

THIAGO DE PAULA MACHADO BAZZO

**IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE VETORIAL EM
GERADORES ASSÍNCRONOS**

FLORIANÓPOLIS
2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

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

**IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE VETORIAL EM
GERADORES ASSÍNCRONOS**

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

THIAGO DE PAULA MACHADO BAZZO

Florianópolis, Junho de 2007.

IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE VETORIAL EM GERADORES ASSÍNCRONOS

THIAGO DE PAULA MACHADO BAZZO

‘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 Program de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade federal de Santa catarina’

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Orientador

Prof^a. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Presidente

Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.
Co-orientador

Prof. Hari Bruno Mohr, D.Sc.

Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.

Prof. Maurício Valência Ferreira da Luz, Dr.

Prof. Hélio Voltolini, Dr.

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

IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE VETORIAL EM GERADORES ASSÍNCRONOS

Thiago de Paula Machado Bazzo

Junho/2007

Orientador: Nelson Sadowski, Dr.

Co-orientador: Renado Carlson, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: controle vetorial, microprocessadores, gerador, motor, energia eólica, fontes renováveis, acionamento de máquinas elétricas.

Número de páginas: 83.

RESUMO: Esta Dissertação aborda a implementação do Controle Vetorial de um Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG) com aplicação em Sistemas Eólicos de operação em Velocidade Variável. Cada etapa do processo de transferir a estratégia de controle, desenvolvida em simulação, para o microcontrolador é discutida, destacando-se sua importância como parte do projeto, eventuais problemas e as soluções encontradas. A partir do modelo da máquina de indução com as variáveis referenciadas aos eixos d e q , é mostrado que a técnica de Controle por Orientação de Campo (FOC – Field Oriented Control) possibilita o controle independente das potências reativa e ativa. Um protótipo foi montado com um DFIG 3 kW, 380 V, 60 Hz, De onde foram extraídos resultados experimentais como resposta do sistema às variações de referências de velocidade, corrente e torque. São abordadas a conexão e desconexão do estator da máquina com a rede elétrica, com resultados experimentais comprovando a eficácia do método de sincronismo implementado para proporcionar uma conexão suave, sem causar transitórios na rede e no sistema. Os modos de operação de uma Turbina Eólica são apresentados, discutindo-se quais as situações que provocam uma mudança de um modo para outro. Por fim é discutida a implementação da modulação vetorial por largura de pulso (SVPWM – Space Vector Pulse Width Modulation), apresentando de uma maneira didática a metodologia a ser seguida para o cálculo dos períodos de chaveamento e busca do setor do vetor referência.

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

ASYNCHRONOUS GENERATORS VECTOR CONTROL IMPLEMENTATION

Thiago de Paula Machado Bazzo

June/2007

Advisor: Nelson Sadowski, Dr.

Co-advisor: Renado Carlson, Dr. Ing.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: vector control, microprocessors, generator, motor, wind power, renewable sources, electrical drive machines.

Number of pages: 83.

ABSTRACT: The present Dissertation deals with the Vector Control of a Doubly Fed Induction Generator (DFIG) applied as Wind Power Generator at Variable-Speed operation. Each part of the write procedure of the developed simulations within the microprocessor core is handled, showing its value as a part of the system, troubles and solutions found. From machine equations in d,q reference frame it is observed that active and reactive power can be controlled independently by Field Oriented Control (FOC) technique. A prototype was built with a 3 kW, 380 V, 60 Hz DFIG. From this prototype the experimental results were taken, as system responses to references changes of current, speed and torque. The connection procedure between stator machine and electrical grid is handled. Experimental results show the synchronization method that leads the grid connecting to a smooth process without transients either in grid or system. The Wind Power Generator modes are presented, showing the circumstances that cause a chance from a mode to another. At the end the Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) implementation is presented in an instructive way the switching time calculations and the algorithm to find the sector where the reference vector belongs.

Sumário

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO	1
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	2
1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	3
1.3.1 <i>Energia Eólica</i>	3
1.3.2 <i>Tecnologia de Aerogeradores</i>	7
1.3.3 <i>Panorama mundial da energia eólica</i>	11

CAPÍTULO 2

MODELO DO GERADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	13
2.1 INTRODUÇÃO	13
2.2 MUDANÇA DE EIXOS DE REFERÊNCIA	13
2.2.1 <i>Transformação $\alpha\beta/dq$ e $dq/\alpha\beta$</i>	14
2.2.2 <i>Transformação $abc/\alpha\beta$ e $\alpha\beta/abc$</i>	15
2.3 MODELO VETORIAL DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO.....	16
2.4 CONTROLE DO GERADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	19
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	22

CAPÍTULO 3

SISTEMA IMPLEMENTADO	23
3.1 INTRODUÇÃO	23
3.2 CARACTERÍSTICAS DO MICROCONTROLADOR UTILIZADO.....	24
3.3 O AMBIENTE DE DESENVOLVIMENTO DO SOFTWARE.....	25
3.3.1 <i>HEW 3 (High-Performance Embedded Workshop)</i>	25
3.3.2 <i>HDI (Hitachi Debugging Interface)</i>	26
3.4 DESCRIÇÃO GERAL DO CONTROLE DO GERADOR	27
3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	29

CAPÍTULO 4

AQUISIÇÃO DE TENSÕES E CORRENTES	30
4.1 INTRODUÇÃO	30
4.2 FORMATO NUMÉRICO	30
4.3 ESCOLHA DO FORMATO NUMÉRICO	32
4.4 NORMALIZAÇÃO DAS VARIÁVEIS LIDAS	38
4.4.1 <i>Leitura de tensão</i>	38
4.4.2 <i>Leitura de corrente</i>	40
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	42

CAPÍTULO 5

POSIÇÃO E VELOCIDADE.....	43
5.1	INTRODUÇÃO 43
5.2	CÁLCULO DA POSIÇÃO DO FLUXO DO ESTATOR 43
5.2.1	<i>Posição calculada pelo Arco-tangente</i> 44
5.2.2	<i>PLL (Phase Locked Loop, ou Malha Fechada de Fase)</i> 46
5.2.3	<i>Posição calculada pelas tensões</i> 48
5.3	POSIÇÃO DO ROTOR..... 49
5.4	VELOCIDADE DO ROTOR..... 51
5.4.1	<i>Derivação da Posição</i> 51
5.4.2	<i>PLL de Velocidade</i> 53
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS..... 55

CAPÍTULO 6

ANÁLISE DINÂMICA DO CONTROLE DO AEROGERADOR	56
6.1	INTRODUÇÃO 56
6.2	CONTROLE DAS CORRENTES DO ROTOR..... 56
6.3	SINCRONIZAÇÃO COM A REDE..... 59
6.4	CONTROLE DE VELOCIDADE..... 62
6.4.1	<i>Modos de operação</i> 63
6.5	CONTROLE DA POTENCIA REATIVA..... 66
6.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS..... 66

CAPÍTULO 7

SVPWM.....	68
7.1	INTRODUÇÃO 68
7.2	IMPLEMENTAÇÃO DO SVPWM 70
7.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS..... 78

CAPÍTULO 8

CONCLUSÃO GERAL.....	79
-----------------------------	-----------

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	81
--	-----------

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Objetivos do trabalho

O principal objetivo deste trabalho de mestrado é a implementação do controle vetorial de um gerador de indução duplamente alimentado para utilização em aproveitamento de energia eólica.

Para realização deste projeto, foi organizada uma equipe composta por alunos de iniciação científica, um aluno de mestrado e um aluno de doutorado. Os alunos de iniciação científica ficaram responsáveis pelo acionamento de um motor CC, que age como simulador da turbina, a ação deste motor deve representar o efeito do vento nas pás de uma turbina. A tarefa do aluno de mestrado foi implementar o controle no microcontrolador SH7047 da Hitachi, para comandar o acionamento do gerador. A responsabilidade de definir as estratégias gerais do controle, assim como realizar simulações da máquina e de seu controle, foi atribuída ao aluno de doutorado.

Existe também a participação de um grupo da WEG Automação, proporcionando troca de idéias e equipamentos através de um intercâmbio técnico-científico entre universidade e empresa.

Motivação

Em 2004, o governo brasileiro criou o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA), financiando pesquisa e instalações de novas fontes energéticas, como o biodiesel, eólica e solar. Como este programa exige que parte da tecnologia empregada nestas centrais de geração de energias alternativas seja nacional, aumenta o interesse de empresas em investir nesta área. A motivação deste projeto é poder contribuir para que o país tenha condições de implantar centrais eólicas com o máximo de peças e tecnologias nacionais, e assim ajudar a resolver o problema de suprir a crescente demanda energética com o mínimo de impacto ao meio ambiente.

1.2 Organização da dissertação

Nesta dissertação os resultados experimentais são apresentados juntamente com discussões teóricas a respeito de cada tema, e não em um capítulo separado. Neste modelo cada assunto é explorado em um único capítulo, com apresentação da teoria, resultados experimentais, simulações, problemas encontrados e solução. Acredita-se que, desta forma, o texto seja mais objetivo e mais fácil de acompanhar.

Neste primeiro capítulo é apresentada uma pequena introdução à geração de energia eólica. São descritos em linhas gerais os princípios de conversão da energia cinética dos ventos em energia elétrica. As três principais formas de aplicação de aerogeradores conectados à rede elétrica são ilustradas, destacando-se as principais vantagens e desvantagens de cada tecnologia. É também apresentado o panorama global da geração de energia eólica, destacando-se a participação dos principais países na produção mundial de energia eólica e o crescimento global da potência instalada a partir de 1995.

O modelo do gerador de indução duplamente alimentado é apresentado no Capítulo 2. São apresentadas as transformações de Clarke e de Park para, a seguir representar as equações da máquina rebatidas nos eixos de referência escolhidos. Com as equações de potência do gerador, a idéia do controle vetorial é introduzida, mostrando a possibilidade de se controlar as potências ativa e reativa independentemente.

O Capítulo 3 mostra uma visão geral do sistema implementado para realizar o controle vetorial do gerador. O diagrama de blocos do sistema completo é apresentado, sendo sua análise fundamental para o entendimento deste trabalho. A estratégia utilizada para o controle é descrita sem aprofundamento em detalhes mais específicos. Neste capítulo as várias partes que compõe o sistema são tratadas como blocos, para serem então apresentadas de forma mais detalhada nos próximos capítulos.

As aquisições das tensões e correntes são tratadas no próximo capítulo. É apresentado todo o processo, desde a leitura dos sensores até a normalização das variáveis. Também há uma breve introdução sobre formato numérico, e posteriormente alguns exemplos são apresentados para ilustrar os problemas envolvidos na escolha de um formato adequado e justificar a escolha adotada.

No Capítulo 5 são descritos três dos blocos ilustrados no Capítulo 3: a obtenção da posição do rotor, do ângulo do fluxo do estator e da velocidade do rotor. A posição angular

do rotor é obtida com um sensor do tipo resolver, seu funcionamento é descrito em linhas gerais. Dois modos de obtenção do ângulo do fluxo do estator são apresentados e comparados, assim como também são utilizados dois métodos para o cálculo da velocidade do rotor. Os métodos são escolhidos com base nos resultados experimentais, justificando-se as escolhas pela precisão e robustez.

O comportamento dinâmico do sistema é estudado no Capítulo 6. A princípio as malhas de controle de corrente são analisadas. Estas malhas são utilizadas para o controle das potências reativa e ativa (indiretamente através da velocidade do rotor) e para sincronizar as tensões do estator com a rede elétrica. Apresenta-se o algoritmo utilizado para o processo de sincronização, ilustrando o comportamento das tensões durante este processo, com destaque para a suavidade alcançada no momento da conexão do estator com a rede. A seguir, apresenta-se o controle de velocidade do gerador, com descrição dos modos de operação, e posteriormente o controle de reativos.

1.3 Revisão Bibliográfica

Durante boa parte da história da humanidade, principalmente após a revolução industrial, o desenvolvimento foi ligado a uma perigosa combinação: devastação de grandes áreas verdes e demanda energética, que por muito tempo significou aumento da emissão de gás carbônico (CO₂) devido à queima de combustíveis fósseis. Alertadas por pesquisas que relacionam o aumento dos níveis de emissão de CO₂ com problemas ambientais, como o aquecimento global, autoridades seguem uma tendência de buscar fontes de energia que agridam pouco o meio ambiente, as chamadas “energias limpas”.

1.3.1 Energia Eólica

Há muitos séculos a humanidade utiliza a energia contida nos ventos, se beneficiando dela de diversas maneiras. Por volta do século XIII a.C., povos do mediterrâneo já se lançavam ao mar em barcos a vela, conquistando um papel importante na economia e difusão de sua cultura. Mais tarde, século X, surgiram os primeiros moinhos de vento, utilizados para bombeamento de água e moagem de grãos. Nos tempos atuais, outra forma

de aproveitamento do vento começa a ganhar papel de destaque em alternativas para geração de energia elétrica: a energia eólica.

A geração de energia eólica é umas das formas ecologicamente corretas de obtenção de energia mais eficiente e viável para implantação em escala global. Uma grande vantagem do aproveitamento da energia eólica é sua rápida instalação, sendo este um fator decisivo em países que apresentam rápido crescimento na demanda energética [6].

Para um melhor entendimento sobre o tema deste trabalho, a seguir serão apresentados alguns conceitos importantes que envolvem a transformação de energia mecânica contida nos ventos em energia elétrica.

Coefficiente de potência e Limite de Betz.

A energia cinética do vento por unidade de volume, obtida em uma velocidade de vento V_v , vale [2]:

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot V_v^2 \quad (1.1)$$

onde ρ é a massa específica de ar ($\cong 1,2 \text{ Kg/m}^3$).

A potência eólica disponível vale [2]:

$$P_E = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot V_v^3 \quad (1.2)$$

onde A é a área varrida pelo rotor eólico.

Apesar de P_E ser a potência disponível do vento, apenas uma parte dela pode ser transformada em potência mecânica no eixo da turbina eólica. Pode ser provado [2] que no máximo 59,3% da energia cinética do vento que atravessa determinada área pode ser aproveitada como energia mecânica. Esta razão de 0,593 é conhecida como limite de Betz. Não importa qual a tecnologia empregada, um aerogerador nunca será capaz de converter mais que 59,3% da energia cinética do vento que atravessa a área varrida por suas pás. Este fenômeno pode ser justificado pelo fato de que o vento continua com certa velocidade após passar pelas pás de um aerogerador, ou seja, parte de sua energia cinética é conservada.

A potência que pode ser extraída do vento por uma turbina é então calculada pela seguinte fórmula [2,20]:

$$P = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_p \cdot V_v^3 \quad (1.3)$$

C_p é chamado de coeficiente de potência, que representa a eficiência aerodinâmica da turbina eólica e depende da velocidade de vento e da velocidade rotacional do rotor eólico.

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda}} + c_6 \lambda \quad (1.4)$$

Os parâmetros c_1 , c_2 , c_3 , c_4 e c_5 dependem das características aerodinâmicas das pás da turbina, β é o ângulo de passo (Pitch angle) e λ é definido como a razão entre a velocidade de ponta de pá e a velocidade do vento (Tip Speed Ratio):

$$\lambda = \frac{\omega R}{V_v} \quad (1.5)$$

Na equação acima ω é a velocidade angular da turbina e R seu raio.

λ e β se relacionam através da equação:

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (1.6)$$

A Figura 1.1 apresenta o comportamento de C_p em função de λ , com variação de β , para uma determinada turbina eólica, a título de exemplo. Para este caso o valor máximo de C_p é encontrado para $\lambda = 8,1$. Este valor de λ é definido como λ nominal (λ_{nom}).

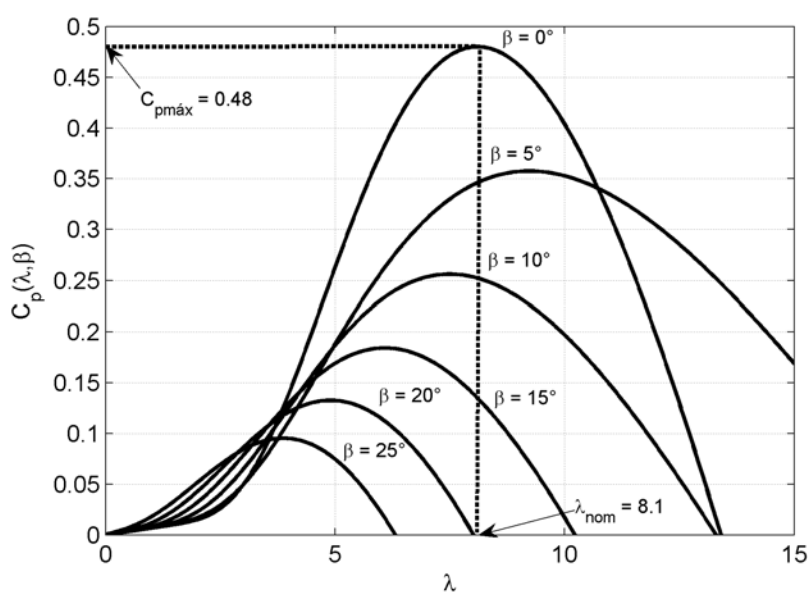


Figura 1.1 – Coeficiente de potência em função de λ [20].

A Equação (1.3) mostra que a potência da turbina eólica depende do coeficiente de potência, sendo assim, é vantajoso que a turbina opere com o valor máximo de C_p para aumentar a geração de energia. A Figura 1.1 e a Equação (1.4) mostram que existe um λ ótimo para maximizar C_p , então, para maior geração de energia, o sistema deve buscar este λ ótimo, que é relacionado com a velocidade do vento e de rotação da turbina pela Equação (1.5).

Isto significa que para uma turbina eólica, dada uma velocidade de vento V_V , existe uma velocidade ótima de rotação da turbina $\omega_{\text{ótimo}}$ capaz de aproveitar melhor a energia disponível do vento.

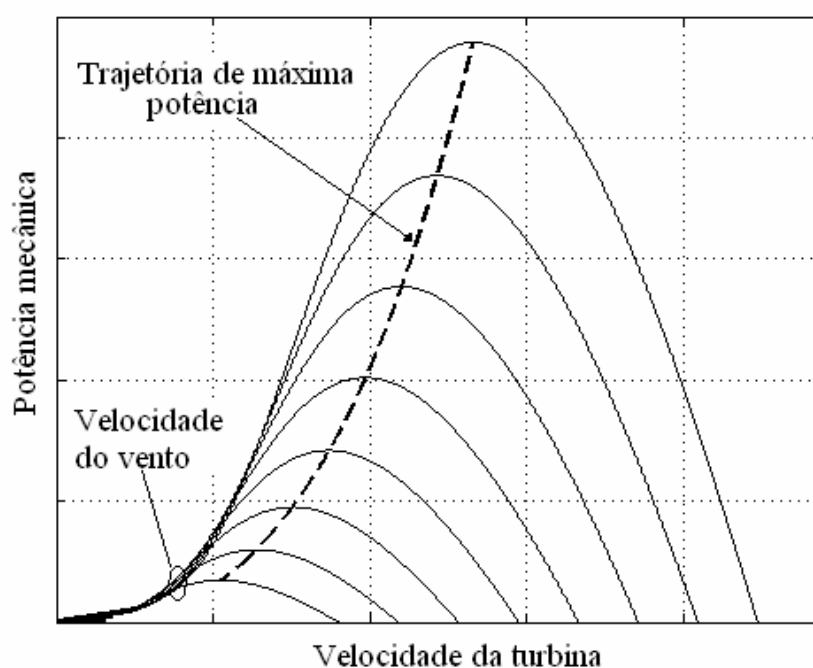


Figura 1.2 – Trajetória de máxima potência.

Esta velocidade é dada pela Equação (1.5) e é ilustrada na Figura 1.2. Um sistema que opera com velocidade variável deve seguir a linha tracejada da Figura 1.2 para melhor aproveitamento energético. Dependendo das condições de vento e características de uma turbina eólica, sistemas que operam com velocidade variável apresentam um ganho entre 3 e 28% em relação às que operam em velocidade fixa [13,15].

1.3.2 Tecnologia de Aeroogeradores

Atualmente, as turbinas eólicas utilizadas em aplicações de médias e altas potências (500 kW a 5 MW) são geralmente do tipo eixo horizontal e utilizam três pás.

Componentes básicos de um Aeroogerador

Um sistema de geração de energia elétrica através da força dos ventos é composto normalmente pelos seguintes componentes:

- Turbina Eólica: responsável pela transformação da energia cinética dos ventos em energia rotacional;
- Multiplicador de Velocidade: responsável pelo acoplamento mecânico entre o eixo da turbina eólica (baixa rotação) e o do gerador elétrico (alta rotação). No caso do uso de geradores síncronos, não há necessidade de um multiplicador de velocidade, pois esses possuem alto número de pólos e assim funcionam com baixa velocidade de rotação;
- Gerador Elétrico: responsável pela conversão da energia mecânica do eixo em energia elétrica;
- Acessórios: são necessários sistemas adicionais para o funcionamento de um aerogerador, tais como o anemômetro, sistemas de freio e ajuste de direção da turbina.

Tipos de Aeroogeradores

Dentre os aerogeradores modernos, três configurações se destacam em relação ao tipo de gerador utilizado.

Alguns fabricantes, como as dinamarquesas *NEG Micon* e *Bonus* e a alemã *Nordex* [13], utilizam gerador de indução de gaiola. Esta configuração, ilustrada na Figura 1.3, requer uma caixa multiplicadora de velocidade e o estator é diretamente conectado à rede elétrica.

A caixa de engrenagens (gearbox) é necessária, pois geralmente esses geradores apresentam baixo número de pólos, o que significa que sua velocidade de operação é alta comparada com a velocidade da turbina.

Podem ser utilizados capacitores em paralelo, entre rede e estator, para reduzir o efeito reativo causado pelo gerador de indução. Assim como um *soft-starter* pode ser inserido para suavizar a conexão com a rede.

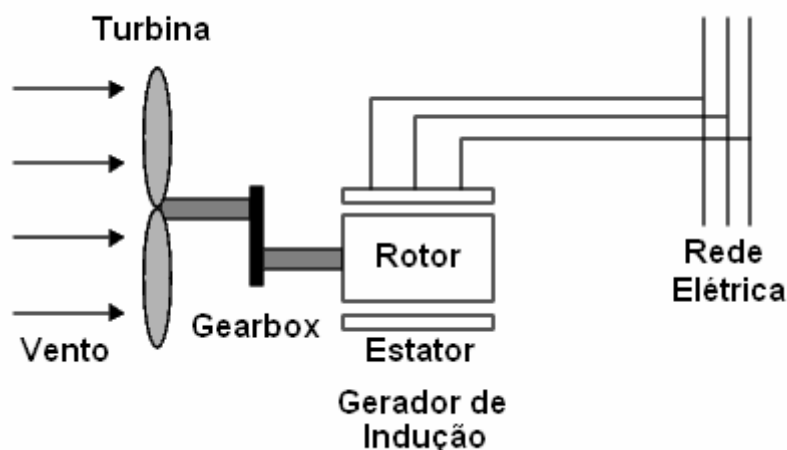


Figura 1.3 – Esquema de aerogerador com gerador de indução de gaiola.

Esta tecnologia opera com velocidade fixa. Como o estator é conectado diretamente à rede de frequência fixa, a velocidade do eixo do gerador é constante (com uma pequena variação devido ao escorregamento que varia com a carga) e seu valor depende do número de pólos da máquina.

A utilização de geradores de indução com rotor de gaiola apresenta vantagens de custo comparado com o uso de geradores de indução duplamente alimentados (rotor bobinado) por não utilizar conversores de frequência e também pelo custo reduzido e simplicidade do gerador com rotor de gaiola. Porém, como será discutido a seguir, a operação em velocidade fixa possui um aproveitamento energético inferior, pois não opera com potência máxima para velocidades de vento diferentes da nominal.

A Figura 1.4 ilustra a característica de operação de uma turbina de velocidade fixa. Neste exemplo, o gerador opera em torno da velocidade nominal (1800 rpm). Como a potência nominal da máquina é atingida para uma velocidade de vento de 11 m/s, para esta turbina esta seria a velocidade de vento nominal.

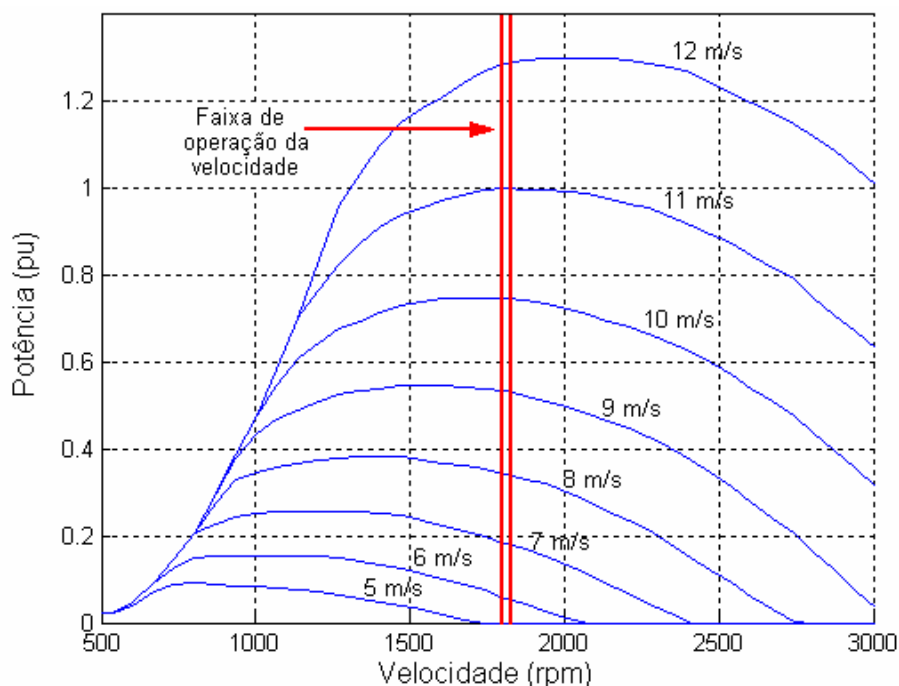


Figura 1.4 – Característica de uma turbina com operação em velocidade fixa.

