

---

Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação  
Departamento de Sistemas de Controle e Energia  
DSCE-FEEC-UNICAMP

---

**Aplicação do Perceptron de Múltiplas Camadas no Controle  
Direto de Potência do Gerador de Indução Duplamente  
Alimentado**

**Autor:** Rodrigo Andreoli de Marchi  
**Orientador:** Prof. Dr. Edson Bim  
**Co-orientador:** Prof. Dr. Fernando José Von Zuben

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos  
requisitos exigidos para obtenção do título de  
Mestre em Engenharia Elétrica*

**Comissão Julgadora:**  
Prof. Dr. Edson Bim - DSCE/FEEC/UNICAMP  
Prof. Dr. Ivan Nunes da Silva - SEL/EESC/USP  
Prof. Dr. José Pissolato Filho - DSCE/FEEC/UNICAMP

Campinas, 31 de Março de 2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

M332a	<p>Marchi, Rodrigo Andreoli de Aplicação do perceptron de múltiplas camadas no controle direto de potência do gerador de indução duplamente alimentado / Rodrigo Andreoli de Marchi. -- Campinas, SP: [s.n.], 2011.</p> <p>Orientadores: Edson Bim, Fernando José Von Zuben. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Geradores. 2. Redes neurais artificiais. 3. Perceptron. I. Bim, Edson. II. Von Zuben, Fernando José. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.</p>
-------	--

Título em Inglês: Application of the multilayer perceptron on the direct power control of the DFIG

Palavras-chave em Inglês: Generators, Artificial neural network, Perceptron

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Ivan Nunes da Silva, José Pissolato Filho

Data da defesa: 31/03/2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

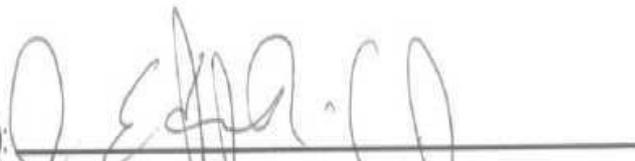
## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Rodrigo Andreoli de Marchi

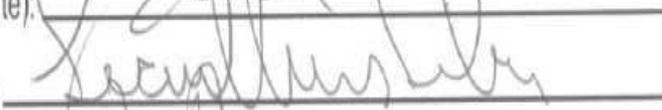
**Data da Defesa:** 31 de março de 2011

**Título da Tese:** "Aplicação do Perceptron de Múltiplas Camadas no Controle Direto de Potência do Gerador de Indução Duplamente Alimentado"

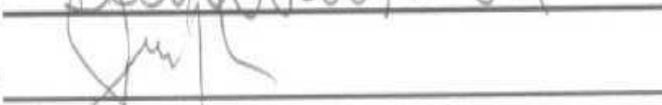
Prof. Dr. Edson Bim (Presidente):



Prof. Dr. Ivan Nunes da Silva:



Prof. Dr. José Pissolato Filho:





---

**Aplicação do Perceptron de Múltiplas Camadas no Controle  
Direto de Potência do Gerador de Indução Duplamente  
Alimentado**

**Autor:** Rodrigo Andreoli de Marchi

**Orientador:** Prof. Dr. Edson Bim

**Co-orientador:** Prof. Dr. Fernando José Von Zuben

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos  
requisitos exigidos para obtenção do título de  
Mestre em Engenharia Elétrica*

Campinas, 31 de Março de 2011

---



---

*“Ninguém é tão ignorante que não tenha algo a ensinar.*

*Ninguém é tão sábio que não tenha algo a aprender”*

*Blaise Pascal*



---

*Aos meus pais, aos meus irmãos  
e à minha esposa.*



---

## Resumo

---

Neste trabalho é apresentada a estratégia de Controle Direto de Potência para o Gerador de Indução Duplamente Alimentado utilizando um controlador Perceptron de Múltiplas Camadas. O controlador tem a função de gerar os sinais das componentes de eixo direto e quadratura da tensão de rotor, sem a necessidade de controladores de corrente. A estratégia de controle apresentada permite operar o conversor de potência, conectado aos terminais de rotor, com frequência de chaveamento constante. A rede neural foi treinada *off-line*, a partir de um algoritmo de otimização de segunda ordem baseado no gradiente conjugado estendido, utilizando um conjunto de amostras obtido por meio da simulação digital de uma máquina de rotor bobinado de potência igual a 2 MW. Resultados de simulação digital com os dados dessa máquina, operando no modo gerador e com dupla alimentação, são apresentados para vários valores de potência ativa e reativa, e para velocidades fixas e variáveis, compreendidas na faixa de  $-15\%$  a  $+15\%$  da velocidade síncrona. Com o controlador implementado por uma rede neural artificial e treinada para uma máquina de 2 MW, testes de simulação digital e experimentais para uma máquina de 2,2 kW, operando na velocidade subsíncrona, são apresentados para validar a proposta.

**Palavras-chave:** Controle Direto de Potência, Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Redes Neurais Artificiais, Perceptron de Múltiplas Camadas.



---

## Abstract

---

This work presents a direct power control strategy for the doubly fed induction generator using a controller artificial neural networks, more specifically a multilayer perceptron. The controller has the role of generating the direct and quadrature-axis component signals of the rotor voltage, without the need of current controllers. The proposed control strategy allows to operate the converter, connected to the rotor terminals, with a fixed switching frequency. The multilayer perceptron was subject to an off-line training procedure using a second order algorithm based on an extend version of the conjugate gradient algorithm, using a set of samples produced by a 2 MW machine's digital simulation. Results of digital simulation for this machine are presented for several values of active and reactive power, with the generator operating on fixed and variable speed, in the range of  $-15\%$  and  $+15\%$  of the synchronous speed, considering the parameters of 2 MW machine. With the artificial neural network controller designed for this machine, digital simulation tests and experimental tests for a 2,2 kW machine, operating in a sub-synchronous speed, are presented to validate the proposal.

**Keywords:** Direct Power Control, Doubly Fed Induction Generator, Multilayer Perceptron, Artificial Neural Network.



---

## Agradecimentos

---

Agradeço a Deus pelas dádivas que tenho recebido.

Aos meus pais, inspiração para minha vida, aos meus irmãos por completar e tornar a minha família perfeita e a todos que, atualmente, também são membros desta família.

A minha esposa pelo amor, apoio, carinho e compreensão. “Amar não é olhar um para o outro, é olhar juntos na mesma direção.”<sup>1</sup>.

Ao professor Edson Bim pela sublime orientação e ensinamentos durante todo o trabalho.

Ao professor Fernando José Von Zuben pela co-orientação e cuja ajuda foi fundamental para a realização e conclusão deste trabalho.

A CAPES pelo suporte financeiro e à UNICAMP pela estrutura disponível.

Ao Rogério pela ajuda, discussões técnicas e apoio nos testes experimentais, um verdadeiro parceiro na execução deste trabalho.

Ao meu “velho” amigo Gazoli pelo incentivo e direcionamento no início da minha vida acadêmica.

Ao Alex pelo companheirismo, ajuda e valiosas discussões, assim como aos outros membros do LABIM.

A todos os colegas da FEEC e do DEMIC, pela amizade e por tornar este período inesquecível.

E a todos que indiretamente contribuíram para este trabalho.

---

<sup>1</sup>Antoine de Saint-Exupéry



---

## Sumário

---

<b>Resumo</b>	xi
<b>Abstract</b>	xiii
<b>Agradecimentos</b>	xv
Lista de Figuras	xx
Lista de Tabelas	xxiii
<b>Capítulo 1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação do estudo . . . . .	1
1.2 Apresentação . . . . .	2
1.3 Organização do texto . . . . .	3
<b>Capítulo 2 Modelo do Gerador de Indução Duplamente Alimentado</b>	<b>5</b>
2.1 Introdução . . . . .	5
2.2 Revisão Bibliográfica . . . . .	6
2.2.1 CDP para redes equilibradas . . . . .	6
2.2.2 CDP para redes com desequilíbrio de tensão . . . . .	8
2.2.3 Estimadores e Controladores com RNAs . . . . .	9
2.3 Modelo matemático do GIDA . . . . .	10
2.3.1 Equações gerais . . . . .	10
2.4 Fluxo de potência . . . . .	12
2.5 Orientação de fluxo de estator . . . . .	16
2.5.1 Fluxo de potência com orientação de fluxo de estator . . . . .	17

---

2.6	Fator de potência e velocidade de operação . . . . .	20
2.6.1	Fator de potência atrasado . . . . .	20
2.6.2	Fator de potência adiantado . . . . .	21
2.6.3	Fator de potência unitário . . . . .	22
Capítulo 3	Controle Direto de Potência Aplicado ao GIDA . . . . .	23
3.1	Introdução . . . . .	23
3.2	Princípio de funcionamento do CDP . . . . .	23
3.2.1	Seleção dos vetores de tensão . . . . .	26
3.2.2	Algoritmo de controle . . . . .	28
3.3	O CDP proposto . . . . .	29
3.3.1	Controle pelos terminais elétricos de rotor . . . . .	31
Capítulo 4	Redes Neurais Artificiais . . . . .	33
4.1	Introdução . . . . .	33
4.2	Redes Neurais Artificiais . . . . .	34
4.2.1	Visão geral . . . . .	34
4.2.1.1	Associação dos dados de entrada aos de saída . . . . .	34
4.2.1.2	Arquitetura . . . . .	35
4.2.1.3	Mecanismo de aprendizagem . . . . .	36
4.2.1.4	Ajuste das conexões sinápticas . . . . .	37
4.2.2	Motivação e aplicação de redes neurais artificiais . . . . .	38
4.3	Descrição da RNA-MLP utilizada . . . . .	38
Capítulo 5	Resultados de Simulação Digital e Experimental . . . . .	45
5.1	Introdução . . . . .	45
5.2	Simulação digital para coleta de dados . . . . .	45
5.3	Testes de simulação digital . . . . .	49
5.3.1	Testes com velocidade síncrona . . . . .	53
5.3.2	Testes com velocidade supersíncrona . . . . .	55
5.3.3	Testes com velocidade variável . . . . .	56

---

5.3.4	Testes com degrau de velocidade . . . . .	58
5.3.5	Testes com velocidade variável para valores diferentes do treinamento. . . . .	59
5.3.6	Testes com velocidade variável e $L_m$ 20% menor que o nominal, para valores diferentes do treinamento. . . . .	61
5.3.7	Testes com velocidade variável e $L_m$ 20% maior que o nominal, para valores diferentes do treinamento. . . . .	64
5.4	Testes Experimentais . . . . .	64
Capítulo 6	Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros	77
6.1	Conclusão . . . . .	77
6.2	Sugestões para Trabalhos Futuros . . . . .	78
Apêndice A	Dados das Máquinas Utilizadas	79
Apêndice B	Descrição da bancada experimental utilizada	83
B.1	Sistema Implementado . . . . .	83
B.2	Algoritmo de Controle . . . . .	85
B.3	Velocidade e posição do rotor . . . . .	86
Referências Bibliográficas		87



---

## Lista de Figuras

---

3.1	Influência do fluxo de rotor nas potências ativa e reativa. . . . .	25
3.2	Orientação espacial dos enrolamentos do rotor e vetores espaciais de tensão do inversor. . . . .	26
3.3	Sentido de rotação dos vetores de fluxo para modo gerador. . . . .	27
3.4	Resposta de controladores por histerese. . . . .	28
4.1	Exemplo de RNA-MLP. . . . .	39
5.1	Perfil das potências ativa e reativa para coleta de dados. . . . .	46
5.2	Figuras referentes à tabela com as amostras coletadas. . . . .	48
5.3	Diagrama em blocos da simulação digital. . . . .	49
5.4	RNA-MLP utilizada. . . . .	51
5.5	Teste em velocidade síncrona. . . . .	54
5.6	Teste em velocidade supersíncrona ( $216 \text{ rad/s}$ ). . . . .	55
5.7	Teste em velocidade variável. . . . .	57
5.8	Teste com degrau de velocidade. . . . .	58
5.9	Teste com velocidade variável para valores diferentes daqueles adotados no treinamento. . . . .	60
5.10	Teste com velocidade variável e $L_m$ 20% menor, para valores diferentes daqueles adotados no treinamento. . . . .	62
5.11	Teste com velocidade variável e $L_m$ 20% maior, para valores diferentes daqueles adotados no treinamento. . . . .	63
5.12	Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(c). . . . .	66
5.13	Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(a). . . . .	68
5.14	Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(b). . . . .	69
5.15	Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(d). . . . .	70

5.16	Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(c). . . . .	71
5.17	Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(a). . . . .	73
5.18	Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(b). . . . .	74
5.19	Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(d). . . . .	75
B.1	Foto da bancada. . . . .	84

---

## Lista de Tabelas

---

3.1	<i>Seleção dos vetores de tensão</i>	29
4.1	<i>Ilustração dos dados de desempenho da saída 1 (<math>V_{dr}</math>)</i>	43
4.2	<i>Ilustração dos dados de desempenho da saída 2 (<math>V_{qr}</math>)</i>	43



---

# CAPÍTULO 1

## Introdução

---

### 1.1 Motivação do estudo

A utilização do Gerador de Indução de rotor bobinado alimentado dos lados de estator e de rotor, o denominado Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA), possibilita o controle das potências de estator a partir de fontes primárias de energia com velocidade variável, como é, por exemplo, o caso do aproveitamento de energia eólica. É o acesso aos terminais de rotor que permite realizar o completo controle do fluxo de potência do gerador, ou seja, controle das potências ativa e reativa. Outra vantagem deste gerador, quando aplicado à geração de energia de alta potência, é o fato de o conversor de potência conectado aos terminais de rotor funcionar com uma pequena parcela da potência nominal do gerador.

O Controle Direto de Potência (CDP) é uma técnica de controle na qual as variáveis de controle  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$  atuam diretamente nas variáveis controladas  $P_s$  e  $Q_s$  do GIDA, sem a necessidade de utilizar malhas de corrente.

A utilização de controladores baseado em Redes Neurais Artificiais (RNA) com estrutura Perceptron de Múltiplas Camadas (MLP) possibilita o controle de sistemas não-lineares e acoplados, que são características das máquinas de indução. Acrescenta-se a isto, como um fator motivador, o pequeno número de publicações científicas utilizando o CDP aplicado ao GIDA com um controlador RNA.

Com base nestas informações, que serão detalhadas e referenciadas na seção da revisão bibliográfica, definiu-se o objetivo deste trabalho que é o de estudar e aplicar o MLP no controle direto de potência do GIDA.

### 1.2 Apresentação

O crescente aumento do uso de energia elétrica na indústria devido ao aumento de produção têm incentivado o aumento nas pesquisas para novas soluções de geração, mais especificamente para as chamadas energias limpas e renováveis que, na verdade, estão relacionadas ao conceito de descentralização da geração de energia elétrica, que recebe o nome de geração distribuída.

Atualmente, na matriz energética do Brasil é predominante a hidroeletricidade, que é uma fonte de energia renovável, limpa e barata. Porém, a exploração em alta escala é limitada, além de provocar impactos sobre a fauna e a flora dos locais inundados pelo represamento da água. Além da hidroeletricidade, a matriz energética brasileira também depende de petróleo, gás e carvão, que são recursos não renováveis. Outro exemplo são as usinas nucleares que são altamente poluentes e perigosas, devido à presença de elementos radioativos (Lellis, 2007).

Dentre as fontes alternativas de energia utilizadas na geração distribuída, destacam-se a eólica, a biomassa e a solar, que atualmente já são objetos de utilização e de tema central de um número crescente de projetos de pesquisa, com o objetivo de aprimorar cada vez mais o uso destas fontes geradoras de energia elétrica.

As técnicas utilizadas para a conversão da energia eólica em energia elétrica têm apresentado uma considerável evolução, fruto do grande número de trabalhos de pesquisa desenvolvidos nesta área. Atualmente, a utilização do Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA) em aplicações de velocidade variável e com frequência constante apresentam uma vasta variedade de técnicas de controle, com resultados eficazes em relação à variação da velocidade do vento.

A estratégia de controle mais recente para o GIDA é o Controle Direto de Potência (CDP), que consiste em controlar as potências ativa e reativa de modo direto, diferentemente de outras estratégias, em que o controle das potências é obtido de forma indireta.

Baseado na técnica do Controle Direto de Torque (CDT), os primeiros trabalhos com CDP aplicados ao GIDA utilizam controladores tipo histerese associados a uma tabela de chaveamento, que resultam em frequência de chaveamento variável do conversor de potência. Atualmente, são

encontrados na literatura técnica específica, técnicas que viabilizam a operação desses conversores com frequência de chaveamento constante. Além dessas técnicas, a utilização de controles inteligentes, por exemplo redes neurais artificiais (RNAs) possibilitam o controle de sistemas não lineares e acoplados, características das máquinas de indução.

Apesar da evolução dos trabalhos referentes ao CDP, não foi encontrado um número significativo de publicações utilizando RNAs como controlador, associado ao CDP quando aplicado ao GIDA.

### 1.3 Organização do texto

O presente texto é organizado em seis capítulos:

- No capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica referente ao trabalho e é desenvolvido o modelo da máquina de indução duplamente alimentada, com uma posterior análise do fluxo de potência da máquina sob orientação de fluxo de estator, assim como do fator de potência e velocidade de operação.
- No capítulo 3 são abordados os principais conceitos e o princípio de funcionamento do CDP. Posteriormente, é apresentado o equacionamento matemático do CDP proposto para a realização deste trabalho.
- No capítulo 4 é abordado o conceito básico da teoria de RNAs, da rede perceptron de múltiplas camadas (MLP) utilizada e do algoritmo de treinamento.
- No capítulo 5 é descrito o processo de identificação e coleta de dados do GIDA. Na sequência são apresentados os resultados dos testes de simulação digital realizados para diferentes valores de potências ativa e reativa. Resultados experimentais, referentes a algumas simulações, também são apresentados.
- No capítulo 6 são apresentadas as considerações finais do trabalho, assim como as sugestões de estudos futuros sobre o tema da presente pesquisa.



---

## CAPÍTULO 2

# Modelo do Gerador de Indução Duplamente Alimentado

---

### 2.1 Introdução

O acesso externo aos terminais elétricos das fases do rotor de uma máquina de rotor bobinado permite, ao contrário da máquina de rotor em gaiola de esquilo, o controle completo de seu fluxo de potência ativa e reativa, mediante o ajuste da magnitude e da fase das correntes de rotor. Assim, a alimentação simultânea do estator e do rotor, a conhecida dupla alimentação da máquina de indução, possibilita a operação, seja como gerador ou motor, com velocidades inferiores, iguais ou superiores à velocidade síncrona, bem como o controle do fator de potência nos terminais de estator.

Historicamente, o forte interesse no estudo da operação da máquina de indução duplamente alimentada, operando no modo gerador, está em sua adaptabilidade de operação em velocidade variável, o que o torna adequado, por exemplo, ao aproveitamento da energia eólica, caracterizada por velocidades variáveis. Portanto, à exigência de se operar com frequência elétrica constante soma-se o controle do fluxo de potência, no caso de se ter a variação de velocidade.

Em resumo, a utilização do Gerador de Indução Duplamente Alimentado, diferenciado pelo acesso externo aos terminais elétricos das fases do rotor, possibilita controlar o fluxo de potência e gerar eletricidade com frequência constante, a partir de fontes primárias de energia mecânica que tenham velocidade variável.

### 2.2 Revisão Bibliográfica

Com o avanço das pesquisas relacionadas ao GIDA no aproveitamento de energia eólica, desenvolveu-se uma técnica de controle que atua diretamente nas potências ativa e reativa de estator, sendo denominada Controle Direto de Potência (CDP). No que diz respeito ao tipo de controlador, a utilização de Redes Neurais Artificiais (RNA) são uma alternativa aos controladores PI, pois tem características de controlar sistemas não-lineares e acoplados, além disso, possibilita a estimação de variáveis. Conforme apresentado no decorrer deste capítulo.

Com o intuito de sistematizar a leitura desta seção, a revisão bibliográfica de geradores de indução duplamente alimentados é subdividida nos seguintes temas: CDP para redes equilibradas, CDP para redes com desequilíbrio de tensão, estimadores e controladores com RNAs.

#### 2.2.1 CDP para redes equilibradas

Jou et al. (2009) propõem o CDP como alternativa ao tradicional controle por orientação de fluxo. O objetivo é obter respostas rápidas das potências sem a necessidade de uma estrutura complexa de controle, pois, para o autor, o controle por orientação de fluxo de estator possui maior complexidade, além de ser sensível à variação de parâmetros da máquina, tais como resistências e indutâncias. A proposta utiliza a técnica de Modulação de Vetores Espaciais (MVE) aplicada ao controle CDP, o que resultou em um controle com frequência de chaveamento constante no conversor de potência. Resultados de simulação digital e experimental são apresentados e analisados em uma máquina de 3 kW, apresentando rápida resposta dinâmica nos transitórios de potência e boa robustez à variação de parâmetros.

A utilização da técnica de Modulação Discreta de Vetores Espaciais (MDVE) aplicada ao CDP é proposta por Kazemi et al. (2010). Como a MDVE é caracterizada por gerar um grande número de vetores de tensão, uma nova tabela de chaveamento é obtida para o gerador operando com velocidades supersíncronas e subsíncronas. Os resultados da simulação digital, obtidos com uma máquina de 2 MW, mostram o bom desempenho da modulação: robustez às variações de parâmetros, respostas rápidas nos transitórios de potência e baixa distorção harmônica das correntes de estator e rotor.

Li et al. (2009) propõem duas alternativas para a implementação do CDP: uma que adota a orientação no fluxo de estator e outra com orientação na tensão de estator. Resultados de simulação digital são apresentados com variações nas referências de velocidade e de potências ativa e reativa, para um gerador de 2 MW, mostrando que os dois modos de orientação são equivalentes.

O controle das potências ativa e reativa de um GIDA, em Belfedal et al. (2008), é realizado em duas etapas: a primeira utiliza o controlador clássico PI e a segunda, o controlador CDP. Os resultados obtidos, através de simulação digital, mostram que o controlador CDP apresenta melhor tempo de resposta, é menos sensível à variação de velocidade e mais robusto à variação de parâmetros da máquina. A desvantagem do CDP proposto são as altas frequências de chaveamento do conversor, fato que pode provocar excesso de aquecimento nas chaves do conversor de potência.

