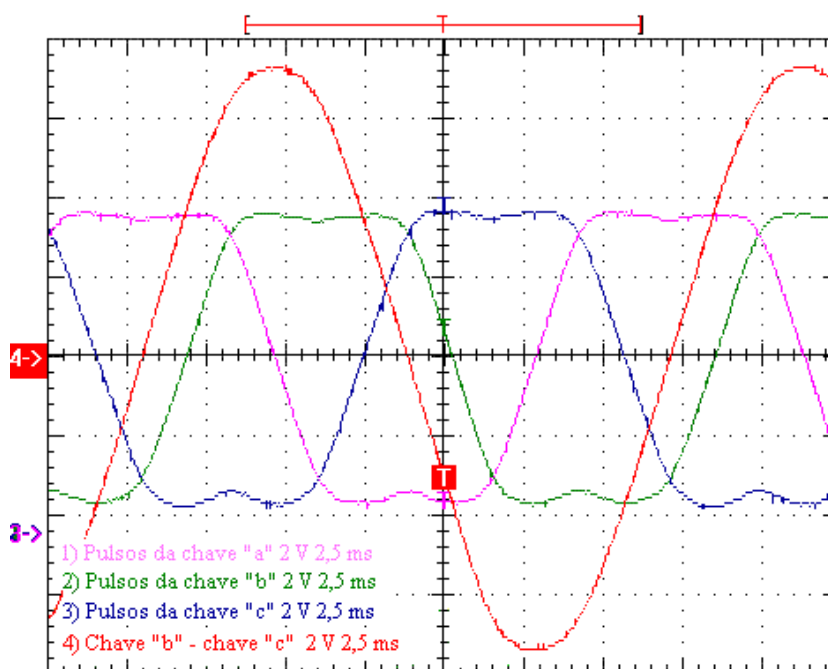


Figura 5.19 – Saídas PWM filtradas. Tensões de fase e tensão de linha.

A figura 5.20 mostra os sinais PWM adquiridos na saída da rotina de PWM vetorial, ou seja, são dados colhidos em tempo real enquanto o programa estava sendo executado. A aquisição foi feita pela interface JTAG e o gráfico foi gerado com o auxílio do Excel. O eixo horizontal apresenta o número de amostras, sendo o período de amostragem o mesmo da interrupção PWM ($T_{PWM} = 200\mu s$). O eixo vertical apresenta os valores que serão carregados no registrador comparador do PWM. São os tempos T_A , T_B e

T_C , que por sua vez excursionam de 0 a 2000, correspondendo às razões cíclicas mínima e máxima, respectivamente.

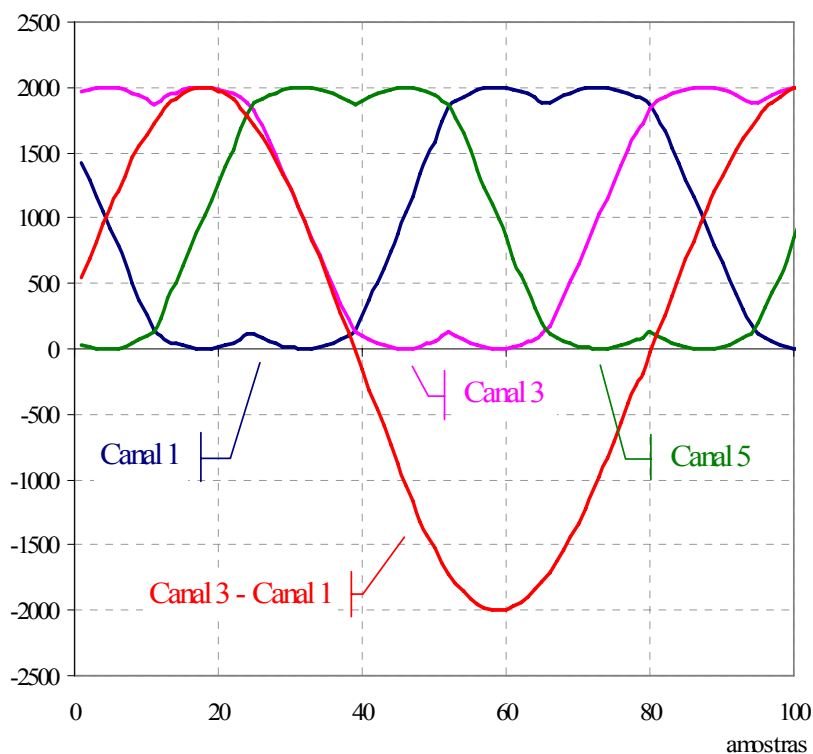


Figura 5.20 – Sinais de comando PWM.