Uma solução adotada neste caso é utilizar máquinas com 2 enrolamentos no estator, com diferentes números de pólos. Em baixas velocidades é utilizado o estator auxiliar; caso a velocidade do vento aumente, o enrolamento principal é usado.

Outros fabricantes, como a *Enercon da Alemanha*, apostam na geração de energia eólica com máquinas síncronas. Estes geradores geralmente apresentam elevado número de pólos. Desta forma a velocidade nominal de operação da máquina elétrica é baixa, o que possibilita a conexão do eixo da turbina diretamente com o eixo do gerador, sem necessidade de engrenagens. Tratando-se de um gerador síncrono, a frequência gerada varia diretamente com a velocidade de rotação da turbina, ou seja, com a velocidade do vento. Para conexão com a rede elétrica, de frequência fixa, a ligação do estator da máquina com a rede é feita indiretamente, através de um conversor de frequência como mostra a Figura 1.5.

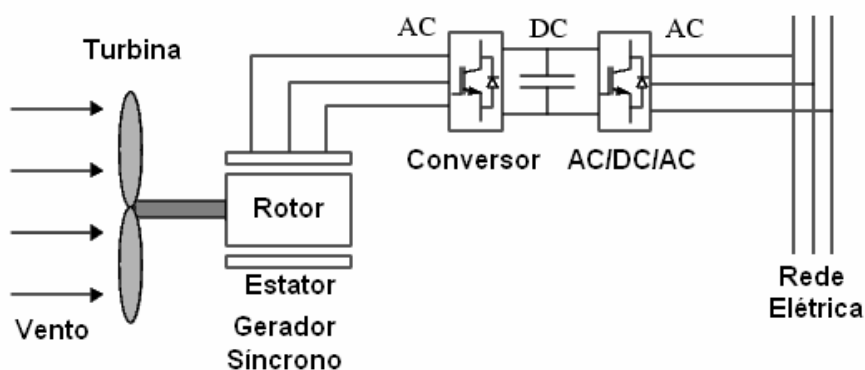


Figura 1.5 – Esquema de Aerogerador com Gerador Síncrono.

Em comparação com topologia anterior, a utilização do gerador síncrono utiliza um gerador mais caro e um conversor de frequência dimensionado para a potência da máquina (cerca de 2 MW). Por outro lado, não são utilizadas engrenagens para multiplicação de velocidade, eliminando um componente de custo elevado e difícil manutenção. Outra vantagem da máquina síncrona é a operação com velocidade variável, possibilitando um melhor aproveitamento energético.

Uma alternativa diferente é adotada por fabricantes como *Nordex* e *Dewind* da Alemanha, *Vestas Wind System*, da Dinamarca, *Gamesa* da Espanha e *Enron Wind* dos Estados Unidos. Trata-se da utilização do gerador de indução com rotor bobinado, como mostra a Figura 1.6.

Esta tecnologia opera com velocidade variável e utiliza o conversor no circuito do rotor, apresentando uma importante vantagem: a maior parte da potência é transferida diretamente do estator da máquina para a rede elétrica, sendo apenas uma parcela de sua energia transferida através do conversor de frequência.

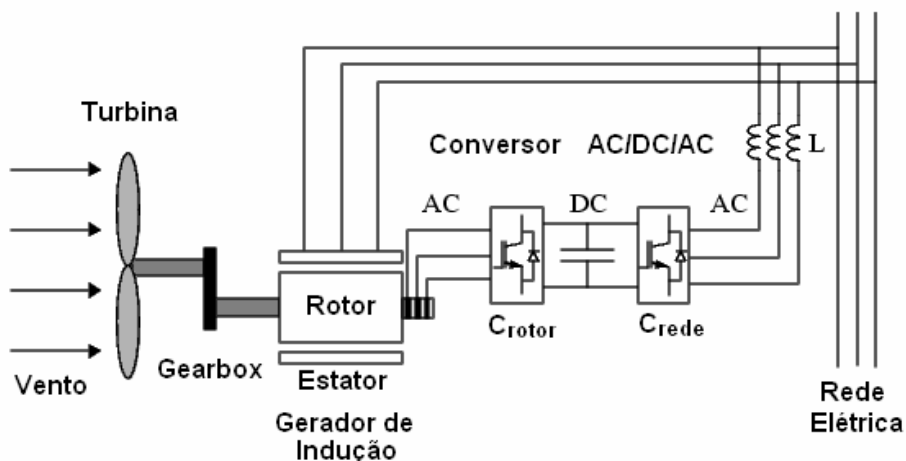


Figura 1.6 – Esquema de Aerogerador com Gerador de Indução Duplamente Alimentado.

O estator da máquina é diretamente conectado à rede, enquanto o circuito do rotor é ligado à rede através de um conversor de frequência bi-direcional. Se a velocidade de operação for limitada em torno de 30% da velocidade nominal do gerador, o conversor eletrônico será dimensionado para uma potência de 30% da potência nominal da máquina.

Esta topologia é interessante devido ao reduzido tamanho do conversor de frequência e por operar com velocidade variável. Esta tecnologia foi escolhida para este projeto, e será a única configuração de aerogerador estudada neste trabalho.

1.3.3 Panorama mundial da energia eólica

Até o final do ano de 2006, a capacidade instalada de energia eólica era de 74 GW em todo o mundo, de acordo com “Global Wind Energy Council” (GWEC). Durante o ano passado houve um crescimento de aproximadamente 25% desta capacidade instalada, referentes à instalação de 15 GW.

Os países com maior potência eólica instalada são Alemanha (20.622 MW), Espanha (11.615 MW), EUA (11.603 MW) e Índia (6.270 MW), seguidos por Dinamarca (31.36 MW), China (2.604 MW), Itália (2.123 MW), UK (1.963 MW), Portugal (1.716 MW) e França (1.567 MW). Estes 10 países concentram cerca de 85% do potencial eólico instalado no mundo, outros países com menor participação possuem 11.004 MW.

A Figura 1.7 mostra o gráfico do panorama mundial da potência eólica instalada acumulada em dezembro de 2006, destacando os dez países com líderes neste setor.

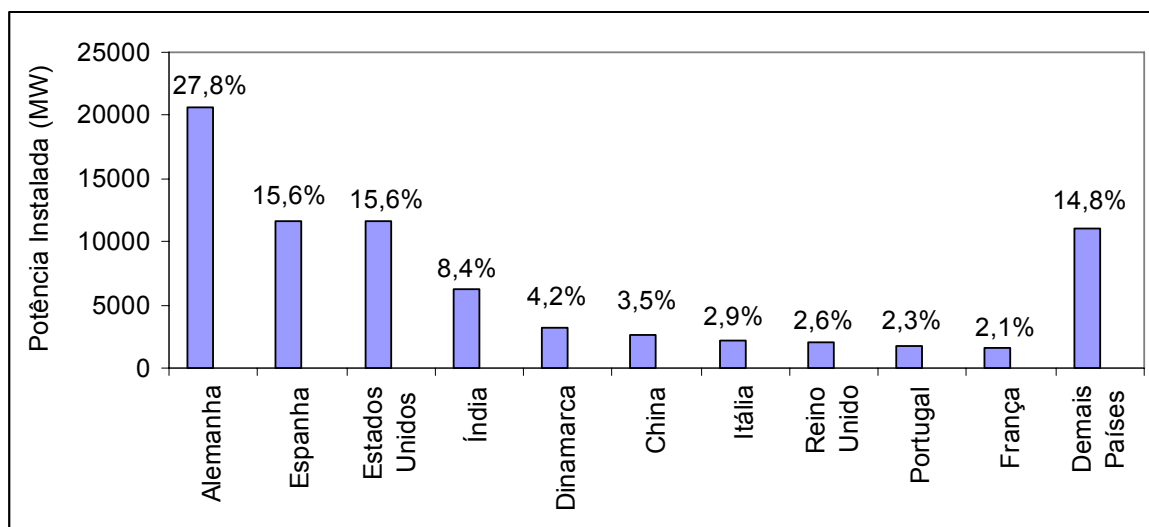


Figura 1.7 – Participação dos principais países em potência eólica instalada.

No período entre 1995 e 2006, o crescimento médio anual da geração eólica no mundo foi de 28,4%. A capacidade instalada acumulada neste mesmo período é mostrada na Figura 1.8.

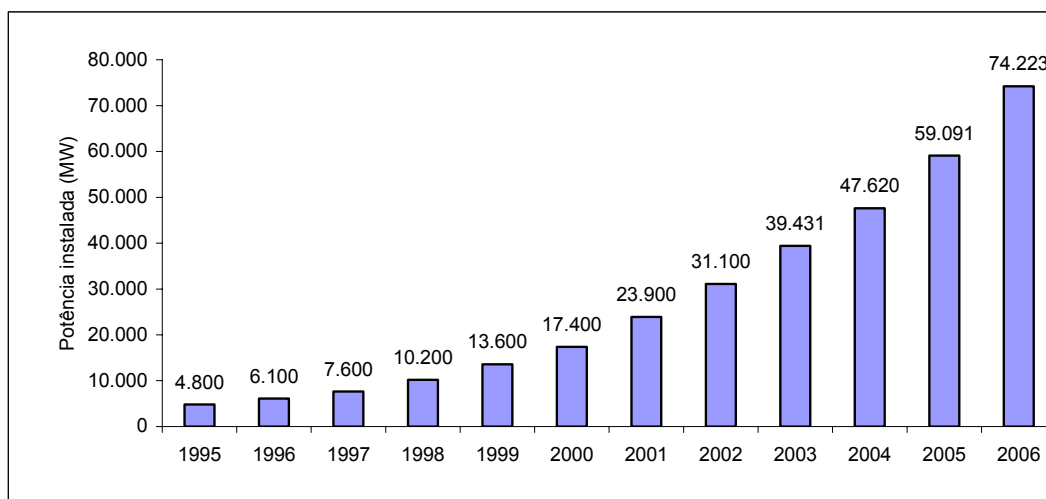


Figura 1.8 – Potência eólica instalada no mundo no período de 1995 a 2006.

Na América do Sul o Brasil assumiu uma posição de liderança no potencial eólico instalado, conforme mostra a Figura 1.9 [6]. No final de 2005, o Brasil possuía apenas 29 MW, e impulsionado pelo PROINFA (Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de energia), durante o ano de 2006 foram instalados 208 MW, totalizando 237 MW de potência eólica instalada.

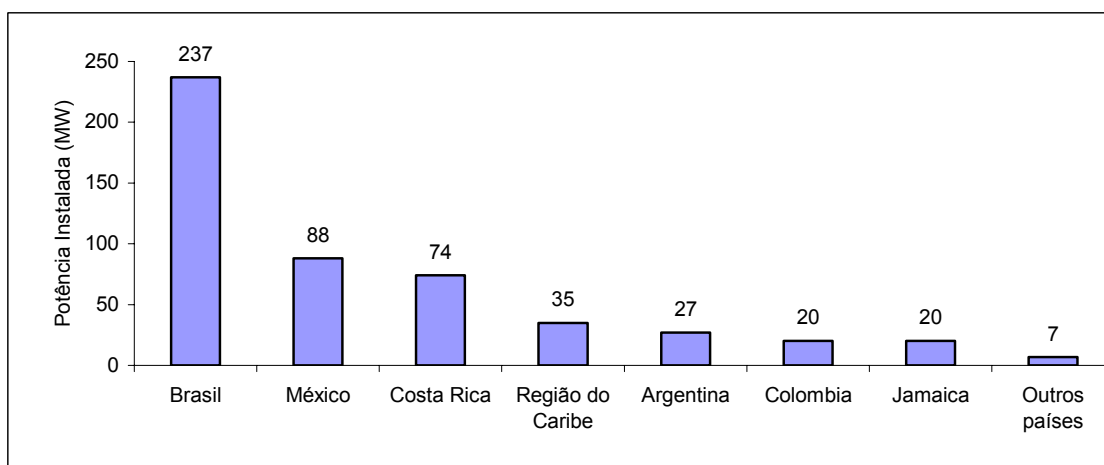


Figura 1.9 – Potência eólica instalada nos países da América Latina e região do Caribe.

CAPÍTULO 2

Modelo do Gerador de Indução Trifásico

2.1 Introdução

A máquina de indução é utilizada em várias aplicações onde a energia elétrica é convertida em trabalho mecânico. Sem dúvidas é a responsável pela maior parte da força que move a indústria [12]. Possui aplicações desde pequenas ferramentas domésticas (motores de indução monofásicos) até máquinas de grande porte, como bombeamento de água, geralmente feito com grandes motores de indução trifásicos.

Outra importante aplicação da máquina de indução foi apresentada no Capítulo 1 (Item 1.3.2): sua utilização como gerador em uma turbina eólica, que pode ser com o rotor em gaiola, como mostra a Figura 1.3, ou com o rotor bobinado, ilustrado na Figura 1.6.

As equações que descrevem o comportamento da máquina, em variáveis da máquina, podem ser encontradas facilmente na literatura [12]. Devido à própria natureza das máquinas CA, estas equações possuem coeficientes que variam com o tempo e são dependentes do ângulo do rotor. Esta dependência é causada pela variação das indutâncias com a posição rotórica. Uma mudança conveniente no sistema de eixos de referência pode ser realizada para tornar a modelagem e o controle de máquinas CA mais simples.

2.2 Mudança de Eixos de Referência

O funcionamento das máquinas elétricas trifásicas CA é descrito por suas equações de tensões. Algumas das indutâncias que intervêm nas equações de tensão (mútuas entre os enrolamentos) variam em função da movimentação do rotor [12]. Com isso, as equações diferenciais que descrevem o comportamento destas máquinas possuem coeficientes variantes no tempo (caso o rotor não esteja parado) e suas soluções se tornam complicadas.

Com a finalidade de reduzir a complexidade das equações diferenciais, são realizadas mudanças de variáveis, resultando em equações com coeficientes invariantes no tempo [19].

A teoria dos eixos de referência é de fundamental importância em aplicações de controle de máquinas AC trifásicas. Uma escolha adequada dos eixos de referência reduz consideravelmente a complexidade do modelo da máquina, o que torna esta ferramenta ainda mais importante em aplicações de controle digital, onde é necessário controle preciso, com um modelo simples do motor.

A mudança de eixos de referência geralmente é realizada em dois passos: no primeiro passo o sistema alternado trifásico abc é convertido em um sistema bifásico com os eixos estacionários, conhecidos como $\alpha\beta$; no segundo passo, as variáveis no sistema $\alpha\beta$ são convertidas para o sistema de eixos dq girantes.

2.2.1 Transformação $\alpha\beta/dq$ e $dq/\alpha\beta$

Robert H. Park proporcionou uma nova forma para a análise de máquinas elétricas. No final da década de 20 ele criou uma mudança de eixos de referência que revolucionou o equacionamento de máquinas elétricas girantes [19].

Na transformada de Park as variáveis do rotor e estator são referidas a um sistema de eixos de referência fixos, Figura 2.1. Esta transformação tem como característica eliminar as variações no tempo de todas variáveis de máquinas elétricas trifásicas AC devido à rotação. Caso os eixos sejam fixados no rotor, as correntes, tensões e enlaces de fluxo apresentam valores constantes, do ponto de vista do rotor.

A Figura 2.1 ilustra a transformação de Park, F_{abc} representa o vetor resultante das variáveis trifásicas.

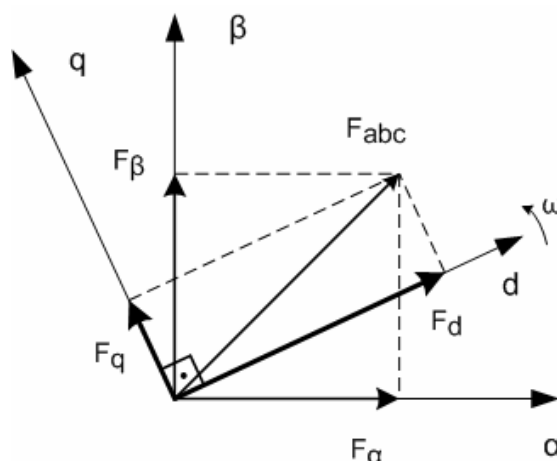


Figura 2.1 – Transformação de Park.

As equações matemáticas da transformação $\alpha\beta/dq$ são definidas como [19]:

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

θ é a defasagem angular do sistema de eixos de referências da transformação de Park, e pode ser calculado por:

$$\theta = \int_0^t \omega(\zeta) d\zeta + \theta(0) \quad (2.2)$$

A transformação inversa, ou seja, a transformação $dq/\alpha\beta$ é apresentada abaixo [19]:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

2.2.2 Transformação abc/ $\alpha\beta$ e $\alpha\beta/abc$

A transformação das variáveis de um circuito trifásico para um sistema de eixos de referências estacionário foi desenvolvida por Edith Clarke. Considerando um sistema equilibrado, as variáveis abc são transformadas em duas variáveis sobre dois eixos fixos e ortogonais, α e β [19].

Geralmente o eixo α coincide com o eixo da fase a do sistema trifásico conforme representado na Figura 2.2.

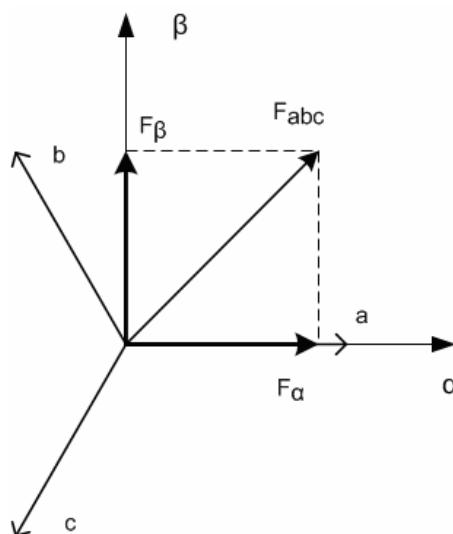


Figura 2.2 – Transformação de Clarke.

As expressões matemáticas da transformação $abc/\alpha\beta$ são apresentadas pelas seguintes equações [19]:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Onde f_a, f_b, f_c são valores instantâneos das variáveis nas fases a, b e c e f representa as variáveis da máquina. Esta transformação pode ser aplicada em correntes, tensões ou enlaces de fluxo.

A transformação inversa ($\alpha\beta/abc$) é feita através da seguinte equação [19]:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.3 Modelo vetorial do gerador de indução duplamente alimentado

As equações de tensão do gerador podem ser escritas em termos de variáveis dq, como a seguir [12,20]:

a) Para o estator:

$$\begin{cases} v_{d_s} = r_s i_{d_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{d_s} - \omega_s \lambda_{q_s} \\ v_{q_s} = r_s i_{q_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{q_s} + \omega_s \lambda_{d_s} \end{cases} \quad (2.6)$$

b) Para o rotor:

$$\begin{cases} v_{d_r} = r_r i_{d_r} + \frac{d}{dt} \lambda_{d_r} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{q_r} \\ v_{q_r} = r_r i_{q_r} + \frac{d}{dt} \lambda_{q_r} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{d_r} \end{cases} \quad (2.7)$$

sendo:

$$\begin{cases} \lambda_{d_s} = L_s i_{d_s} + L_m i_{d_r} \\ \lambda_{q_s} = L_s i_{q_s} + L_m i_{q_r} \\ \lambda_{d_r} = L_r i_{d_r} + L_m i_{d_s} \\ \lambda_{q_r} = L_r i_{q_r} + L_m i_{q_s} \end{cases} \quad (2.8)$$

e:

$$\begin{cases} L_s = L_{ls} + L_m \\ L_r = L_{lr} + L_m \end{cases} \quad (2.9)$$

Nas equações acima ω_s é a velocidade do sistema de referência (síncrono), r_s e r_r são as resistências do estator e rotor, v_d , v_q , i_d , i_q , λ_d e λ_q são respectivamente as tensões, correntes e fluxos no eixo direto e de quadratura, com subíndice “s” para o estator e “r” para o rotor.

O circuito equivalente do DFIG nos eixos de referência dq pode ser obtido substituindo (2.8) em (2.6) e (2.7). Assim obtém-se:

a) Para o estator:

$$\begin{cases} v_{q_s} = r_s i_{q_s} + \omega_s \lambda_{d_s} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{q_s} + L_m \frac{d}{dt} (i_{q_s} + i_{q_r}) \\ v_{d_s} = r_s i_{d_s} - \omega_s \lambda_{q_s} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{d_s} + L_m \frac{d}{dt} (i_{d_s} + i_{d_r}) \end{cases} \quad (2.10)$$

b) Para o rotor:

$$\begin{cases} v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{dr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{qr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{qr} + i_{qs}) \\ v_{dr} = r_r i_{ds} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{qr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{dr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{dr} + i_{ds}) \end{cases} \quad (2.11)$$

As equações (2.10) e (2.11) podem ser utilizadas para a representação do circuito equivalente do gerador no sistema dq, apresentado na Figura 2.3.

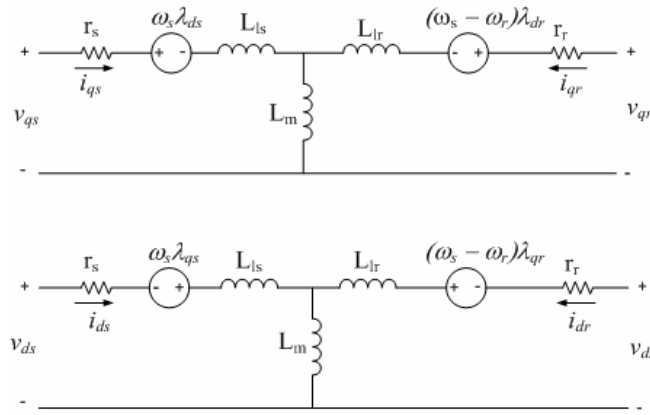


Figura 2.3 – Circuito equivalente do DFIG em variáveis dq.

Por outro lado o torque eletromagnético pode ser escrito como segue [20]:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) (\lambda_{d_s} i_{q_s} - \lambda_{q_s} i_{d_s}) \quad (2.12)$$

A equação mecânica que representa o acoplamento entre as variáveis elétricas e mecânicas é descrita pela equação a seguir:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = T_e \quad (2.13)$$

Sabendo que a velocidade mecânica e a velocidade elétrica relacionam-se por:

$$\omega_r = \left(\frac{p}{2} \right) \omega_m \quad (2.14)$$

Pode-se reescrever (2.13) em termos de ω_m e assim obter um sistema global de equações expresso em termos somente de velocidade elétrica ω_r .

$$\left(\frac{2}{p} \right) J \frac{d\omega_r}{dt} + \left(\frac{2}{p} \right) B\omega_r + T_L = T_e \quad (2.15)$$

2.4 Controle do gerador de indução trifásico

O termo “controle vetorial” se refere a uma técnica de controle da amplitude e fase de uma tensão de excitação alternada. O controle vetorial faz a orientação espacial dos campos eletromagnéticos na máquina, o que leva ao termo “Controle por Orientação de Campo” (FOC – Field Oriented Control), utilizado em controles que mantêm uma orientação espacial de 90° entre os componentes principais do campo.

Esta orientação espacial pode ser comparada com a do motor CC (Motor de corrente contínua), em que o campo magnético do enrolamento da armadura e o campo magnético do enrolamento do campo estão sempre em quadratura. Na máquina CC os eixos dos enrolamentos da armadura e do campo são sempre ortogonais, se a saturação no ferro for desprezada os componentes ortogonais podem ser considerados completamente desacoplados, o que significa poder controlá-los de forma independente. O torque é controlado diretamente pelo ajuste da corrente de armadura (I_a) enquanto o fluxo é controlado diretamente pela corrente de campo (I_f).