A estratégia CDP proposta por Zhi e Xu (2007) estabelece a tensão de rotor como sendo a variável de controle para eliminar os erros nas potências ativa e reativa. Esta tensão de controle é determinada com base no fluxo de estator, na posição do rotor e nas potências ativa e reativa com seus respectivos erros, dispensando a necessidade de malhas internas para o controle de correntes. Os resultados de simulação obtidos de um gerador de indução de 2 MW validam a estratégia, no que diz respeito à eficiência e à robustez durante várias condições de operação, tais como: alteração na referência das potências e da velocidade, e dos parâmetros da máquina.

Outra abordagem para o CDP é estudada por Manel et al. (2009), com o objetivo de satisfazer os requisitos da conexão do sistema de geração de energia eólica com a rede, que foi denominado de Controle Direto de Potência para Conexão à Rede (CDPCR). Com a utilização de controladores de histerese, são realizados o controle das potências ativa e reativa, da magnitude e do ângulo da tensão de estator, de tal modo que a conexão pode ser feita em qualquer velocidade de rotação do GIDA. Resultados de simulação digital mostram que o controle é eficaz na sincronização à rede. Os testes experimentais foram realizados com um gerador de 4 kW e com a utilização da tecnologia FPGA, tendo apresentado bom desempenho.

### 2.2.2 CDP para redes com desequilíbrio de tensão

Em relação ao controle vetorial, o CDP sem os laços internos de controle de corrente apresenta estrutura simplificada e melhora o desempenho dinâmico do sistema na geração de energia eólica. Sendo assim, ao utilizar frequência de chaveamento constante, através da técnica MVE, Xiao-Ming et al. (2007) propõem três estratégias para o controle CDP, com as seguintes referências para controle: fluxo de rotor (CDP-FR), corrente de rotor (CDP-CR) e torque eletromagnético (CDP-TE). Os resultados do controle das potências ativa e reativa, mediante simulação digital com um gerador de 2 MW, foram obtidos sob condições normais e com afundamento de tensão. Os resultados mostram que o CDP-FR reduz o tempo de oscilação após a ocorrência de transitórios, o CDP-CR comprime a oscilação das correntes de rotor e o CDP-TE elimina a oscilação do torque eletromagnético. Em Abad et al. (2010), é adicionado, ao controle proposto anteriormente, um filtro *notch* com o dobro da frequência da rede para aplicações de desequilíbrio de tensão. Com isso, não há necessidade de realizar os cálculos das componentes de sequência positiva e negativa e os resultados obtidos, nos testes de simulação digital, apresentaram excelente desempenho dinâmico nessas condições.

Com o objetivo de melhorar o desempenho global do sistema, Zhou e He (2009), utilizando um conversor bidirecional, propõem um controle CDP para os lados do gerador e da rede: o primeiro CDP atua para eliminar as variações de torque e da potência reativa de estator e o segundo CDP atua sobre as oscilações da potência ativa. Com isso, as potências são controladas sem a necessidade de realizar decomposição de sequência positiva ou negativa. Testes de simulação digital foram realizados com um GIDA de 2 MW. Os resultados apresentam, quando comparados aos CDPs tradicionais (para rede equilibrada), rápida resposta dinâmica e redução das variações de torque e tensão.

Outro estudo realizado por Aghatehrani et al. (2009), sob condição de rede desequilibrada, mostra a ocorrência de oscilações no torque eletromagnético e a distorção na forma de onda das correntes. A proposta é, então, desenvolver um algoritmo de controle para gerar as referências de potência para o conversor do lado do rotor, sem a necessidade da decomposição das componentes de sequência positiva e negativa. Porém, as referências de potência para o conversor do lado

da rede são obtidas pelo cálculo das componentes de sequência positiva e negativa. O resultado experimental, utilizando uma máquina de 15 kW, mostra que esta técnica também é eficaz.

Zhao et al. (2010) utilizam a representação da máquina no sistema de referência síncrono de dois modos: referência síncrono positivo e referência síncrono negativo, para evitar os cálculos das componentes de sequência positiva e negativa. Os testes de simulação digital foram realizados com uma máquina de 2 MW e os resultados obtidos, comparados com um CDP convencional, mostraram uma sensível diminuição das oscilações da potência ativa de estator e do torque eletromagnético.

### 2.2.3 *Estimadores e Controladores com RNAs*

Com base em um estimador de velocidade, que funciona a partir do modelo de referência adaptativo do sistema, denominado MRAS. Lan e Yanli (2009) propõem um estimador MRAS em que o modelo adaptativo é desenvolvido com a utilização da RNAs (MRASRNA). O treinamento é realizado com o algoritmo *backpropagation*. Testes de simulação digital com o MRAS convencional e com o MRASRNA mostram que este apresenta melhores resultados na estimação da velocidade.

Barambones et al. (2010) utilizam uma RNA como estimador da velocidade do vento, dispensando assim o uso de anemômetros. A RNA é elaborada com uma rede *feedforward* e treinada com o algoritmo *backpropagation*, para obter a velocidade ideal do rotor do GIDA para geração de máxima potência nos terminais de estator. Testes de simulação digital foram realizados com base nos dados do sistema de uma fazenda de geração eólica de 9 MW (6 aerogeradores de 1,5 MW). Os resultados mostram que a velocidade do vento foi estimada com boa precisão.

Com o objetivo de se obter a máxima geração de potência de um GIDA, sem que ocorram impactos de tensão e de frequência elétrica durante falhas na rede, Soares et al. (2009) propõem o uso de controladores neurais para executar o controle das potências ativa e reativa, atuando nos dois lados do conversor bidirecional de potência, rotor e rede. Testes de simulação digital são realizados e comparados com o controlador PI, mostrando as seguintes vantagens para o controlador neural: baixos picos das variáveis controladas durante o transitório, respostas rápidas às variações do sistema e alcance rápido do regime permanente.

A geração de energia eólica é caracterizada pelo fato de ser uma fonte de energia mecânica com velocidade variável. Com isso, estratégias de controle são aplicadas para obter tensão com frequência constante na saída do gerador, independente da variação de velocidade e carga do sistema. Para esta finalidade, Rajaji e Kumar (2009) propõem a aplicação de um controlador baseado em uma RNA treinado sob diferentes condições de velocidade e carga. Assim, é possível determinar o nível de tensão, com a respectiva frequência necessária, a ser aplicado nos terminais do circuito de rotor para manter constante a tensão e a frequência de estator. Os resultados apresentados por simulação digital mostram a eficiência do método.

Li et al. (2009), com base no modelo de um controlador de potência, elaboraram o modelo de um controlador baseado em Rede Neural Artificial com Controle Inverso (RNA-CI). Ao utilizar o algoritmo do controle inverso com redes neurais, com a adequada seleção dos sinais de entrada e saída, foi obtido um sistema de controle dividido em dois subsistemas: controle da potência ativa e controle da potência reativa. Nas duas malhas de controle há a inserção de um controlador PI. Testes de simulação digital foram realizados e os resultados mostram que, além da estabilidade da potência ativa obtém-se também o controle independente das potências ativa e reativa.

### 2.3 Modelo matemático do GIDA

#### 2.3.1 Equações gerais

As equações básicas da máquina de indução duplamente alimentada, escritas em função de suas variáveis elétricas de eixo direto e quadratura e expressas em valores de pico, são:

- *Equações dos fluxos concatenados de estator e rotor.*

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \quad (2.1)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \quad (2.2)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \quad (2.3)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}, \quad (2.4)$$

sendo que:

- $L_m$  indutância de magnetização trifásica;
- $L_{ls}$  e  $L_{lr}$  indutâncias de dispersão por fase de estator e rotor, respectivamente;
- $L_s = L_{ls} + L_m$  indutância por fase de estator;
- $L_r = L_{lr} + L_m$  indutância por fase de rotor;
- $\psi$  fluxo concatenado;
- $s$  e  $r$  subscritos representando as variáveis de estator e rotor, respectivamente;

- *Equações das tensões de estator e rotor*

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds}, \quad (2.5)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs}, \quad (2.6)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr}, \quad (2.7)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr}, \quad (2.8)$$

nas quais:

- $\omega_s, \omega_r$  velocidades elétricas de estator e rotor, respectivamente;
- $R_s$  e  $R_r$  resistências por fase de estator e rotor, respectivamente;
- $v$  e  $i$  tensões e correntes.

- *Torque eletromagnético*

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} [\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}], \quad (2.9)$$

sendo que:

- $p$  número de polos.

- *Equação eletromecânica*

$$J \frac{d}{dt} \omega_{rm} = T_{eixo} - T_{em}, \quad (2.10)$$

na qual:

$J$  número de polos;

$T_{eixo}$  torque externo;

$\omega_{rm}$  velocidade mecânica de rotor.

- *Potência eletromecânica ( $P_{em}$ )*

$$P_{em} = \frac{3p}{2} \omega_{rm} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}). \quad (2.11)$$

- *Equações de potência nos terminais de estator ( $P_s$  e  $Q_s$ )*

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}), \quad (2.12)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}). \quad (2.13)$$

- *Equações de potência nos terminais de rotor ( $P_r$  e  $Q_r$ )*

$$P_r = \frac{3}{2} (v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr}), \quad (2.14)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} (v_{qr} i_{dr} - v_{dr} i_{qr}). \quad (2.15)$$

## 2.4 Fluxo de potência

As equações de regime permanente são obtidas considerando as derivadas no tempo nulas nas equações da subseção anterior. A partir das equações básicas de tensão e de fluxo concatenado da máquina de indução duplamente alimentada, e adotando valores eficazes para o estudo do

regime permanente, obtêm-se as seguintes expressões das tensões nos eixos direto e quadratura em função das correntes de estator e de rotor:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_1 (L_s I_{qs} + L_m I_{qr}), \quad (2.16)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_1 (L_s I_{ds} + L_m I_{dr}), \quad (2.17)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} - s\omega_1 (L_r I_{qr} + L_m I_{qs}), \quad (2.18)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + s\omega_1 (L_r I_{dr} + L_m I_{ds}). \quad (2.19)$$

A máquina de indução duplamente alimentada, diferentemente da máquina de indução gaiola de esquilo, pode ser vista tendo dois terminais elétricos (estator e rotor) e um terminal mecânico (eixo).

- *Fluxo de potência ativa*

Ao substituir as equações (2.16) e (2.17) e as equações (2.18) e (2.19) naquelas das potências ativas, equações (2.12) e (2.14), respectivamente, obtêm-se as seguintes expressões:

$$P_s = 3R_s I_s^2 + 3\omega_1 L_m (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}), \quad (2.20)$$

$$P_r = 3R_r I_r^2 + 3s\omega_1 L_m (I_{ds} I_{qr} - I_{qs} I_{dr}). \quad (2.21)$$

que, combinadas, resultam na seguinte relação:

$$P_r = 3R_r I_r^2 - s(P_s - 3R_s I_s^2). \quad (2.22)$$

A potência elétrica convertida em mecânica e vice-versa é representada pela potência eletromecânica  $P_{em}$ . A potência eletromecânica desenvolvida em função da potência de terminal do estator é obtida ao se combinar as Equações (2.11) e (2.20), o que resulta em:

$$P_{em} = (1 - s)(P_s - 3R_s I_s^2). \quad (2.23)$$

Considerando que parte dela é uma componente de perdas mecânicas, a parte restante é a potência disponível no eixo  $P_{eixo}$ . Ao se combinar a relação entre as potências eletromecânica e mecânica, tem-se a expressão da potência mecânica em função das potências elétricas de estator

$$P_{em} = \pm(P_{eixo} - P_{rot}), \quad (2.24)$$

na qual  $P_{rot}$  são as perdas mecânicas e  $P_{eixo}$  é a potência de eixo. No modo gerador, é considerado o sinal positivo e, no modo motor, é considerado o sinal negativo.

Ao combinar a Equação (2.24) em (2.23), estabelece-se a expressão da potência em função das potências elétricas de estator;

$$P_{eixo} \pm P_{rot} = -(1 - s)(P_s - 3R_s I_s^2). \quad (2.25)$$

A equação do fluxo de potência ativa da máquina de indução duplamente alimentada é a soma das respectivas potências de cada terminal, dadas pelas Equações (2.20), (2.21) e (2.25):

$$P_s + P_r + P_{eixo} = 3(R_s I_s^2 + R_r I_r^2) - (\pm P_{rot}). \quad (2.26)$$

Como se constata, a soma das potências de terminal do estator, do rotor e do eixo é igual às perdas totais.

- *Fluxo de potência reativa*

As equações que representam as potências reativas nos terminais de estator e rotor são obtidas substituindo as equações (2.16) e (2.17) e as equações (2.18), (2.19) nas equações (2.13) e

(2.15), respectivamente, obtendo-se:

$$Q_s = 3 [\omega_1 L_{ls} I_s^2 + \omega_1 L_m (I_s^2 + I_{ds} I_{dr} + I_{qs} I_{qr})], \quad (2.27)$$

$$Q_r = 3 [s\omega_1 L_{lr} I_r^2 + s\omega_1 L_m (I_r^2 + I_{ds} I_{dr} + I_{qs} I_{qr})]. \quad (2.28)$$

A expressão resultante da potência reativa total do terminal de rotor está em função da frequência de escorregamento. É conveniente escrevê-la na frequência  $\omega_1$ , ou seja, escrever a equação referida ao estator. Para isto basta dividir todos os termos da equação (2.28) pelo escorregamento  $s$ :

$$\frac{Q_r}{s} = 3 [\omega_1 L_{lr} I_r^2 + \omega_1 L_m (I_r^2 + I_{ds} I_{dr} + I_{qs} I_{qr})]. \quad (2.29)$$

Assim, a potência  $Q_r$ , quando vista pelo estator, torna-se  $Q_r/s$ .

A potência reativa é de natureza elétrica e, portanto, ela está presente apenas nos terminais elétricos da máquina. A soma das potências reativas de estator, equação (2.27), e de rotor, equação (2.29), resulta na equação de balanço da potência reativa, dada por:

$$Q_s + \frac{Q_r}{s} = Q_0, \quad (2.30)$$

na qual  $Q_0$  é identificada como sendo a potência reativa total, dada por

$$Q_0 = 3(x_{ls} I_s^2 + x_{lr} I_r^2 + x_m I_m^2). \quad (2.31)$$

Considerando que  $Q_0$  é sempre positivo, a equação (2.30) pode ser dada por:

$$Q_s = Q_0 - \frac{Q_r}{s}. \quad (2.32)$$

A partir dessas expressões de potência, identificam-se as condições que devem ser satisfeitas para que a máquina de indução duplamente alimentada funcione com os diversos fatores de potência:

- a) *Fator de potência capacitivo:*  $Q_s < 0$

Nesta configuração, a máquina entrega potência reativa para a rede e a análise da expressão do balanço de potência reativa estabelece que

$$\frac{Q_r}{s} > Q_0. \quad (2.33)$$

b) *Fator de potência indutivo*:  $Q_s > 0$

Neste caso, o estator absorve potência reativa da rede e, com isso, verifica-se que:

$$\frac{Q_r}{s} < Q_0. \quad (2.34)$$

c) *Fator de potência unitário*:  $Q_s = 0$

Quando esta condição é estabelecida, o estator não troca potência reativa com a rede, ou seja, a potência reativa necessária para que a máquina de indução duplamente alimentada funcione é fornecida via rotor. Tem-se, então,

$$\frac{Q_r}{s} = Q_0 > 0. \quad (2.35)$$

Neste caso,  $Q_r$  e  $s$  devem ter o mesmo sinal. Verifica-se, então, que esta expressão é válida quando  $Q_r < 0$  e  $s < 0$  (velocidade supersíncrona) e quando  $Q_r > 0$  e  $s > 0$  (velocidade subsíncrona).

### 2.5 Orientação de fluxo de estator

No motor de indução tipo gaiola de esquilo, a orientação segundo o fluxo do rotor resulta no desacoplamento entre as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de estator e, assim sendo, tem-se o controle independente do torque e do fluxo. Porém, no caso específico da máquina de indução duplamente alimentada, conectada ao barramento infinito, deseja-se que o controle das potências ativa e reativa de estator seja realizado de forma independente. Este objetivo é alcançado ao se utilizar a orientação de fluxo de estator.

Segnini (2006) apresenta uma completa análise da operação da máquina de indução duplamente alimentada operando com orientação de fluxo de rotor, entreferro e estator. As conclusões obtidas no final do estudo, em função do tipo de orientação de fluxo, são as seguintes:

- *Potência ativa de estator*

$P_s = f(I_{qr})$  na orientação segundo fluxo de estator;

$P_s = f(I_{ds}, I_{dr}, I_{qr})$  na orientação segundo fluxo de entreferro;

$P_s = f(I_{ds}, I_{qr})$  na orientação segundo fluxo de rotor.

- *Potência reativa de estator*

$Q_s = f(I_{dr})$  na orientação segundo fluxo de estator;

$Q_s = f(I_{ds}, I_{qr})$  nas orientações segundo fluxo de entreferro e de rotor.

- *Potência ativa de rotor*

$P_r = f(I_{ds}, I_{dr}, I_{qs}, I_{qr}, W_2)$  na orientação segundo fluxo de entreferro;

$P_r = f(I_{dr}, I_{qr}, W_2)$  nas orientações segundo fluxo de estator e de rotor.

- *Potência reativa de rotor*

$Q_r = f(I_{dr}, I_{qr}, W_2)$  na orientação segundo fluxo de estator;

$Q_r = f(I_{dr}, W_2)$  na orientação segundo fluxo de rotor;

$Q_r = f(I_{ds}, I_{dr}, I_{qr}, W_2)$  na orientação segundo o fluxo de entreferro.

Sendo que:

$W_2$  é a frequência de escorregamento;

Verifica-se, então, que a orientação dos fluxos de rotor e de entreferro apresenta acoplamento entre as potências ativa e reativa, quando se considera o estator conectado à barra infinita.

Contrariamente, o modelo segundo orientação de fluxo de estator permite o controle independente das potências ativa e reativa do estator, por meio das componentes da corrente de rotor: a componente  $I_{qr}$  controla a potência ativa  $P_s$  e a componente  $I_{dr}$  a potência reativa  $Q_s$ . Assim, a orientação de fluxo de estator é a mais apropriada para o GIDA. Por isso, será estudada em mais detalhes.

### 2.5.1 Fluxo de potência com orientação de fluxo de estator

A orientação segundo o fluxo de estator resulta em

$$\Psi_{ds} = \Psi_s, \quad (2.36)$$

$$\Psi_{qs} = 0, \quad (2.37)$$

que, substituídas nas Equações (2.1) e (2.2) resulta, após algumas manipulações algébricas, em:

$$I_{ds} = \frac{\Psi_{ds}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr}, \quad (2.38)$$

e

$$I_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr}. \quad (2.39)$$

Observa-se que, quando os valores das indutâncias são consideradas constantes,  $I_{dr}$  manipula  $I_{ds}$  para o fluxo de estator ser constante, e  $I_{qs}$  é manipulada por  $I_{qr}$  de forma direta.

Uma melhor compreensão do comportamento da MIDA, operando em regime permanente, pode ser obtida conectando-a ao barramento infinito e adotando  $R_s = 0$  (hipótese geralmente válida para máquinas de centenas de kW). Com isso, as equações (2.5) e (2.6) tornam-se, respectivamente, iguais a:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} = 0, \quad (2.40)$$

$$V_{qs} = \omega_1 \Psi_s. \quad (2.41)$$

Substituindo as equações (2.40) e (2.41) nas equações da potência de estator (2.12) e (2.13) e usando as relações entre as componentes de rotor-estator (2.38) e (2.39), as potências  $P_s$  e  $Q_s$  são expressas em função das componentes da corrente do rotor:

$$Q_s = 3 \frac{L_m}{L_s} \omega_1 \Psi_{ds} \left[ \frac{\Psi_{ds}}{L_m} - I_{dr} \right] \quad (2.42)$$

e

$$P_s = -3 \frac{L_m}{L_s} \omega_1 \Psi_{ds} I_{qr}. \quad (2.43)$$

Logo, as componentes da tensão terminal de estator são dadas por

$$V_{ds} = 0, \quad (2.44)$$

$$V_{qs} = V_\infty = \omega_1 \Psi_s = V_s, \quad (2.45)$$

que, combinadas às expressões (2.43) e (2.42), estabelecem as expressões finais:

$$P_s = -3 \frac{L_m}{L_s} V_s I_{qr}, \quad (2.46)$$

$$Q_s = 3 \frac{L_m}{L_s} V_s \left[ \frac{V_s}{\omega_1 L_m} - I_{dr} \right]. \quad (2.47)$$

Uma vez que  $\Psi_s$  é constante, a potência ativa é função apenas de  $I_{qr}$ , enquanto a potência reativa depende apenas de  $I_{dr}$ . Assim sendo, na orientação segundo o fluxo do estator, tem-se o controle independente das potências  $P_s$  e  $Q_s$  da máquina duplamente alimentada. Na verdade, se é considerada a resistência de estator, o modelo apresenta um acoplamento de magnitude pequena, portanto, mesmo nesta condição a orientação segundo fluxo de estator é a mais apropriada para implementação do controle das potências ativa e reativa da MIDA.

A correspondente equação de torque eletromagnético desenvolvido é

$$T_{em} = -3 \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_1} I_{qr}. \quad (2.48)$$

As potências ativa e reativa de rotor são obtidas ao se substituir as Equações (2.38) e (2.39) em (2.3) e (2.4), obtendo-se:

$$\Psi_{dr} = \frac{L_m}{L_s} \Psi_{ds} + \sigma L_r I_{dr} \quad (2.49)$$

e

$$\Psi_{qr} = \sigma L_r I_{qr}. \quad (2.50)$$

que, por sua vez, combinadas às equações (2.7), (2.8), (2.14) e (2.15), tem como resultado

$$P_r = 3 \left[ R_r \left( I_{dr}^2 + I_{qr}^2 \right) + s \frac{L_m}{L_s} V_s I_{qr} \right] \quad (2.51)$$

e

$$Q_r = 3s\omega_1 \left[ \frac{L_m}{L_s} I_{dr} \frac{V_s}{\omega_1} + \sigma L_r \left( I_{dr}^2 + I_{qr}^2 \right) \right]. \quad (2.52)$$

sendo  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  o coeficiente total de dispersão.

Logo, o controle das potências é em função das correntes, bem como da frequência de escorregamento  $s\omega_1$ .