5.11 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validação do sistema implementado foram realizados testes utilizando uma carga resistiva ligada ao estator, que operou desconectado da rede. As aquisições foram feitas com o auxílio de um osciloscópio TDS 2014 da Tektronix. As leituras de corrente do estator foram feitas com ponteira de tensão por meio de resistor “shunt” e as correntes do rotor utilizaram ponteiras de corrente. A figura 5.21 apresenta as correntes do rotor e do estator para a velocidade do gerador de 1260 rpm. Operando nessa condição, o resultado esperado era de uma corrente de fase no estator com frequência de 60 Hz e no rotor com 18 Hz, como pode ser observado nas formas de onda na figura 5.21.

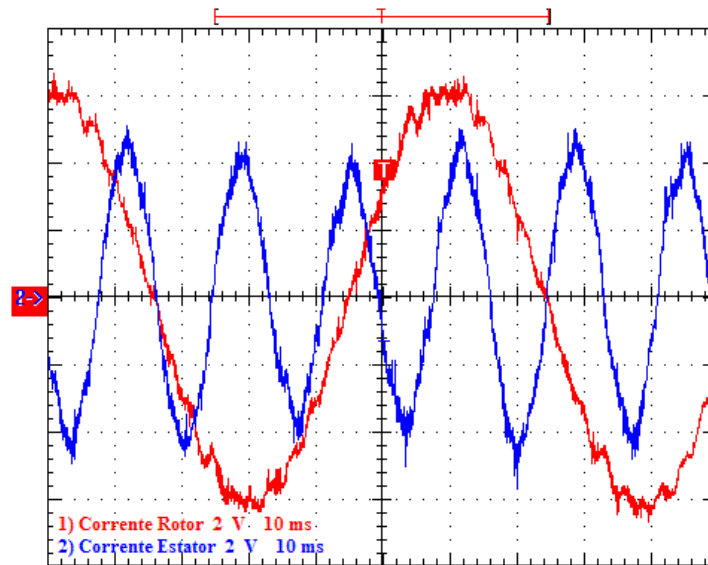


Figura 5.21 – Correntes no rotor e no estator na velocidade de 1260 rpm.

As correntes apresentadas na figura 5.22 foram adquiridas com o gerador operando aproximadamente na velocidade síncrona. O resultado mostra que a frequência da corrente do rotor é quase zero e a amplitude é limitada. A corrente no estator permanece com a frequência de 60 Hz.

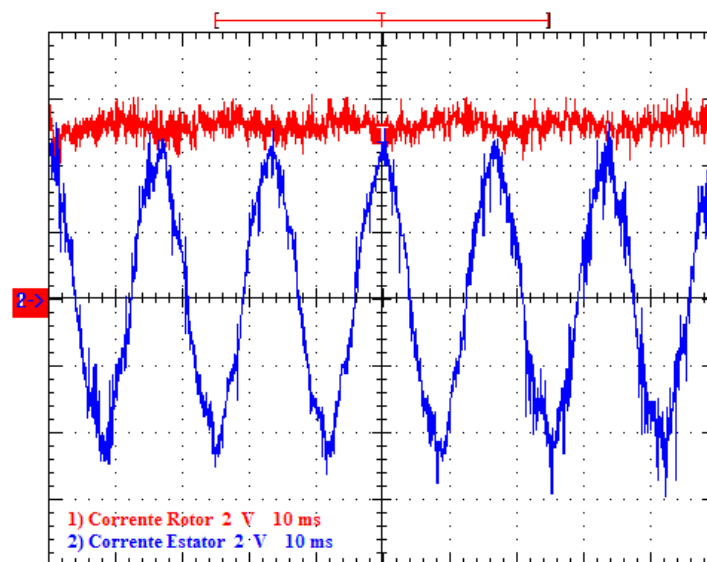


Figura 5.22 – Correntes no rotor e no estator na velocidade de 1800 rpm.

5.12 CONCLUSÃO

Nesse capítulo foi apresentada a bancada experimental utilizada para o desenvolvimento do trabalho, detalhando cada componente. Os passos necessários para a implementação do controle vetorial foram descritos, bem como as soluções adotadas para superar os problemas encontrados. Os resultados experimentais apresentados verificaram o funcionamento de cada etapa e da malha de controle de corrente.