O objetivo do FOC é forçar com que o controle da máquina CA seja realizado de forma semelhante ao controle da máquina CC. A principal característica desta técnica de controle é a orientação dos eixos girantes dq com o vetor do fluxo do estator. A componente de corrente de eixo direto, i_{dr} , é a responsável pela geração de fluxo; enquanto a componente do eixo de quadratura, i_{qr} (ortogonal ao eixo direto), é responsável pelo torque no eixo da máquina, como será observado pelo equacionamento a seguir. Esta orientação é realizada através do alinhamento do fluxo do estator, λ_s , com o eixo direto q (girando na velocidade síncrona ω_s). Dessa forma:

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = \lambda_s \\ \lambda_{qs} = 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

De (2.8) e (2.16):

$$\lambda_s = \lambda_{ds} = L_s i_{d_s} + L_m i_{d_r} = L_m i_{ms} \quad (2.17)$$

Sendo i_{ms} a corrente do ramo magnetizante no estator.

$$i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (2.18)$$

Utilizando:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.19)$$

A partir de (2.8), (2.17) e (2.18):

$$\begin{cases} \lambda_{qr} = \sigma L_r i_{qr} \\ \lambda_{dr} = \frac{L_m^2 i_{ms}}{L_s} + \sigma L_r i_{dr} \end{cases} \quad (2.20)$$

Com (2.20), as equações das tensões do circuito do rotor (2.11) podem ser reescritas como:

$$\begin{cases} v_{qr} = r_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{slip} \left(\frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ v_{dr} = r_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{slip} \sigma L_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.21)$$

A velocidade de escorregamento, ω_{slip} , é calculada como a diferença entre as velocidades de rotação do campo no estator (ω_s) e do rotor (ω_r).

$$\omega_{slip} = \omega_s - \omega_r \quad (2.22)$$

Com (2.17) e (2.18), a Equação (2.12) pode ser reescrita, em função da corrente no rotor.

$$T_e = -\frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} i_{qr} \quad (2.23)$$

Potência no rotor

De modo geral, as potências no rotor são calculadas como [12]:

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} (v_{qr} i_{qr} + v_{dr} i_{dr}) \\ Q_r = \frac{3}{2} (v_{qr} i_{dr} - v_{dr} i_{qr}) \end{cases} \quad (2.24)$$

Potência no estator

As potências ativa e reativa do estator (P_s e Q_s), de forma semelhante ao rotor, são calculadas em função das variáveis de tensões e correntes no sistema de referência dq, através das equações:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \end{cases} \quad (2.25)$$

Utilizando (2.17) em (2.6):

$$\begin{cases} v_{d_s} = r_s i_{d_s} + L_m \frac{d}{dt} i_{ms} - \omega_s \lambda_{q_s} \\ v_{q_s} = r_s i_{q_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{q_s} + \omega_s \lambda_{d_s} \end{cases} \quad (2.26)$$

Levando em consideração que o estator está conectado à rede e a influência da resistência do estator é pequena, a corrente magnetizante i_{ms} pode ser considerada constante [14]. Como o alinhamento do fluxo garante valor nulo no componente de fluxo do eixo de quadratura, (2.26) pode ser reescrita:

$$\begin{cases} v_{d_s} = r_s i_{d_s} \\ v_{q_s} = r_s i_{q_s} + \omega_s \lambda_s \end{cases} \quad (2.27)$$

Desprezando a resistência do estator r_s :

$$\begin{cases} v_{d_s} \cong 0 \\ v_{q_s} \cong \omega_s \lambda_s \end{cases} \quad (2.28)$$

Substituindo (2.28) em (2.25) a Equação (2.29) é obtida:

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s \lambda_s}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s^2}{L_s} - \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s L_m}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (2.29)$$

Esta equação mostra que, devido ao alinhamento do fluxo com o sistema de referência girante dq, as potências ativa e reativa podem ser controladas

independentemente pelas correntes i_{qr} e i_{dr} . Este desacoplamento entre as componentes de corrente dos eixos direto e de quadratura torna o controle simples e eficiente [19], assim a estratégia de controle da máquina CA se torna semelhante ao da máquina CC, como discutido no início deste capítulo.

2.5 Considerações Finais

O modelo da máquina de indução é amplamente discutido na literatura, no entanto, uma rápida revisão do equacionamento foi apresentada neste capítulo, considerando que a partir destas equações chega-se a conclusões fundamentais a respeito do princípio do controle do gerador.

A técnica de controle por orientação de campo, aplicada sobre as equações do gerador, mostrou ser capaz de realizar um controle independente das potências ativa e reativa entregues à rede elétrica. Isto significa que a partir das malhas de controle das correntes do rotor que serão apresentadas no Capítulo 6, é possível maximizar a energia gerada (controle da potência ativa) e ajustar o fator de potência a um valor desejado (controle da potência reativa).

O próximo capítulo inicia a discussão sobre o sistema de controle implementado, apresentando apenas uma visão global do projeto e o diagrama de blocos do sistema. Uma discussão mais detalhada sobre cada parte do sistema é apresentada nos capítulos seguintes.

CAPÍTULO 3

Sistema implementado

3.1 Introdução

O gerador de indução duplamente alimentado (DFIG – *Doubly Fed Induction Generator*) com conversor CA-CC-CA no circuito do rotor, há tempos vem sendo uma alternativa comum nas aplicações em que a variação de velocidade é limitada [14]. O conversor de potência é dimensionado pela potência do rotor, que corresponde a uma parcela da potência total.

A técnica de controle vetorial discutida no Item 2.4 pode ser utilizada para controlar as potências ativa e reativa de forma independente. Com isso, a geração de energia eólica é uma aplicação natural do DFIG com o conversor CA-CC-CA. Esta aplicação é ilustrada na Figura 1.6. A Figura 3.1 mostra fotos do protótipo utilizado:

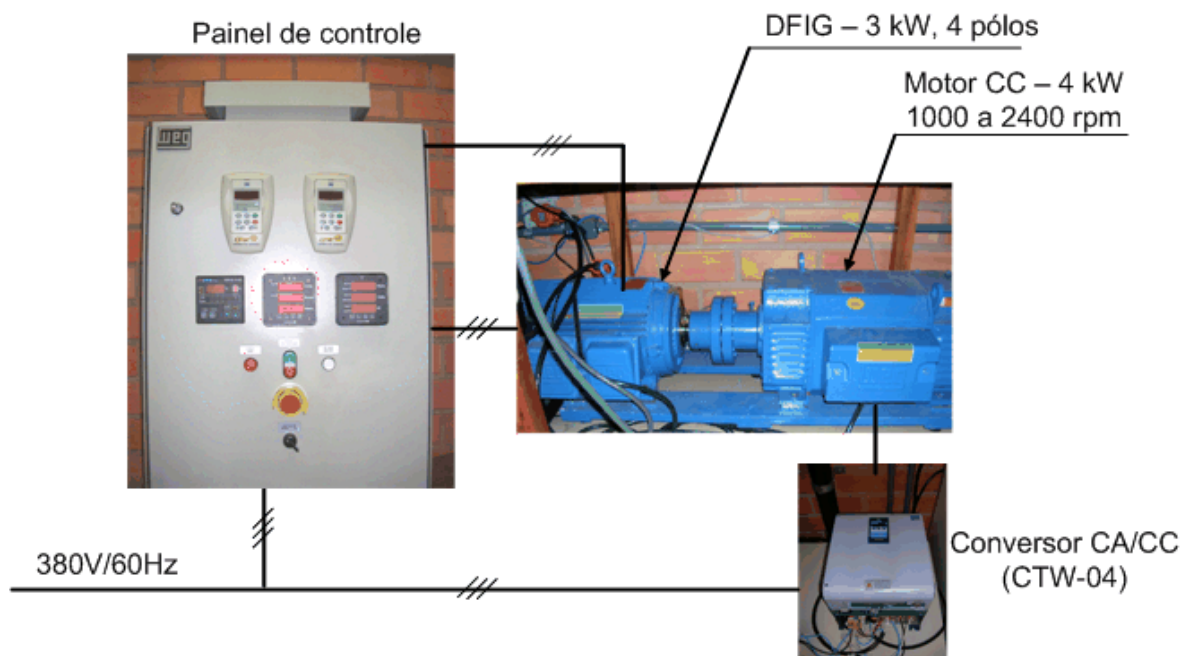


Figura 3.1 – Protótipo do sistema.

Antes de iniciar uma discussão sobre a implementação do controle do gerador, será apresentado o ambiente de desenvolvimento do software. Iniciando com as principais características do microcontrolador, e mais adiante, os softwares responsáveis por sua programação e emulação. Mais adiante o texto segue com a apresentação do diagrama de blocos do controle implementado.

3.2 Características do microcontrolador utilizado

O microcontrolador utilizado na implementação do circuito de controle do sistema é o SH7047. Este microcontrolador é fabricado pela Renesas, uma empresa criada com a união da Hitachi e da Mitsubishi. 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: 50MHz, Periféricos: 25MHz.
- Suporte a vários modos de economia de energia.

3.3 O Ambiente de desenvolvimento do software

O ambiente de desenvolvimento para implementar o software no microcontrolador SH7047 é composto por uma placa de controle do SCA05 (Servoconversor de Corrente Alternada, modelo 05), uma fonte de alimentação (-15V, 15V e 5V), um emulador Renesas E10A, o software HEW 3 (High-Performance Embedded Workshop) e o software HDI (Hitachi Debugging Interface).

3.3.1 HEW 3 (High-Performance Embedded Workshop)

O HEW3 é o ambiente de desenvolvimento de software utilizado para a programação do sistema nas linguagens C, C++ e assembly. Nele também são compilados os arquivos para que sejam carregados na memória do microcontrolador. Na Figura 3.2 pode-se visualizar a área de trabalho do HEW3.

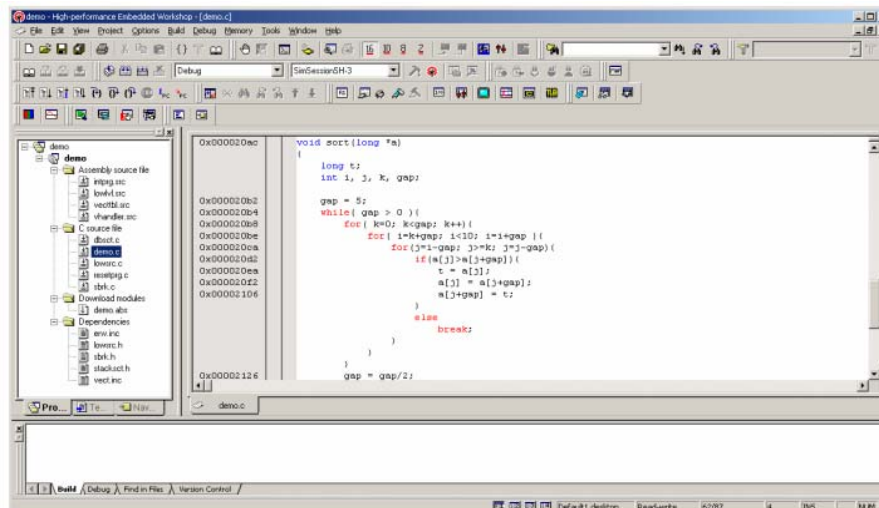


Figura 3.2 – Área de trabalho do HEW3.

3.3.2 HDI (Hitachi Debugging Interface)

Depois de compilado, o arquivo do projeto poderá ser executado com o auxílio do HDI. Este programa oferece muitas ferramentas importantes para o desenvolvimento de um projeto. Com ele, pode-se executar o programa através da interface JTAG (Joint Test Action Group). A execução pode ser passo a passo, e é possível visualizar o conteúdo da memória entre outros recursos. Na Figura 3.3 pode ser visto a área de trabalho do HDI.

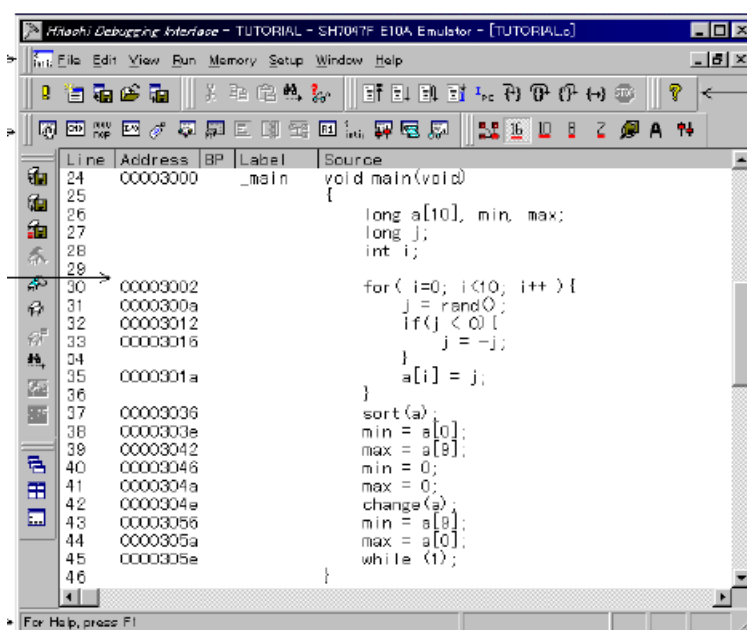


Figura 3.3 – Área de trabalho do HDI.

3.4 Descrição geral do controle do gerador

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos de todo o controle do conversor do lado do rotor.

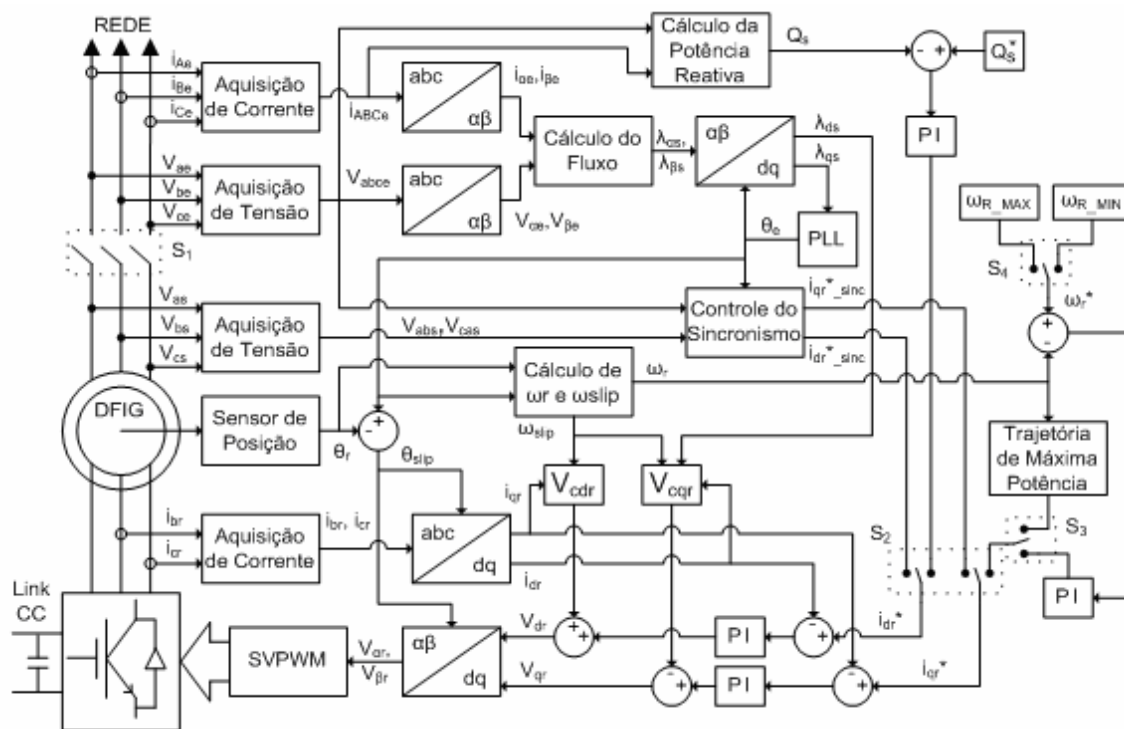


Figura 3.4 - Sistema Implementado.

A explicação do diagrama presente na Figura 3.4 se torna um pouco confusa, pois há muitos blocos e ligações presentes. Deste modo, um diagrama de blocos simplificado é apresentado na Figura 3.5. Com isso, uma análise global do sistema se torna mais simples, sendo que cada parte é apresentada nos próximos capítulos de forma mais específica.

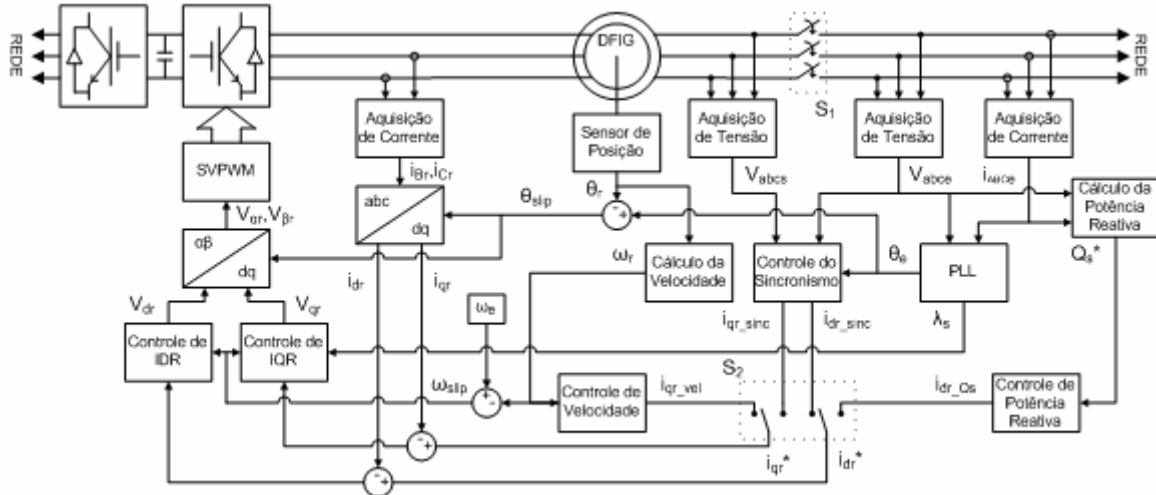


Figura 3.5 – Esquema simplificado.

Como observado na Figura 3.5, as seguintes variáveis são adquiridas:

- I_{Ae} , i_{Be} e i_{Ce} – Corrente das fases ‘b’ e ‘c’ da rede.
- v_{abs} e v_{cas} – Tensões de linha da rede.
- v_{abs} e v_{cas} – Tensões de linha do estator.
- i_{Br} e i_{Cr} – Corrente das fases ‘b’ e ‘c’ do rotor.
- θ_r – Posição angular do rotor.

As leituras de i_{Ae} , i_{Be} , i_{Ce} , v_{abs} , v_{cas} , v_{cae} e v_{abe} são usadas para calcular a potência reativa Q_s , estimar a posição do fluxo do estator θ_s , e também como entradas do bloco que faz o sincronismo entre as tensões da rede e do estator.

Duas malhas de corrente (i_{dr} e i_{qr}) são implementadas para o controle independente das potências reativa e ativa. Durante o processo de sincronia das tensões do estator, as referências i_{dr}^* e i_{qr}^* são ajustadas para que as tensões de linha do estator se tornem iguais às da rede em fase, amplitude e frequência.

Após a conexão com a rede, a chave S_2 da Figura 3.5 comuta. A referência de corrente i_{dr}^* é então utilizada para ajustar a potência reativa entregue à rede, seu valor é comparado com a corrente i_{dr} , gerando um sinal de erro que é submetido a um controlador PI.

A outra malha de corrente, responsável pelo controle da potência ativa, funciona de forma parecida. A corrente de referência i_{qr}^* provém do controle de velocidade, que busca a máxima extração de energia através do ajuste da velocidade do eixo da máquina.

Os sinais obtidos nestas malhas de controle são então submetidos a um algoritmo de modulação por largura de pulso (PWM) que comanda o conversor do lado do rotor, fechando assim o laço de controle. O conversor utilizado é o CFW09 (Conversor de Frequência Weg, modelo 09)

3.5 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado o sistema utilizado para controlar o conversor do lado do rotor. Uma breve discussão sobre o sistema global introduz os princípios utilizados no controle vetorial do gerador, os capítulos seguintes apresentam uma visão mais detalhada de cada uma das partes que compõem o diagrama de blocos da Figura 3.4.

O Capítulo 4 trata da leitura das tensões e correntes, introduz o conceito de formato numérico, justificando a escolha da representação numérica, e mostra os esquemas utilizados para aquisição das variáveis. A seguir, no Capítulo 5, a obtenção de três importantes informações: o ângulo do fluxo do estator, estimado com um algoritmo PLL; a posição do rotor, medida com sensor acoplado ao gerador; e a velocidade do rotor, obtida a partir da posição fornecida pelo sensor.

No Capítulo 6 são apresentadas as malhas de controle das correntes, que estão intimamente relacionadas com o controle de velocidade e de potência reativa, e também a conexão do sistema com a rede elétrica.

A última parte é apresentada no Capítulo 7, que trata da modulação por largura de pulsos com vetores espaciais (SVPWM) que utiliza as informações das malhas de controle de corrente e calcula o tempo de abertura e fechamento das chaves do conversor.

CAPÍTULO 4

Aquisição de tensões e correntes

4.1 Introdução

Em todo sistema realimentado é necessário adquirir variáveis do sistema. Estas variáveis devem então ser condicionadas para minimizar erros no tratamento dessas medidas.

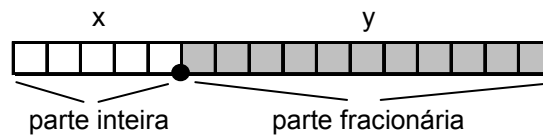
Os passos utilizados para condicionar as variáveis são:

- Escolha do formato numérico;
- Aquisição;
- Correção do offset;
- Normalização.

4.2 Formato numérico

Uma das características do microcontrolador utilizado é que a unidade aritmética lógica da CPU (Central Processing Unit) trabalha com números em ponto fixo. Operações em ponto fixo são realizadas somente com números inteiros, assim é preciso utilizar números inteiros para representar números fracionários.

Isto é possível com o uso de um formato numérico apropriado. Assim como em números decimais existe o ponto decimal, em um número binário pode-se atribuir um ponto binário fictício. A parte da palavra binária à direita do ponto representa a parte fracionária e os bits à esquerda do ponto, a parte inteira. O bit mais significativo é utilizado para determinar o sinal do número: “0” para números positivos e “1” para números negativos.

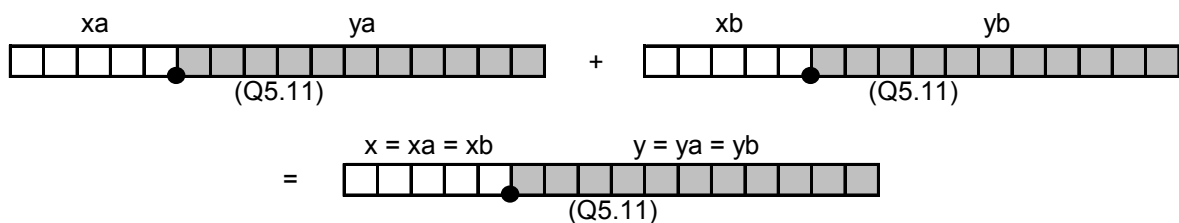


O formato numérico é representado por $Q_x.y$ onde x e y são os números de bits utilizados na parte inteira e fracionária, respectivamente.

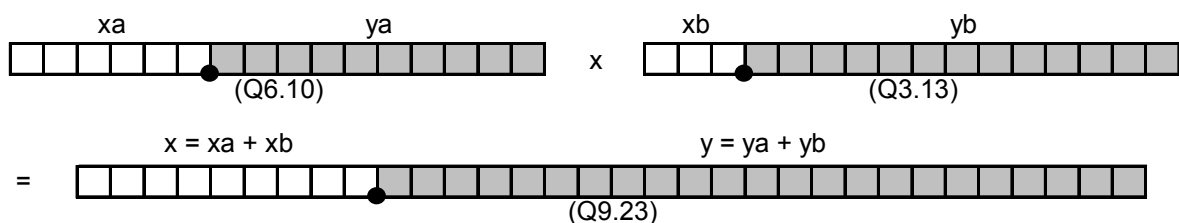
O menor valor que se pode representar é 2^{-y} (resolução do número), podendo-se representar valores de -2^{x-1} a $2^{x-1} - 2^{-y}$ (faixa de operação). Se x é 4 (3 bits representam a magnitude) e y é 12, é possível representar valores de -8 a 7,999756.

Ao efetuar operações com ponto fixo, é necessário seguir algumas regras para que erros graves não sejam cometidos:

- É importante saber qual é o formato numérico atual das variáveis em todo o código do programa, caso o formato em certo ponto do código seja diferente daquele que o programador julga ser o correto, o resultado da operação e todos os outros cálculos posteriores serão errados;
- A soma de duas variáveis não altera o formato numérico, porém uma soma só pode ser efetuada se as variáveis envolvidas possuírem mesmo formato numérico;

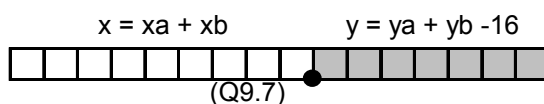


- A multiplicação pode ser realizada entre variáveis de formatos diferentes, porém o formato da variável resultante é diferente daquelas envolvidas na multiplicação. Se A possui y_a bits para representar a parte fracionária e B y_b bits, então o resultado da multiplicação entre A e B possui $y_a + y_b$ bits representando a parte fracionária.



A multiplicação acima resultou em uma palavra de 32 bits, se o hardware utilizado não dispuser de 32 bits, os 16 bits mais significativos serão descartados tornando o resultado inválido.