## 2.6 Fator de potência e velocidade de operação

Atuando como gerador conectado à barra infinita, o estator entrega potência ativa e, dessa forma, seguindo a convenção de receptor, a potência ativa no terminal de estator é negativa ( $P_s < 0$ ). Nesta condição, tem-se  $I_{qr} > 0$ , o que leva a  $I_{qs} < 0$ . No que diz respeito à potência reativa terminal de estator, o seu fluxo depende exclusivamente de  $I_{dr}$ . Por outro lado, os fluxos de potência ativa e reativa do rotor dependem dos valores da corrente de rotor e do escorregamento. Na sequência, com o gerador sendo acionado nas velocidades síncrona, subsíncrona e supersíncrona, será analisado o comportamento do fluxo de potência para cada operação.

### 2.6.1 Fator de potência atrasado

A operação com fator de potência indutivo no estator é alcançada para duas regiões de valores da corrente  $I_{dr}$ : uma quando ela tem valores positivos menores que  $V_s/\omega_1 L_m$ , e outra quando ela tem valores negativos, como pode ser concluído a partir da análise da equação (2.47).

Em seguida, o comportamento do rotor com fator de potência indutivo é analisado nas faixas de velocidade subsíncrona, síncrona e supersíncrona.

- *Velocidade subsíncrona*

Na faixa de velocidade subsíncrona, segundo a equação (2.52), a potência reativa terminal de rotor  $Q_r$  pode ser positiva ou negativa dependendo do valor de  $I_{dr}$ , enquanto que a potência ativa de rotor  $P_r$  é sempre positiva, segundo a equação (2.51).

- *Velocidade síncrona*

Nessa velocidade, por conta do escorregamento ser nulo, tem-se  $Q_r = 0$ , de acordo com a equação (2.52). A potência ativa terminal de rotor  $P_r > 0$  se resume à dissipação de potência na resistência de rotor  $R_r$ , de acordo com a equação (2.51).

- *Velocidade supersíncrona*

Nessa faixa de velocidade, a potência ativa de rotor  $P_r$  é positiva se o termo dependente da corrente  $I_{qr}$  na equação (2.51) é menor que as perdas na resistência de rotor, ou negativa, caso contrário. Analisando a equação (2.52) e considerando que, para máquinas de grande potência,  $\sigma$  é pequeno e, assim, pode ser desprezado, tem-se que a potência reativa de rotor  $Q_r$  vai depender exclusivamente da corrente  $I_{dr}$ . Se esta corrente é positiva, o rotor fornece potência reativa e, caso contrário, se  $I_{dr} < 0$ , o rotor passa a consumir potência reativa.

### 2.6.2 Fator de potência adiantado

Para se obter fator de potência capacitivo, a potência reativa de estator  $Q_s$  deve ser negativa, exigindo  $I_{dr} > V_s/\omega_1 L_m$ , segundo a equação (2.47). O comportamento do rotor para o gerador operando com fator de potência capacitivo, nas diferentes faixas de velocidade, é descrito a seguir.

- *Velocidade subsíncrona*

A potência reativa de rotor  $Q_r$  é positiva na faixa de velocidade subsíncrona, pois, sendo o escorregamento e a corrente  $I_{dr}$  positivos, a análise da equação (2.52) leva a esta conclusão. E a potência ativa de rotor é sempre positiva, conforme análise da equação (2.51).

- *Velocidade síncrona*

Conforme descrito anteriormente, nessa velocidade o escorregamento é nulo, portanto  $Q_r = 0$ , de acordo com a equação (2.52), e  $P_r > 0$ , de acordo com a equação (2.51).

- *Velocidade supersíncrona*

Nessa faixa de velocidade, de maneira similar à operação com fator de potência indutivo, a potência ativa de rotor  $P_r$  é positiva se o termo dependente da corrente  $I_{qr}$  na equação (2.51) é menor que as perdas na resistência de rotor, ou negativa, caso contrário. De acordo com a equação (2.52), a potência reativa de rotor  $Q_r$  sempre é negativa, sendo definida pelo escorregamento, que é sempre negativo, por conta da velocidade do rotor ser supersíncrona.

### 2.6.3 Fator de potência unitário

De acordo com a equação (2.47), quando  $Q_s = 0$ , têm-se  $I_{dr} = V_s/\omega_1 L_m$  e  $I_{ds} = 0$ . Na sequência, há a análise do comportamento do rotor para o gerador atuando nas diferentes faixas de velocidade.

- *Velocidade subsíncrona*

Para este caso, as potências ativa e reativa de rotor são positivas, pois as variáveis  $I_{dr}$ ,  $I_{qr}$  e o escorregamento são positivas, como pode ser observado nas equações (2.51) e (2.52).

- *Velocidade síncrona*

Como visto anteriormente, para a operação com os outros fatores de potência, o gerador com velocidade síncrona e fator de potência unitário possui  $Q_r = 0$  e  $P_r > 0$ , representando as perdas elétricas no circuito de rotor.

- *Velocidade supersíncrona*

A potência ativa de rotor depende das potências ativa e reativa de estator e do escorregamento. Os valores relativos dessas grandezas definem se o rotor fornece ou absorve potência ativa. No que diz respeito à potência reativa, como pode ser concluído da análise da equação (2.52), o rotor é sempre fornecedor de reativos, por conta do escorregamento ser negativo.

---

## CAPÍTULO 3

# Controle Direto de Potência Aplicado ao GIDA

---

### 3.1 Introdução

Com base no Controle Direto de Torque desenvolvido por Takahashi e Noguchi (1986), técnica de controle que atua diretamente no torque da Máquina de Indução (MI), foi realizado o Controle Direto de Potência, que consiste em uma técnica capaz de controlar as potências ativa e reativa de modo direto, ou seja, com dinâmica de resposta rápida e eficaz das potências de estator.

Os primeiros trabalhos com CDP aplicados ao Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA) utilizam controladores do tipo histerese associados à tabela de chaveamento, análogo ao CDT para MI, Datta e Ranganathan (2001), que têm o inconveniente de operar com frequências de chaveamento variável, levando a altas perdas no conversor de potência. Essa desvantagem é eliminada ao se adotar controladores com Modulação por Vetores Espaciais (MVE), ou seja, permite a operação do conversor de potência com frequência de chaveamento constante, Zhi e Xu (2007). Esta será a técnica utilizada neste trabalho.

### 3.2 Princípio de funcionamento do CDP

O controle independente das potências ativa e reativa fornecidas pela máquina de indução duplamente alimentada no modo gerador, por exemplo, em aplicações de geração eólica, tradicional-

mente é realizado com base no princípio de orientação de fluxo do estator, conforme mencionado no Capítulo 2, e implementado através do controle vetorial do fluxo de estator, (Jacomini, 2008). Os resultados, nos transitórios e em regime permanente, são eficazes. Porém, esta técnica de controle necessita de controladores internos, de corrente e potência, apresentando uma estrutura complexa de controle, além de ser sensível à variação de parâmetros da máquina, tais como resistências e indutâncias. Iniciou-se, então, estudos e análises como alternativa ao controle por orientação de campo. Primeiramente, para motores de indução, foi desenvolvido o Controle Direto de Torque . Com base no funcionamento do CDT, foi desenvolvido o Controle Direto de Potência .

A característica principal da técnica CDP, aplicada ao GIDA, é a possibilidade de controlar diretamente as potências ativa e reativa de estator, atuando no conversor eletrônico de potência conectado aos terminais de rotor, a partir do erro das potências obtido nos terminais de estator. As primeiras aplicações do CDP foram realizadas com controladores tipo histerese, característica do CDT, associados à tabela de chaveamento. Para melhor compreensão do CDP, será realizada uma abordagem sobre o princípio desta teoria, com base em Datta e Ranganathan (2001).

Ao adotar orientação de fluxo de estator ( $V_{ds} = 0$ ) e considerando  $R_s = 0$ , pode-se mostrar que, para controlar a potência ativa atua-se sobre a componente da corrente do estator  $i_{qs}$  e para controlar a potência reativa, atua-se sobre a componente  $i_{ds}$ , conforme pode ser verificado pela leitura das equações (2.12) e (2.13). Como o controle do GIDA é realizado pelos terminais de rotor, a manipulação das componentes de eixo direto e quadratura da corrente de estator ocorre por meio das componentes da corrente de rotor,  $i_{qr}$  e  $i_{dr}$ , respectivamente, conforme equações (2.38) e (2.39). Com base nas equações (2.49) e (2.50), conclui-se que uma alteração na corrente de rotor implica em uma alteração no fluxo de rotor. Os efeitos da manipulação da corrente de rotor, conforme descrito anteriormente, podem ser visualizados na Figura 3.1.

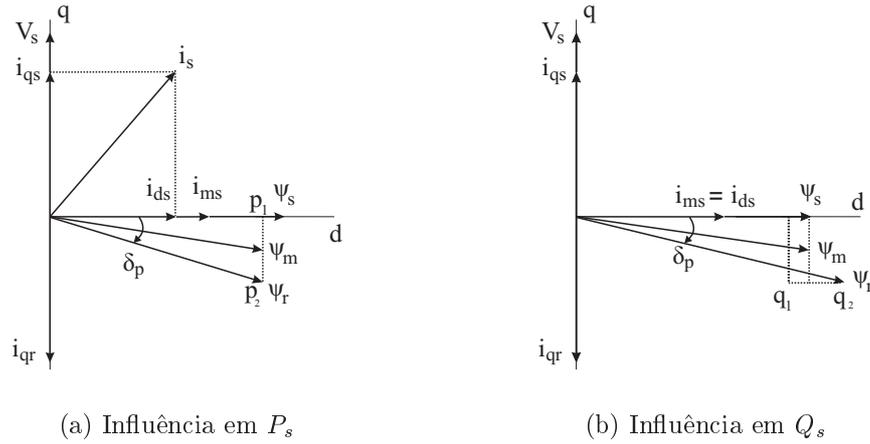


Figura 3.1: Influência do fluxo de rotor nas potências ativa e reativa.

Na Figura 3.1(a), considerando  $i_{dr} = 0$  e variando o valor de  $i_{qr}$  de zero ao máximo, observa-se que o fluxo de rotor,  $\Psi_r$ , desloca-se sobre o seguimento de reta  $p_1p_2$ , o que corresponde a uma variação evidente no ângulo,  $\delta_p$ , entre o fluxo de estator,  $\Psi_s$ , e o fluxo do rotor, enquanto as variações em suas amplitudes podem ser desconsideradas. Assim, através da manipulação do ângulo entre os fluxos  $\Psi_s$  e  $\Psi_r$ , é possível atuar diretamente sobre a potência ativa nos terminais elétricos de estator.

Na Figura 3.1(b), considera-se  $i_{qr}$  constante, e varia-se o valor de  $i_{dr}$  de 0 ao máximo, obtém-se uma variação de  $\Psi_r$  sobre o seguimento de reta  $q_1q_2$  o que resulta na variação da magnitude do  $\Psi_r$ , sendo possível desconsiderar a sua variação angular. Portanto, por meio da manipulação da magnitude do fluxo de rotor, é possível atuar sobre a potência reativa de estator. A potência reativa pode ser reduzida aumentando a magnitude do fluxo  $\Psi_r$ , ou aumentada, caso contrário. Com base nessas considerações, conclui-se que Datta e Ranganathan (2001):

- A potência ativa de estator pode ser controlada ao atuar sobre a posição angular do vetor fluxo de rotor,  $\Psi_r$ , em relação ao vetor fluxo de estator,  $\Psi_s$ .
- A potência reativa de rotor pode ser controlada atuando sobre a magnitude do vetor de fluxo de rotor,  $\Psi_r$ .

Estes dois conceitos são fundamentais para determinar o estado de comutação do conversor de potência, entre o rotor e a rede, para controle das potências ativa e reativa de estator.

3.2.1 Seleção dos vetores de tensão

Adotando que a orientação espacial dos três enrolamentos do rotor é representado pela Figura 3.2(a), e que os vetores espaciais ativos do inversor-fonte de tensão estão representados na Figura 3.2(b), será possível ilustrar que o controle dos valores instantâneos da amplitude e da velocidade angular do fluxo do rotor são obtidos por meio da seleção destes vetores de tensão.

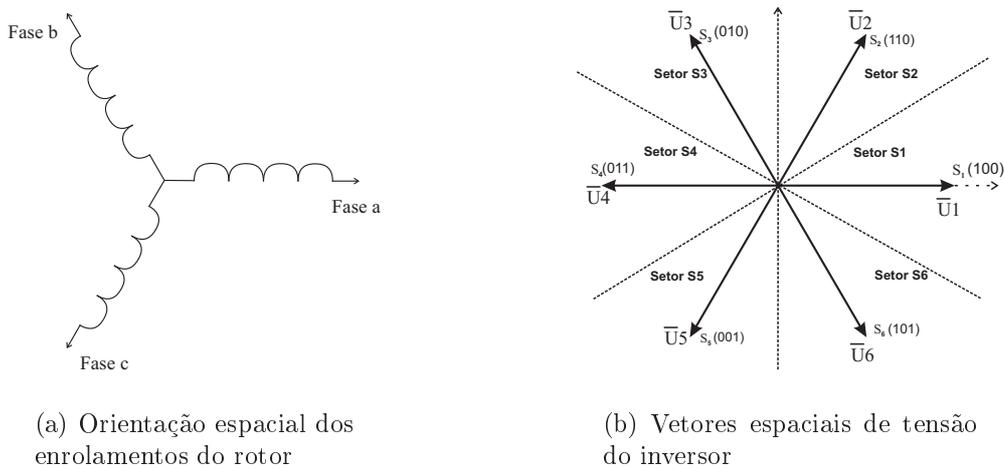


Figura 3.2: Orientação espacial dos enrolamentos do rotor e vetores espaciais de tensão do inversor.

Considerando a rotação no sentido anti-horário dos vetores de fluxo, no referencial do rotor, como positiva, resulta no fluxo  $\Psi_s$  adiantado em relação ao fluxo  $\Psi_r$ , com funcionamento no modo motor. Já no modo gerador, o fluxo  $\Psi_s$  estará atrasado em relação a  $\Psi_r$ . Este fato está representado na Figura 3.3, apenas para modo gerador, que é o tema central deste trabalho.

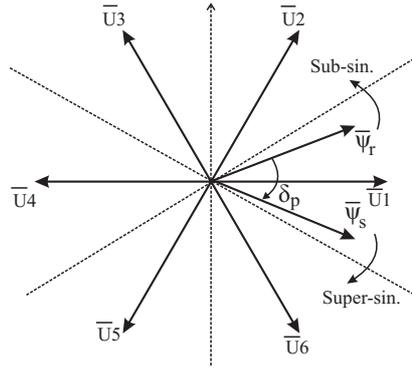


Figura 3.3: Sentido de rotação dos vetores de fluxo para modo gerador.

Ao analisar a Figura 3.3, verifica-se que o fluxo do rotor situa-se no setor 1, e que a máquina está no modo gerador ( $\Psi_r$  adiantado em relação a  $\Psi_s$ ). Ao aplicar os vetores de tensão  $U_2$  e  $U_3$ , o vetor  $\Psi_r$  irá acelerar no sentido positivo, ou seja, irá aumentar o ângulo entre os fluxos,  $\Psi_r$  e  $\Psi_s$ . Este fato, conforme relato anterior, resulta no aumento da potência ativa gerada nos terminais elétricos de estator. Considerando o sentido inverso, ou seja, a aplicação dos vetores de tensão  $U_5$  e  $U_6$ , ocorrerá uma redução na potência ativa gerada.

O controle da potência reativa depende da componente de eixo direto do fluxo  $\Psi_r$  (Figura 3.1(a)), que é coincidente com o sentido do fluxo  $\Psi_s$ . Uma vez que o ângulo  $\delta_p$  é pequeno, considera-se que a amplitude de  $\Psi_r$  é aproximadamente igual à amplitude  $\Psi_{rd}$ . Portanto, quando o fluxo do rotor está no setor 1, ao aplicar os vetores  $U_2$ ,  $U_1$  e  $U_6$ , que possuem a mesma direção do eixo direto positivo, ocorre um aumento da amplitude de  $\Psi_r$ , e a análise inversa, ou seja, ao aplicar os vetores  $U_3$ ,  $U_4$  e  $U_5$ , ocorre uma redução da amplitude de  $\Psi_r$ . O aumento da amplitude deste fluxo indica que mais potência reativa será fornecida pelo rotor, ou seja, menos potência reativa será consumida da rede, resultando no aumento do fator de potência do estator. A redução da amplitude do fluxo do rotor provocará resultado inverso.

Em resumo, se o fluxo do rotor da máquina estiver no setor  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) e considerando a convenção de receptor, ou seja, as potências consumidas pelo estator são positivas e as potências geradas são negativas, conclui-se (Datta e Ranganathan, 2001):

- Ao aplicar os vetores  $U(k - 1)$  e  $U(k - 2)$ , ocorre um aumento do valor da potência ativa, nos terminais de estator da máquina, e a aplicação dos vetores  $U(k + 1)$  e  $U(k + 2)$  provoca sua redução.

- Ao aplicar os vetores  $U(k+2)$ ,  $U(k-2)$  e  $U(k+3)$ , ocorre um aumento da potência reativa consumida pelo estator. De modo análogo, a aplicação dos vetores  $U(k)$ ,  $U(k+1)$  e  $U(k-1)$  provoca sua redução.

#### 3.2.2 Algoritmo de controle

O algoritmo de controle consiste no cálculo das potências ativa e reativa a partir da corrente e tensão dos terminais elétricos de estator e a comparação com os valores definidos como referência. Com isso, é tomada uma decisão quanto aos vetores de tensão a aplicar no rotor.

O cálculo das potências de saída da máquina é efetuado, como já visto, a partir das equações (2.12) e (2.13). Considera-se que o sistema trifásico é equilibrado. Logo, é necessário medir apenas duas correntes e duas tensões. Uma vez definidos os sinais de erro, dados pela diferença entre os valores de referência em relação aos valores calculados, os controladores de histerese atuam de modo a obter uma pequena oscilação do valor calculado sobre a referência de potência. Este efeito é ilustrado na Figura 3.4.

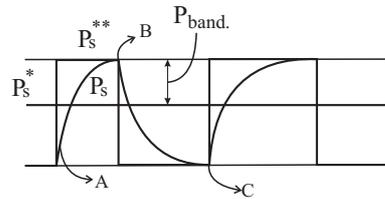


Figura 3.4: Resposta de controladores por histerese.

Observando a Figura 3.4, o erro da potência ativa será positivo durante o crescimento da potência ativa calculada, para valores acima do valor de referência, até atingir o valor máximo permitido pelos controladores de histerese. Ao atingir o limite superior, o valor de potência calculado começa a diminuir, até atingir o valor mínimo negativo permitido pelos controladores. Este processo de comutação periódica repete-se durante todo o tempo de funcionamento. O mesmo acontece com o controle das potências reativas da máquina. Este controle, por aplicação de vetores de tensão, está representado pela Tabela 3.1. Ao consultar esta tabela, pode-se determinar quais os vetores de tensão que devem ser aplicados a cada momento.

Tabela 3.1: Seleção dos vetores de tensão

ativa	reativa	setor1	setor2	setor3	setor4	setor5	setor6
$P_{err} \leq 0$	$Q_{err} > 0$	U3	U4	U5	U6	U1	U2
$P_{err} \leq 0$	$Q_{err} \leq 0$	U2	U3	U4	U5	U6	U1
$P_{err} > 0$	$Q_{err} > 0$	U5	U6	U1	U2	U3	U4
$P_{err} > 0$	$Q_{err} \leq 0$	U6	U1	U2	U3	U4	U5

### 3.3 O CDP proposto

A frequência de comutação do conversor no controle por histerese depende das condições de funcionamento do gerador, tais como as potências ativa e reativa, a largura de banda de histerese, o escorregamento do rotor, sendo que estes dados podem variar significativamente. Portanto, é difícil avaliar, do lado do rotor, as perdas de energia do conversor e as condições de carga, bem como o dimensionamento de um sistema de refrigeração adequada. Além disso, por causa da frequência variável de comutação, os harmônicos de corrente do estator também variam de acordo com as condições de funcionamento.

O CDP proposto com frequência de chaveamento constante é capaz de calcular diretamente a tensão de controle do rotor,  $V_{rd}$  e  $V_{rq}$ , dentro de cada período de tempo fixo, com base no fluxo de estator, na posição do rotor, e nos valores de potências ativa e reativa com seus respectivos erros. O fato do conversor de frequência trabalhar neste modo de chaveamento constante minimiza os problemas citados anteriormente, Zhi e Xu (2007).

Para o equacionamento do CDP aplicado, foram consideradas a orientação de fluxo de estator e  $\Psi_s$  constante (terminais de estator conectados ao barramento infinito). Deste modo, pode-se representar as tensões de estator conforme as equações (2.44) e (2.45). As potências de estator, são calculadas pelas equações (2.12) e (2.13). Ao substituir as equações (2.12) e (2.13) nas equações, (2.44) e (2.45), obtém-se

$$P_s = \frac{3}{2}(\omega_1 \Psi_{ds} I_{qs}), \quad (3.1)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(\omega_1 \Psi_{ds} I_{ds}). \quad (3.2)$$

Observa-se que a potência ativa está em função de  $I_{qs}$  e a potência reativa em função de  $I_{ds}$ , que são as correntes de estator expressas por Bim (2009):

$$I_{ds} = \frac{\Psi_{ds}}{\sigma L_s} - \left( \frac{k_r}{\sigma L_s} \Psi_{dr} \right), \quad (3.3)$$

$$I_{qs} = -\frac{k_r}{\sigma L_s} \Psi_{qr}, \quad (3.4)$$

em que  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$ .

Observa-se que as duas correntes de estator,  $I_{ds}$  e  $I_{qs}$ , estão relacionadas com as respectivas componentes do fluxo de rotor. Portanto, ao substituir a equação (3.4) em (3.1), define-se a equação da potência ativa de estator em função de  $\Psi_{qr}$ .