6 CONCLUSÃO GERAL

O controle vetorial do gerador de indução duplamente alimentado foi implementado em um sistema protótipo microcontrolado. Alguns resultados experimentais, comprovando o funcionamento do sistema simulado por Hélio Voltolini [1] foram obtidos e apresentados. O trabalho abordou de forma detalhada os passos necessários para realizar o controle de geradores por um sistema microcontrolado.

Em termos metodológicos, comparou-se resultados utilizando as linguagens de programação C e Assembly. Verificou-se que a primeira facilita o trabalho do programador, enquanto a segunda apresenta melhor desempenho. Optou-se por utilizar as vantagens das duas, utilizando o Assembly apenas em rotinas de leitura de periféricos e o C no restante do programa.

Os tipos de microcontroladores associados aos seus formatos numéricos, ponto fixo e ponto flutuante, foram estudados. Concluiu-se que, apesar de ser possível a utilização de ponto flutuante em processadores com arquitetura para ponto fixo o seu emprego não é viável, por onerar demais o tempo de processamento.

O método empregado para a estimação do fluxo do estator mostrou-se eficiente. Utilizando apenas o valor da resistência do enrolamento do estator e leituras de corrente e tensão o algoritmo apresentou o resultado esperado. A sua implementação foi detalhada por fluxograma e os resultados de simulação e experimentais foram apresentados.

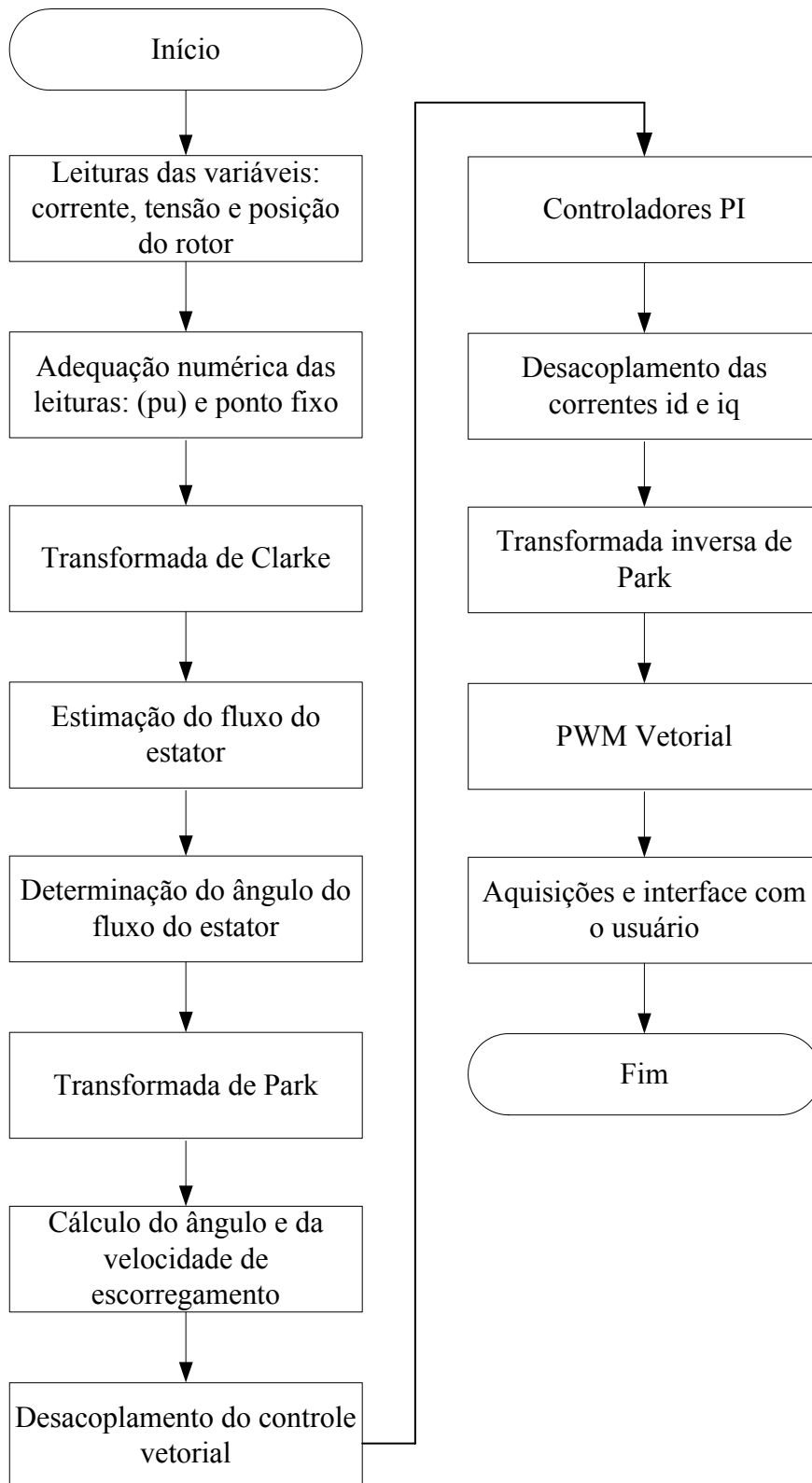
A implementação do PWM vetorial ou “Space Vector PWM” é uma parte fundamental do controle vetorial. Por isso sua teoria e implementação foram expostas minuciosamente nesse trabalho. Seus resultados experimentais foram apresentados comprovando seu funcionamento.