Geralmente microcontroladores ou DSPs com 16 bits possuem um par de registradores especiais que trabalham em conjunto para guardar o resultado de multiplicações como esta. Neste caso o registrador com os bits mais significativos é utilizado como resposta e somente os 16 bits mais significativos serão aproveitados, os outros bits (pertencentes ao outro registrador) serão descartados. Assim o resultado perde precisão e cabe ao programador decidir se isto pode prejudicar os cálculos, se este erro for significativo outro formato numérico deve ser escolhido para as variáveis. Em 16 bits o resultado da operação anterior seria:



4.3 Escolha do formato numérico

Uma importante ferramenta no trabalho com variáveis em ponto fixo é o formato numérico. Como será mostrado a seguir, uma escolha apropriada apresenta resultados excelentes, enquanto uma escolha errada pode trazer resultados sem significado.

Grandezas por unidade (p.u.)

No trabalho com ponto fixo é vantajoso trabalhar com grandezas em pu (por unidade). Para transformar um valor qualquer em pu é necessário dividir o valor real da variável pelo valor de base, que deve ser escolhido apropriadamente (em trabalhos com máquinas, geralmente os valores nominais são escolhidos como valores de base).

Assim se o valor de base da tensão é 311 V, um valor lido de 200 V será $200/311 \approx 0,6431$ pu.

Trabalhar com grandezas em pu é importante para representar uma grande faixa de valores. Seja o exemplo em que a variável lida possui valor de 800 V: com valor base 311 V, 800 V são 2,57 pu. Com apenas 3 bits para a parte inteira é possível representar números até 4 pu, enquanto seriam necessários 11 bits destinados à parte inteira para

representar 800. Desta forma, trabalhando-se com grandezas em pu, mais bits podem ser utilizados para a parte fracionária, aumentando a resolução sem prejuízos para a faixa de operação.

Exemplos: escolhas de formatos numéricos

Os exemplos a seguir deixam mais clara a importância da escolha do formato numérico e ajudam a entender o procedimento descrito anteriormente para se trabalhar com cálculo em ponto fixo.

Em trabalhos com controle vetorial é inevitável a utilização da transformação de Park (item 2.2.1). Parte desta transformação será realizada detalhadamente para salientar as diferenças em relação à escolha do formato numérico. Serão analisados 4 casos diferentes para a seguinte operação:

$$v_d = v_\alpha \cos(\theta) + v_\beta \sin(\theta)$$

$$\begin{cases} v_\alpha = 393,4313 [V] \\ v_\beta = 261,8130 [V] \\ \theta = 315,3600 [^\circ] \end{cases}$$

A linha de cálculo acima será efetuada utilizando os seguintes métodos:

- Ponto Flutuante;
- Formato numérico utilizado no trabalho;
- Formato numérico escolhido com pouca resolução;
- Formato numérico escolhido com muita resolução.

Ponto Flutuante:

$$V_d = 393,4313 \cos(315,36) + 261,8130 \sin(315,36)$$

$$\underline{\underline{V_d = 95,9775 [V]}}$$

Formato numérico utilizado no trabalho:

Em primeiro lugar é necessário transformar as grandezas em pu, para isso foram escolhidas como grandezas de base:

$$\begin{cases} V_{base} = 311 [V] \\ \theta_{base} = 360 [^\circ] \end{cases}$$

Assim:

$$\begin{cases} V_{\alpha_{pu}} = 1,26505241158 [pu] \\ V_{\beta_{pu}} = 0,84184244373 [pu] \\ \theta_{pu} = 0,876 [pu] \end{cases}$$

O formato numérico utilizado para as tensões é Q4.28. Para seno e cosseno do ângulo o formato é Q2.30. A razão para se usar menos bits para representar a parte inteira de seno e cosseno é devido a estes valores nunca serem maiores que 1, enquanto tensões e principalmente correntes podem atingir valores maiores que 1 pu, o que é comum em transitórios como a partida da máquina.

Para obter estes valores no formato numérico escolhido, multiplicam-se os valores em pu por 2^y ($y = 28$ para as tensões e 30 para o ângulo).

$$\begin{cases} V_{\alpha_{pu Q4.28}} = 339584921 \\ V_{\beta_{pu Q4.28}} = 225980360 \\ \cos(\theta)_{pu Q2.30} = 764005616 \\ \text{sen}(\theta)_{pu Q2.30} = -754464660 \end{cases}$$

Em binário:

$V_{\alpha r}$

0 0 0 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1
(Q4.28)

$V_{\beta r}$

0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0
(Q4.28)

$\text{Cos}(\theta)$

0 0 0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0
(Q4.28)

Sen(θ)

1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q4.28)

Neste microcontrolador, é possível realizar uma multiplicação de modo que o resultado seja dividido em dois registradores de 32 bits. O registrador que guarda os bits mais significativos é aquele que contém a informação, enquanto que os 32 bits menos significativos, guardados no outro registrador, são desprezados. Caso a escolha do formato numérico seja apropriada, desprezar estes bits resulta em erros muito pequenos, como será mostrado a seguir.

Como resultado da multiplicação entre $V_{\alpha r}$ e $\text{Cos}(\theta)$, obtém-se:

0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	

(Q6.58)

Da multiplicação entre $V_{\beta r}$ e $\text{Sen}(\theta)$:

1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	
0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0

(Q6.58)

Descartando os 32 bits menos significativos de cada multiplicação e efetuando a soma, o resultado apresentado é:

0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q6.26)

Nas duas multiplicações as variáveis envolvidas possuem formato $Q4.28 * Q2.30$, e como resultado o formato é $Q6.58$. Uma vez que os 32 bits menos significativos são desprezados, o resultado passa a ser $Q6.26$. Sendo os dois resultados da multiplicação do mesmo formato, pode-se efetuar a soma, que apresenta como resultado uma variável $Q6.26$. Como se deseja manter o formato numérico em $Q4.28$ (para futuros cálculos), devem-se deslocar os bits da variável duas casas para a esquerda, o que é equivalente a multiplicar por quatro, ou então acrescentar dois zeros à direita.

0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q4.28)

Em decimal este resultado é 82842692, e dividido por 2^{28} :

$$V_{d_{pu}} = 0,3086 [pu]$$

Multiplicado por 311V:

$$\underline{\underline{V_d = 95,9775 [V]}}$$

Comparando este resultado com a operação realizada com ponto flutuante constata-se que até a quinta casa decimal os dois valores são iguais. O que significa que, devido a uma escolha adequada do formato numérico, a utilização de ponto fixo para realizar as operações não causou nenhuma (ou muito pouca) perda de informação, mesmo com o descarte dos 16 bits menos significativos dos resultados das multiplicações.

Formato numérico escolhido com pouca resolução:

As mesmas operações acima serão realizadas, mas desta vez todas as variáveis com 10 bits utilizados para representar a parte fracionária, assim o formato numérico é Q6.10. Neste caso as grandezas podem ser escritas em binário como:

$$V_{\alpha r}$$

0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q6.10)

$$V_{\beta r}$$

0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q6.10)

$$\text{Cos}(\theta)$$

0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q6.10)

$$\text{Sen}(\theta)$$

1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q6.10)

Como resultado da multiplicação entre $V_{\alpha r}$ e $\text{Cos}(\theta)$, obtém-se:

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q12.20)

Da multiplicação entre $V_{\beta r}$ e $\text{Sen}(\theta)$:

1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q12.20)

Efetuada a soma, o resultado apresentado é:

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q12.20)

Deslocando 10 casas para a direita:

0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q6.10)

Em decimal, o resultado é 317, dividido por 2^{10} :

$$V_{d_{pu}} = 0,3096 [pu]$$

Multiplicado por 311V:

$$\underline{\underline{V_d = 96,2764 [V]}}$$

Há um erro considerável na resposta final. Se este resultado for utilizado para futuros cálculos, este erro se propaga, tornando-se ainda maior. É importante lembrar que o resultado seria o mesmo caso o exemplo acima fosse realizado com 32 bits (Q22.10), pois os 16 bits adicionais (mais significativos) seriam nulos devido ao formato numérico escolhido.

Formato numérico escolhido com muita resolução:

A variável $V_{\alpha r}$ do primeiro caso, em formato Q4.28, é:

0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q4.28)

E $V_{\beta r}$:

0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q4.28)

Se em determinado ponto do programa, essas duas variáveis são multiplicadas por quatro (equivalente a inserir dois zeros à direita) e somadas:

$4 * V_{\alpha r}$

0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q4.28)

$4 * V_{\beta r}$

0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q4.28)

A soma:

1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(Q4.28)

O resultado desta soma ultrapassou o limite de bits disponível, pois o bit mais significativo é utilizado para representar o sinal da variável. Com a perda do(s) bit(s) mais significativo(s), um resultado perde seu significado. Isto alerta para o cuidado que se deve tomar na escolha do formato numérico, o formato Q4.28 se mostrou satisfatório para o exemplo citado, porém o programador deve analisar todos os cálculos para se certificar de que problemas como este não ocorrerão.

4.4 Normalização das variáveis lidas

A aquisição das variáveis requer cuidado especial, pois qualquer erro que aconteça neste estágio é propagado para todas as etapas posteriores. A seguir são apresentadas as aquisições de tensões e correntes.

4.4.1 Leitura de tensão

As tensões da rede e do estator da máquina são lidas segundo o esquema da Figura 4.1.

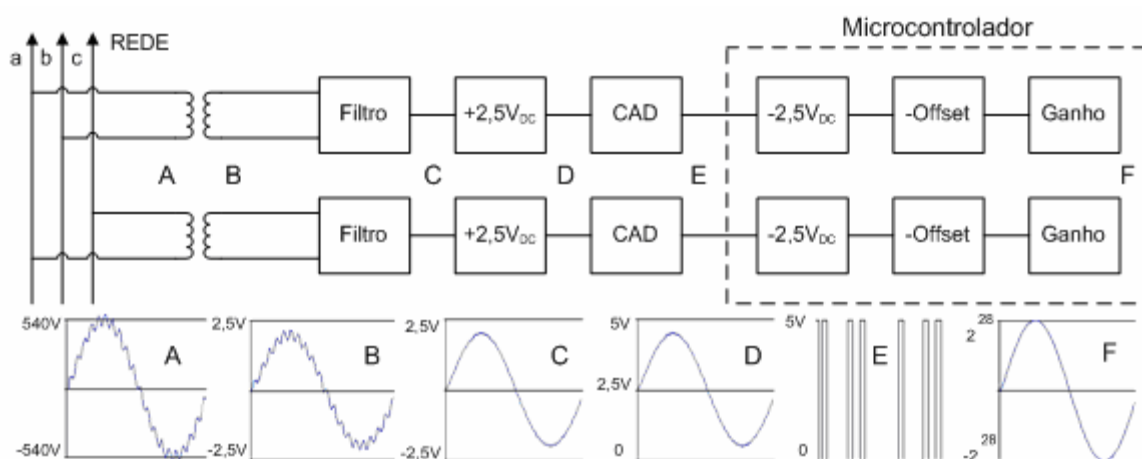


Figura 4.1 – Esquema de aquisição e condicionamento das tensões.

Os transformadores abaixam as tensões para valores adequados (entre -2,5V e 2,5V). Após o filtro são somados 2,5V ao sinal, pois as entradas dos CAD's (Conversor Analógico-Digital, modelo TLC3545) devem permanecer entre 0V e 5V. Os conversores analógico-digitais enviam então o sinal digital ao microcontrolador, que após receber os resultados, efetua uma subtração para retirar os 2,5V de offset inseridos pelo circuito analógico de condicionamento. A Figura 4.2 mostra os valores atribuídos às tensões da rede V_{AB} e V_{CA} do modo em que ingressam no microcontrolador (já sem o offset de 2,5V).

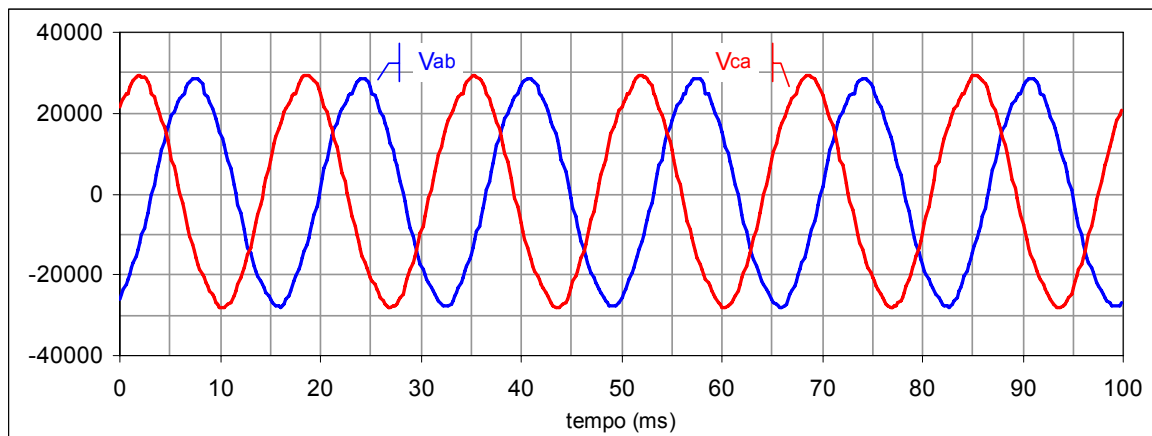


Figura 4.2 – Valores adquiridos das tensões da rede.

A Figura 4.2 mostra os valores de v_{ab} e v_{ca} , mas estes valores não têm significado algum sem os devidos ajustes. É necessário retirar possíveis *offsets* e normalizar estas variáveis.

O valor de pico das tensões, observado na Figura 4.2 (aproximadamente 30000), não possui significado em relação ao valor real da tensão. O papel da normalização é ajustar a magnitude das medidas de forma a fazer com que os valores lidos correspondam aos valores reais de tensão. Neste caso as tensões da rede são valores de linha com valor de pico 540V, ou 1,73 p.u.

Como o formato numérico escolhido é Q4.28, o valor de pico das tensões deve ser $2^{28} * 1,73$. Assim, as razões entre o valor de pico desejado e os valores de pico das tensões v_{ab} e v_{ca} observados no gráfico da Figura 4.2 devem ser aplicadas como ganhos, e o *offset* presente nas medidas deve ser eliminado:

$$v = v_{lido} \left(\frac{2^{28} * 1,73}{v_{pico}} \right) - v_{offset} \quad (4.1)$$

Após este tratamento digital, as variáveis lidas apresentam-se como na Figura 4.3.

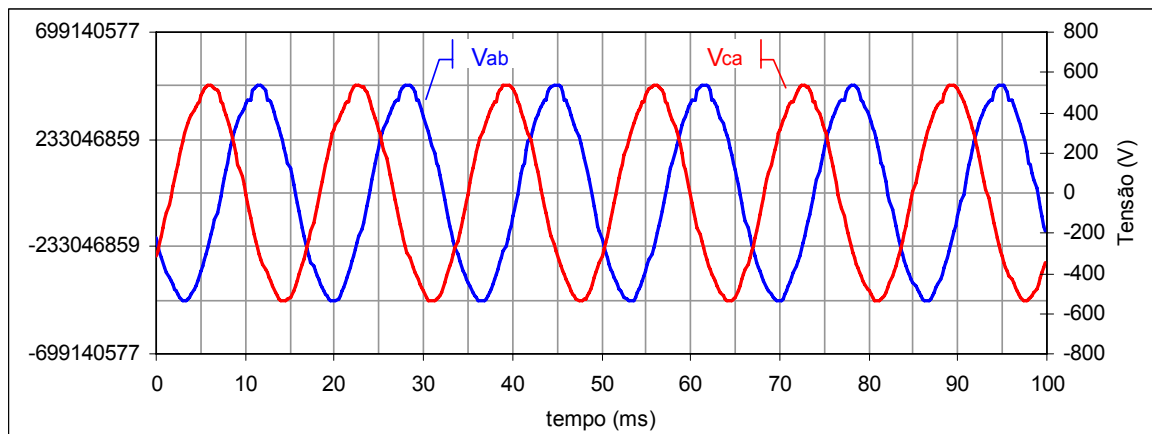


Figura 4.3 – Valores adquiridos após ajustes.

No gráfico da Figura 4.3, o eixo vertical a esquerda mostra os valores em Q4.28 da forma que o microcontrolador faz os cálculos, enquanto o eixo vertical a direita mostra os valores das tensões em volts.

4.4.2 Leitura de corrente

As correntes i_v e i_w do rotor são obtidas com sensores de efeito hall (LTS 25-NP).

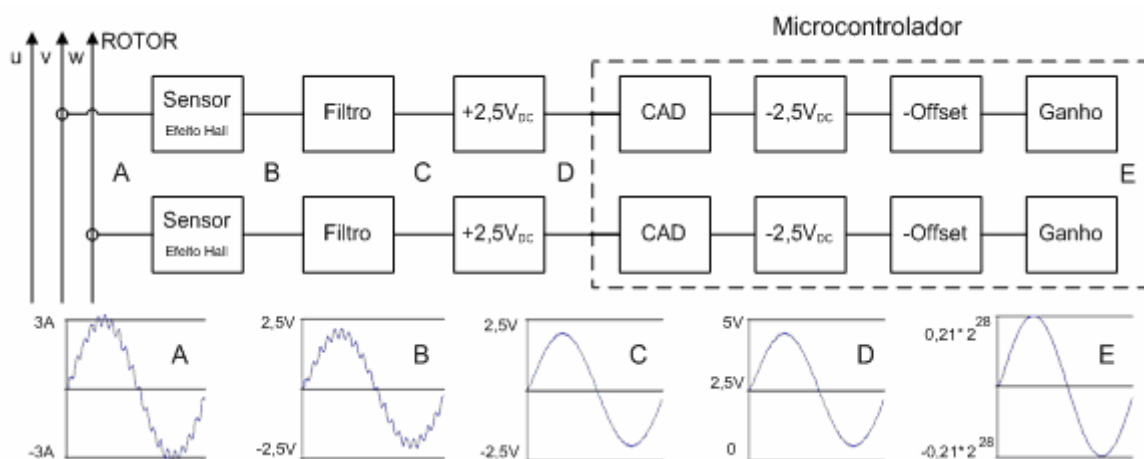


Figura 4.4 – Esquema da aquisição e condicionamento das correntes do rotor.

Os sensores fornecem como saída valores de tensão, que assim como as medidas de tensões, são condicionados para serem lidos pelo microcontrolador. No caso das correntes, os sinais analógicos são convertidos para sinais digitais por conversores internos do microcontrolador.

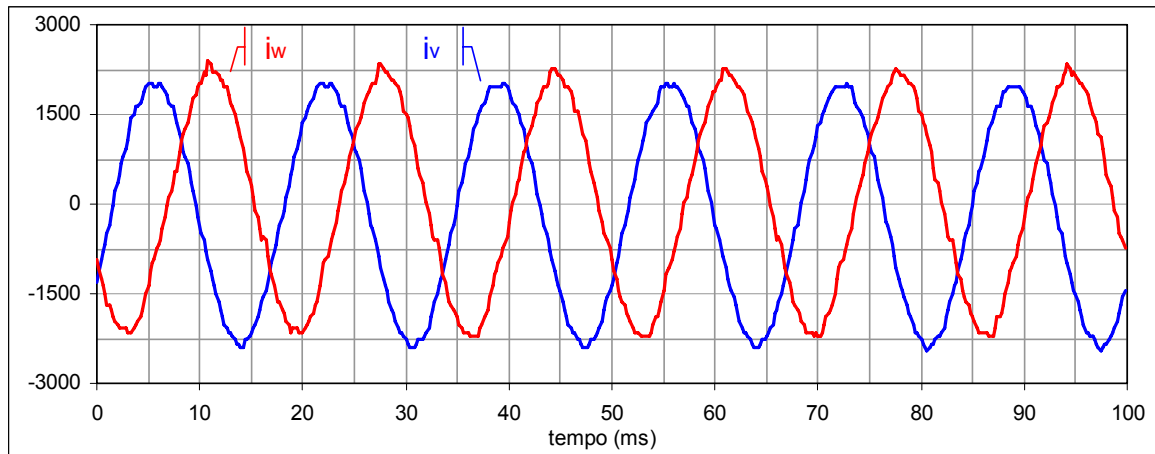


Figura 4.5 – Valores adquiridos das correntes do rotor.

A Figura 4.5 mostra os valores de i_v e i_w adquiridos pelo microcontrolador. As duas correntes apresentam componentes em CC indesejáveis. Estes termos devem ser corrigidos e suas magnitudes normalizadas.

Nesta situação o eixo do motor está travado e a malha de controle está aberta. Com uma sonda de corrente foi observado que o valor de pico das correntes corresponde a 3A, ou 0,21p.u. Assim como no caso das tensões do item anterior, o formato numérico escolhido para as correntes é Q4.28. Desta forma os valores lidos devem ser multiplicados pelas razões entre $2^{28} \cdot 0,21$ e os valores de pico das correntes da Figura 4.5:

$$i = i_{lido} \left(\frac{2^{28} \cdot 0,21}{i_{pico}} \right) - i_{offset} \quad (4.2)$$

O que resulta em valores que correspondem às magnitudes reais das correntes lidas.

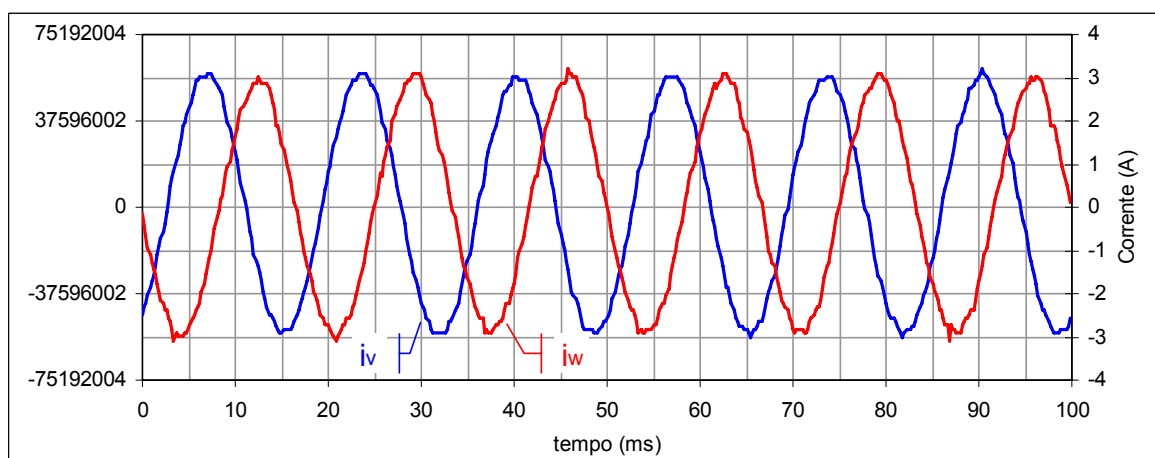


Figura 4.6 – Valores adquiridos após ajustes.

No gráfico da Figura 4.6, o eixo vertical à esquerda mostra os valores em Q4.28, da forma que o microcontrolador faz os cálculos, enquanto o eixo vertical à direita mostra os valores das correntes em ampères.

4.5 Considerações finais

Todo sistema de controle realimentado necessita da aquisição de variáveis. A leitura destas variáveis fornece ao controle o estado de operação da planta, e é a partir destas informações que o controle vai atuar, seja com objetivo de aumentar ou diminuir os valores das variáveis controladas.

Neste capítulo foi discutido todo o processo de leitura das variáveis, partindo do sensor utilizado até a normalização das variáveis, responsável por adequar seus valores da forma mais conveniente ao microcontrolador.

A aquisição das tensões e correntes pode ser considerada como o primeiro passo no algoritmo implementado. A partir delas é possível realizar cálculos para obter outras importantes informações do sistema, como por exemplo, a obtenção da posição do fluxo do estator apresentada no próximo capítulo.

Os resultados apresentados neste capítulo como leituras de tensões e correntes podem ser considerados satisfatórios, e assim utilizados como informações fíéis para o sistema de controle.

CAPÍTULO 5

Posição e Velocidade

5.1 Introdução

Neste capítulo são descritos os procedimentos utilizados para obtenção das medidas de velocidade e posição do rotor do gerador e também da posição angular do fluxo do estator.

São ilustrados dois métodos para obtenção da posição do fluxo do estator, primeiramente o cálculo pelo arcotangente das componentes α e β , e a seguir através da implantação do PLL, método que utiliza uma malha fechada de controle. Os problemas encontrados no primeiro método e as vantagens provenientes da solução encontrada são resumidos neste item.

A obtenção da posição do rotor é realizada com um sensor. As principais características são apresentadas, assim como o princípio de funcionamento deste sensor.

Para o cálculo da velocidade do rotor também são estudadas duas soluções distintas: apresenta-se a obtenção da velocidade através da derivação e depois de ilustrar os problemas observados neste método sugere-se um modo de estimação da velocidade com maior confiabilidade e robustez em relação a ruídos.

5.2 Cálculo da posição do fluxo do estator

O cálculo da posição do fluxo do estator tem importância fundamental no FOC (ver Capítulo 2, Item 2.4). Este item mostra como foi realizada a obtenção do ângulo do fluxo do estator. Inicialmente, este ângulo foi calculado a partir do arcotangente da razão entre duas componentes do fluxo, α e β . Esta tentativa apresentou resultados razoáveis, porém, por ser muito sensível a erros nas aquisições das variáveis, houve necessidade de buscar outro método.