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{k_r}{\sigma L_s} \omega_1 \Psi_{ds} \Psi_{qr}. \quad (3.5)$$

A fim de simplificar a equação, define-se  $k = \frac{3}{2} \frac{k_r}{\sigma L_s}$ , resultando em

$$P_s = -k \omega_1 \Psi_{ds} \Psi_{qr}. \quad (3.6)$$

A equação da potência reativa de estator é obtida de modo análogo, ou seja, substituindo a equação (3.3) em (3.2), obtem-se:

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{k_r}{\sigma L_s} \omega_1 \Psi_{ds} \left( \frac{\Psi_{ds}}{k_r} - \Psi_{dr} \right). \quad (3.7)$$

Simplificando a equação, torna-se:

$$Q_s = k \omega_1 \Psi_{ds} \left( \frac{\Psi_{ds}}{k_r} - \Psi_{dr} \right). \quad (3.8)$$

Ao considerar  $\omega_1$  e  $\Psi_{ds}$  constantes, as variações das potências, ativa e reativa, estarão atribuídas à variação dos fluxos de rotor  $\Psi_{dq,r}$ , ou seja:

$$\Delta P_s = -k\omega_1\Psi_{ds}\Delta\Psi_{qr}, \quad (3.9)$$

$$\Delta Q_s = -k\omega_1\Psi_{ds}\Delta\Psi_{dr}. \quad (3.10)$$

### 3.3.1 Controle pelos terminais elétricos de rotor

Para o equacionamento referente aos terminais de rotor, será desprezada a resistência de rotor  $R_r$ . Deste modo, as equações (2.7) e (2.8) são representadas por

$$V_{dr} = \frac{d}{dt}\Psi_{dr} - \omega_2\Psi_{qr}, \quad (3.11)$$

$$V_{qr} = \frac{d}{dt}\Psi_{qr} + \omega_2\Psi_{dr}. \quad (3.12)$$

Considerando um tempo de amostragem  $T_s$ , as tensões de rotor são representadas por

$$V_{dr} = \frac{\Delta\Psi_{dr}}{T_s} - \omega_2\Psi_{qr}, \quad (3.13)$$

$$V_{qr} = \frac{\Delta\Psi_{qr}}{T_s} + \omega_2\Psi_{dr}. \quad (3.14)$$

Adequando as equações (3.9), (3.10), (3.6) e (3.8) para isolar as componentes de fluxo de rotor e suas respectivas variações, obtém-se:

$$\Delta\Psi_{qr} = -\frac{\Delta P_s}{k\omega_1\Psi_{ds}}, \quad (3.15)$$

$$\Delta\Psi_{dr} = -\frac{\Delta Q_s}{k\omega_1\Psi_{ds}}, \quad (3.16)$$

$$\Psi_{qr} = -\frac{P_s}{k\omega_1\Psi_{ds}}, \quad (3.17)$$

$$\Psi_{dr} = -\frac{Q_s}{k\omega_1\Psi_{ds}} + \frac{\Psi_{ds}}{k_r}. \quad (3.18)$$

A equação referente à componente de tensão  $V_{dr}$  é obtida ao substituir as equações (3.16) e (3.17) em (3.13)

$$V_{dr} = -\frac{1}{T_s} \frac{\Delta Q_s}{k\omega_1\Psi_{ds}} + \omega_2 \frac{P_s}{k\omega_1\Psi_{ds}}, \quad (3.19)$$

que, finalmente, é representada por:

$$V_{dr} = \frac{1}{k\omega_1\Psi_{ds}} \left[ -\frac{\Delta Q_s}{T_s} + \omega_2 P_s \right]. \quad (3.20)$$

A equação referente à componente de tensão  $V_{qr}$  é obtida ao substituir as equações (3.15) e (3.18) em (3.14)

$$V_{qr} = -\frac{1}{T_s} \frac{\Delta P_s}{k\omega_1\Psi_{ds}} + \omega_2 \frac{\Psi_{ds}}{k_r} - \omega_2 \frac{Q_s}{k\omega_1\Psi_{ds}}. \quad (3.21)$$

Com isso, a equação final de  $V_{qr}$  é representada por:

$$V_{qr} = \frac{1}{k\omega_1\Psi_{ds}} \left[ -\frac{\Delta P_s}{T_s} - \omega_2 Q_s \right] + \frac{\omega_2}{k_r} \Psi_{ds}. \quad (3.22)$$

---

## CAPÍTULO 4

# Redes Neurais Artificiais

---

### 4.1 Introdução

O cérebro humano é considerado o mais fascinante processador baseado em carbono, sendo composto por aproximadamente 10 bilhões de neurônios. Todas as funções e movimentos do organismo estão relacionados ao funcionamento destas pequenas células (Haykin, 1999). Ele tem a capacidade de organizar suas estruturas, compostas por unidades básicas de processamento na forma de diversos tipos de neurônios, visando realizar certos processamentos de informação de modo eficaz e bem distinto daquele adotado pelos digitais existentes, ou seja, é altamente complexo, não-linear e processa informações em paralelo.

Os neurônios estão conectados uns aos outros através de sinapses, formando uma grande rede, chamada rede neural. Com isso, os estudos referentes às denominadas Redes Neurais Artificiais (RNAs) têm sido motivados, desde o seu surgimento, por esta característica de processamento do cérebro humano, a qual é totalmente diferente da adotada nos computadores digitais convencionais, os quais, dentre outras distinções relevantes realizam processamento e memória em dispositivos físicos distintos.

A origem da neurocomputação é geralmente atribuída a McCulloch e Pitts, que em 1943 descreveram um modelo lógico de redes neurais que unificava seus estudos de neurofisiologia e lógica matemática McCulloch e Pitts (1943). Eles consideraram que o seu modelo formal

de um neurônio seguia uma lei de “tudo ou nada” e que era capaz, em princípio, de resolver qualquer função calculável. Este modelo é associado ao nascimento das disciplinas de redes neurais artificiais e inteligência artificial.

### 4.2 Redes Neurais Artificiais

#### 4.2.1 *Visão geral*

As RNAs podem ser entendidas como dispositivos de processamento de informação caracterizados pela interconexão de unidades elementares, simples e similares entre si. Trata-se de uma iniciativa de modelagem matemática de algumas propriedades do cérebro, em que o papel de moldar o comportamento de entrada-saída da rede neural artificial é atribuído ao padrão de conexões e aos valores dos pesos sinápticos, ou seja, à forma pela qual a RNA responde a certos estímulos de entrada. Atualmente, as redes neurais artificiais estão presentes em diversas áreas de aplicação, tais como: controle, reconhecimento de padrões e robótica (Haykin, 1999).

No projeto de RNAs é fundamental a escolha da topologia da rede, do número de neurônios, da função de ativação de cada neurônio e do algoritmo de treinamento. Estas características são descritas, no decorrer deste capítulo.

##### 4.2.1.1 *Associação dos dados de entrada aos de saída*

Os tipos de associações das RNAs são:

- *Auto-associativa*

A rede armazena os padrões recebidos no processo de treinamento, através do ajuste de sinapses. Quando a entrada possui informação incompleta ou com ruído, a capacidade auto-associativa responde com o padrão mais semelhante entre aqueles armazenados. Alguns exemplos são: Rede de Hopfield, ART, Mapas Auto-Organizáveis de Kohonen .

- *Hetero-associativas*

A rede armazena as associações de entrada/saída recebidas durante o processo de treinamento, pelo ajuste de sinapses. Deste modo, ao inserir um estímulo de entrada, ela responde com

a correspondente saída. Redes hetero-associativas são, por exemplo, rede MLP (perceptrons de múltiplas camadas, do inglês *multilayer perceptrons*) e a rede RBF (do inglês *Radial Basis Function*).

#### 4.2.1.2 *Arquitetura*

Os tipos de arquiteturas de RNAs são definidos de duas maneiras:

- **Número de camadas**

- *RNAs de uma camada*

Cada um dos neurônios recebe o vetor de entrada e produz uma saída final. Geralmente, este tipo de rede está associado a tarefas auto-associativas, como por exemplo, a de reconstruir padrões incompletos ou aqueles que contêm ruído.

- *RNAs de múltiplas camadas*

Os neurônios estão alocados em camadas, que são subdivididas em três partes:

*A camada de entrada*, responsável por receber e propagar os padrões de entrada da rede neural;

*A camada oculta*, que pode ser formada por uma ou várias camadas, geralmente realiza o mapeamento de classes ou regressão;

*A camada de saída*, dependente do tipo de associação da rede, realiza um processamento de associação nos casos auto-associativos, enquanto que nos casos hetero-associativos a saída é a combinação das informações proveniente da última camada oculta.

- **Conexões**

- *Alimentadas adiante - Feedforward*

Este tipo de conexão tem como característica o fato de os nós de uma camada da rede serem conectados aos nós das camadas seguintes, ou seja, os sentidos das conexões são para a frente. Quando todos os elos de comunicação, representados pelas conexões sinápticas, estão conectados, a rede é dita totalmente conectada. Caso contrário, se algum dos elos de comunicação estiver faltando, a rede é dita parcialmente conectada.

- *Recorrentes - Feedforward/feedback*

A rede neural recorrente se caracteriza por ter laços de realimentação além das conexões para a frente, ou seja, existem conexões adiante e realimentadas. Essas redes podem ser totalmente ou parcialmente recorrentes.

### 4.2.1.3 *Mecanismo de aprendizagem*

O processo de aprendizagem consiste na modificação dos pesos sinápticos da RNA conforme o tipo de associação. No caso auto-associativa, o ajuste das conexões sinápticas é em função das informações de entrada; já no caso hetero-associativa, é em função das informações entrada/saída. Em ambos os casos, os mecanismos de aprendizado em redes neurais artificiais buscam ajustar as conexões ou pesos sinápticos em função dos estímulos recebidos pelo ambiente no qual a rede está inserida.

O processo de aprendizagem pode se dar de forma supervisionada ou não-supervisionada.

- **Aprendizagem supervisionada:**

Neste tipo de aprendizagem, uma sequência de entradas ou padrões é apresentada à rede por um supervisor (professor) externo, cada entrada é associada a uma saída. Estes dados são apresentados repetidas vezes com o objetivo de ajustar os pesos da rede gradativamente, até encontrar o menor erro possível entre cada saída obtida e a correspondente saída desejada. Como exemplos, pode-se citar:

- *Correção do erro*

O ajuste está em função do erro ocorrido, que pode ser calculado pela diferença entre os valores desejados e os obtidos pela rede. O algoritmo mais conhecido relacionado a este tipo de aprendizado é o *backpropagation* para redes *feedforward*, e extensões deste algoritmo para redes *feedforward/feedback* ou redes recorrentes. O algoritmo de *backpropagation* permite obter o vetor gradiente o qual indica a influência de cada peso sináptico produz na saída da rede neural, ao sofrer uma variação incremental.

- *Reforço*

Apresenta um grau menor de supervisão, quando comparado com o método por correção do erro, pois não dispõe de um exemplo completo do comportamento desejado. Esta forma de treinamento, em vez de corrigir o erro com base na diferença relativa entre a resposta desejada e

a obtida, fornece apenas um indicativo de nível de sucesso ou fracasso vinculado a uma sequência de ações da rede neural.

- **Aprendizagem não-supervisionada:**

Neste tipo de aprendizagem não há um supervisor (professor) para acompanhar o processo. Com isso, somente os padrões de entrada estão disponíveis para a rede, que desenvolve uma habilidade para formar representações internas, formando grupos ou classes de padrões. Assim, é necessário que haja redundância nos dados de entrada. Este procedimento aplica-se em redes auto-associativas e pode ser, por exemplo:

- *Hebbiano:*

Neste caso, aumenta-se o peso da ligação entre dois neurônios que são ativados no mesmo instante e enfraquece-se a ligação entre neurônios que são ativados em tempos diferentes, ou seja, se um neurônio emissor tem grande influência na ativação de um neurônio receptor, a conexão entre eles deve ser reforçada.

- *Competitivo e cooperativo:*

Neste método, o aprendizado estabelece que, a partir de um dado padrão de entrada, as unidades de saída disputem entre si para serem ativadas; a unidade vencedora tem sua saída ativada e seus pesos atualizados no treinamento. Com isso, este neurônio possui a tendência de ativar mais intensamente para as entradas em que foi vencedor, influenciando também na ativação dos neurônios vizinhos.

### 4.2.1.4 *Ajuste das conexões sinápticas*

- *Off-line:*

O ajuste dos pesos é realizado antes de colocar a rede neural em funcionamento. Quando em operação, os pesos sinápticos são fixos.

- *On-line:*

As fases de treinamento e operação não são distintas, pois sempre que há um estímulo de entrada os pesos variam incrementalmente. O comportamento a cada instante da rede neural depende dos valores atuais dos pesos sinápticos.

### 4.2.2 *Motivação e aplicação de redes neurais artificiais*

“O objetivo inicial do desenvolvimento das RNAs foi o de construir mecanismos que operassem de modo similar ao cérebro humano, ou seja, capaz de tomar decisões, processar informação, aprender, lembrar e otimizar da mesma forma e, se possível, até de forma mais eficiente. Mas, ao analisar os protótipos desenvolvidos até o momento, é de consenso geral que este objetivo ainda está longe de ser atingido. Porém, continua elevado e em forte expansão o interesse na formalização e aplicação de modelos de redes neurais artificiais. Este fato pode ser justificado, pois, há fatos concretos e convincentes acerca do enorme potencial destas estruturas, quando aplicadas na análise e síntese de sistemas de processamento de informação e na generalização de resultados expressivos já obtidos em outras áreas de atuação científica, o que também contribui para evidenciar o caráter multidisciplinar da pesquisa”.<sup>1</sup>

As principais áreas envolvidas para aplicação de RNAs são: aprendizado de máquina, identificações de sistemas dinâmicos lineares e não lineares, reconhecimento de padrões, processamento de sinais, controle de processos e otimização de sistemas.

Por trás de todas as frentes de aplicações destacadas acima, está a capacidade de sintetizar mapeamentos multidimensionais arbitrários de entrada-saída. Particularmente no caso supervisionado, redes neurais artificiais como a MLP apresentam capacidade de aproximação universal, o que garante a flexibilidade necessária para atender as demandas da aplicação.

O aprendizado em redes neurais artificiais é também conhecido como aprendizado a partir de dados (Cherkassky and Mulier, 1998) e envolve várias metodologias estatísticas e de otimização em sua execução.

## 4.3 Descrição da RNA-MLP utilizada

Neste trabalho foi utilizada a rede neural artificial com uma arquitetura MLP. As redes neurais perceptron de múltiplas camadas (MLP, do inglês *Multilayer Perceptron*) são redes *feedforward* com uma ou mais camadas entre os nós de entrada e saída. O aprendizado obedece a um processo supervisionado por correção do erro. As redes neurais MLP têm sido aplicadas com sucesso em uma variedade de áreas, realizando tarefas tais como: aproximação universal de funções,

---

<sup>1</sup>Extraído, na íntegra, de notas de aula de Von Zuben, com autorização do autor

reconhecimento de padrões, identificação e controle de processos, previsão de séries temporais, otimização de sistemas (Silva et al., 2010).

Na Figura 4.1 é colocada uma ilustração de uma rede neural MLP com uma saída, embora possam existir múltiplas saídas. Todos os neurônios recebem uma entrada de valor constante e igual a 1, denominada de entrada de polarização. (Villanueva, 2006).

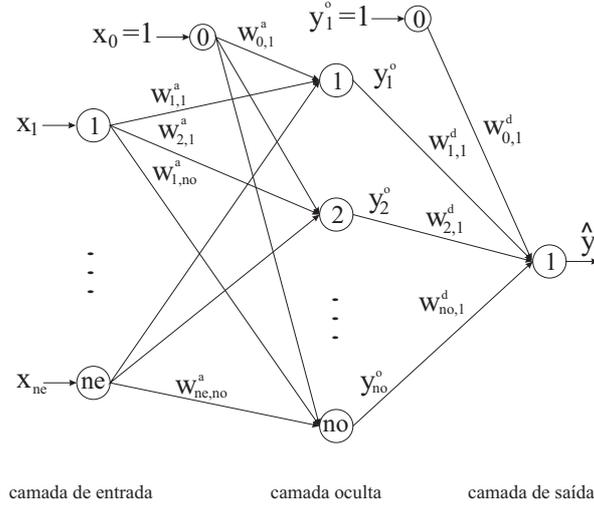


Figura 4.1: Exemplo de RNA-MLP.

Observa-se que cada neurônio da camada oculta e da camada de saída realizam uma combinação linear entre suas entradas e os respectivos pesos sinápticos  $w_{i,j}^a$  e  $w_{j,1}^d$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, ne$  e  $j = 0, 1, 2, \dots, no$ ), produzindo as ativações internas de cada neurônio da camada oculta

$$u_j^o = \sum_{i=0}^{ne} x_i w_{i,j}^a$$

e do neurônio da camada de saída

$$u_1^s = \sum_{j=0}^{no} y_j^o w_{j,1}^d$$

Após estas combinações, estas ativações internas são aplicadas nas funções de ativação  $f_o$  e  $f_s$

$$f_o(u) = \tanh(u)$$

$$f_s(u) = u$$

dos neurônios das camadas oculta e de saída, respectivamente, para formar a saída final de cada neurônio. Assim, as funções  $f_o$  são do tipo sigmoidal (tangente hiperbólica) e a  $f_s$  é do tipo linear.

É importante mencionar que não existem ativações internas nos neurônios da camada de entrada (*numerados de 0 a  $ne$* ) dado que não há pesos sinápticos antes dela e as suas saídas correspondem ao mesmo valor de suas entradas  $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{ne}$ .

As saídas  $y_j^o$  ( $j = 0, 1, 2, \dots, no$ ) dos neurônios da camada oculta podem ser representadas pela equação 4.1, na qual  $ne$  é o número de entradas, e  $w_{i,j}^a$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, ne$  e  $j = 0, 1, 2, \dots, no$ ) os pesos das conexões sinápticas antes da camada oculta.

$$y_j^o = f_o(u_j^o) = f_o\left(\sum_{i=0}^{ne} x_i w_{i,j}^a\right) \quad (4.1)$$

Na equação 4.2,  $w_{j,1}^d$  ( $j = 0, 1, 2, \dots, no$ ) são os pesos das conexões sinápticas depois da camada oculta e  $\hat{y}$  corresponde à saída do único neurônio da camada de saída e, por consequência, à saída global da rede:

$$\hat{y} = f_s(u_1^s) = f_s\left(\sum_{j=0}^{no} y_j^o w_{j,1}^d\right) \quad (4.2)$$

- **Processo de Treinamento da RNA utilizada:**

A RNA-MLP utilizada neste trabalho é composta por seis nós na camada de entrada: sendo cinco fornecidos pelo sistema, a potência ativa (P), a potência reativa (Q), os respectivos erros dessas potências ( $\varepsilon P$  e  $\varepsilon Q$ ), a velocidade de rotor  $\omega_r$  e o outro referente à polarização da rede que é constante e igual a 1. A camada intermediária, também denominada de camada oculta, possui 20 neurônios interligados à camada de entrada e um referente à polarização, totalizando 21 nós. A camada de saída é composta por dois neurônios que recebem os sinais de ativação de todos os neurônios da camada oculta. A ativação dos dois neurônios da camada de saída corresponde aos sinais de controle  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$ .

Os pesos das conexões sinápticas entre a camada de entrada e a camada oculta são representados pela matriz denominada  $W_1$ , de dimensão  $(ne + 1) \times no$ , e os pesos entre a camada oculta e a de saída através da matriz  $W_2$ , de dimensão  $(no + 1) \times 2$ . As funções de ativação utilizadas são: tangente hiperbólica para os neurônios da camada oculta e a função identidade, para os

neurônios da camada de saída. Assim, a equação final que representa a saída da rede neural artificial utilizada é

$$S_{rn} = [\tanh(XW_1')]W_2'$$

na qual:

$S_{rn}$  é o vetor linha com as duas saídas da rede neural;

$X$  representa um vetor linha com todos os dados da camada de entrada;

$W_1'$  e  $W_2'$  correspondem ao transposto das matrizes  $W_1$  e  $W_2$ , respectivamente.

Para garantir uma grande capacidade de aproximação para a MLP utilizada, foram mantidos os 20 neurônios na camada intermediária. Porém, foram realizados alguns testes e foi possível trabalhar com até 12 neurônios na camada intermediária, sem comprometer o desempenho do controle para o GIDA de 2 MW.

O treinamento para o ajuste dos pesos sinápticos ( $W_1$  e  $W_2$ ) foi executado *off-line* e com a utilização de um algoritmo de otimização de segunda ordem baseado no gradiente conjugado estendido, (Von Zuben, 1996). É importante salientar que, antes de realizar o treinamento, foi necessário realizar a coleta de dados, que são chamados de amostras de treinamento, sendo que cada amostra consta de valores de entrada associados aos valores de saída desejados. O número total de amostras coletadas e utilizadas para o treinamento foi 2.341. O processo para coleta das amostras está descrito no capítulo de simulação, na seção 5.2.

No algoritmo utilizado foi adotado o procedimento de validação para evitar o sobre-ajuste, também conhecido por sobre-treinamento da RNA. A rede neural é considerada sobre-treinada quando o erro correspondente ao conjunto de dados continua diminuindo, mas a capacidade de generalização começa a piorar. Este processo de validação consiste em dividir o número total de amostras em três conjuntos, sendo que esta divisão é realizada de forma aleatória pelo próprio algoritmo, em uma etapa denominada preparação de dados. Os três conjuntos são:

- *Conjunto de amostras para treinamento*

Este conjunto de amostras é utilizado com o objetivo de ajustar os pesos em cada conexão sináptica, para que a rede neural responda corretamente à saída desejada. Este conjunto contém 1.639 amostras, o que corresponde a 70% do total obtido;

- *Conjunto de amostras para validação*

É o conjunto de amostras utilizado para que a rede neural determine o número de interações ideal para o treinamento, de modo a garantir o bom desempenho de generalização da RNA, ou seja, indica quando o treinamento deve ser interrompido. Este grupo é composto de 351 amostras, isto é 15% do total;

- *Conjunto de amostras para teste*

Por não participar nem do ajuste dos pesos e nem do critério de parada, essas amostras são consideradas boas indicadores das condições reais de utilização da rede neural treinada.

Exemplos de indicadores para a análise do índice de desempenho são:

- *Erro quadrático médio final*

É utilizado para representar a medida dos desvios entre os valores obtidos pela rede neural e os desejados pelo modelo. Quanto menor este índice, mais próximos estarão estes valores;

- *Correlação*

É uma medida limitada entre -1 e +1 que, quando for igual a 1 indicará o completo ajuste do modelo; se estiver em torno de 0, indicará que o ajuste do modelo não está completo. A correlação é calculada entre o vetor de saídas, produzidas pela RNA, e o vetor correspondente de saídas desejadas;

- *Fator  $R^2$*

O coeficiente de determinação ( $R^2$ ) informa o quanto o modelo é capaz de explicar a variabilidade da variável observada. Quanto mais próximo da unidade, melhor será este índice.

As Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam os índices de desempenho referentes às saídas 1 e 2 da MLP, lembrando que são os valores referente ao sinal de controle do DPC, as componentes ( $V_{dr}$ ) e ( $V_{qr}$ ) da tensão de rotor.

Tabela 4.1: *Ilustração dos dados de desempenho da saída 1 ( $V_{dr}$ )*

Índice de desempenho	Treinamento	Validação	Teste
Erro quadrático médio final	0,009145	0,045766	0,021189
Correlação	0,997455	0,924720	0,990156
Fator $R^2$	0,994917	0,855108	0,980409

Tabela 4.2: *Ilustração dos dados de desempenho da saída 2 ( $V_{qr}$ )*

Índice de desempenho	Treinamento	Validação	Teste
Erro quadrático médio final	0,004812	0,003846	0,009599
Correlação	0,999778	0,999865	0,999213
Fator $R^2$	0,999557	0,999731	0,998426

Observa-se, pela leitura das Tabelas 4.1 e 4.2, que a RNA-MLP utilizada neste trabalho produziu um bom resultado após o treinamento.



---

## CAPÍTULO 5

# Resultados de Simulação Digital e Experimental

---

### 5.1 Introdução

Neste capítulo são descritos os passos executados para a coleta de dados e a simulação digital do controle CDP aplicado ao GIDA utilizando uma RNA. A proposta apresentada foi simulada utilizando o software Matlab-Simulink. Os valores dos parâmetros do gerador utilizado nesta simulação são apresentados no Anexo A.

Foram realizados testes com valores de potências, ativa e reativa, iguais e diferentes aos utilizados durante o processo de treinamento para verificar a robustez da RNA, mesmo quando fora dos valores de treinamento. Estes testes de simulação foram realizados com o gerador ligado à rede e funcionando nas velocidades síncrona (188,5 rad/s) e supersíncrona (216 rad/s), sendo ainda testado o perfil em rampa de velocidade: início em 85% e final em 115% da velocidade síncrona.

Para validar alguns resultados de simulação, testes experimentais foram realizados.

### 5.2 Simulação digital para coleta de dados

A coleta do conjunto de dados para o treinamento da RNA foi realizada com base nas equações do controle direto de potência, dados no capítulo 3, mediante simulação computacional do GIDA.

Esta simulação foi feita em malha fechada, com auxílio de um controlador PI, pois é necessária a leitura das variações das potências  $\Delta P_s$  e  $\Delta Q_s$ , assim como das variações das tensões de controle  $\Delta V_{dr}$  e  $\Delta V_{qr}$ , de acordo com as equações (3.20) e (3.22) do controle direto de potência. O perfil das potências ativa e reativa durante a simulação para coleta de dados está representado na Figura 5.1.

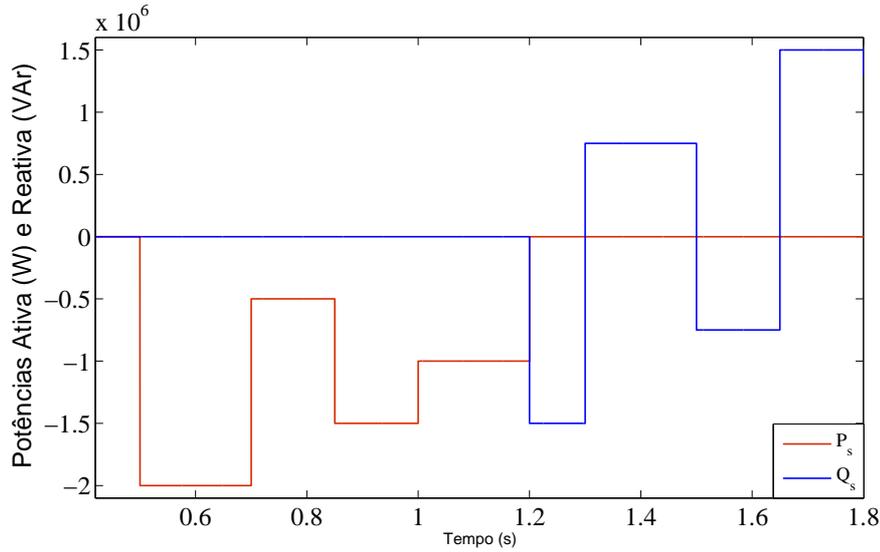


Figura 5.1: Perfil das potências ativa e reativa para coleta de dados.

As seguintes combinações entre  $P_s$  e  $Q_s$  foram consideradas:

- Com  $Q_s = 0$  variou-se  $P_s$  em degraus. Com isso foram realizadas cinco combinações, conforme ilustrado na Figura 5.1 até o instante  $t = 1,2 s$ .
- Com  $P_s = 0$  variou-se  $Q_s$  em degraus. Com isso foram realizadas mais quatro combinações, conforme mostrado na Figura 5.1 do instante  $t = 1,2 s$  até  $t = 1,8 s$ .

Portanto, estes perfis de potências totalizam nove combinações durante a simulação.

Foram realizadas cinco simulações para cada perfil de  $P_s$  e  $Q_s$ , conforme apresentados na Figura 5.1 com velocidade entre 160 [rad/s] a 216 [rad/s], isto é, valores na faixa de  $\pm 15\%$  da velocidade síncrona. Desse modo, para evitar que esses cinco valores sejam sempre crescentes ou decrescentes, a seguinte ordem foi adotada: 188, 216, 160, 202, 174 [rad/s]. Com isso, este procedimento é equivalente a 45 combinações entre  $P_s$ ,  $Q_s$  e  $\omega_r$ : 9 combinações entre  $P_s$  e  $Q_s$  multiplicados por cinco valores de  $\omega_r$ , resultando, portanto, em 45 combinações.

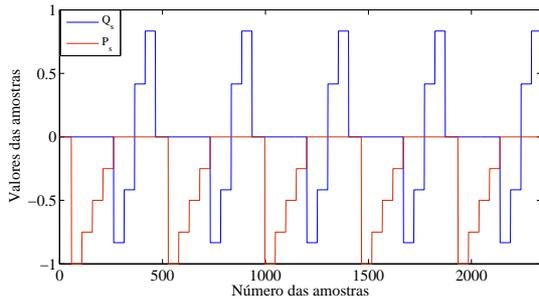
Os controladores PI, um para  $Q_s$  e o outro para  $P_s$ , foram ajustados de modo a obter o melhor desempenho não só no regime dinâmico como também no permanente, sendo que estes ajustes foram realizados de modo empírico. Portanto, ao final deste procedimento e do treinamento, a rede MLP corresponderá ao mapeamento das variáveis de entrada e saída referentes a todos os ajustes destes controladores em uma única rede neural artificial.

Antes de realizar o treinamento, todos os dados foram divididos pelos respectivos valores nominais do GIDA, o que levou os valores desses dados a ficarem entre 0 e 1. Esta normalização tem com objetivo tornar os dados coletados em valores baixos e com isto facilitar o processamento da RNA. Conforme citado anteriormente, os dados nominais dos GIDA's são apresentados no Apêndice A. Salienta-se que a coleta de dados foi a etapa mais trabalhosa durante o desenvolvimento do controlador proposto.

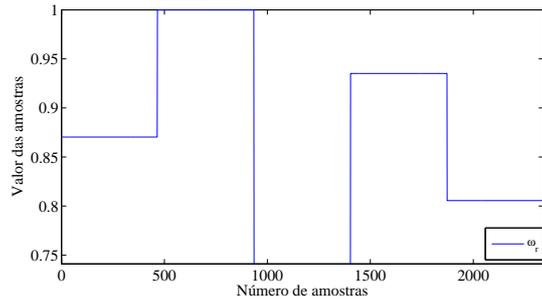
O treinamento da RNA-MLP com os dados coletados foi realizado conforme descrito no capítulo 4. O algoritmo de otimização de segunda ordem baseado no gradiente conjugado estendido (Von Zuben, 1996) foi utilizado para o treinamento. Este algoritmo é muito eficaz, pois realizou o treinamento da RNA em um tempo inferior a 3 minutos em um computador convencional.

- *Figuras referentes à tabela das amostras coletadas*

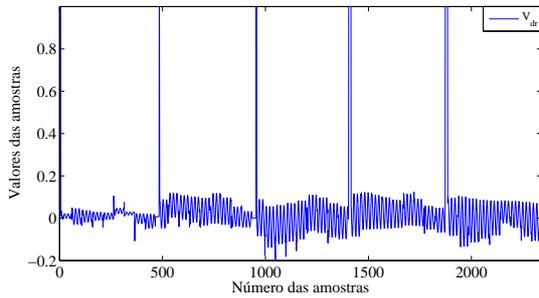
Com o intuito de ilustrar o comportamento dinâmico das amostras coletadas durante as simulações foram geradas figuras para mostrar a dinâmica de  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$  em função dos perfis das potências ativa e reativa e da velocidade de rotor, conforme apresentado na Figura 5.2.



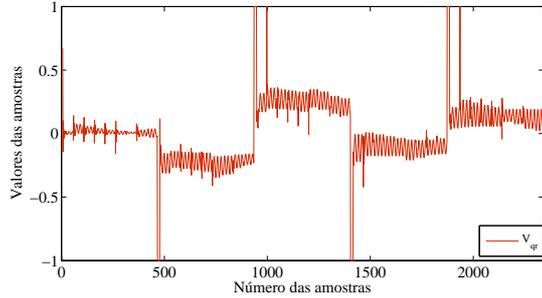
(a) Potências ativa e reativa.



(b) Velocidade de rotor.



(c) Tensão de eixo direto de rotor.



(d) Tensão de eixo em quadratura de rotor.

Figura 5.2: Figuras referentes à tabela com as amostras coletadas.

A cada 468 amostras (ou pontos) de  $P_s$  e  $Q_s$  é amostrada uma velocidade e a combinação desses valores geram os sinais de  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$ . A descrição de cada uma das subfiguras que compõem a Figura 5.2 é a seguinte:

- Na Figura 5.2(a) são apresentados os perfis de  $P_s$  e  $Q_s$ , sendo que estes perfis são utilizados para cada uma das cinco velocidades utilizadas.
- A Figura 5.2(b) mostra a sequência das cinco velocidades selecionadas abrangendo a faixa de  $\pm 15\%$  da síncrona.
- Na Figura 5.2(c) é apresentado o comportamento dinâmico da tensão  $V_{dr}$  para cada um dos cinco valores de  $\omega_r$  associados às variações de  $P_s$  e  $Q_s$ .
- A Figura 5.2(d) mostra o comportamento da tensão  $V_{qr}$ . Como se observa a dinâmica desse sinal que atende as referências de potências e velocidade é similar àquela da tensão  $V_{dr}$ . Neste caso destaca-se a alteração no nível médio do sinal de controle  $V_{qr}$  em função das

alterações de  $\omega_r$ . Este comportamento está de acordo com a equação (3.22), na qual, a parcela  $\frac{\omega_2}{k_r} \Psi_{ds}$  é a responsável por este deslocamento. Quando a simulação foi realizada com velocidade síncrona (da amostra 1 até a 468) o valor médio de  $V_{qr}$  é próximo de zero, pois nesta velocidade  $\omega_2$  é zero e a tensão de controle fica em função das potências e suas respectivas variações, como também ocorreu para a tensão de  $V_{dr}$ .

### 5.3 Testes de simulação digital

O diagrama representativo do sistema implementado na simulação digital está representado na Figura 5.3.

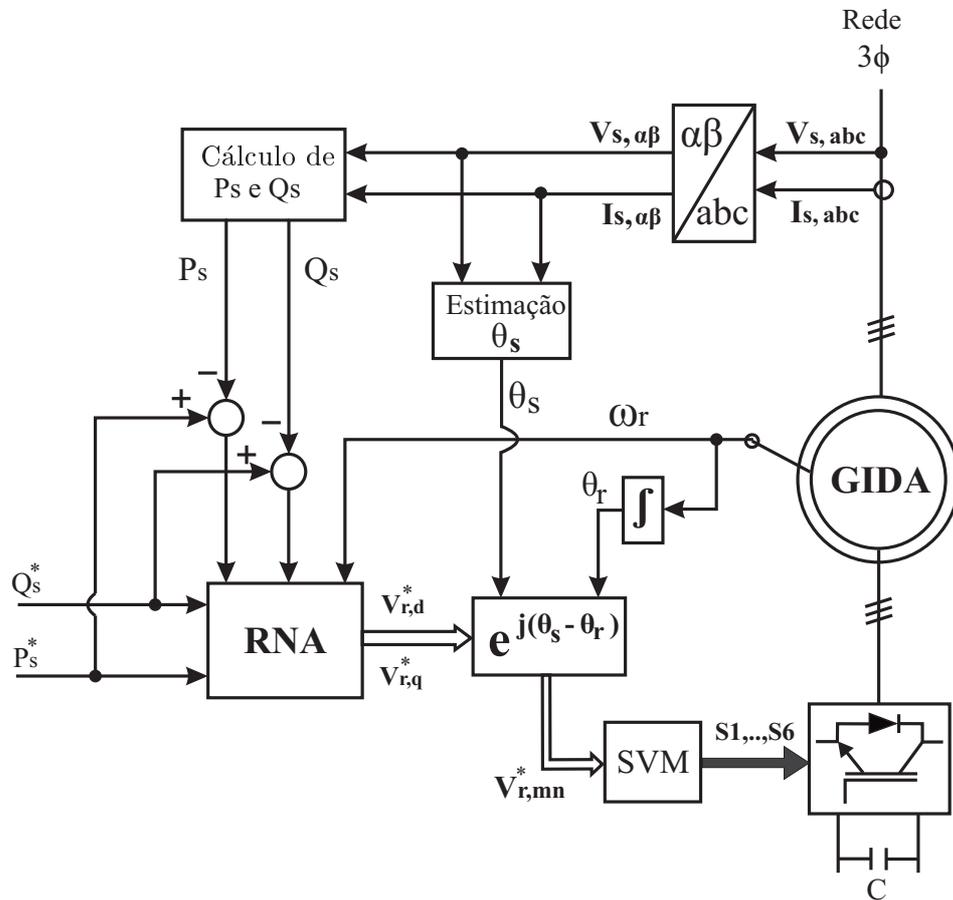


Figura 5.3: Diagrama em blocos da simulação digital.

A descrição de cada um dos blocos apresentados na Figura 5.3 é a seguinte:

### - Transformação $abc - \alpha\beta$

A transformação  $abc - \alpha\beta$  é feita a partir da leitura das variáveis  $V_{abs}(t)$ ,  $V_{bcs}(t)$ ,  $i_{as}(t)$  e  $i_{bs}(t)$ , obtendo-se as seguintes expressões das tensões e correntes escritas no sistema de referência bifásico e estacionário:

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \frac{2}{3}V_{abs} + \frac{1}{3}V_{bcs} \\ V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{bcs} \end{cases} \quad (5.1)$$

e

$$\begin{cases} i_{\alpha s} = i_{as} \\ i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{as} + 2i_{bs}) \end{cases} \quad (5.2)$$

### - Cálculo de $P_s$ e $Q_s$

O cálculo dos valores instantâneos de  $P_s$  e  $Q_s$  é realizado com base nas equações 2.12 e 2.13, que são comparados com os valores de referências  $P_s^*$  e  $Q_s^*$  para determinação de  $\Delta P_s$  e  $\Delta Q_s$ .

### - Controlador RNA-MLP

O controlador RNA-MLP determina os sinais de controle  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$  a partir da leitura dos seguintes dados de entrada; as referências ( $P_s$  e  $Q_s$ ), os erros ( $\Delta P_s$  e  $\Delta Q_s$ ) e a velocidade de rotor  $\omega_r$ . A estrutura do controlador RNA-MLP está apresentado na Figura 5.4

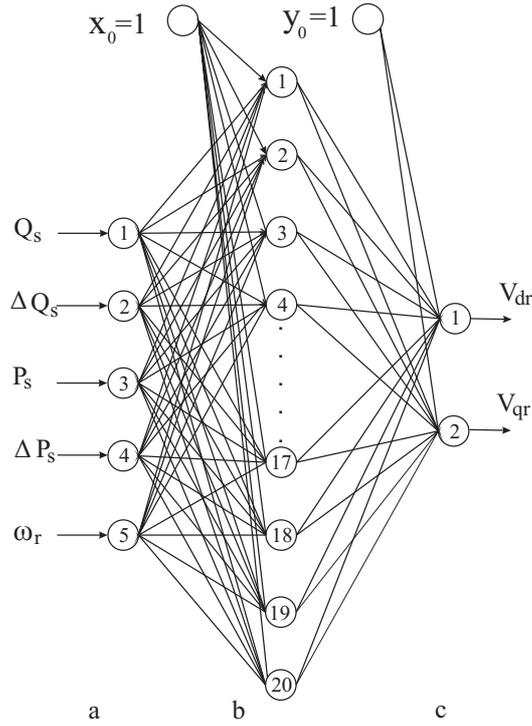


Figura 5.4: RNA-MLP utilizada.

- *Estimação de  $\theta_s$*

As componentes de fluxo de estator, no sistema de referência estacionário, são determinadas por

$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (5.3)$$

e

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (5.4)$$

A partir destas componentes do fluxo de estator são determinados seu módulo e o seu ângulo, usando as seguintes relações:

$$\theta_s = \arctan \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \quad (5.5)$$

e

$$\psi_{\alpha\beta s} = \psi_s = \sqrt{(\psi_{\alpha s})^2 + (\psi_{\beta s})^2}. \quad (5.6)$$

- *Estimação  $\theta_r$*

A estimação da posição do fluxo de rotor é necessária para transformação das variáveis de coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  para as coordenadas  $m$  e  $n$ . O ângulo  $\theta_r$  é obtido a partir da integração da velocidade elétrica de rotor. O algoritmo implementado mantém o ângulo na faixa de 0 a  $2\pi$ .

- *Transformação  $V_{dqr} - V_{mnr}$*

A tensão e a corrente de estator escritas no referencial estacionário (coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ ) são transformadas para o sistema de referência síncrono ( $d$  e  $q$ ), a partir da posição espacial do fluxo de estator  $\theta_s$ .

Transformação  $\alpha\beta \rightarrow dq$  para as tensão e corrente de estator

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{\alpha s} \cos \theta_s + v_{\beta s} \sin \theta_s \\ v_{qs} = -v_{\alpha s} \sin \theta_s + v_{\beta s} \cos \theta_s \end{cases} \quad (5.7)$$

$$\begin{cases} i_{ds} = i_{\alpha s} \cos \theta_s + i_{\beta s} \sin \theta_s \\ i_{qs} = -i_{\alpha s} \sin \theta_s + i_{\beta s} \cos \theta_s \end{cases} \quad (5.8)$$

As componentes de referência da tensão de rotor devem ser transformadas para o sistema de referência estacionário e subsequentemente para o sistema de referência de rotor, isto é, de coordenadas  $m$  e  $n$ , a partir da posição elétrica de rotor  $\theta_r$ . As transformações de referências realizadas são descritas a seguir:

Transformação  $dq \rightarrow \alpha\beta$  para a referência da tensão de rotor

$$\begin{cases} v_{\alpha r} = v_{dr} \cos \theta_s - v_{qr} \sin \theta_s \\ v_{\beta r} = v_{dr} \sin \theta_s + v_{qr} \cos \theta_s \end{cases} \quad (5.9)$$

Transformação  $\alpha\beta \rightarrow mn$  para a referência da tensão de rotor

$$\begin{cases} v_{mr} = v_{\alpha r} \cos \theta_r + v_{\beta r} \text{sen} \theta_r \\ v_{nr} = -v_{\alpha r} \text{sen} \theta_r + v_{\beta r} \cos \theta_r \end{cases} \quad (5.10)$$

- SVM

O algoritmo da modulação por vetores espaciais recebe como entrada os sinais de controle no sistema de referência  $m$  e  $n$ , que são os sinais  $V_{rm}$  e  $V_{rn}$ , e obtém na saída os sinais para a modulação por largura de pulso que irão atuar nas chaves dos IGBT's do conversor de potência.

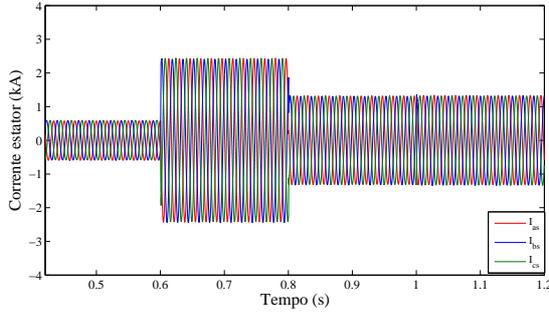
Os testes de simulação digital realizados são os seguintes: velocidade síncrona, velocidade supersíncrona, velocidade variável, degrau de velocidade, velocidade variável para valores diferentes daqueles utilizados no treinamento, velocidade variável e alteração de  $L_m$  em  $\pm 20\%$  para valores diferentes daqueles utilizados no treinamento. Resultados experimentais, referentes a algumas simulações, também são apresentados.

### 5.3.1 Testes com velocidade síncrona

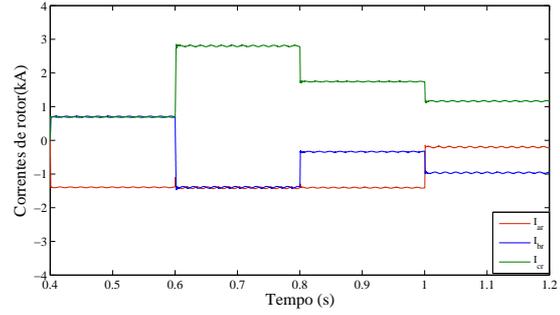
Os resultados de simulação com operação na velocidade síncrona estão apresentados na Figura 5.5.