Como propostas de continuidade devem ser feitos melhores ajustes nos controladores de corrente e de velocidade. O sincronismo com a rede foi feito de forma manual por meio de mudança de referências pelos botões da IHM do sistema microcontrolado e podem ser automatizados no futuro.

O trabalho alcançou o objetivo proposto e o programa gerado serve para novas implementações em sistemas que utilizem o controle vetorial de máquinas de indução.

ANEXO – FLUXOGRAMA GERAL DO PROGRAMA

Interrupção de trabalho



REFERÊNCIAS

- [1] VOLTOLINI, Hélio. *Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados com aplicação em Sistemas Eólicos*. Florianópolis, 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, GRUCAD, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). *Atlas de energia elétrica do Brasil*, 2ª ed. <http://www.aneel.gov.br>.
- [3] CENTRAIS ELÉTRICAS DE SANTA CATARINA S.A. (CELESC Geração), *Fontes alternativas de energia*. <http://www.celesc.com.br/geracao/geracao.php>.
- [4] ANALOG DEVICES, *ADSP-21990: Reference Frame Conversions*. <http://www.analog.com>. January 2002.
- [5] PENA, R.; CLARE, J. C.; ASHER, G. M.; *Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converter and its application to variable-Speed wind-energy generation*. *IEEE Proc.-Electr. Power Appl.*, v. 143, n. 3, May 1996.
- [6] HU, J., WU, B., *New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range*, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5 September 1998, pp.969-977.
- [7] SEYOUM, D., GRANTHAM, C., RAHMAN, F., *Simplified flux estimation for control application in induction machines*, *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International Volume 2, 1-4 June 2003, Page(s): 691 - 695 vol.2*.
- [8] VRANKA, P., GRIVA, G., PROFUMO, F., *Practical improvement of a simple V-I flux estimator for sensorless FO controllers operating in the low speed region*, *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual*

Conference of the IEEE, Volume 3, 31 Aug.-4 Sept. 1998, Page(s): 1615 - 1620 vol.3.

- [9] HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principle and Practice*. IEEE Press Series on Power Engineering. United States of America: Wiley Interscience, 2003.
- [10] SMITH, S. W. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. 2nd ed. San Diego: California Technical Publishing, 1999.
- [11] RENESAS TECHNOLOGY, *SH-2 SH 7047 Group Hardware Manual*, <http://www.renesas.com>, Rev. 2.00, Sep. 2004.
- [12] COFER, R. C. *Fixed-Point DSP Algorithm Implementation*. Embedded Systems Conference, San Francisco, March 2002.
- [13] TOMASELLI, Luis C. *Controle de um pré-regulador com alto fator de potência utilizando o controlador DSP TMS 320F243, Florianópolis, 2001*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [14] BOTTERÓN, Fernando. *Análise, projeto e implementação de um inversor PWM trifásico para UPS de média potência*. Santa Maria, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – PPGEE, Universidade Federal de Santa Maria.
- [15] TEXAS INSTRUMENTS INC. *Sine, cosine on the TMS320C2xx*, Application Report, Literature Number: BPRA047.
- [16] RICO, J. E. N.; PAGANO, D. J.; *Fundamentos para análise e projeto de sistemas de controle*. Apostila do curso. Departamento de Automação e Sistemas. Universidade Federal de Santa Catarina.