Após algumas tentativas, sem sucesso, de evitar que os erros de aquisição causassem problemas no cálculo da posição do fluxo do estator, a solução encontrada foi a obtenção do ângulo de λ_s com o PLL, discutido no Item 5.2.2.

5.2.1 Posição calculada pelo Arco-tangente.

Este é um método relativamente simples de cálculo da posição. Sejam dois eixos ortogonais F_α e F_β , como na Figura 5.1:

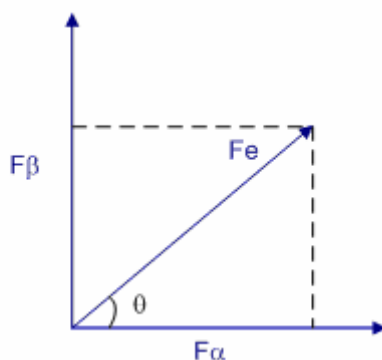


Figura 5.1. Eixos estacionários α e β .

O ângulo θ_e é dado pelo arcotangente de F_β/F_α . Portanto:

$$\theta_e = \arctan\left(\frac{F_\beta}{F_\alpha}\right) \quad (5.1)$$

O ângulo do fluxo do estator foi obtido como mostra a Figura 5.2.

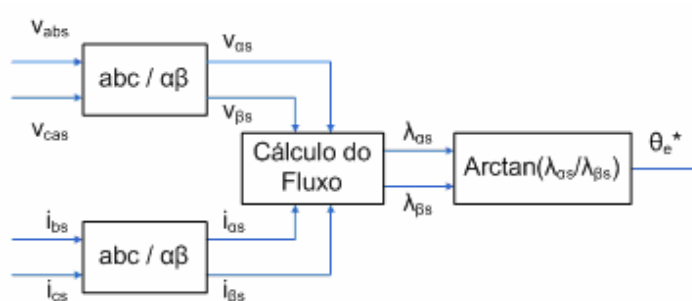


Figura 5.2. Esquema de obtenção do ângulo do fluxo do estator pelo cálculo da arcotangente.

Este modo de cálculo do ângulo é confiável se as medidas das variáveis (v_{abs} , v_{cas} , i_{bs} e i_{cs}) forem confiáveis. A cada ponto errado obtido das medidas, o erro é transferido tanto

para o cálculo de V_α e V_β como para λ_α e F_β . O cálculo do fluxo filtra os erros (devido a integração), porém numa situação onde muitos erros acontecem, esses erros estarão presentes nos fluxos e, conseqüentemente, na posição.

A Figura 5.3 mostra um exemplo dos erros encontrados nas medidas.

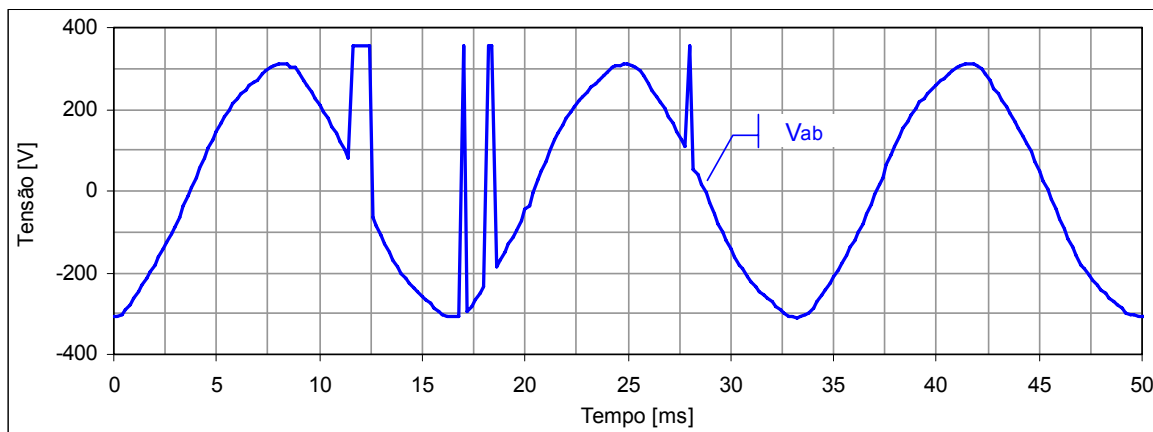


Figura 5.3. Sinal da tensão de linha obtido pelo sensor num momento onde erros na aquisição acontecem.

Os sinais v_{dr} e v_{qr} (saída do controle) são transformados em $v_{\alpha r}$ e $v_{\beta r}$, que são usados para o cálculo dos períodos em que as chaves conduzem no PWM vetorial (SVPWM). Essa transformação (Park) utiliza o seno e cosseno do ângulo calculado, portanto um erro nesse ângulo implica em um erro nos tempos de condução das chaves.

Assim, um erro nas medidas das tensões da rede pode provocar uma distorção na corrente aplicada ao rotor. A Figura 5.4 ilustra o comportamento da corrente i_{qr} na presença de erros nas medidas das tensões.

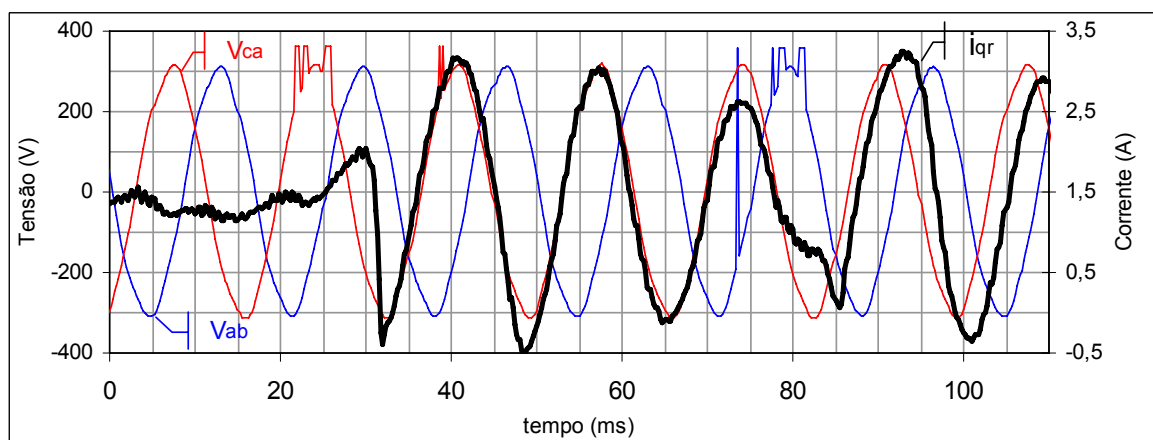


Figura 5.4 - Distorções causadas na corrente.

5.2.2 PLL (Phase Locked Loop, ou Malha Fechada de Fase).

A solução encontrada para o cálculo da posição foi o PLL. A seguir, uma análise matemática mostra o princípio de funcionamento deste método.

Tendo-se três sinais sinusoidais defasados entre si de 120° e com módulo F , sendo θ o ângulo da rede e θ^* o ângulo obtido pelo PLL utilizado na transformação de Park:

$$\begin{bmatrix} Fa \\ Fb \\ Fc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \sin \theta \\ F \sin(\theta - 2\pi/3) \\ F \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Através da transformação de Clark (2.4), obtém-se F_α e F_β :

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \left(Fa - \frac{1}{2}(Fb + Fc) \right) \\ \frac{2}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} (Fb - Fc) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Fa \\ \frac{Fb - Fc}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Através da transformação de Park (2.1), obtém-se F_d e F_q :

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_\alpha \cos \theta^* + F_\beta \sin \theta^* \\ -F_\beta \sin \theta^* + F_\alpha \cos \theta^* \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Substituindo (5.3) em (5.4):

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Fa & \frac{Fb - Fc}{\sqrt{3}} \\ \frac{Fb - Fc}{\sqrt{3}} & -Fa \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta^* \\ \sin \theta^* \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Substituindo (5.2) em (5.5):

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \sin \theta & \frac{F}{\sqrt{3}} (\sin(\theta - 2\pi/3) - \sin(\theta + 2\pi/3)) \\ \frac{F}{\sqrt{3}} (\sin(\theta - 2\pi/3) - \sin(\theta + 2\pi/3)) & -F \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta^* \\ \sin \theta^* \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Sendo-se que,

$$\begin{aligned} & \sin \theta \cos(2\pi/3) - \sin(2\pi/3) \cos \theta - (\sin \theta \cos(2\pi/3) + \sin(2\pi/3) \cos \theta) = \\ & = -2 \sin(2\pi/3) \cos \theta = -2 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cos \theta = -\sqrt{3} \cos \theta \end{aligned} \quad (5.7)$$

Reescreve-se (5.6) como a seguir:

$$\begin{bmatrix} Fd \\ Fq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \operatorname{sen} \theta & \frac{F}{\sqrt{3}}(-\sqrt{3} \cos \theta) \\ \frac{F}{\sqrt{3}}(-\sqrt{3} \cos \theta) & -F \operatorname{sen} \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta^* \\ \operatorname{sen} \theta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \operatorname{sen} \theta & -F \cos \theta \\ -F \cos \theta & -F \operatorname{sen} \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta^* \\ \operatorname{sen} \theta^* \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Utilizando as identidades trigonométricas,

$$\begin{cases} F \operatorname{sen}(\theta - \theta^*) = F \operatorname{sen} \theta \cos \theta^* - F \cos \theta \operatorname{sen} \theta^* \\ F \cos(\theta - \theta^*) = F \cos \theta \cos \theta^* + F \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \theta^* \end{cases} \quad (5.9)$$

$$\begin{bmatrix} Fd \\ Fq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \operatorname{sen}(\theta - \theta^*) \\ F \cos(\theta - \theta^*) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Se $\theta = \theta^*$, $\theta - \theta^* = 0$.

$$\begin{bmatrix} Fd \\ Fq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

As equações (5.10) e (5.11) indicam que, se a transformação de Park produzir como resultado F_q igual zero, o ângulo θ^* é igual ao ângulo da rede.

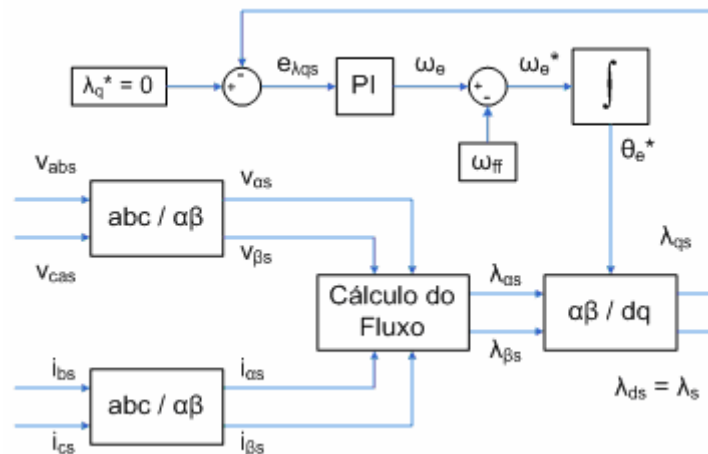


Figura 5.5. Esquema de obtenção do ângulo da rede utilizando PLL.

Desta forma, o ângulo da rede é estimado fazendo com que a componente de quadratura do fluxo seja nula [11]. Para isso, um sinal de referência nulo é comparado com a componente de quadratura do fluxo e o erro obtido é submetido a um controlador PI convencional. Este sinal é integrado para se obter a posição estimada. Se o erro é zero, o ângulo estimado é igual ao ângulo da rede; ω_e é a velocidade angular da rede, e ω_{ff} é uma

velocidade de referência (377 rad/s), utilizada para levar a saída do controlador ao ponto de operação.

Nota-se que este método de obtenção do ângulo da rede cumpre outro importante papel no controle vetorial da máquina, de acordo com (5.11):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

O que implica no alinhamento do fluxo do estator com o eixo direto. Este resultado é parte fundamental da estratégia do FOC (Controle por Orientação de Campo) discutida no Capítulo 3.

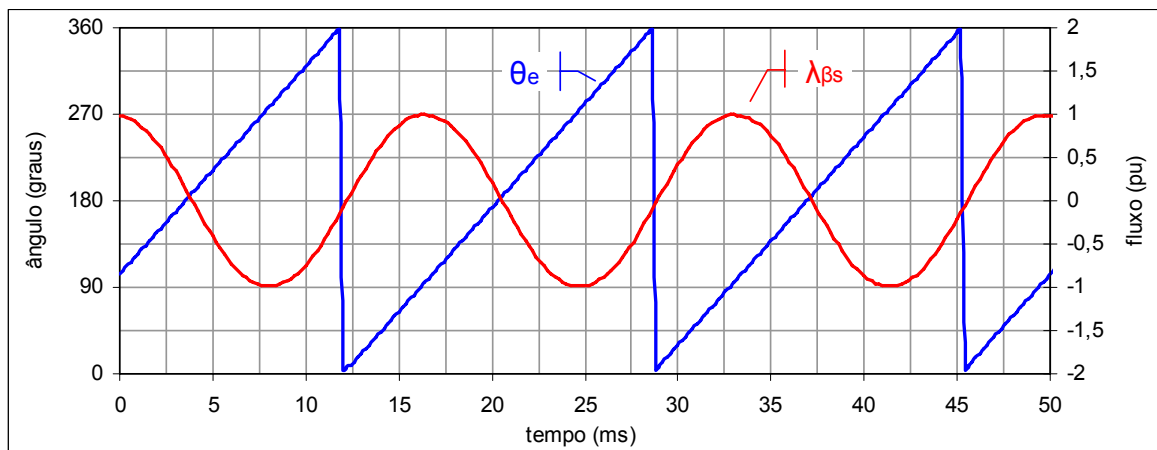


Figura 5.6 - Estimação do ângulo do Fluxo com PLL.

A Figura 5.6 mostra o resultado obtido com o PLL. Percebe-se que o valor da posição é zero quando $\lambda_{\beta s}$ cruza o eixo do tempo, assumindo valor positivo.

5.2.3 Posição calculada pelas tensões

O método de obtenção da posição descrito no item anterior envolve o cálculo do fluxo, Figura 5.5. Para efetuar este cálculo é necessário integrar a força contra-eletromotriz no estator, o que gera problemas caso exista algum offset nas medições das correntes e tensões.

Uma opção para contornar este problema é calcular o ângulo da tensão, e então atrasá-lo em 90°. Desprezando-se a defasagem causada pelas correntes, este ângulo

coincide com o ângulo do fluxo. É possível desconsiderar o efeito das correntes porque o valor da resistência do estator da máquina é pequeno.

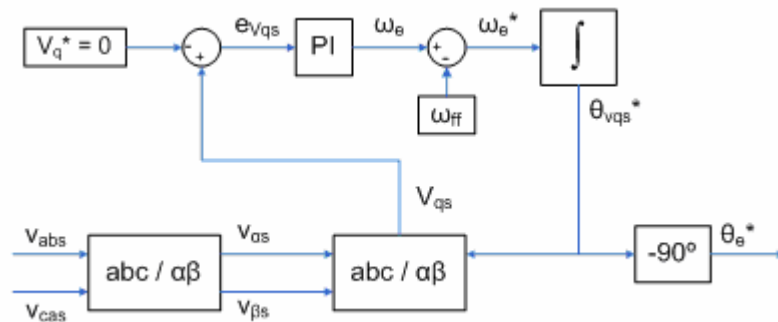


Figura 5.7 – Obtenção da posição sem cálculo do fluxo.

O esquema apresentado na Figura 5.7 mostra a obtenção do ângulo do fluxo do estator sem o cálculo do fluxo. O resultado obtido com este método é semelhante ao apresentado na Figura 5.6, sem perda de qualidade.

5.3 Posição do rotor

A posição do rotor θ_r , como discutido no Capítulo 3, é uma informação muito importante para o controle vetorial, sendo que a partir deste ângulo e do ângulo da rede, é calculado o ângulo de escorregamento para as transformações de Park e sua inversa para as malhas de controle das correntes rotóricas, Capítulo 6.

Há várias soluções para obtenção desta medida, um sensor bastante utilizado é o encoder [8,14]. Outros trabalhos [3,10] mostram que é possível reduzir o custo do sistema realizando uma estimação do ângulo do rotor (sensorless control), o que é justificável para máquinas menores. Este projeto contempla a implementação do controle de um gerador de 3kW, contudo a proposta é empregar a técnica de controle utilizada no protótipo em uma máquina de porte maior (mais de 1MW), o que torna o custo do sensor insignificante, justificando sua utilização.

O ângulo do rotor é medido com um sensor conhecido como Resolver (Smartsyn modelo TS2640N321E64). O Resolver é um dos sensores de posição e velocidade mais precisos e confiáveis [7]. O princípio de funcionamento do resolver é parecido com o do transformador, exceto pelo secundário ser dividido em duas partes, rotor e estator.

Excitando com tensão alternada a bobina do enrolamento do primário, Figura 5.8, tensões alternadas são induzidas nas bobinas do secundário. As tensões de saída variam relativamente com o ângulo entre o estator e rotor, assim o ângulo do eixo é medido de acordo com a leitura das tensões de saída [7].

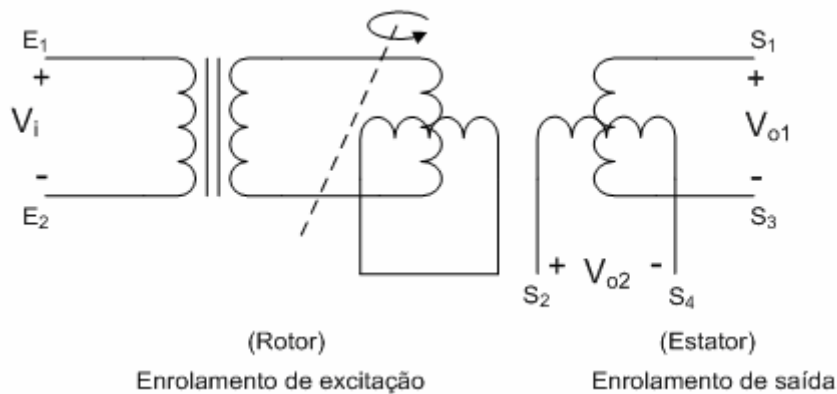


Figura 5.8 – Resolver.

A medição da posição descrita acima gera um sinal analógico, no entanto este sinal deve ser convertido para digital para facilitar a comunicação com o microcontrolador. A conversão do sinal analógico de saída do resolver em um sinal digital é realizada por um conversor R/D (Resolver to Digital, modelo ADS2S83AP), estes conversores são circuitos integrados e são produzidos por vários fabricantes.

A Figura 5.9 mostra a conexão do resolver com o conversor R/D.

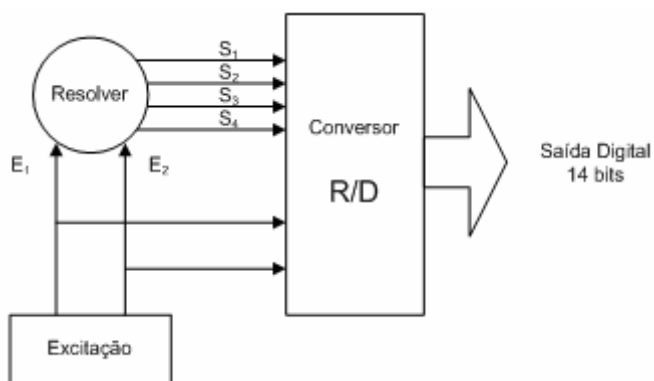


Figura 5.9 – Conversão do sinal de posição medida para digital.

Apesar do conversor R/D fornecer a posição e a velocidade de rotação, apenas o sinal do ângulo é aproveitado pelo microcontrolador neste projeto. Da forma que foi concebida a placa em que se situa o microcontrolador, não há ligação entre a saída de velocidade do

resolver e uma entrada digital do microcontrolador. Com o sinal da posição, é possível calcular a velocidade angular do gerador, o método utilizado para estimação da velocidade é discutido no Item 5.4.

5.4 Velocidade do rotor

Outra importante informação para o controle do gerador, Item 2.4, é o valor da velocidade do eixo da máquina. A velocidade do rotor pode ser obtida sem necessidade de sensores [10], porém como a finalidade deste trabalho é a aplicação do controle em máquinas de grande porte, o custo do sensor de posição é irrelevante, tornando sua utilização interessante. Como comentado em 5.3, o valor da velocidade é fornecida pelo conversor R/D, porém o hardware não foi concebido de modo a utilizar esta medida. É comum obter a velocidade do rotor pela derivação de sua posição, este método se mostrou ineficaz na presença de ruídos (Item 5.4.1). Por este motivo, um método de estimar a velocidade sem derivação é proposto no Item 5.4.2.

5.4.1 Derivação da Posição

O modo mais simples e direto de se estimar a velocidade do eixo do gerador é derivar a posição dada pelo sensor.

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \quad (5.13)$$

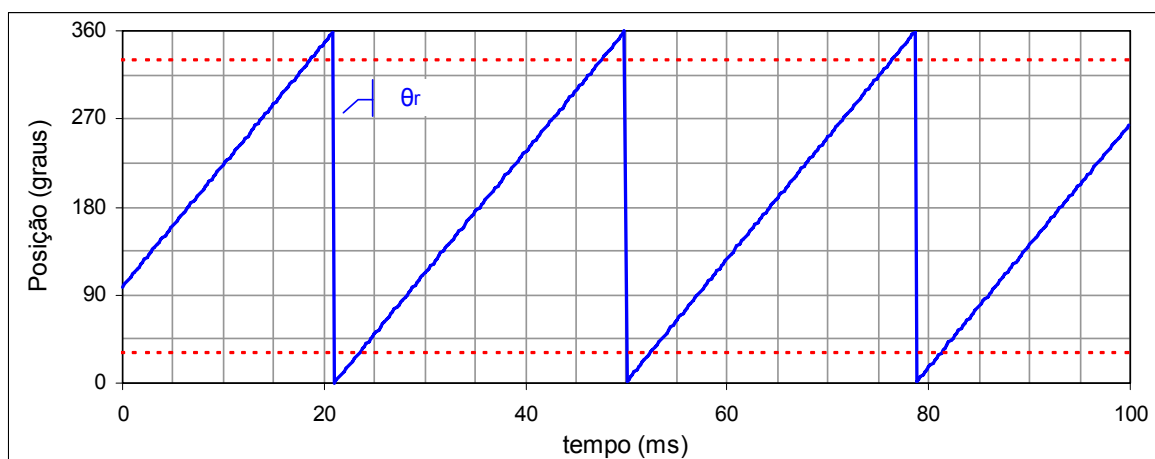


Figura 5.10 - Posição do eixo medida pelo sensor.

A Equação (5.13) fornece a velocidade instantânea do eixo da máquina. Observando a Figura 5.10, entretanto, percebe-se que a posição é um sinal descontínuo, portando não pode ser derivado em todo seu período. Para contornar este problema, a derivação é efetuada durante o intervalo compreendido entre as duas linhas tracejadas, fora dessa faixa a velocidade assume o último valor calculado.

Esta maneira de estimar a velocidade é simples e direta. No entanto, ruído e derivação é uma combinação perigosa.

O ruído presente no ambiente, assim como o ruído numérico que ocorre no sinal, causa a adição de um componente de alta frequência no sinal de posição, este ruído é amplificado pela derivação no cálculo da velocidade. Devido à inércia da máquina, o sinal de velocidade apresenta variações lentas, o que permite a implementação de um filtro. O sinal de saída do filtro seria uma boa estimativa da velocidade, com os ruídos bastante atenuados. No entanto, falhas de natureza desconhecida causaram grandes distorções no cálculo da velocidade, tais falhas, mesmo atenuadas pelo filtro causam distorções graves como pode ser observado na Figura 5.11.

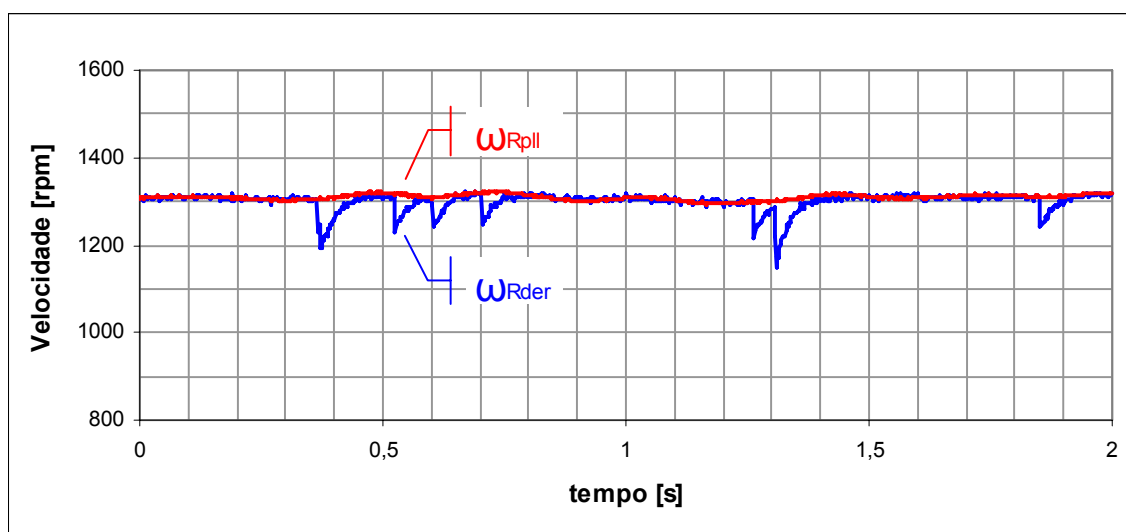


Figura 5.11 - Velocidade estimada pela derivada da posição do rotor - falhas.