Observa-se que na Figura 5.5(c) é mostrado os degraus das potências ativa e reativa de referência para velocidade síncrona de rotor. As potências iniciam-se com os valores 0 W para a ativa e de -0,5 MVAR para a reativa. Em  $t = 0,6s$ , a referência da potência ativa é alterada de 0 W para -2 MW, a potência reativa continua com o valor anterior até  $t = 1s$ . No instante  $t = 0,8s$  novamente é alterada a referência de  $P_s$  de -2 MW para -1 MW e mantém-se até  $t = 1,2s$ . Em  $t = 1s$ , é alterada a referência de  $Q_s$  de -0,5 MW para 0,5 MW e também é mantido constante até  $t = 1,2s$ . Verifica-se o desempenho satisfatório do controle, pois as

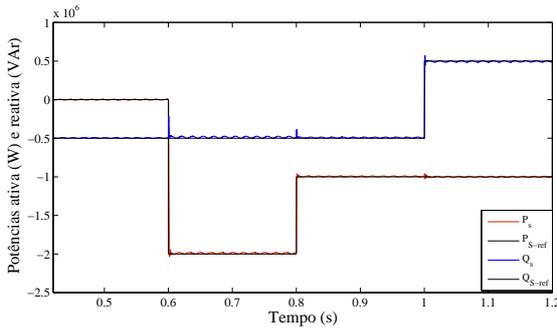
potências ativa e reativa seguem suas respectivas referências, com rápida dinâmica de resposta nas variações em degrau e baixo *ripple* em regime permanente, aproximadamente 3% da potência nominal do GIDA. No momento em que ocorre o degrau nas referências das potências, verifica-se o acoplamento inerente do controle CDP, equações (3.20) e (3.22). Porém, este efeito ocorre somente no instante do degrau, sendo corrigido imediatamente pelo controle.



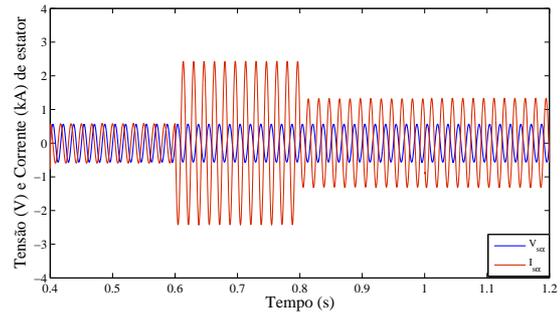
(a) Corrente trifásica de estator.



(b) Corrente trifásica de rotor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão e corrente de fase de estator.

Figura 5.5: Teste em velocidade síncrona.

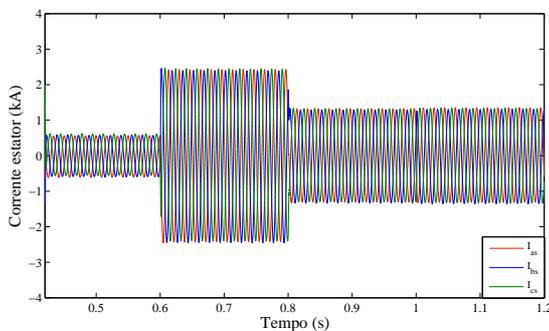
Na Figura 5.5(d), é representada a forma de onda de tensão e corrente de fase de estator. Verifica-se corrente baixa quando  $P_s$  é nulo. No entanto, a corrente não é nula pois  $Q_s$  não é nulo. Ao alterar  $P_s$  para -2 MW, a corrente de estator responde imediatamente. O mesmo ocorre quando  $P_s$  é alterado para -1 MW. Este efeito também é verificado na Figura 5.5(a), que representa a corrente trifásica de estator.

Na Figura 5.5(b), está representada a resposta da corrente trifásica de rotor. Observa-se alteração na amplitude das correntes em função da alteração das potências. Porém, não há

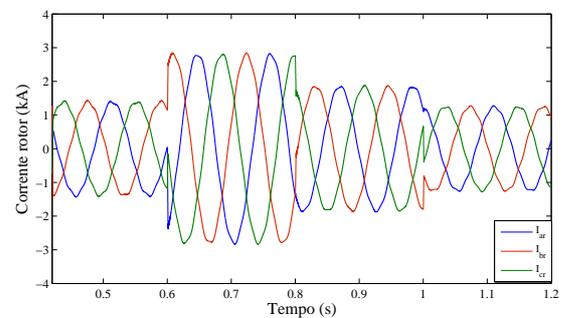
alteração na frequência, visto que o teste é feito com velocidade síncrona e constante. No instante  $t = 1s$ , quando  $Q_s$  é alterado de  $-0,5$  MW para  $0,5$  MW, ocorre deslocamento de fase devido à mudança do fator de potência capacitivo para indutivo.

### 5.3.2 Testes com velocidade supersíncrona

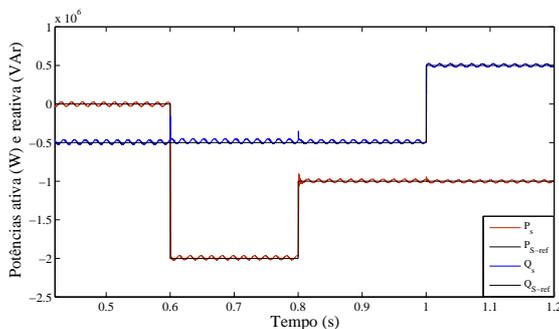
Os resultados de simulação com operação na velocidade supersíncrona estão apresentados na Figura 5.6. Os testes realizados para esta velocidade são idênticos ao anterior. O intuito desta abordagem é comprovar o funcionamento do controle até o limite de velocidade estabelecido: 15% da velocidade síncrona.



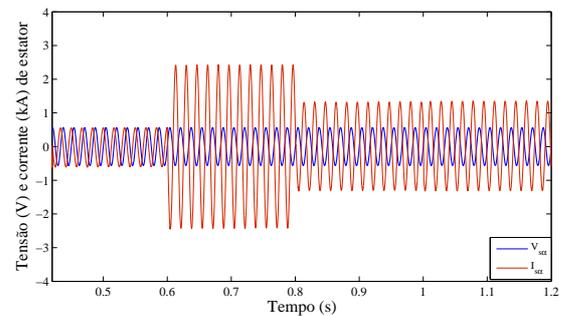
(a) Corrente trifásica de estator.



(b) Corrente trifásica de rotor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão e corrente de fase de estator.

Figura 5.6: Teste em velocidade supersíncrona ( $216 \text{ rad/s}$ ).

Na Figura 5.6(c), são mostrados os degraus das potências ativa e reativa de referência para velocidade supersíncrona de rotor. As potências ativa e reativa seguem o mesmo perfil do teste

anterior. Verifica-se, novamente, o desempenho satisfatório do controle, pois as potências ativa e reativa continuam seguindo suas respectivas referências, com resultados muito semelhantes ao teste anterior.

A Figura 5.6(d), representa a forma de onda da tensão e corrente de fase de estator. Verifica-se que o comportamento da corrente de estator é correspondente ao teste anterior, respondendo imediatamente aos degraus da potência ativa.

Na Figura 5.6(b), está representada a resposta da corrente trifásica de rotor. Observa-se, conforme análise anterior, alteração na amplitude das correntes em função das alterações das potências. Também não há alteração na frequência, visto que a velocidade é constante. Apenas há diferença no perfil das formas de onda das correntes em relação ao teste anterior, motivada pela diferença de velocidade. No degrau da potência reativa, ocorre o deslocamento de fase devido à mudança do fator de potência capacitivo para indutivo.

### 5.3.3 Testes com velocidade variável

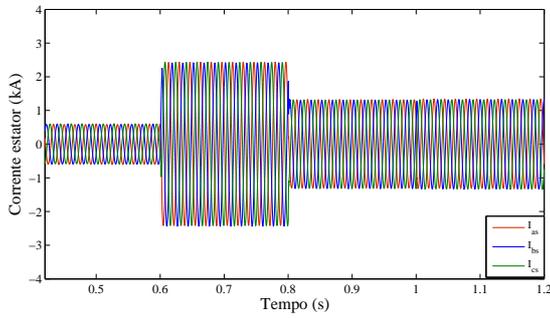
Os resultados da simulação da operação com velocidade variável estão apresentados na Figura 5.7.

Na Figura 5.7(c), são exibidos os degraus das potências ativa e reativa de referência para velocidade variável de rotor. As potências ativa e reativa seguem o mesmo perfil dos testes anteriores. Verifica-se, mesmo com velocidade variável, o desempenho satisfatório do controle, pois as potências ativa e reativa continuam seguindo suas respectivas referências, sem influência da variação de velocidade, ou seja, os resultados são equivalentes aos testes com velocidade constante.

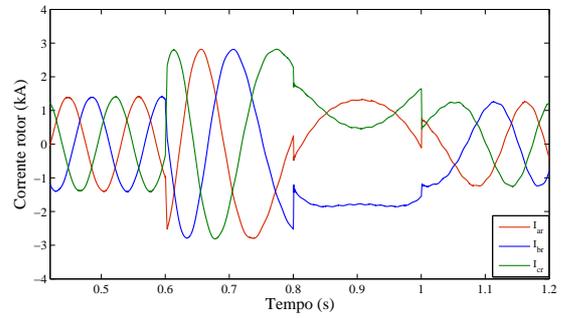
A Figura 5.7(d) representa a forma de onda da tensão e corrente de fase de estator. Verifica-se que o comportamento da corrente de estator responde imediatamente aos degraus da potência ativa, assim como na Figura 5.7(a), que representa as correntes trifásica de estator.

Na Figura 5.7(b), esta representada a resposta da corrente trifásica de rotor. Observa-se, conforme análises anteriores, alteração na amplitude das correntes em função da alteração das potências. Além disso, ocorre variação na frequência elétrica de rotor, que inicia-se com velocidade subsíncrona, passa pela velocidade síncrona e, em seguida, é observada a passagem para velocidade supersíncrona. No degrau da potência reativa, ocorre o deslocamento de fase devido

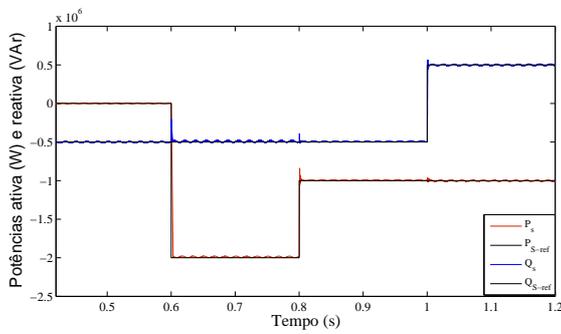
à mudança do fator de potência capacitivo para indutivo. O perfil da curva de velocidade pode ser observado na Figura 5.7(e).



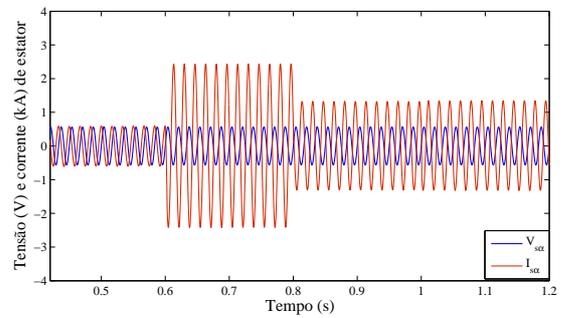
(a) Corrente trifásica de estator.



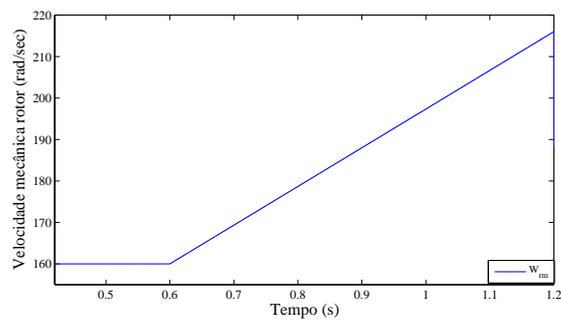
(b) Corrente trifásica de rotor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão e corrente de fase de estator.

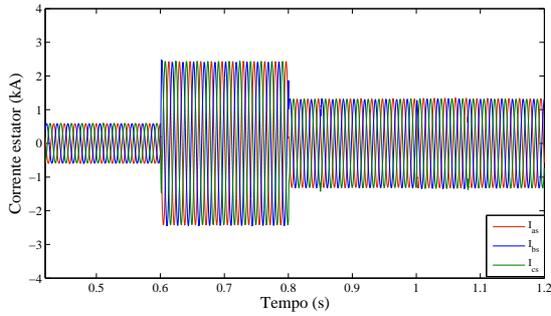


(e) Velocidade do eixo do rotor.

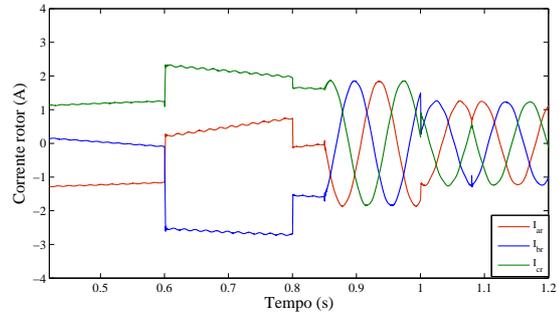
Figura 5.7: Teste em velocidade variável.

5.3.4 Testes com degrau de velocidade

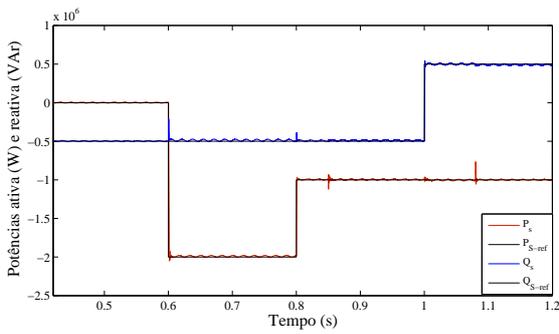
Os resultados de simulação da operação com degrau de velocidade estão apresentados na Figura 5.8.



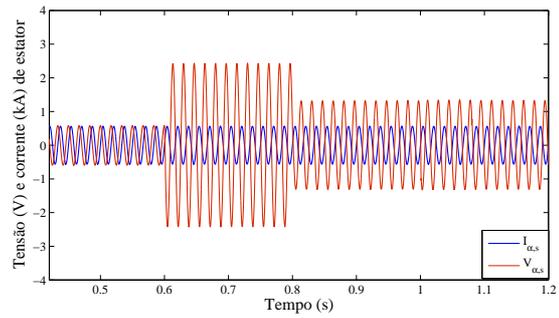
(a) Corrente trifásica de estator.



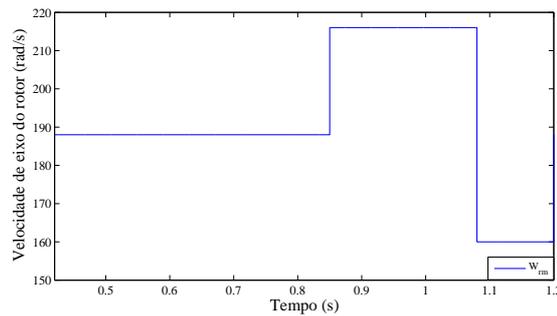
(b) Corrente trifásica de rotor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão e corrente de fase de estator.



(e) Velocidade do eixo do rotor.

Figura 5.8: Teste com degrau de velocidade.

Para testar a eficiência e robustez do controlador aplicado, foi realizada a simulação com degrau de velocidade, situação atípica na prática devido à inércia do sistema. Caso ocorra algo semelhante, seria a pior condição possível para uma variação de velocidade.

Na Figura 5.8(c) são apresentados os degraus das potências ativa e reativa de referência desta simulação. As potências ativa e reativa seguem o mesmo perfil dos testes anteriores. Verifica-se, mesmo com degrau de velocidade, o desempenho satisfatório do controle, pois as potências ativa e reativa continuam seguindo suas respectivas referências. A diferença em relação ao teste anterior está na potência ativa, que, no momento dos degraus de velocidade, sofre variações instantâneas que são corrigidas rapidamente pelo controle. Este efeito está mais evidente em  $P_s$ , pois a velocidade não é controlada e sim imposta externamente ao sistema, o que resulta em uma alteração similar de torque, que está diretamente associado à potência ativa.

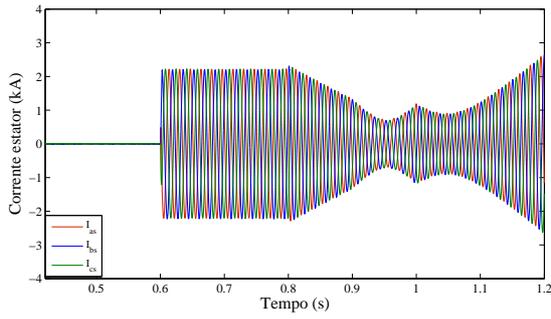
A Figura 5.8(d) representa as formas de onda da tensão e corrente de fase de estator. Verifica-se que o comportamento da corrente de estator é similar aos testes anteriores, assim como a Figura 5.8(a), que representa as correntes trifásicas de estator.

Na Figura 5.8(b), está representada a resposta da corrente trifásica de rotor. Novamente, observa-se a alteração na amplitude das correntes em função da alteração das potências. Há também a alteração da frequência elétrica de rotor, que inicialmente representa operação na velocidade síncrona, passando para supersíncrona até o momento em que o gerador passou a operar com velocidade subsíncrona. O perfil dos degraus de velocidade pode ser observado na Figura 5.7(e).

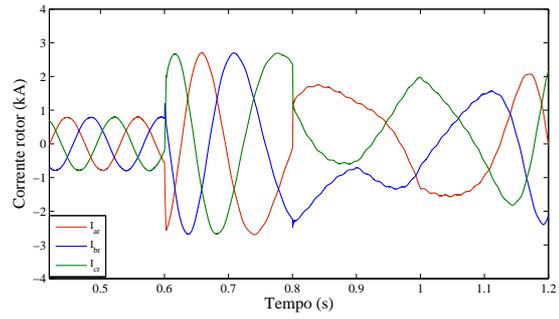
### 5.3.5 Testes com velocidade variável para valores diferentes do treinamento.

Testes de simulação digital foram realizados e apresentados anteriormente para validar o controle proposto. Porém, todos os valores utilizados são iguais aos utilizados na identificação do sistema e treinamento da rede neural. Por isso, foi realizado um teste com valores diferentes daqueles do treinamento, para verificar o aprendizado da rede em toda uma faixa de operação e, conseqüentemente, a estabilidade do controle para valores distintos.

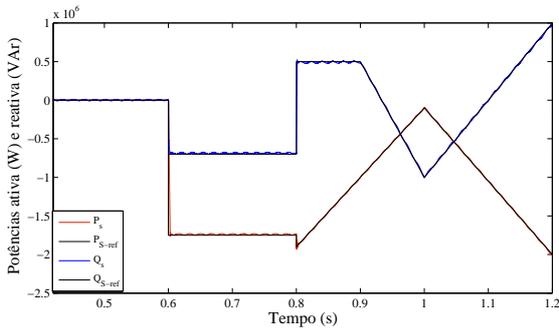
Os resultados da simulação para operação com velocidade variável, para valores diferentes do treinamento, estão apresentados na Figura 5.9.



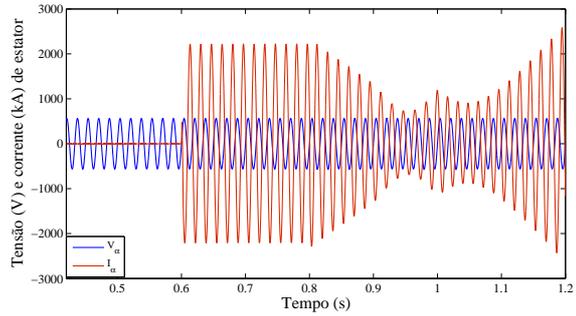
(a) Corrente trifásica de estator.



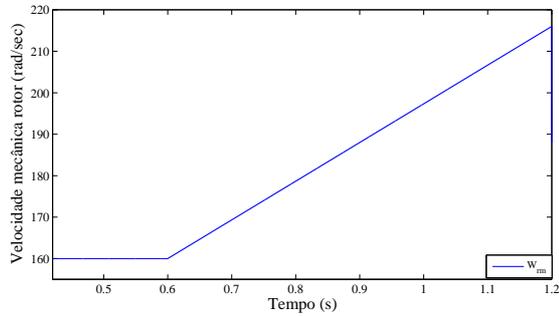
(b) Corrente trifásica de rotor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão e corrente de fase de estator.



(e) Velocidade do eixo do rotor.

Figura 5.9: Teste com velocidade variável para valores diferentes daqueles adotados no treinamento.

No início do teste, as potências estão com valor nulo, Figura 5.9(c). No instante  $t = 0,6s$ , ocorre simultaneamente alteração de  $P_s$  de  $0W$  para  $-1,75 MW$  e  $Q_s$  de  $0 VAR$  para  $-0,7 MVAR$ . Em  $t = 0,8s$ ,  $P_s$  é alterado para  $-1,9 MW$  e inicia-se uma alteração em rampa até  $P_s$  ser igual a  $-0,1 MW$  no instante  $t = 1s$ , que corresponde ao início de outra variação em rampa para  $P_s$  até

-2 MW em 1,2s. No caso de  $Q_s$ , em 0,8s seu valor foi alterado de -0,7 MVAR para 0,5 MVAR. A alteração em rampa inicia-se em  $t = 0,9s$  até 1s, partindo com o valor de 0,5 MVAR até -1 MVAR. Em seguida, é aplicada outra alteração em rampa até  $t = 1,2s$ , quando  $Q_s$  é igual a 1 MVAR. As variações em rampa das potências foram realizadas com o objetivo de atingir praticamente toda a faixa de operação do gerador.

Nas Figuras 5.9(d) e 5.9(a), durante o período em que as potências são nulas, observa-se que as correntes de estator estão próximas de zero e respondem rapidamente e de forma idêntica às variações das potências até o final da simulação.

Nas correntes de rotor, Figura 5.9(b), destacam-se os efeitos da variação de velocidade, Figura 5.9(e), similar aos testes anteriores.

### ***5.3.6 Testes com velocidade variável e $L_m$ 20% menor que o nominal, para valores diferentes do treinamento.***

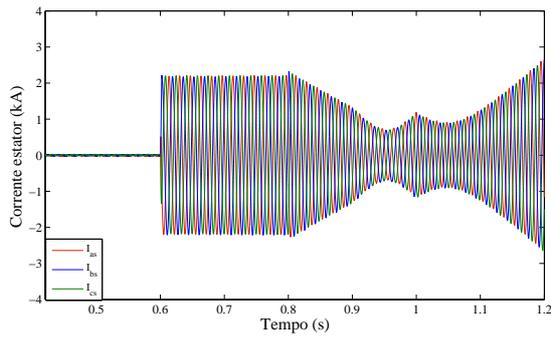
Após validar a robustez do controle quanto à variação de velocidade, linear e em degrau, e a valores diferentes do treinamento, foram realizados testes de simulação digital com alteração de um parâmetro do GIDA. Neste caso, foi reduzido o valor de  $L_m$  em 20%.