- [17] TEXAS INSTRUMENTS INC. *ACI3_3: Sensored Indirect Flux Vector Control of Three-Phase ACI Motor (Simulation Model)*, <http://www.ti.com>, Texas Instruments software folder number SPRC208, May 2005.
- [18] KUO, S. M.; LEE, B. H. *Real-time Digital Signal Processing: Implementations, Applications and Experiments with the TMS320C55X*. 1st ed. Chichester: John Wiley & Sons, 2001.
- [19] TOLIYAT, H. A., CAMPBELL, S.G., *DSP-Based Eletromechanical Motion Control*, CRC Press, New York, 2004.
- [20] TEXAS INSTRUMENTS INC. *Clarke and Park Transforms on the TMS320C2xx*, <http://www.ti.com>, Texas Instruments Literature number: BPRA048, Europe, 1998.
- [21] TEXAS INSTRUMENTS INC. *Field Oriented Control of 3-Phase AC-Motors*, <http://www.ti.com>, Texas Instruments Literature number: BPRA073, 1998.
- [22] RENESAS TECHNOLOGY, *SH-1/SH-2/SH-DSP Software Manual*, <http://www.renesas.com>, Rev. 5.00, Jun. 2004.
- [23] RENESAS TECHNOLOGY, *SuperH Risc Engine C/C++ Compiler, Assembler, Optimizing Linkage Editor. Compiler Package V.9.00 User's Manual*, <http://www.renesas.com>, Rev. 1.00, Aug. 2004.
- [24] RENESAS TECHNOLOGY, *SuperH Risc Engine High-Performance Embedded Workshop 3. User's Manual*, <http://www.renesas.com>, Rev. 2.00, Apr. 2004.
- [25] RENESAS TECHNOLOGY, *Hitachi Debugging Interface. User's Manual*, <http://www.renesas.com>, Rev. 1.00, Apr. 2003.
- [26] JAMSA, K.; KLANDER, L.; *Programando em C/C++: A Bíblia*, Makron Books, São Paulo, 1999.

- [27] MULLER, S.; DEICKE, M.; DE DONKER, R.W.; *Doubly fed induction generator systems for wind turbines*, IEEE Ind. Applicat. Mag., May/June 2002, pp. 26-33.
- [28] KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D.; *Analysis of Electric Machinery*. IEEE PRESS. 1995.
- [29] OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2nd ed. Prentice-Hall. New Jersey, 1995.
- [30] DA CUNHA, Gilberto. *Aspectos de implementação de controladores digitais utilizando dispositivos DSP com aritmética de ponto fixo*. Jaraguá do Sul, 2003. Monografia (Especialização em controle, acionamentos elétricos e eletrônica de potência) – Centro Tecnológico, DAS/INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [31] MUSSA, Samir A. *Controle de um conversor CA-CC trifásico PWM de três níveis com fator de potência unitário utilizando DSP*. Florianópolis, 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [32] SILVA, Leonardo de A. *Avaliação de uma nova proposta de controle V/F em malha aberta*. Campinas, 2000. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP.
- [33] ALTUNA, José A. T. *Análise dinâmica de controladores de corrente para máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversor PWM*. Campinas, 2002. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Sistemas e Controle da Energia, UNICAMP.
- [34] LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*, 1st ed. Berlin: Springer-Verlag, 1985.
- [35] SIMÕES, M. G.; FARRET, F.A. *Renewable Energy Systems: Design and Analysis with Induction Generators*. 1st ed. United States of America: CRC Press, 2004.

- [36] AMENEDO, J. L. R.; DÍAZ, J. C. B.; GÓMEZ, S. A. *Sistemas Eolicos de Produccion de Energia Electrica*. 1ª ed. Madrid: Editorial Rueda, S.L., 2003.
- [37] PRESS, W. H.; TEUKOLSKY, S. A.; VETTERLING, W. T.; FLANNERY, B. P. *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*. 2nd ed. Cambridge: Cambridge University Press, 1992.
- [38] CORMEN, T. H.; LEISERSON, C. E.; RIVEST, R. L.; STEIN, C. *Introduction to Algorithms*. 2nd ed. Cambridge: McGraw-Hill Book Company, 2001.