A curva ω_{Rder} mostra a velocidade dada pela derivada, esta curva não é a velocidade real do eixo, porém representa os valores que são usados no algoritmo do controle, inclusive no PI de velocidade. Isto provoca ações indevidas do controle de velocidade e assim faz com que a velocidade real oscile.

A curva ω_{Rpll} é uma representação melhor da velocidade real de rotação da máquina. Para obtê-la foi implementado um método que será apresentado no item seguinte.

5.4.2 PLL de Velocidade

Com a finalidade de evitar a derivação, e assim os problemas descritos no item anterior, foi implementado um método de estimar a velocidade com maior confiabilidade e robustez. O diagrama de blocos deste método é apresentado na Figura 5.12.

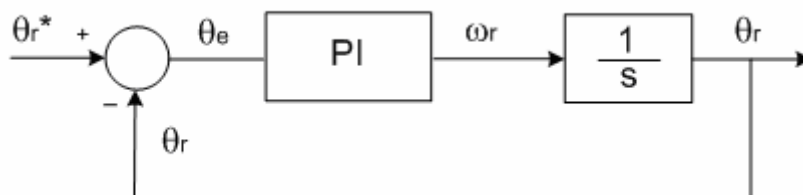


Figura 5.12 - Diagrama de blocos do PLL de Velocidade.

No diagrama acima, θ_r é a integral de ω_r . Este sinal é subtraído de θ_r^* (ângulo medido pelo sensor de posição), gerando assim um erro θ_e que é submetido a um controlador PI, e na saída deste controlador obtém-se ω_r .

O controle PI responde ao sinal de erro θ_e , tornando este valor nulo em regime. Desta forma, em regime, θ_r é igual ao valor fornecido pelo sensor de posição ($\theta_r^* - \theta_r = \theta_e = 0$), e como θ_r é dado pela integração de ω_r , pode-se afirmar que ω_r é uma estimativa da velocidade de rotação do eixo da máquina.

Com este método, a velocidade é calculada sem o uso de derivada, neste caso há uma operação de integração envolvendo seu cálculo. Assim os ruídos são filtrados, resultando em uma melhor estimativa de velocidade.

A Figura 5.13 apresenta o diagrama de blocos como foi implementado no software. A linha tracejada representa a inicialização de θ_r , este sinal cresce indefinidamente se ω_r é positivo e diferente de zero, assim, sempre que a posição medida θ_r^* completa um período, assumindo valor nulo, um sinal é enviado para o bloco integrador que leva θ_r também à sua condição inicial.

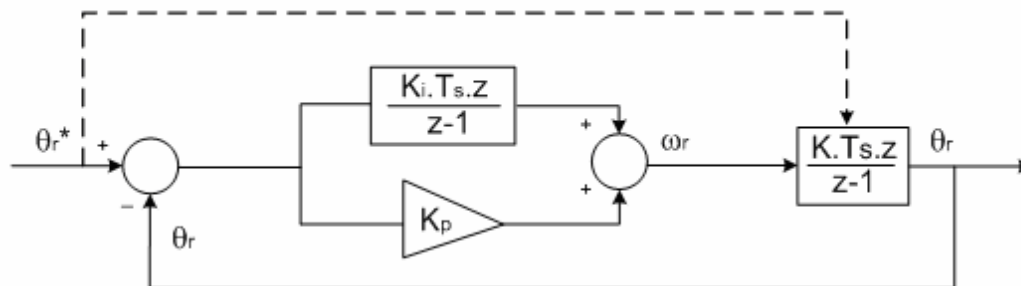


Figura 5.13 - Diagrama de blocos implementado.

A Figura 5.14 mostra um resultado de simulação feita em ambiente Matlab/Simulink. No gráfico, ω_r^* representa o sinal calculado pela derivada e ω_r o sinal calculado pelo método descrito acima. As oscilações em ω_r^* são causados pela adição de um ruído no sinal de posição. Nota-se que esse ruído adicionado é muito pequeno, porém é o suficiente para que a velocidade dada pela derivação da posição apresente alto nível de imprecisão.

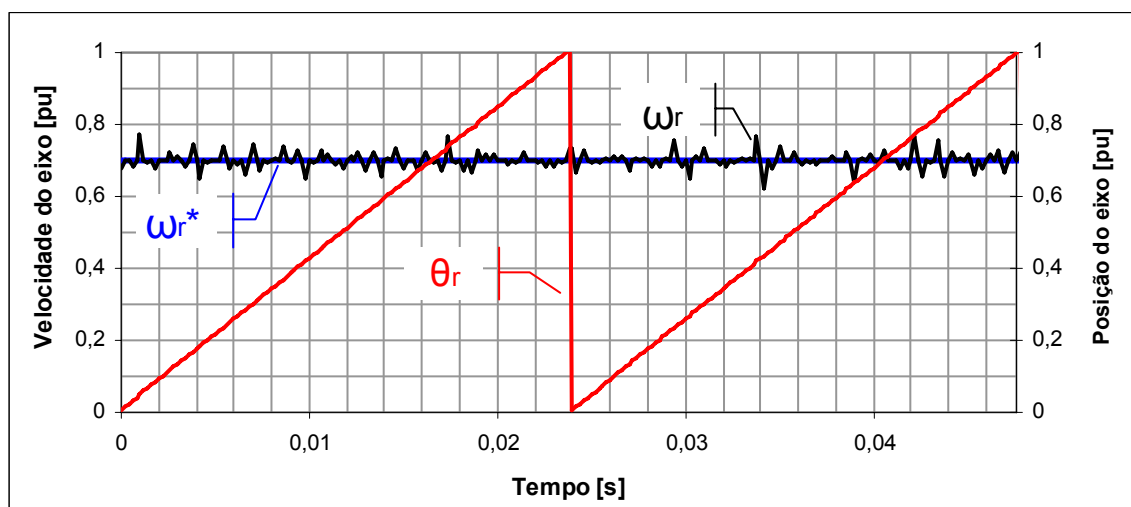


Figura 5.14. Simulação do estimador de velocidade.

5.5 Considerações finais

Este capítulo contempla a obtenção de três importantes variáveis para o controle do gerador de indução: posição do fluxo do estator, posição e velocidade do rotor.

A posição do fluxo do estator é utilizada nas transformações de Park das correntes e tensões medidas, o que significa que afeta todos os cálculos presentes no algoritmo de controle (ver Figura 3.4). O método utilizado, o PLL, mostrou-se eficaz e confiável, assegurando o valor correto do ângulo do fluxo do estator mesmo em presença de ruídos.

A medição da posição do rotor, realizada com o sensor descrito no Item 5.3, apresentou durante todos os ensaios e testes realizados, resultados corretos. O método utilizado para estimar a velocidade do rotor apresenta resultados excelentes comparados com o método convencional, fornecendo a velocidade do gerador corretamente mesmo com existência de ruídos no sinal de posição do rotor.

Essas medidas são necessárias para o controle vetorial do gerador, sendo importante que seus valores reflitam a real situação da máquina. O capítulo seguinte trata das malhas de controle e mostra como as medidas apresentadas no Capítulo 5 são utilizadas no controle vetorial do DFIG.

CAPÍTULO 6

Análise Dinâmica do Controle do Aerogerador

6.1 Introdução

Os dois capítulos anteriores contemplaram a obtenção de variáveis necessárias para o funcionamento global do sistema de controle. Neste capítulo é apresentado o funcionamento dinâmico do controle do gerador.

Com as leituras das tensões, correntes, posições e velocidades, o sistema de controle obtém as informações que necessita para comandar o conversor. Este capítulo mostra como é feito este controle e como o sistema se comporta perante a estratégia de controle adotada.

Ao decorrer do texto várias figuras apresentando resultados experimentais e de simulação são apresentadas, para melhor descrever o comportamento das variáveis da máquina em várias situações diferentes: como degraus na referência de corrente, conexão do estator com a rede elétrica ou o momento em que o gerador atinge velocidade síncrona.

6.2 Controle das correntes do rotor

Variáveis importantes como as potências ativa e reativa do estator e rotor, torque eletromagnético e velocidade de operação do gerador dependem do ajuste das correntes do rotor. Portanto quando se pensa em controlar estas variáveis é preciso, antes de tudo, controlar as correntes do rotor.

Como ilustra a Figura 3.5, as referências para estas correntes são geradas por dois blocos: controle de potência reativa para a referência da componente do eixo direto, e controle de velocidade para a referência da componente em quadratura. Durante o processo de sincronia entre as tensões do estator e da rede, as referências são fornecidas por um terceiro bloco, o algoritmo de sincronização. Estes três mecanismos, que geram as referências para as correntes do rotor são discutidos neste capítulo, nos itens posteriores.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 6.1 mostra as malhas de controle das correntes i_{dr} e i_{qr} . Para as duas correntes, a comparação com o sinal de referência resulta num sinal de erro, que é utilizado como entrada de um controlador PI. Devido aos ganhos dos controladores, os sinais encontrados na saída dos controladores passam a ser sinais de tensão (v_{dr} e v_{qr}). Após subtrair os termos do acoplamento cruzado (discutido logo a seguir) e realizar a transformação inversa de Park obtém-se as componentes $v_{\alpha r}$ e $v_{\beta r}$, que são as entradas do bloco do PWM vetorial (Capítulo 7). Este bloco fornece os tempos de condução das chaves do conversor de potência, desta forma o laço de controle se fecha, pois o comando das chaves controla as correntes.

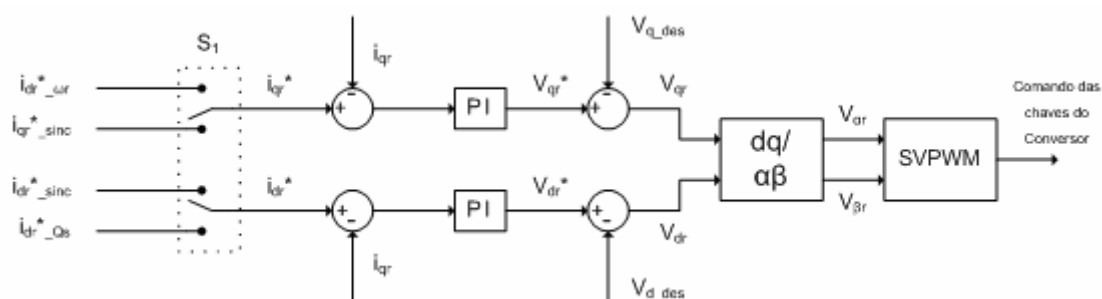


Figura 6.1 – Malhas de controle das correntes do rotor.

O objetivo do controle é fazer com que as correntes i_{dr} e i_{qr} espelhem os valores contidos em suas referências, i_{dr}^* e i_{qr}^* . A Figura 6.2 mostra o comportamento de i_{dr} e i_{qr} em relação a degraus em suas referências. Inicialmente em 3A, o valor de i_{dr}^* sobe para 5A em $t = 20\text{ms}$ e volta a 3A em $t = 40\text{ms}$. Já a corrente i_{qr}^* , inicialmente em 2A, sobe para 4A em $t = 60\text{ms}$ e volta a 2A em $t = 80\text{ms}$. As próximas figuras mostram em detalhe as respostas de i_{dr} e i_{qr} separadamente.

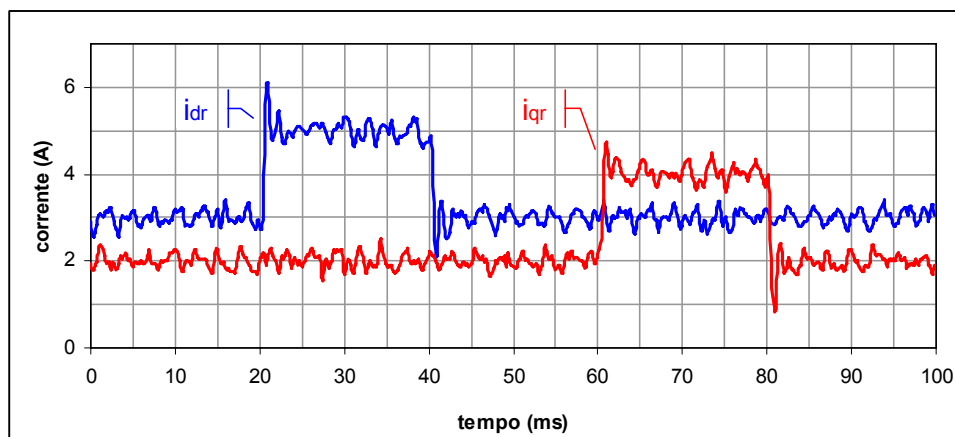


Figura 6.2 – Degráus de corrente.

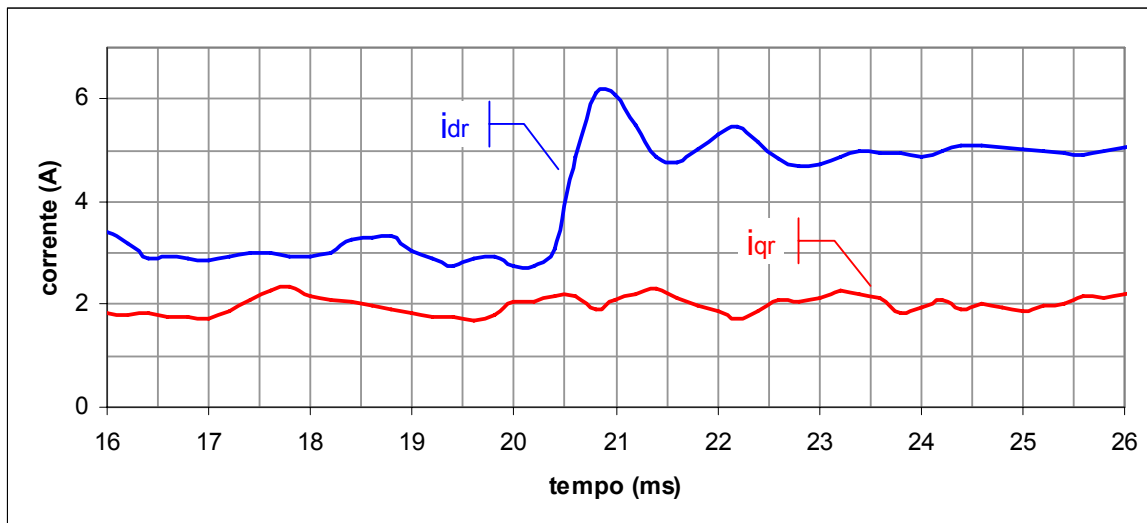


Figura 6.3 – Resposta ao degrau na referência de corrente de eixo direto.

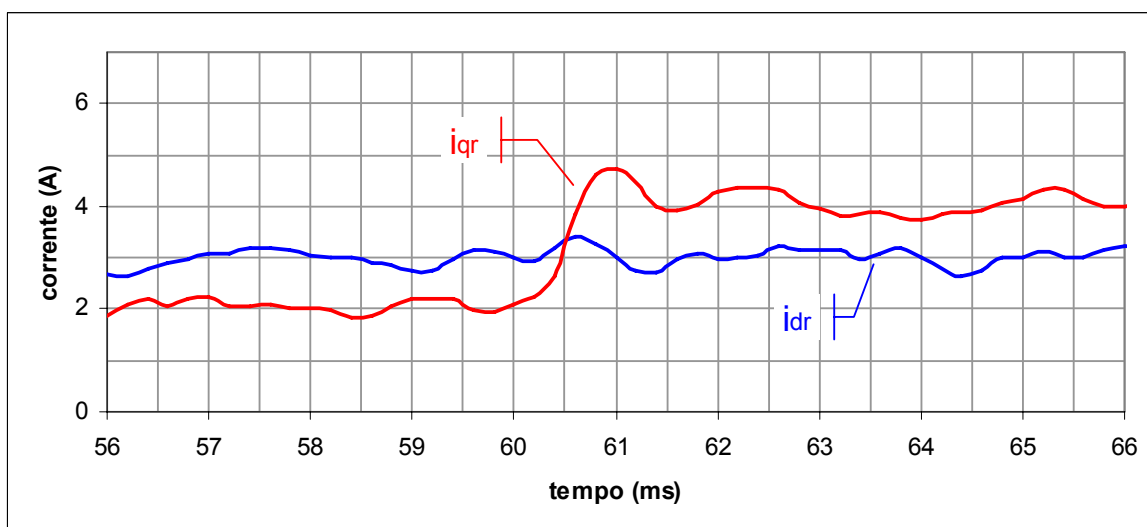


Figura 6.4 – Resposta ao degrau na referência de corrente de eixo de quadratura.

As respostas aos degraus mostram que as correntes do rotor seguem suas referências, atingindo o valor de regime em menos de 2ms após o estímulo em suas referências (tempo de acomodação). Nota-se também que ocorrem sobressinalis (20% para i_{dr}) nos valores de i_{dr} e i_{qr} durante os transitórios, geralmente indesejáveis. No entanto, isto não prejudica o funcionamento do sistema, sendo que os valores de referência (gerados pelo processo de sincronia, pelo controle de velocidade e pelo controle de reativos) não apresentam variações bruscas.

Mesmo não havendo variações rápidas nas referências destas correntes, a análise do comportamento do controle frente a degraus de referência permite afirmar sua eficácia a estímulos mais suaves.

Desacoplamento entre as correntes de eixo direto e quadratura

A Figura 6.1 mostra a adição de termos nos sinais de v_{dr} e v_{qr} . Na Equação (2.21), repetida a seguir, observa-se que há um acoplamento cruzado entre as componentes de correntes do eixo direto e quadratura, ou seja, além de v_{dr} ser função de i_{dr} , há influência de i_{qr} em seu valor, o mesmo acontece com v_{qr} , onde além de i_{qr} , existe influência de i_{dr} .

$$\begin{cases} v_{qr} = r_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{slip} \left(\frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ v_{dr} = r_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{slip} \sigma L_r i_{qr} \end{cases} \quad (6.1)$$

Para evitar a influência dos termos de acoplamento cruzado, é somado ao valor de V_{dr} :

$$-\omega_{slip} \sigma L_r i_{qr} \quad (6.2)$$

e ao valor de v_{qr} :

$$\omega_{slip} \left(\frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{dr} \right) \quad (6.3)$$

A adição dos termos (6.2) e (6.3) respectivamente em v_{dr} e v_{qr} implica no desacoplamento entre as componentes de correntes i_{dr} e i_{qr} .

6.3 Sincronização com a Rede

Quando a velocidade de rotação do gerador atingir um valor mínimo, o estator da máquina deve ser conectado à rede elétrica. É necessário evitar transitórios no momento em que a chave S_1 da Figura 6.5 feche.

Para que isto ocorra, as tensões do estator devem ser sincronizadas com as tensões da rede, o que implica em igualar fase, frequência e amplitude. Se no momento em que o

contator fecha o contato, as tensões estiverem sincronizadas, a conexão com a rede é feita suavemente.

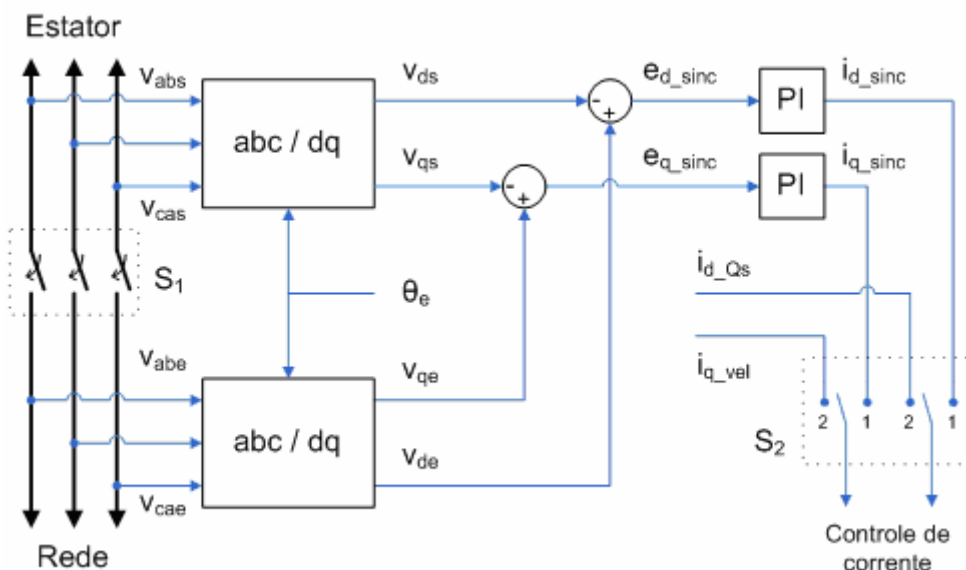


Figura 6.5 - Sincronização das tensões do estator com a rede.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 6.5 mostra como foi implementado o algoritmo de sincronização e conexão. O ângulo θ_e é obtido a partir do PLL descrito no item 5.2.2 e as variáveis i_{d_Qs} e i_{q_vel} são as referências de corrente calculadas, respectivamente, pelo controle de potência reativa e controle de velocidade, descritos neste capítulo.

Sendo o mesmo ângulo utilizado nas tensões do estator da máquina e da rede, igualar as tensões v_{ds} com v_{de} e v_{qs} com v_{qe} , implica em igualar amplitude, frequência e fase das tensões v_{as} , v_{bs} e v_{cs} com v_{ae} , v_{be} e v_{ce} . Ou seja, quando os sinais de erro e_{q_sinc} e e_{d_sinc} atingem valor nulo, o sincronismo é alcançado e o sistema está pronto para a conexão. O programa assume este processo como finalizado quando os erros e_{q_sinc} e e_{d_sinc} se mantiverem menores que um valor aceitável durante um período (no caso, menos de 10% do valor da tensão da rede por mais de 2ms). Em seguida, um sinal é enviado pelo software para que o contator atue, fechando o contato da chave S_1 da Figura 6.5.

O comportamento deste controle é mostrado na Figura 6.6. nesta figura t_1 (25ms) é o instante em que se inicia o processo de sincronização, em t_2 (150ms) o processo finaliza e é enviado um comando para fechar a chave S_1 da Figura 6.5 e em t_3 (188ms) o contator S_1 de fato fecha o contato entre rede e estator.

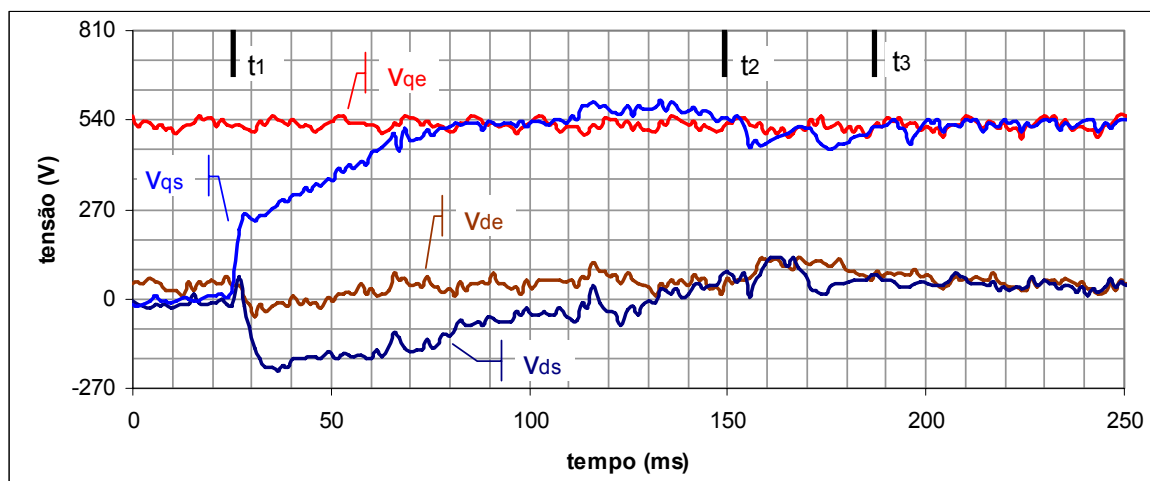


Figura 6.6 – Comportamento do controle do sincronismo.