Os resultados da simulação para operação com velocidade variável e  $L_m$  20% menor, para valores diferentes do treinamento, estão apresentados na Figura 5.10.

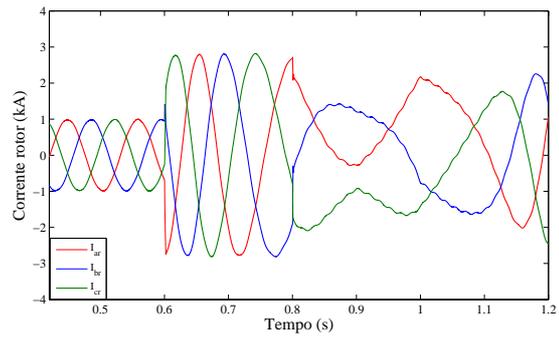
As respostas das potências, Figura 5.10(c), são correspondentes ao teste anterior mostrando que o controle também possui robustez à variação do parâmetro considerado.

As análises referentes aos resultados apresentados nas Figuras 5.10(d) e 5.10(a) representam o comportamento das correntes de estator. Conforme os testes anteriores, elas seguem as variações das potências, garantindo estabilidade do controle.

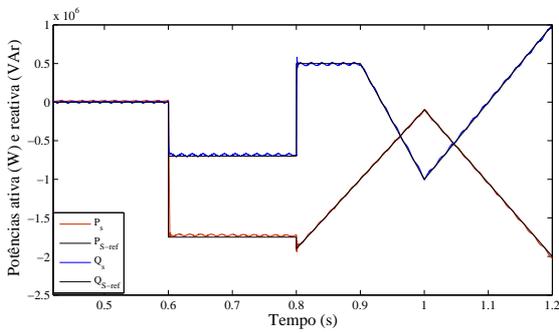
A Figura 5.10(b), correntes de rotor, também apresenta o perfil do teste anterior, evidenciando a robustez à variação do parâmetro considerado, mesmo com velocidade variável, apresentada na Figura 5.10(e).



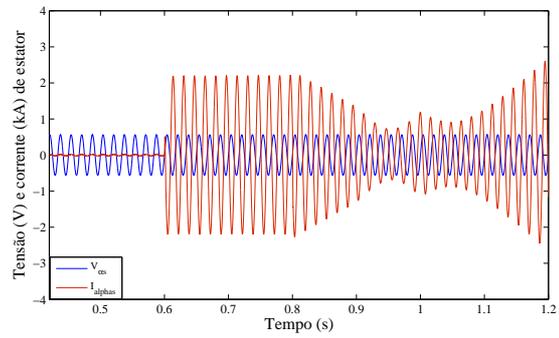
(a) Corrente trifásica de estator.



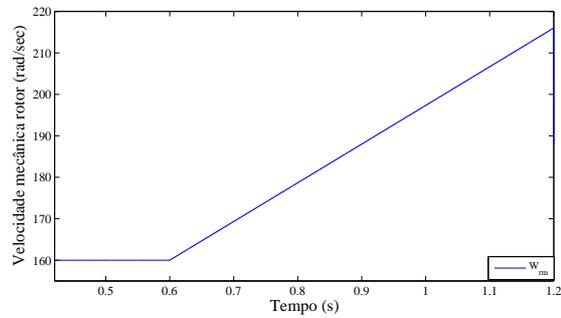
(b) Corrente trifásica de rotor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.

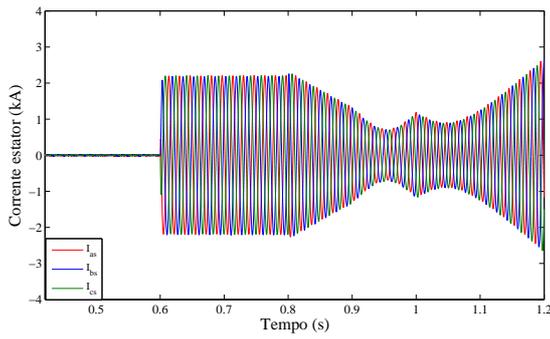


(d) Tensão e corrente de fase de estator.

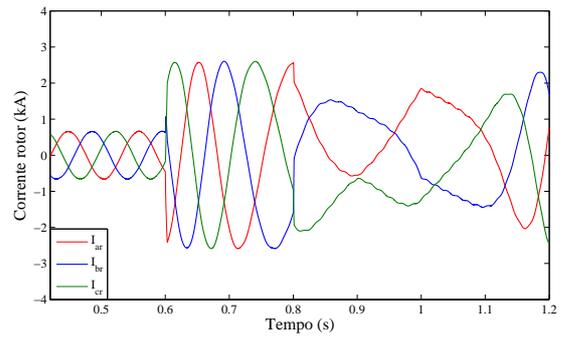


(e) Velocidade do eixo do rotor.

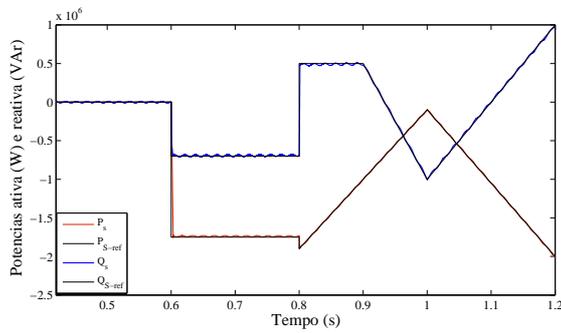
Figura 5.10: Teste com velocidade variável e  $L_m$  20% menor, para valores diferentes daqueles adotados no treinamento.



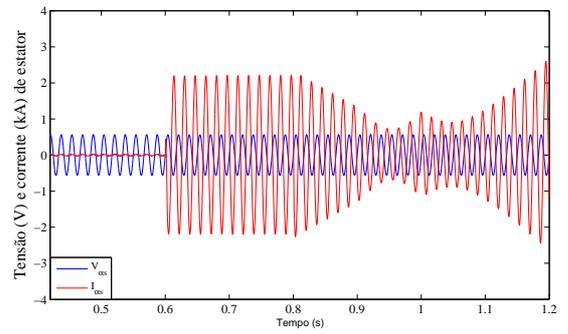
(a) Corrente trifásica de estator.



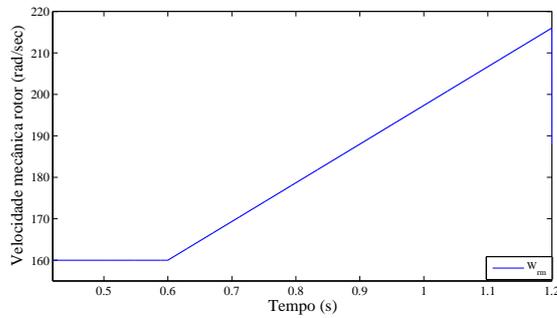
(b) Corrente trifásica de rotor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão e corrente de fase de estator.



(e) Velocidade do eixo do rotor.

Figura 5.11: Teste com velocidade variável e  $L_m$  20% maior, para valores diferentes daqueles adotados no treinamento.

### 5.3.7 Testes com velocidade variável e $L_m$ 20% maior que o nominal, para valores diferentes do treinamento.

Outro teste com variação de  $L_m$  maior que o valor nominal foi realizado com o propósito de indicar a manutenção das condições de controle com erro de  $\pm 20\%$  em  $L_m$ .

Os resultados da simulação para operação com velocidade variável e  $L_m$  20% maior que o valor nominal, para valores diferentes daqueles utilizados no treinamento, são apresentados na Figura 5.11. Os resultados são similares aos obtidos para o teste anterior, de modo que a análise segue a mesma linha. O sistema continua estável e as variáveis controladas seguem as referências de modo satisfatório, validando os testes com variação do parâmetro considerado.

## 5.4 Testes Experimentais

Foram realizados testes experimentais equivalentes aos de simulação apresentados, com o objetivo de avaliar a resposta do controlador do ponto de vista experimental e sob a influência da variação real dos parâmetros elétricos da máquina.

O sistema de controle é implementado por um DSP TMS320F2812 e, na medição de velocidade, foi utilizado um encoder de 1.500 ppr. Para manter a operação da modulação por vetores espaciais (SVM) dentro da zona linear, as componentes de eixo direto e quadratura da tensão de rotor são limitadas aos seus valores nominais. Na programação do DSP, foram utilizadas duas interrupções: a primeira é a interrupção de  $50\mu s$  para medição das tensões e correntes de linha do estator e a transformação dessas variáveis para o sistema de coordenadas estacionário, assim como para a estimação da posição angular do fluxo de estator e cálculo dos valores referentes às potências ativa e reativa. A segunda é a interrupção de  $200\mu s$  para o cálculo da velocidade e posição do rotor a partir da leitura dos pulsos do *encoder*, a implementação do algoritmo da rede neural MLP, pesos e funções de ativação, que geram os valores de  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$  a partir da velocidade de rotor e dos valores referentes às potências ativa e reativa determinadas na interrupção anterior, assim como a implementação do SVM.

Os testes de simulação digital foram realizados com base nos parâmetros de um GIDA de 2MW, enquanto os testes experimentais foram realizados em uma máquina de 2,2kW. Esta diferença expressiva entre as potências nominais das máquinas submete o controlador a um teste

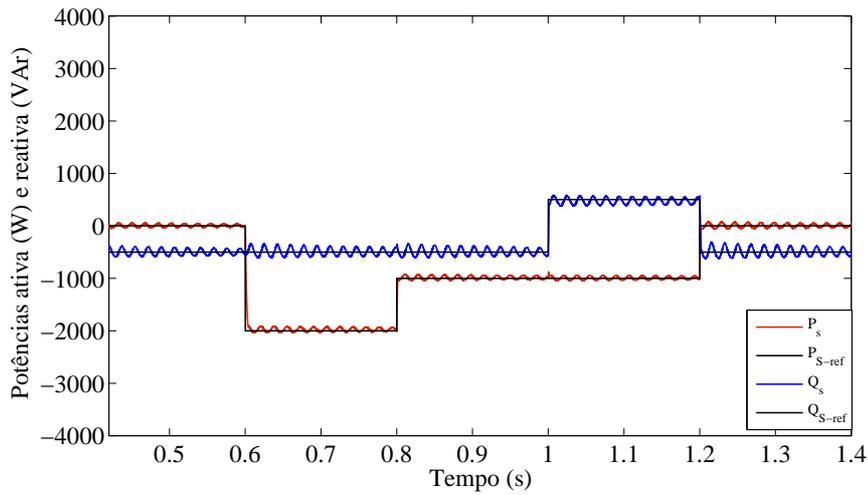
mais rigoroso, pois algumas simplificações realizadas para as máquinas de alta potência, conforme apresentado no desenvolvimento do modelo do CDP, possuem maior influência nas máquinas de baixa potência. Por isso, a coleta das amostras de treinamento para rede neural foi realizada por meio da simulação digital da máquina de 2 MW.

Devido a esta diferença entre as potências das máquinas, simulação e experimental, os resultados dos testes experimentais estão acompanhados de testes de simulação digital utilizando os parâmetros do GIDA de 2,2 kW, com o objetivo de validar o controle proposto e a capacidade de generalização da MLP utilizada. A mesma estrutura neural treinada para a simulação de 2 MW foi empregada nos testes de simulação e experimental da máquina de 2,2 kW. A diferença é que os sinais de referências e realimentados são divididos pelos valores nominais da máquina de 2,2 kW.

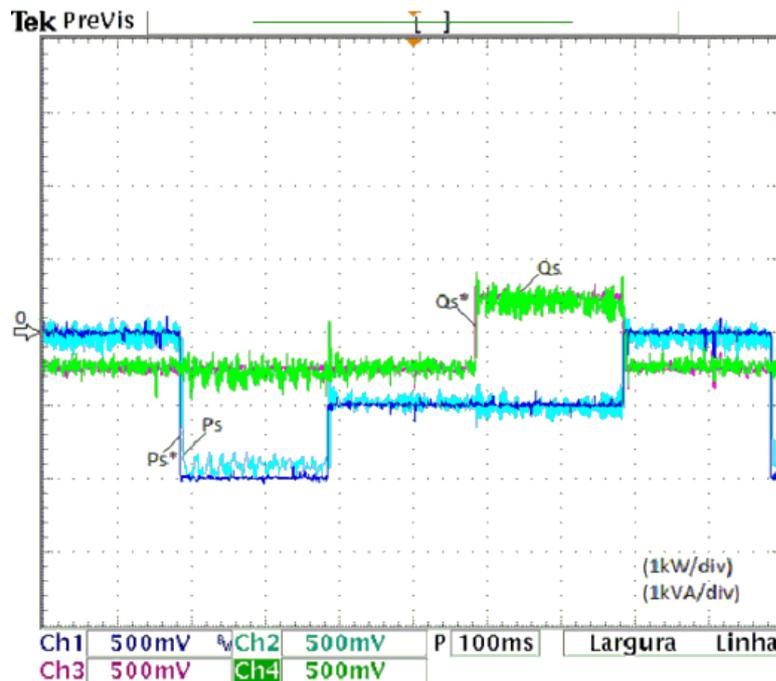
Outro aspecto importante no processo de implementação é a biblioteca matemática do DSP utilizado, TMS320F28x *IQmath Library*, não possuir a função de ativação utilizada na camada oculta da RNA, a tangente hiperbólica. Com isso, foi necessário realizar uma aproximação desta função. Com base nos estudos realizados por (Silva, 1998) a função arco-tangente pode ser apresentada como uma alternativa à função tangente hiperbólica para a implementação computacional. Portanto, utilizou-se esta função no algoritmo utilizado para o controle durante os testes experimentais.

O motor de indução com rotor gaiola de esquilo, mecanicamente acoplado ao GIDA, foi alimentado com tensão e frequência do barramento infinito, ou seja, não há controle sobre este motor, que, conseqüentemente, irá operar na velocidade subsíncrona. Os testes de simulação digital também foram realizados nesta condição de velocidade. Porém, na prática, há uma pequena oscilação na velocidade da MI devido aos degraus nas referências das potências do gerador, que representam o efeito de um degrau de carga. Na simulação, isto não ocorre, ou seja, a velocidade é constante.

Os resultados dos testes experimentais, referente aos da Figura 5.5, são apresentados nas Figuras 5.12, 5.13, 5.14 e 5.15.



(a) Potências ativa e reativa de estator (simulação).



(b) Potências ativa e reativa de estator (experimental).

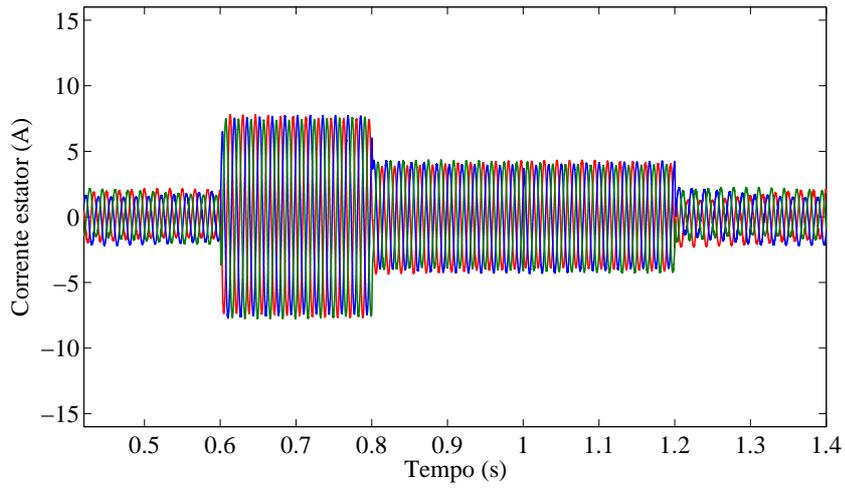
Figura 5.12: Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(c).

Os degraus nas referências das potências ativa e reativa, Figuras 5.12(a) e 5.12(b), mostram o desempenho satisfatório do controle, pois as potências controladas seguem suas respectivas referências, com dinâmica de resposta rápida nos transitórios, controle independente e estável em

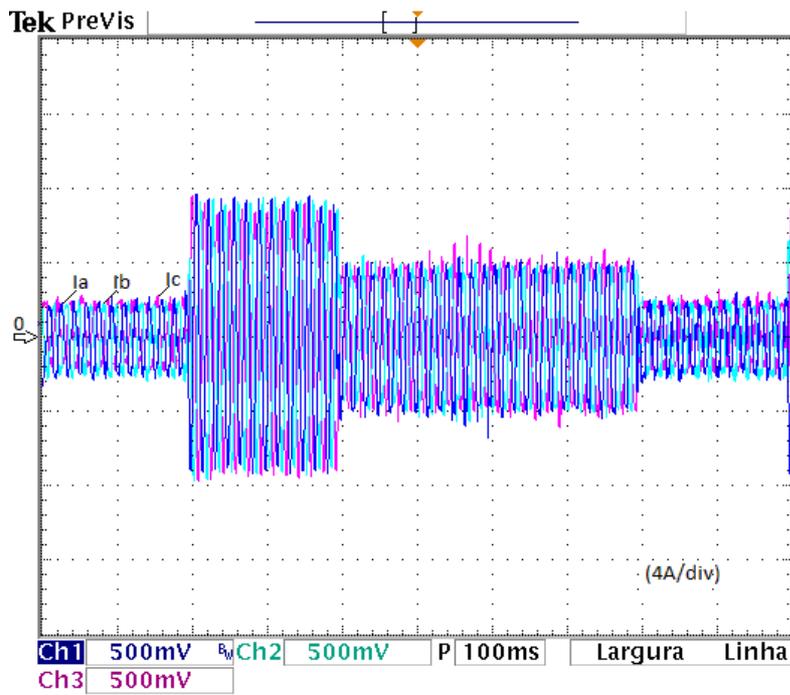
regime permanente, resultados que validam o controle proposto. Apenas o resultado experimental apresenta um erro de regime, aproximadamente 6%, quando a referência da potência ativa está em -2kW. Este erro pode ser justificado pela aproximação da função de ativação, conforme descrito anteriormente, pois este erro é evidente quando o gerador está operando próximo da potência nominal. Além deste fato, e conforme já mencionado, há a influência das aproximações realizadas no modelo do CDP, a presença de ruídos nos circuitos de condicionamento, assim como a estimação da posição do rotor, que é medida a partir da leitura do *encoder*. Esses fatos, quando somados, podem influenciar nas respostas do teste experimental, visto que, os resultados de simulação não apresentam este efeito.

Na Figura 5.15, são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de fase de estator. Observa-se o comportamento da corrente em função do valor da potência ativa gerada, assim como na Figura 5.13, e também é importante mencionar a defasagem entre a corrente e a tensão de estator, que é de  $90^\circ$  quando a potência ativa é zero e de  $180^\circ$  para os outros valores, -2kW e -1kW, caracterizando o funcionamento no modo gerador da máquina de indução duplamente alimentada (MIDA).

As Figuras 5.14(a) e 5.14(b) mostram as respostas referentes às correntes de rotor, que seguem um perfil conforme os degraus das potências de estator, ou seja, com alteração dos níveis de corrente para as alterações da potência ativa e inversão da sequência de fase na transição da potência reativa implicando em alteração do fator de potência.

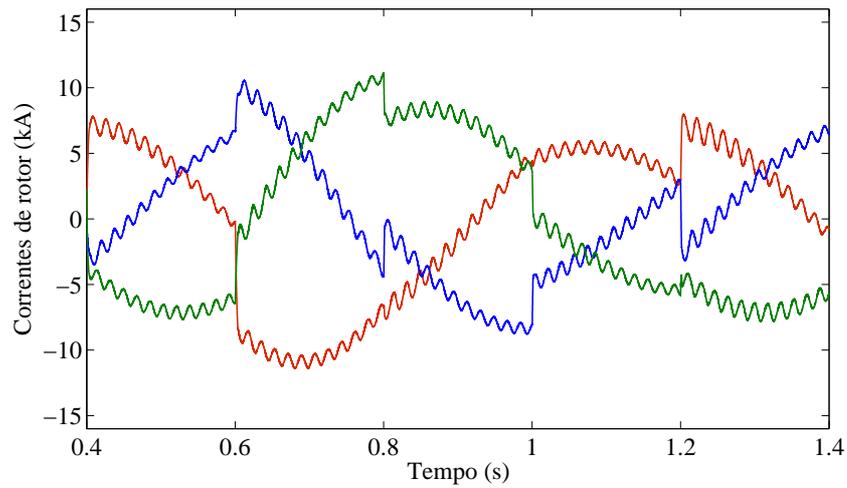


(a) Corrente trifásica de estator (simulação).

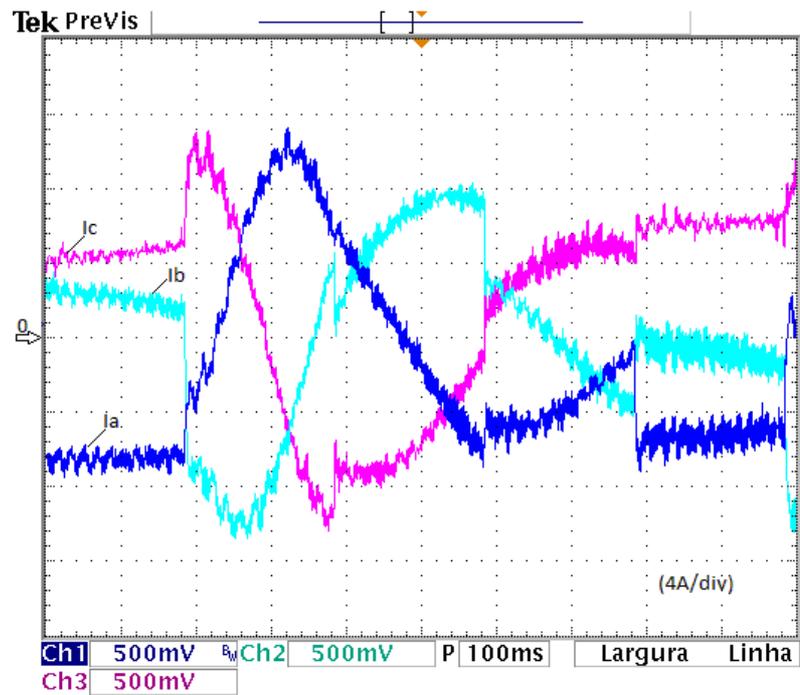


(b) Corrente trifásica de estator (experimental).