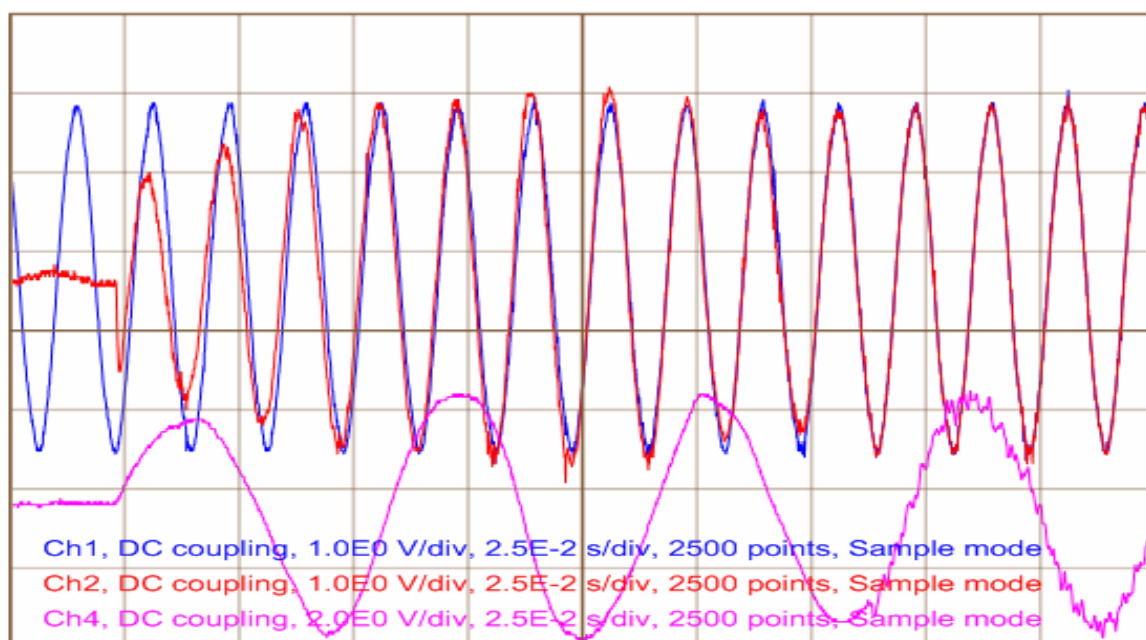


Figura 6.7 – Variáveis da máquina durante o processo de sincronização.

A Figura 6.7 mostra o comportamento das tensões de linha do estator e da rede (v_{cas} em vermelho e v_{cae} em azul) juntamente com a corrente do rotor (i_{ar} em rosa) durante o processo de sincronização. A aquisição destas curvas foi realizada no mesmo ensaio em que foram obtidas as variáveis da Figura 6.6, portanto as duas figuras se complementam. Nota-se que as amplitudes das tensões do estator e rede se igualam na medida em que v_{qs} se aproxima de v_{qe} , comportamento semelhante é observado na fase de v_{cas} e v_{cae} com a aproximação de v_{ds} e v_{de} .

A corrente rotórica i_{ar} torna-se mais ruidosa após o fechamento da chave S_1 , pois a dinâmica do sistema é outra com o estator conectado à rede elétrica. A conexão ocorre em t_3 (188ms) de maneira suave, como observado pelo comportamento das tensões e correntes a Figura 6.7.

O processo de desconexão também não deve ser feito de maneira abrupta. Para isso os valores atuais de v_{ds} e v_{qs} são levados aos valores que possuíam no momento em que o sincronismo foi dado como terminado. Ou seja, quando a chave S_1 abre, as tensões do estator possuem valores próximos aos das tensões da rede, evitando transitórios. Esta operação é realizada gradativamente com duração semelhante à do processo de sincronização.

6.4 Controle de velocidade

Como discutido nos Capítulos 1 e 3, um dos objetivos do controle do gerador é realizar o controle de sua velocidade.

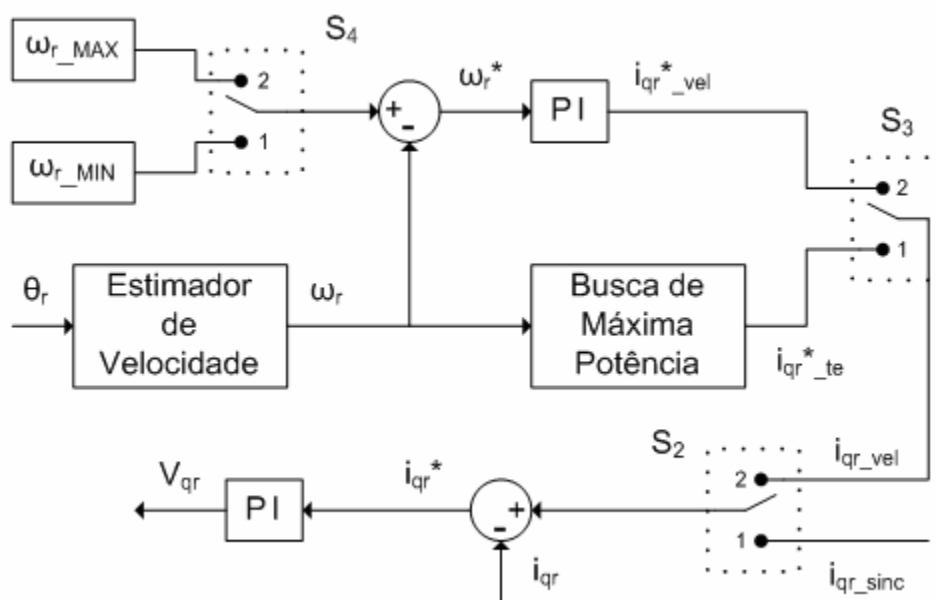


Figura 6.8 – Controle de velocidade.

A Figura 1.2 mostra a relação entre a velocidade do gerador e a potência gerada. A linha tracejada segue o ponto de máxima potência extraída para cada valor de velocidade de vento, esta linha é conhecida como trajetória de máxima potência. Para se maximizar a

geração de energia elétrica é necessário seguir esta trajetória, o que significa que para cada velocidade de vento a velocidade do gerador deve ser ajustada para um valor ótimo.

Devido à limitação de potência dos conversores em 30% da potência nominal do gerador, sua velocidade deve ser limitada em 30% com relação à velocidade nominal. Com isso o fluxo de potência do rotor se limita dentro desta faixa. Assim, a o circuito do rotor consome energia para velocidades inferiores à velocidade síncrona e gera para velocidades superiores.

6.4.1 Modos de operação

As três chaves da Figura 6.8 selecionam os modos de operação do aerogerador, que podem ser vistos na Figura 6.9.

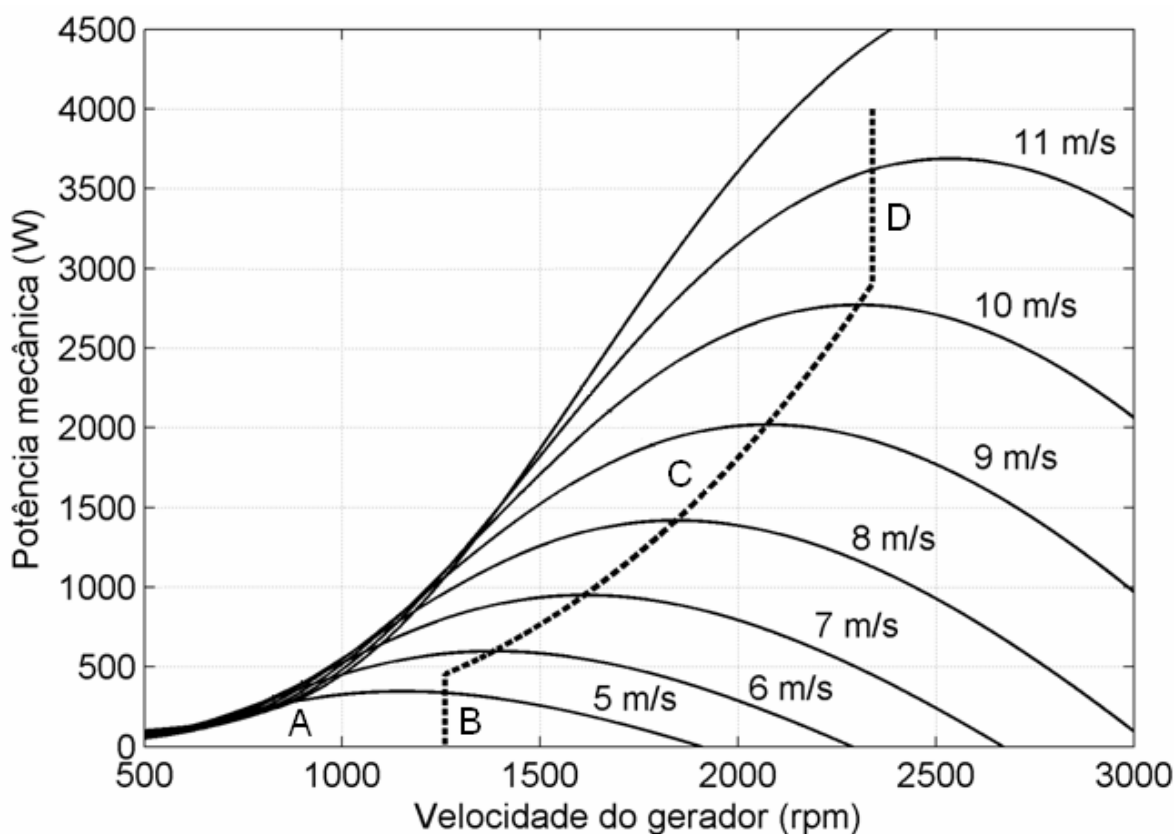


Figura 6.9 – Modos de operação da turbina.

Modo A

Para baixas velocidades de vento, não há torque suficiente no eixo do gerador para gerar energia, nesta situação, o gerador permanece desconectado da rede (chave S_1 da Figura 3.5 aberta).

Modo B

A partir de determinado torque no eixo da máquina, produzido pela ação do vento nas pás, torna-se possível a geração de energia elétrica. Neste ponto o sistema é conectado à rede com o processo de sincronização descrito no item anterior deste capítulo. Após a conexão o gerador passa a operar com velocidade fixa, esta é a velocidade mínima de operação, com valor de 0,7 pu (30% abaixo da velocidade nominal). Para operação no modo B, as chaves S_2 , S_3 e S_4 (Figura 6.8) assumem respectivamente as posições 2, 2 e 1.

Modo C

Se a turbina está operando no modo B e a velocidade do vento aumenta, pode ser que seja produzido torque suficiente no eixo para que o sistema mude para o modo C. Neste modo o gerador opera com velocidade variável e segue a trajetória de máxima potência (fornecida pelo fabricante da turbina).

Caso a velocidade de rotação do gerador atinja valor inferior a 0,7 pu, o sistema volta a operar no modo B. No modo C, as chaves S_2 e S_3 (Figura 6.8) assumem respectivamente as posições 2 e 1.

Modo D

Conforme Figura 6.9, cada velocidade de vento corresponde a um valor para a velocidade do gerador, no entanto este não pode operar acima de 1,3 pu (30% acima da velocidade nominal). Desta forma, caso o seguimento da trajetória de máxima potência leve a velocidade de rotação a um valor acima de 30% do valor nominal, o sistema passa para o modo D. Assim como no modo B, a velocidade de operação é fixa, sendo que no modo D o gerador opera na velocidade máxima, 1,3 pu. As chaves S_2 , S_3 e S_4 (Figura 6.8) assumem respectivamente as posições 2, 2 e 2. Caso a velocidade do vento diminua, o torque no eixo da turbina pode atingir um valor baixo o suficiente para que o sistema volte a operar no modo C, seguindo a trajetória de máxima potência.

A Figura 6.10 mostra o comportamento das correntes do rotor com o sistema operando em 1260 rpm, no modo B. Já a Figura 6.11 mostra as correntes do rotor adquiridas com o gerador operando em velocidade síncrona. Para esta velocidade as correntes do rotor são contínuas e o gerador de indução comporta-se de maneira semelhante a uma máquina síncrona.

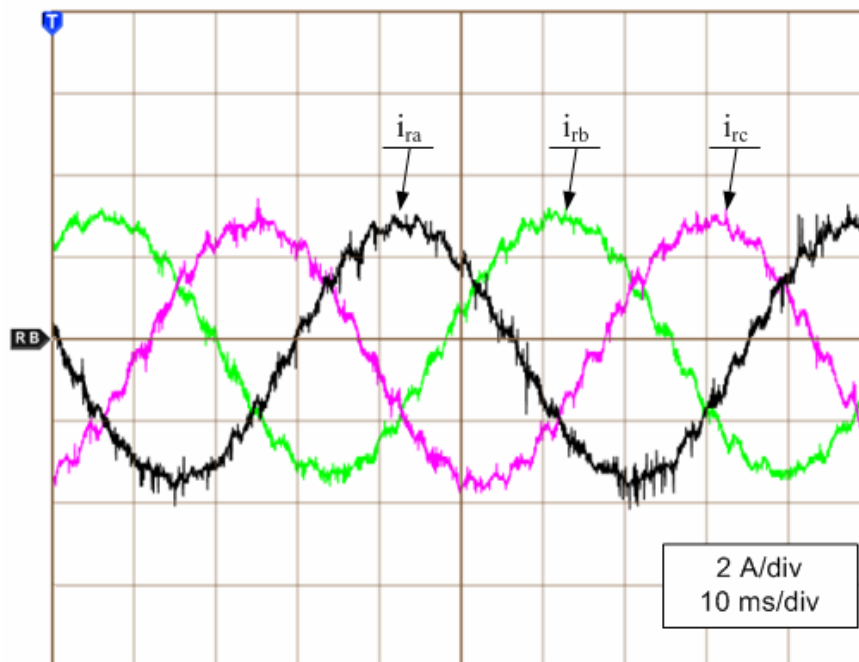


Figura 6.10 – Correntes do rotor na velocidade de 0,7 pu.

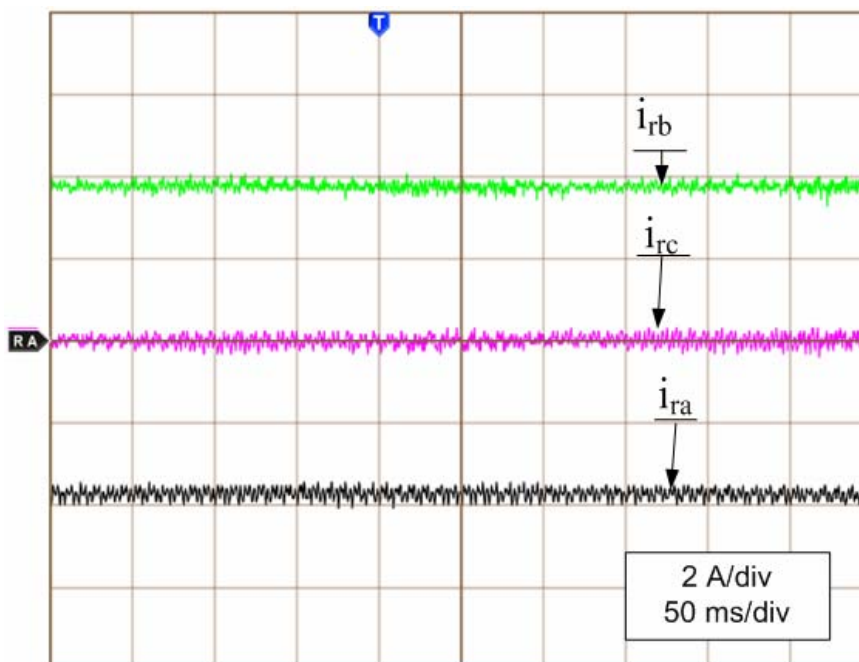


Figura 6.11 – Correntes no rotor na velocidade síncrona.

6.5 Controle da potência reativa

De acordo com as equações (2.29) as potências ativa e reativa podem ser controladas de forma independente pelo ajuste das correntes i_{qr} e i_{dr} , respectivamente. Como referência para o controle da potência reativa do estator, é utilizado um valor de corrente i_{dr} proveniente do controle do bloco de controle da potência reativa, ilustrado na Figura 6.12.

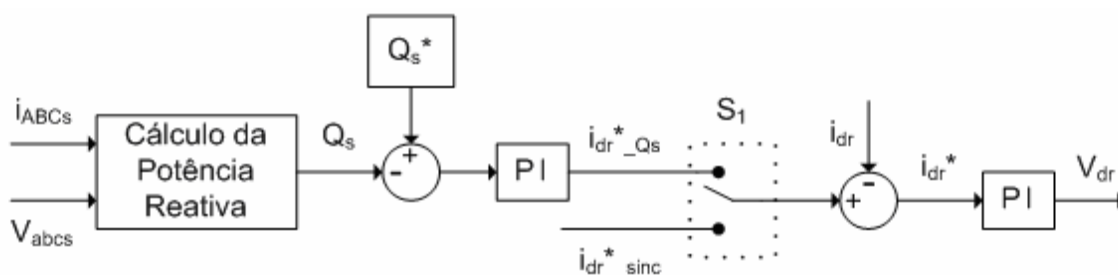


Figura 6.12 – Controle da potência reativa.

A partir das correntes e tensões do estator, a potência reativa é calculada, seu valor é comparado a um valor de referência (por exemplo $Q_s^* = 0$) e a seguir submetido a um controlador PI. O resultado desta operação (saída do controlador PI) é a referência para a malha de controle da corrente i_{dr} , exceto durante o processo de sincronização das tensões da rede e estator, em que esta referência é fornecida pelo bloco de sincronia.

6.6 Considerações finais

A análise do comportamento dinâmico, realizada neste capítulo, mostra através de resultados experimentais como o sistema se comporta frente a diversas situações diferentes, como mudanças na velocidade do vento ou conexão da máquina com a rede.

As respostas do sistema a degraus nas malhas de corrente comprovam a capacidade do sistema em controlar de forma independente a potência ativa (através da referência de velocidade) e a potência reativa.

O método utilizado para sincronizar as tensões do estator com a rede se mostrou eficaz através dos resultados apresentados. As figuras apresentadas mostram o comportamento das tensões da rede e do estator durante o processo de sincronia, que por

ser realizado de maneira suave, minimiza os efeitos transitórios decorrentes da conexão entre rede e estator.

A potência ativa gerada depende da velocidade do vento. Como cada valor da velocidade do vento possui um valor ótimo de velocidade de rotação do rotor para máxima potência ativa gerada, é necessário ajustar a velocidade da máquina frente às variações de vento. São apresentados os modos de operação e, para cada modo, os resultados mostram o bom comportamento do sistema.

Assim como a potência ativa pode ser controlada de forma independente, a potência reativa também. Para qualquer um dos modos de operação é possível escolher a quantidade de reativos consumidos ou gerados pela máquina. O gerador pode operar com fator de potência unitário ou ainda suprir a necessidade de outras unidades, bastando apenas mudar a referência de potência reativa do estator, conforme mostra a Figura 6.12.

Com os sinais obtidos nas malhas de controle torna-se possível calcular os tempos de condução das chaves do conversor estático utilizado para o acionamento da máquina. O Capítulo 7 descreve a metodologia utilizada para o comando do conversor.

CAPÍTULO 7

SVPWM

7.1 Introdução

Em 1982, Alfred Busse e Joachim Holtz sugeriram uma nova forma de acionamento de máquinas, com a representação dos comandos do conversor em vetores num plano complexo [4]. Este método se tornou muito popular em publicações, conhecido na literatura como SVPWM. SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) é um esquema especial de chaveamento dos seis transistores de um conversor de potência trifásico. Este método gera distorção harmônica mínima nos enrolamentos de um motor CA trifásico e um melhor aproveitamento da fonte em comparação com o PWM senoidal [17,18].

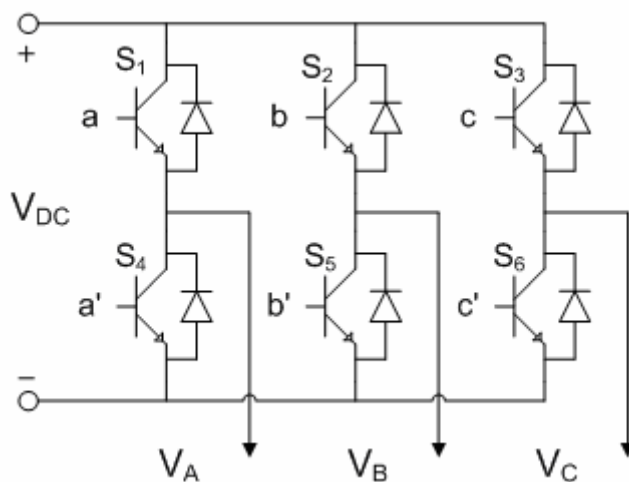


Figura 7.1 – Esquema do Conversor Trifásico.

Um inversor típico, como o da Figura 7.2, possui três chaves superiores (a, b, c) e três chaves inferiores (a', b', c'). Os pares a – a', b – b' e c – c' constituem os três braços do conversor.

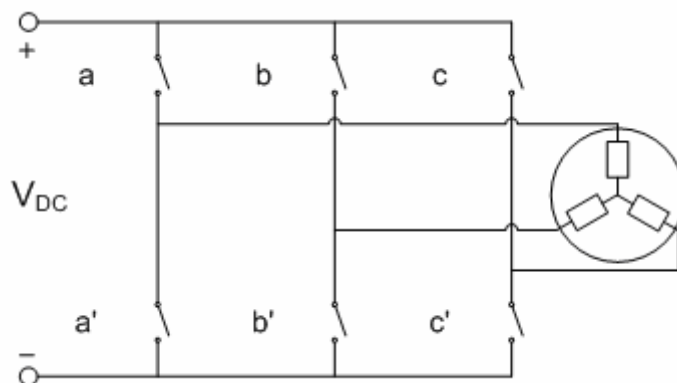


Figura 7.2 – Esquema simplificado do Conversor Trifásico.

Para evitar curto circuito da fonte de alimentação, os comandos das chaves de cada braço são complementares, ou seja, se a chave superior é fechada, a chave inferior (do mesmo braço) é aberta. Existe um tempo morto (dead time) entre os comandos para abrir e fechar as chaves, evitando que uma chave se feche enquanto a outra está abrindo. Assim os estados “aberto” ou “fechado” das três chaves superiores são suficientes para comandar as seis chaves do inversor.

Há oito combinações de estado possíveis para as chaves do circuito acima. A Tabela 7.1 mostra quais as tensões que são submetidas à carga para cada combinação possível das chaves, sendo que 0 representa a chave em aberto e 1 a chave em fechado.

Tabela 7.1 – Tensões de fase e linha para as oito combinações possíveis.

a	b	c	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
1	1	0	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
0	0	1	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
0	1	1	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Com essas oito combinações ilustradas na Tabela 7.1 é possível reproduzir na carga a excitação desejada, desde que sejam utilizados frequência e esquema de chaveamento adequadamente.

7.2 Implementação do SVPWM

Como mostrado no item 6.2 do capítulo anterior, as malhas de controle das correntes i_{qr} e i_{dr} apresentam como saída v_{qr} e v_{dr} , ver Figura 6.1. Com o ângulo de escorregamento, θ_{slip} , aplicado na transformação inversa de Park das variáveis v_{qr} e v_{dr} , são obtidas as tensões $v_{\alpha r}$ e $v_{\beta r}$ do sistema de eixos estacionários. A partir destas tensões um vetor referência V_{REF} é obtido.

$$V_{REF} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (6.4)$$

O objetivo do SVPWM é reproduzir o vetor referência V_{REF} , que pode pertencer a qualquer ponto dentro do hexágono da Figura 7.3, na carga. Deve-se então ajustar a tensão média aplicada pelo conversor (num determinado período de tempo T_{PWM}) para que seja igual àquela representada pelo valor médio do vetor referência durante este período: modulando no tempo os dois vetores básicos adjacentes ao V_{REF} .

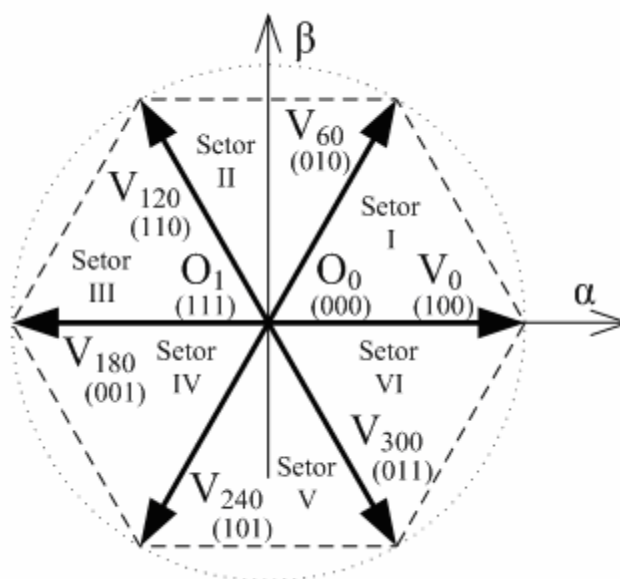


Figura 7.3 – Vetores básicos do SVPWM.

A Figura 7.3 mostra os 8 vetores básicos, sendo que dois deles (O_1 e O_0) são nulos, pois representam todas as chaves fechadas e abertas, respectivamente.

A representação binária de dois vetores adjacentes difere apenas em um bit, assim apenas uma das chaves superiores precisa trocar o estado na mudança de um vetor básico

para outro. Isto aumenta a performance do conversor e diminui o esforço computacional significativamente [8,17].

A transformação das tensões de fase para os eixos de referência α e β é dada pelas equações (2.4), repetidas a seguir [17,18]:

$$\begin{cases} v_{\alpha_r} = \frac{2}{3} \left(v_{AN} - \frac{v_{BN}}{2} - \frac{v_{CN}}{2} \right) \\ v_{\beta_r} = \frac{2}{3} \left(\frac{v_{BN}\sqrt{3}}{2} - \frac{v_{CN}\sqrt{3}}{2} \right) \end{cases} \quad (6.5)$$

A Tabela 7.1 reescrita para os eixos α e β fica:

Tabela 7.2 – Tensões $v_{\alpha r}$ e $v_{\beta r}$ para cada estado das chaves e vetores básicos.

a	b	c	Vαr	Vβr	Vetor
0	0	0	0	0	O ₀
1	0	0	$\frac{2}{3} V_{DC}$	0	V ₀
0	1	0	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$	V ₆₀
1	1	0	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$	V ₁₂₀
0	0	1	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$	V ₁₈₀
1	0	1	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$	V ₂₄₀
0	1	1	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	0	V ₃₀₀
1	1	1	0	0	O ₁

A ultima coluna da Tabela 7.2 indica qual é o vetor correspondente. Este vetor indica qual é o estado das chaves para se obter a tensão desejada.

Através da Figura 7.3 e da Tabela 7.2, observa-se que o vetor U₁₂₀ (110) equivale ao estado em que as chaves “a” e “b” estão fechadas, enquanto a chave “c” está em aberto, isto implica em:

$$\begin{cases} v_{\alpha_r} = \frac{1}{3} V_{DC} \\ v_{\beta_r} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC} \end{cases} \quad (6.6)$$

O espaço compreendido entre dois vetores é chamado de setor, existem seis setores, representados na Figura 7.3.

Se a frequência de chaveamento (amostragem) for grande o suficiente para que se possa considerar o vetor referência V_{REF} constante no período, as tensões trifásicas aplicadas pelo conversor na carga corresponderão aos valores calculados nas malhas de controle.

O problema do método se resume em encontrar os períodos ($T_0 \dots T_{300}$) de condução das chaves para reproduzir as tensões desejadas na carga. Primeiramente, encontra-se o setor ao qual V_{REF} pertence.

Encontrar o Setor

A busca do setor pode ser realizada de diferentes maneiras, muitos autores [17,18,19] transformam as tensões v_{ar} e v_{br} em variáveis trifásicas rebatidas nos eixos estacionários das fases a, b e c. Comparam estas amplitudes e assim obtém o setor. Porém é possível encontrar o setor baseando-se nos valores de v_{ar} e v_{br} [1].

Pela observação da posição dos setores na Figura 7.3, a Tabela 7.3 pode ser construída. Testando os sinais de v_{ar} e v_{br} , é possível determinar o par de vetores onde V_{REF} está localizado. Em seguida mais um teste é realizado para descobrir qual desses dois setores contém o vetor referência.

Tabela 7.3 – Testes para encontrar setor.

Teste	Setores	Caso
$v_{ar} > 0$ $v_{br} > 0$	I, II	1
$v_{ar} < 0$ $v_{br} > 0$	III, IV	2
$v_{ar} < 0$ $v_{br} < 0$	V, VI	3
$v_{ar} > 0$ $v_{br} < 0$	VII, VIII	4

A Figura 7.4 ilustra uma situação em que ocorre o caso 1 da Tabela 7.3 (v_{ar} e v_{br} são positivos).

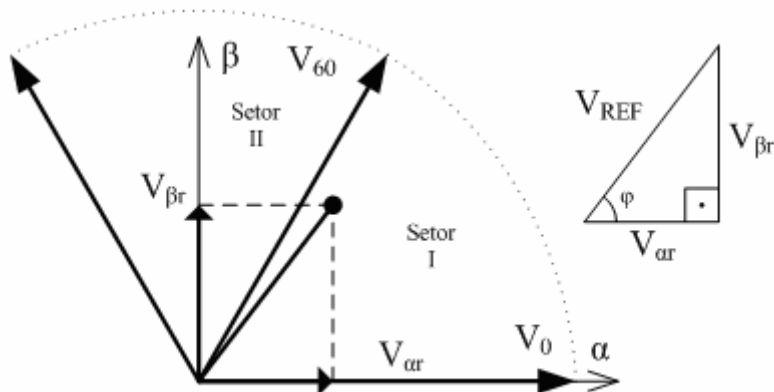


Figura 7.4 – Detalhe do teste para descobrir se V_{REF} pertence ao Setor I ou II.

A representação vetorial de v_{α_r} , v_{β_r} e V_{REF} forma um triângulo retângulo, se o ângulo φ for menor que 60° , V_{REF} pertence ao setor I; caso contrário V_{REF} pertence ao setor II.

Sabendo-se que:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{v_{\beta_r}}{v_{\alpha_r}} \quad (6.7)$$

No limite entre os dois setores, $\varphi = 60^\circ$, então:

$$\sqrt{3} = \frac{v_{\beta_r}}{v_{\alpha_r}} \quad (6.8)$$

Assim termina a busca pelo setor, se V_{REF} pertence ao setor I:

$$v_{\beta_r} < v_{\alpha_r} \sqrt{3} \quad (6.9)$$

A Tabela 7.4 é o resultado da análise dos quatro casos da Tabela 7.3.

Tabela 7.4 – Resultado da busca pelo setor.

Caso	Teste	Setor
1	$v_{\beta_r} < v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	I
	$v_{\beta_r} > v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	I I
2	$v_{\beta_r} > -v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	I I
	$v_{\beta_r} < -v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	I I I
3	$v_{\beta_r} > v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	I V
	$v_{\beta_r} < v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	V
4	$v_{\beta_r} < -v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	V
	$v_{\beta_r} > -v_{\alpha_r} \sqrt{3}$	V I

A Figura 7.5 mostra v_{ar} e v_{br} para uma volta completa de V_{REF} , de zero a 360° .

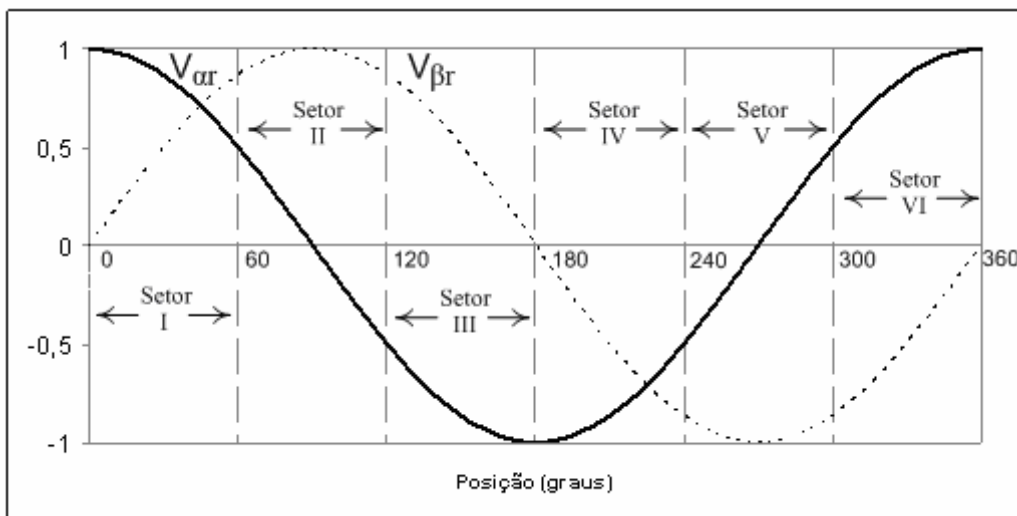


Figura 7.5 - v_{ar} , v_{br} e setores do SVPWM.

Após encontrar o setor resta calcular os períodos de condução das chaves.

Cálculo dos Períodos.

O algoritmo descrito a seguir [17] foi utilizado para encontrar os tempos de condução das chaves.

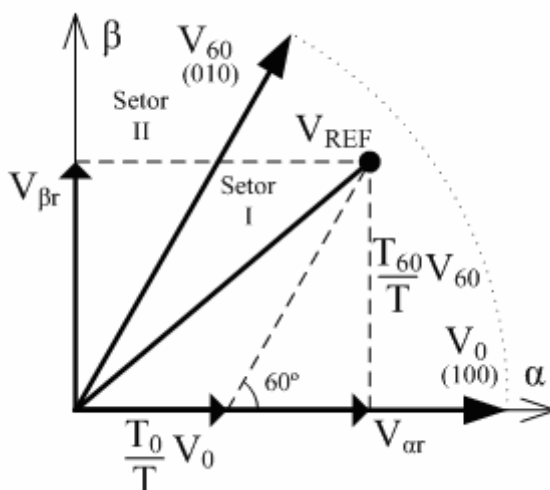


Figura 7.6 – Vetores espaciais, em detalhe setor I.

A Figura 7.6 ilustra o caso 1 da Tabela 7.3, em que o vetor referência está entre os vetores V_0 e V_{60} (setor I). Portanto, V_{REF} pode ser obtido por uma combinação de V_0 e V_{60} :

$$\begin{cases} T = T_0 + T_{60} + T_N \\ V_{REF} = \frac{T_0}{T} V_0 + \frac{T_{60}}{T} V_{60} \end{cases} \quad (6.10)$$

Onde T_0 e T_{60} são os períodos em que os vetores V_0 e V_{60} são aplicados durante o período T , que se escreve como:

$$T > T_0 + T_{60} \quad (6.11)$$

Os vetores nulos (O_0 e O_1) devem ser aplicados durante o restante do período, cada um com duração $T_N/2$. Onde T_N é o tempo nulo.

As tensões v_{α_r} e v_{β_r} podem ser escritas como:

$$\begin{cases} v_{\alpha_r} = \frac{T_0}{T} |V_0| + \frac{T_{60}}{T} |V_{60}| \cos(60^\circ) \\ v_{\beta_r} = \frac{T_{60}}{T} |V_{60}| \sin(60^\circ) \end{cases} \quad (6.12)$$

Pela Tabela 7.2 constata-se que a magnitude de todos os vetores básicos é $\frac{2}{3} V_{DC}$ (fase – neutro). Passando para valores de linha (fase – fase), $\frac{2}{\sqrt{3}} V_{DC}$. Pode-se escrever (6.12) como:

$$\begin{cases} T_0 = \frac{T}{2} (\sqrt{3} v_{\alpha_r} - v_{\beta_r}) \\ T_{60} = T v_{\beta_r} \end{cases} \quad (6.13)$$

Serão definidos t_1 e t_2 como sendo as razões do período em que V_x e V_{x+1} (no caso V_0 e V_{60}) são aplicadas. Estas variáveis podem ser escritas como:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_0}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3} v_{\alpha_r} - v_{\beta_r}) \\ t_2 = \frac{T_{60}}{T} = v_{\beta_r} \end{cases} \quad (6.14)$$

Para generalizar o cálculo para todos os setores, serão definidas três variáveis:

$$\begin{cases} X = v_{\beta_r} \\ Y = \frac{1}{2}(\sqrt{3}v_{\alpha_r} + v_{\beta_r}) \\ Z = \frac{1}{2}(v_{\beta_r} - \sqrt{3}v_{\alpha_r}) \end{cases} \quad (6.15)$$

Por exemplo, para o setor I, $t_1 = -Z$, e $t_2 = X$. A Tabela 7.5 mostra os valores de t_1 e t_2 para os seis setores do SVPWM.

Tabela 7.5 – Valores de t_1 e t_2 para todos os setores.

	SETOR					
	I	II	III	IV	V	VI
t_1	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
t_2	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

Após calcular t_1 e t_2 , o passo seguinte é encontrar estes tempos em função das variáveis trifásicas, e então associa-los com cada fase (a, b ou c).

Definindo t_x , t_y e t_z como as frações de períodos em que serão aplicadas pelo conversor as tensões trifásicas:

$$\begin{cases} t_x = \frac{T - t_1 - t_2}{2} \\ t_y = t_x + t_1 \\ t_z = t_y + t_2 \end{cases} \quad (6.16)$$

E associando t_x , t_y e t_z com as razões cíclicas de cada chave, obtêm-se T_A , T_B e T_C , para as fases a, b e c, respectivamente. Isto pode ser feito consultando a Tabela 7.6.

Tabela 7.6 – Associação de t_x , t_y e t_z com T_A , T_B e T_C .

	SETOR					
	I	II	III	IV	V	VI
T_A	t_x	t_y	t_z	t_z	t_y	t_x
T_B	t_y	t_x	t_x	t_y	t_z	t_z
T_C	t_z	t_z	t_y	t_x	t_x	t_y

Escrevendo os valores de T_A , T_B e T_C em três registradores do microcontrolador pertencentes ao PWM, um hardware especial responsável pelo SVPWM (presente na maioria dos DSPs comerciais) se encarrega de gerar o comando para as seis chaves do conversor da Figura 7.2.

A Figura 7.7 mostra a aquisição de T_A , T_B e T_C obtida no protótipo em desenvolvimento.

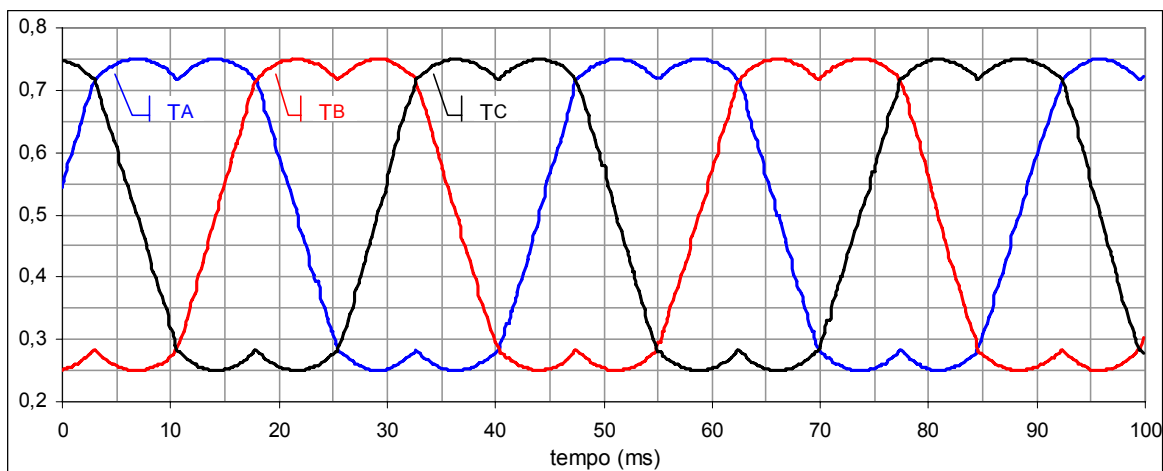


Figura 7.7 – Períodos de condução das chaves do conversor, em malha aberta.

O eixo das coordenadas da Figura 7.7 representa a razão cíclica das chaves do conversor, ou seja, a razão do período em que a chave permanece conduzindo, também conhecida como *duty cycle*.

A título de comparação, a mesma curva foi obtida em uma situação diferente: com o estator do gerador conectado à rede elétrica e velocidade de 1260 rpm (0,7 pu).

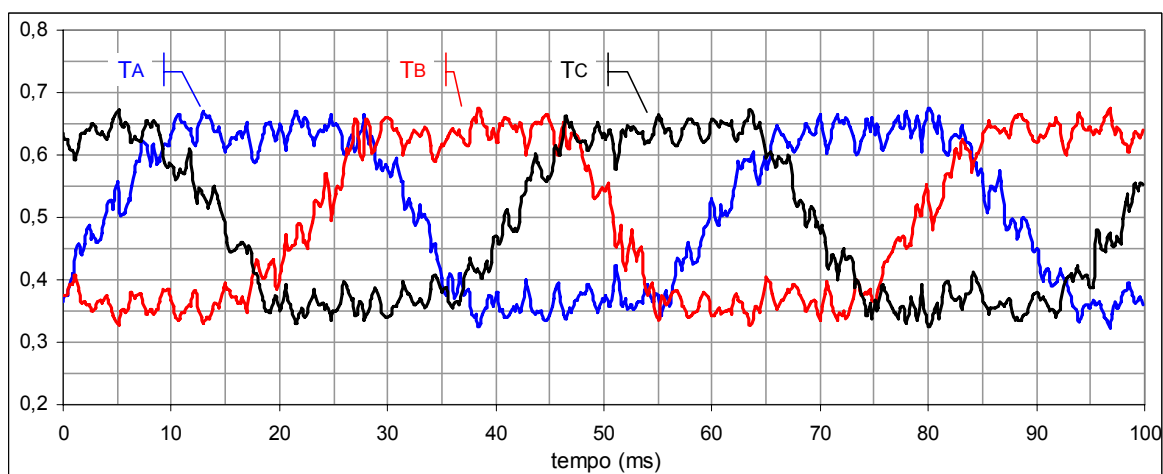


Figura 7.8 – Período de condução das chaves do conversor, conectado à rede.

A Figura 7.8 mostra maior nível de distorção, comparando-se com a Figura 7.7. Tal diferença se justifica pelo fato de que as constantes do sistema, e assim sua dinâmica, se modifica com a conexão entre rede e estator.

7.3 Considerações finais

Os resultados obtidos com a implementação do SVPWM mostram sua confiabilidade e eficácia. Após a introdução deste esquema para comando das chaves do inversor, foi apresentado um roteiro para sua implementação.

Este roteiro pode ser utilizado para o acionamento de conversores estáticos semelhantes ao da Figura 7.1 para quaisquer aplicações envolvendo controle vetorial de conversores.

Pode-se encontrar facilmente na literatura uma estrutura para o cálculo dos períodos de condução das chaves de forma similar à apresentada neste capítulo, sendo este método muito bem discutido em inúmeros artigos. Quanto à metodologia para encontrar o setor no qual se deseja representar o vetor, existem diferentes maneiras encontradas na literatura. A explicação deste procedimento foi escrita de forma clara e simples, recomendando-se sua leitura principalmente para quem procura implementar o método do SVPWM pela primeira vez.

CAPÍTULO 8

Conclusão Geral

Este trabalho cumpriu seu objetivo de implementar o controle vetorial de um gerador de indução duplamente alimentado com finalidades de geração de energia eólica. Para a obtenção dos resultados experimentais, a estratégia de controle foi aplicada em um protótipo que simula um aerogerador: com um motor de corrente contínua cumprindo o papel da turbina, e um gerador de indução com rotor bobinado funcionando como o gerador eólico.

Pretende-se utilizar a estratégia de controle, desenvolvida e testada no protótipo, em aerogeradores reais. Para tal finalidade, logicamente serão necessários alguns ajustes para adequar o controle à máquina de maior porte, no entanto o corpo do programa escrito no microcontrolador se mantém igual, com exceção de algumas constantes que devem ser ajustadas.

Além do propósito citado anteriormente, a tarefa de implementação do controle contribuiu também para a obtenção dos resultados experimentais que ajudaram a validar um trabalho de doutorado (pertencente ao mesmo projeto de pesquisa), mais voltado à parte de simulações das máquinas e do controle, fornecendo também um importante *feedback* para estas simulações.

As diversas experiências descritas neste texto, contemplando os problemas que surgiram e as soluções encontradas, podem prestar valiosa ajuda àqueles que estão desenvolvendo trabalhos em áreas semelhantes, e por ventura depararem com problemas semelhantes. Com exceção do primeiro capítulo, que trata da geração de energia eólica, o restante desta dissertação pode contribuir a todos interessados em controle e acionamento de máquinas elétricas, por apresentar uma linguagem técnica, porém simples e direta.

Um método para estimar a velocidade da máquina sem utilização de derivação foi sugerido no Capítulo 5. Tal método apresentou resultados excelentes, mesmo na presença de ruído, situação na qual a derivação tem efeito prejudicial de amplificação dos ruídos. Acredita-se que esta técnica pode ser aplicada em outras situações que envolvem derivação, desde que o sinal resultante apresente variações lentas.

A conexão do estator do gerador com a rede elétrica é abordada, destacando-se a necessidade de realizá-la de forma suave. Este algoritmo se mostrou eficiente, evitando transitórios durante a conexão.

Em relação aos resultados apresentados, pode-se dizer que o controle realizado no protótipo cumpre seu papel. Sendo capaz de ajustar a potência reativa a um valor desejado, buscar a máxima potência ativa através do controle da velocidade, conectar e desconectar o sistema da rede elétrica automaticamente a partir valor de torque imposto no eixo (velocidade do vento) e comutar o sistema entre os demais modos de operação descritos no Capítulo 6. Entretanto é possível melhorar significativamente a dinâmica do sistema, empregando técnicas mais avançadas de controle.

Com o término do trabalho, foi deixado para laboratório um protótipo de aerogerador. Isto possibilita a realização de futuros trabalhos de mestrado ou doutorado. Dentro das áreas que podem ser exploradas em trabalhos futuros, sugerem-se:

- Melhorar e comprovar o funcionamento do simulador de turbina eólica realizado pelo acionamento de um motor CC;
- Desenvolver um sistema de proteção “crow-bar” para o sistema de controle e gerador;
- Implantar o controle do conversor da rede (“active front end”);
- Investigar opções de controle robusto e/ou lógica ‘fuzzy’ ou redes neurais;
- Implementar outras estratégias de controle, de forma a otimizar o aproveitamento do vento e a qualidade de energia gerada;
- Desenvolver um sistema supervisor que recebe informações de todo o sistema para julgar qual a melhor medida a ser tomada;
- Aplicar todo o controle desenvolvido em um dsp Texas, que apresenta grande difusão no mercado e trata-se de um dispositivo mais poderoso, capaz de realizar mais funções/cálculos em menos tempo.

Referências Bibliográficas

- [1] ALTUNA, J.A.T. *Análise Dinâmica de Controladores de Corrente para Máquinas de Indução Trifásicas Alimentadas por Inversor PWM*. Campinas, 2002. Tese de doutorado – Faculdade de Engenharia e Computação, Unicamp.
- [2] AMENEDO, J.L.R.; DÍAZ, J.C.B.; GÓMEZ, S.A. *Sistemas eólicos de producción de energia eléctrica*. 1.ed. Madrid: Rueda, 2003.
- [3] BIZOT, C.; BROTTES, J; LUNGEANU, M; et al. *Sensorless Control for PMSM*. Aalborg, 2003. Relatório de Projeto – Control In Power Eletronic and Drives, Aalborg University.
- [4] BUSSE, A.; HOLTZ, J. Multiloop Control of a Unity Power Factor Fast Switching AC to DC Converter. *IEEE Power Eletronic Specialists Conference*, Cambridge, p. 171 – 179, 1982.
- [5] CARLSON, R.; RÜNCOS, F.; VOLTOLINI, H. et al. Novos Geradores Eólicos Assíncronos Duplamente Alimentados Sem Escovas. In: *XVIII SNPTEE Seminário Nacional de Produção e Transmissão de energia Elétrica*, Curitiba, Paraná, v. 1, p. 1-7, 2005.
- [6] CORIN, M. Relatório Wind Force 12: segurança global a partir do vento. *Eco – 21* Ed.104 – Julho 2005.
- [7] Encoder Technology LTD, *Instruction Book for Resolvers Smartsyn/Singlsyn*.
- [8] FILIPPICH, M. *Digital Control of a Three Phase Induction Motor*. Queensland, 2002. PHD thesis – School of Information Technology and Electrical Engineering of Queensland.

- [9] HANSEN, L.H.; MADSEN, P.H.; BLAABJERG, F. et al. Generators and Power Electronics Technology for Wind Turbines. *Annual Conference of the IEE Industrial Electronics Society, IECON*, Denver, Colorado, v. 3, p. 2000-2005, 2001.
- [10] HOLTZ, J. Sensorless Speed and Position Control of Induction Motors. *Annual Conference of the IEE Industrial Electronics Society, IECON*, Denver, Colorado, nov. 29 – dec. 2, 2001.
- [11] KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions. *IEEE Transaction on Industry Applications*, v. 33, no. 1, January/February 1997.
- [12] KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE PRESS. 1995.
- [13] MUTSCHLER, P.; HOFFMANN, R. Comparison of wind turbines regarding their energy generation. *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, Cairns, Qld., Australia, , p. 6–11, June, 23–27, 2002.
- [14] 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. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, v. 143, n. 3, May 1996.
- [15] PETERSSON, A. *Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines*. Göteborg-Sweden, 2005. Ph.d Thesis. Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology.
- [16] RÜNCOS, F. *Modelagem, Projeto e Análise de Máquinas Assíncronas Trifásicas Duplamente Alimentadas Sem Escovas*. Florianópolis, 2006. Tese de doutorado – Grucad, UFSC.
- [17] Texas Instruments, *Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns*, Literature Number: SPRA524, march 1999.

- [18] Texas Instruments, *TMS320x281x DSP Event Manager (EV) Reference Guide*, Literature Number: SPRU065c, november, 2004.
- [19] TOLIYAT, H.; CAMBELL, S. *DSP-Based Electromechanical Motion Control*. New York, USA: CRC Press, 2004.
- [20] VOLTOLINI, H. *Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados com aplicação em Sistemas Eólicos*. Florianópolis, 2007. Tese de doutorado – Grucad, UFSC.
- [21] YUAN, G.; CHAI, J.; LI, Y. Vector control and synchronization of doubly fed induction wind generator system. *Power Electronics and Motion Control Conference, IPERC 2004*, v. 2, p. 886 – 890. Aug. 2004.