Figura 5.13: Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(a).

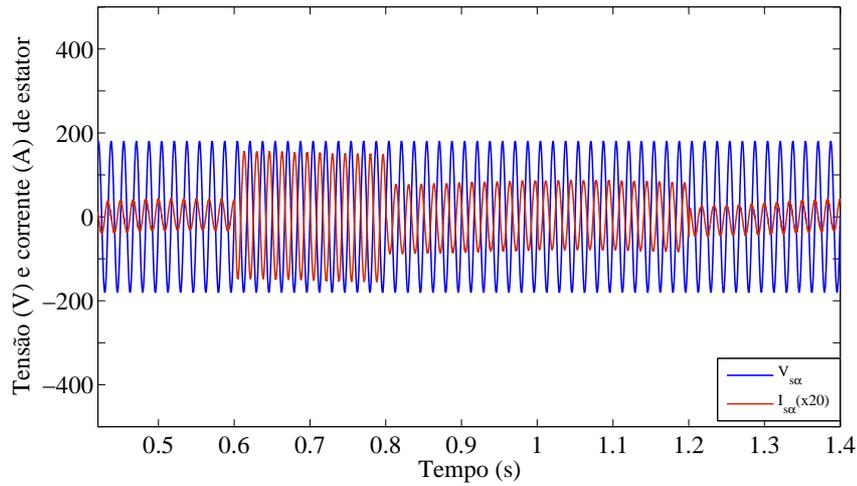


(a) Corrente trifásica de rotor (simulação).

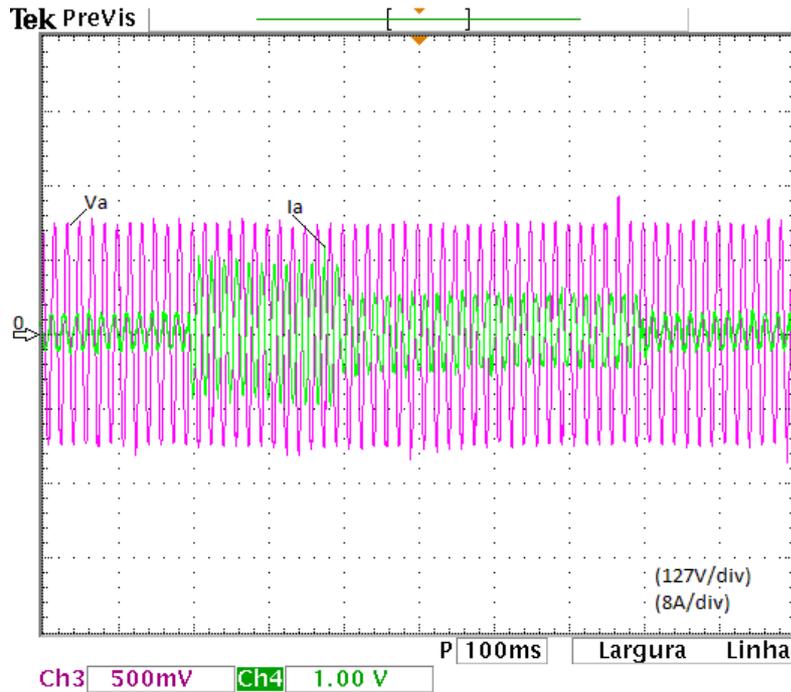


(b) Corrente trifásica de rotor (experimental).

Figura 5.14: Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(b).



(a) Tensão e corrente de fase de estator (simulação).

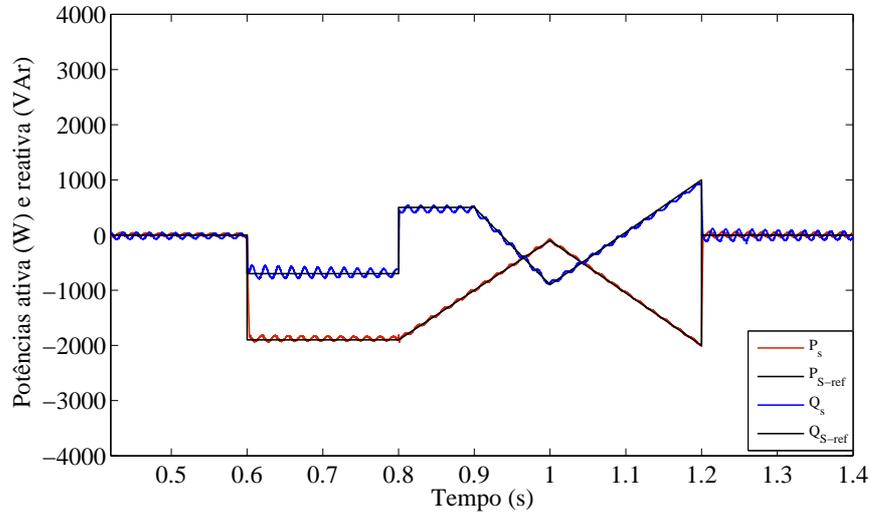


(b) Tensão e corrente de fase de estator (experimental).

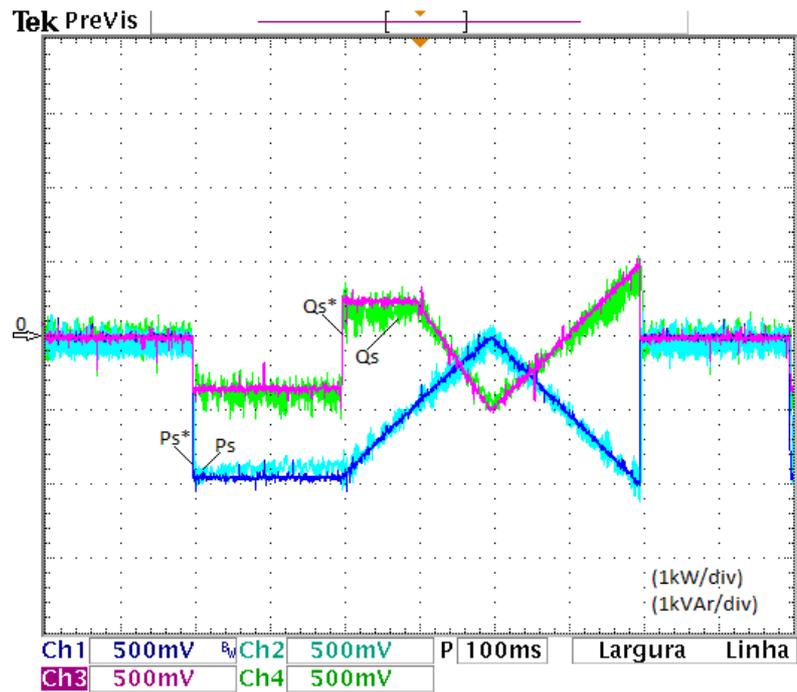
Figura 5.15: Testes para o GIDA de 2kW referentes à Figura 5.5(d).

Outro perfil de potência que foi inserido no algoritmo de controle para o teste experimental está relacionado com o perfil da Figura 5.9. Os valores das potências ativa e reativa são diferentes

aos utilizados para a coleta das amostras de treinamento e com um perfil diferenciado também. Estes resultados estão apresentados nas Figuras 5.16, 5.17, 5.18, 5.19.



(a) Potências ativa e reativa de estator (simulação).



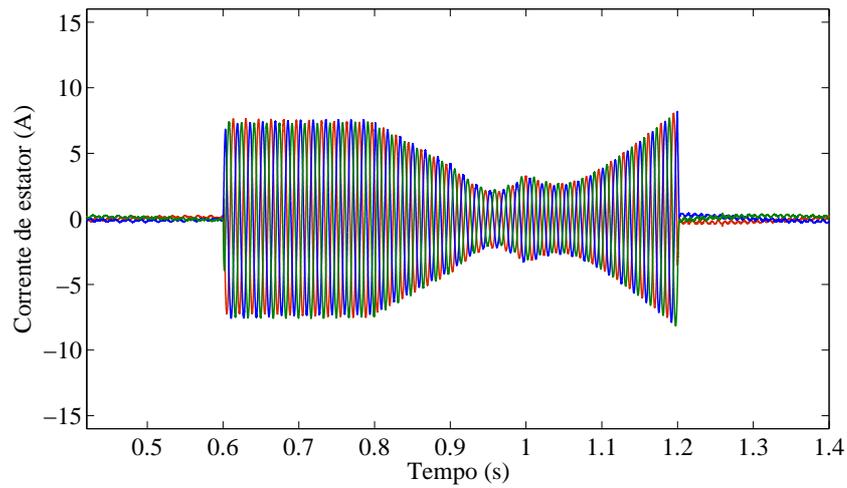
(b) Potências ativa e reativa de estator (experimental).

Figura 5.16: Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(c).

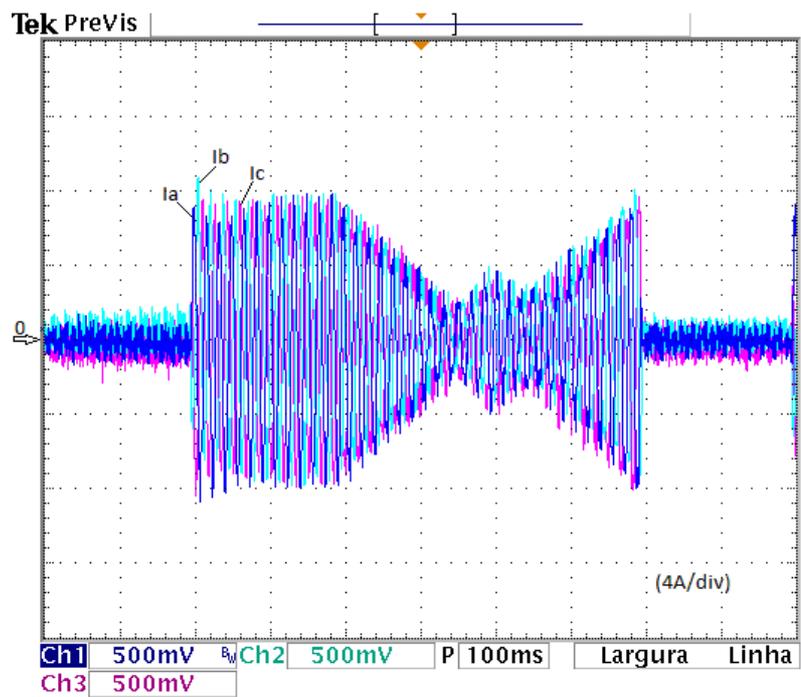
Na Figura 5.16, estão presentes os perfis das potências de estator que, no início do teste, estão com referência nula. No instante  $t = 0,6s$ , ocorre simultaneamente alteração de  $P_s$  de 0 W para -1,9 kW e  $Q_s$  de 0VAR para -0,7 kVAR. Em  $t = 0,8s$ , inicia-se uma alteração em rampa até  $P_s$  igual a -0,1 kW, no instante  $t = 1s$ , que corresponde ao início de outra variação em rampa para  $P_s$  até -2 kW, em 1,2s. No caso de  $Q_s$ , em 0,8s, ele foi alterado de -0,7 kVAR para 0,5 kVAR. A alteração em rampa inicia-se em  $t = 0,9s$  até 1s, partindo com o valor de 0,5 kVAR até -1 kVAR. Em seguida, é aplicada outra alteração em rampa até  $t = 1,2s$ , onde  $Q_s$  é igual a 1 kVAR. Os resultados experimentais são satisfatórios novamente, validando o controle proposto, pois as variáveis de potência seguem as respectivas referências com as mesmas características favoráveis do teste anterior. O problema apresentado neste teste também está relacionado com um erro de regime em  $P_s$ , quando o degrau de referência aproxima-se da potência nominal do gerador. Porém, neste caso, o erro é aproximadamente 5%, assim como na potência reativa.

Na Figura 5.19, são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de fase de estator. Observa-se que, durante o período em que as potências são nulas, as correntes de estator estão próximas de zero e respondem imediatamente e de forma idêntica à variação das potências até o final da simulação, assim como na Figura 5.17. Também é importante mencionar a defasagem entre a corrente e a tensão de estator, que é de  $180^\circ$  quando a potência ativa é diferente de zero, caracterizando o funcionamento no modo gerador da MIDA.

As Figuras 5.18(a) e 5.18(b) mostram as respostas referentes às correntes de rotor, que seguem um perfil conforme os degraus das potências de estator, ou seja, com alteração dos níveis de corrente para as alterações da potência ativa e inversão da sequência de fase na transição da potência reativa, quando ocorre a alteração do fator de potência, do mesmo modo que o teste experimental anterior. A pequena diferença nas correntes de rotor entre os resultados de simulação digital e experimental para o gerador de 2,2 kW está relacionada ao perfil de velocidade do motor de indução gaiola de esquilo, que varia conforme são inseridos os degraus de potência do gerador, fato que na simulação não ocorre, pois a velocidade é constante.

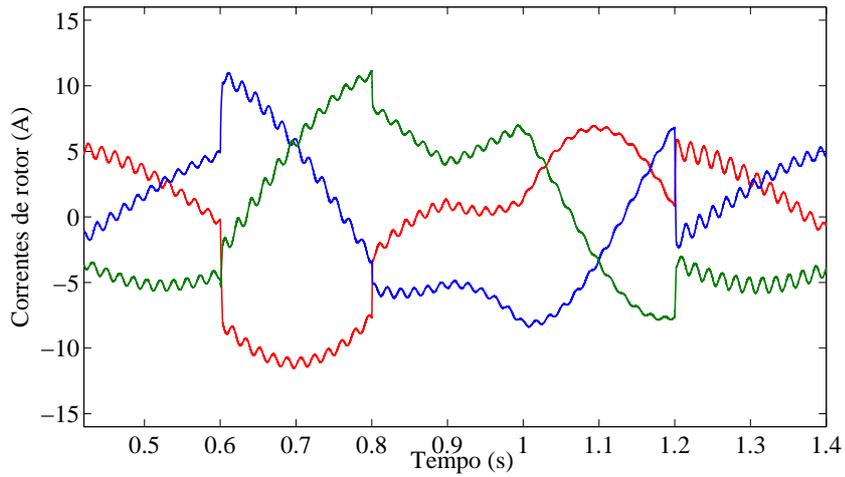


(a) Corrente trifásica de estator (simulação).

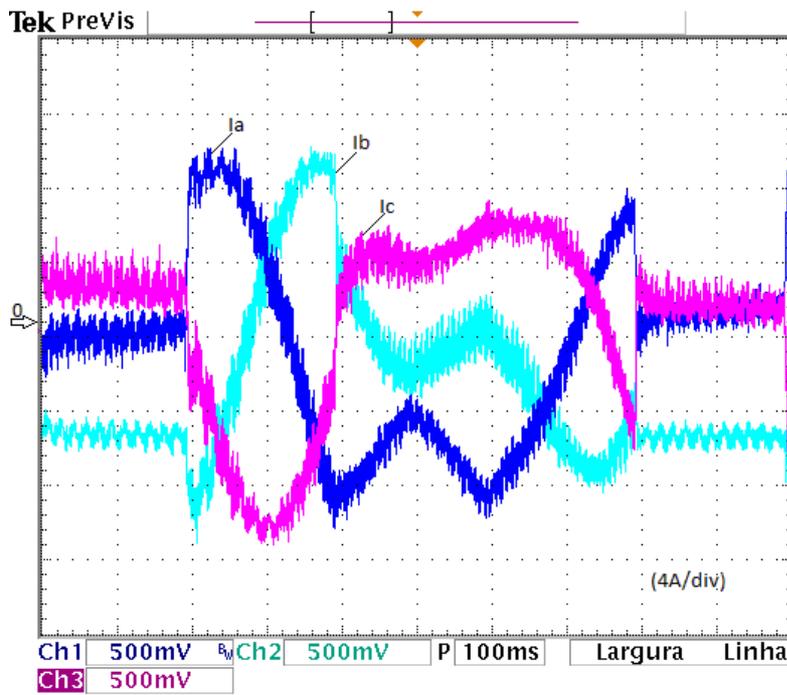


(b) Corrente trifásica de estator (experimental).

Figura 5.17: Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(a).

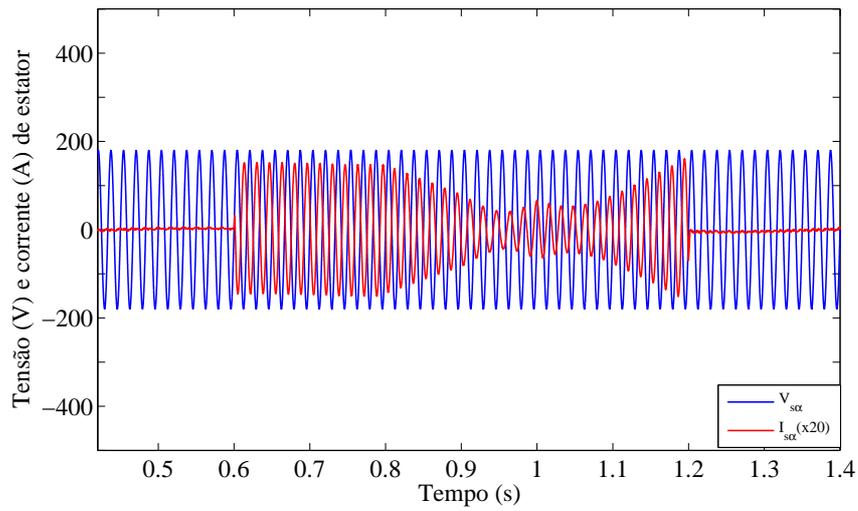


(a) Corrente trifásica de rotor (simulação).

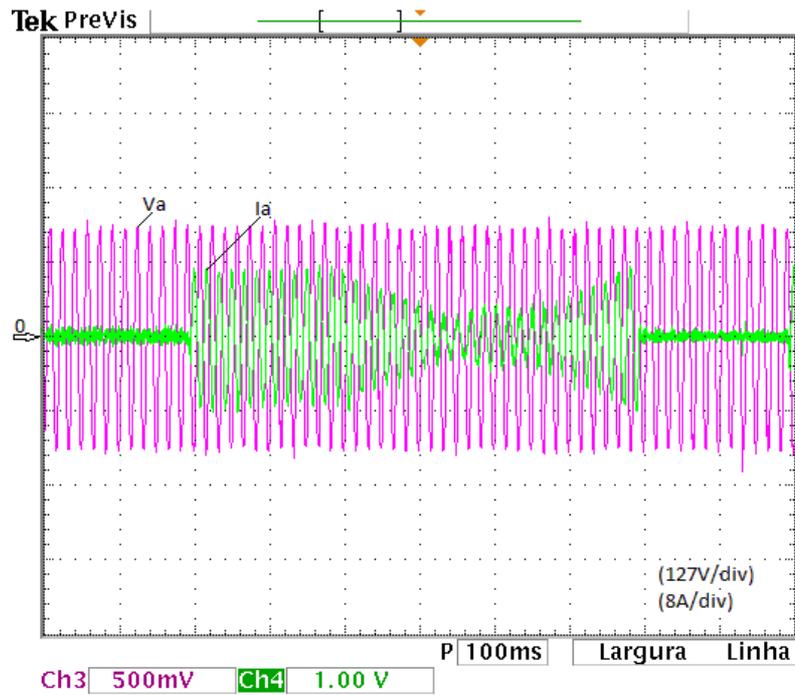


(b) Corrente trifásica de rotor (experimental).

Figura 5.18: Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(b).



(a) Tensão e corrente de fase de estator (simulação).



(b) Tensão e corrente de fase de estator (experimental).

Figura 5.19: Testes para GIDA de 2kW referentes à Figura 5.9(d).



---

## CAPÍTULO 6

### Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

---

#### 6.1 Conclusão

Neste trabalho é apresentado o Controle Direto de Potência utilizando Redes Neurais Artificiais MLP (CDP-MLP) aplicado ao gerador de indução duplamente alimentado cujo modelo é escrito com a orientação do fluxo de estator.

Os resultados apresentados pela simulação do controlador CDP-MLP mostram que o mesmo é eficiente para o controle independente das potências ativa e reativa, nas condições de funcionamento com velocidades constantes e variáveis, sendo que esses valores de velocidade podem estar abaixo ou acima da velocidade síncrona. Ressalta-se ainda que o controlador proposto propiciou respostas transitórias de curta duração e, em regime permanente, de baixa oscilação.

Outra vantagem apresentada pelo controlador proposto é que, a partir do treinamento de uma RNA-MLP com os dados de um GIDA de 2MW, pode-se utilizá-lo para o controle de um GIDA de 1/1000 dessa potência, ou seja, uma máquina de 2,2kW. Este resultado destaca a capacidade de aproximação universal da rede neural MLP utilizada.

Conclui-se, então, que o controlador CDP-MLP proposto funciona de modo satisfatório, no transitório e no regime permanente, oferecendo uma alternativa para controle do GIDA com baixo esforço computacional.

### 6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Estudar a aplicação de redes neurais artificiais recorrentes, diferentemente deste trabalho que utiliza uma rede neural artificial não-recorrente, ao controle direto de potência.

Outras condições de operação, tais como desequilíbrio e afundamento de tensão, podem ser explorados.

Simulação e implementação sem a realimentação de velocidade, por exemplo, utilizar uma RNA como estimador da velocidade do eixo de rotor do GIDA.

---

## APÊNDICE A

### Dados das Máquinas Utilizadas

---

Valores nominais da máquina de indução duplamente alimentada 2MW

---

Tensão nominal de estator  $V_n$ ..... 690 V

Frequência nominal de estator  $f_n$ ..... 60Hz

Potência nominal  $P_n$ ..... 2MW

Números de pares de pólos  $n_p$ ..... 2

---

Parâmetros da máquina de indução duplamente alimentada 2MW

---

Resistência de estator  $R_s$ ..... 0,002381 $\Omega$

Resistência de rotor  $R_r$ ..... 0,002381 $\Omega$

Indutância de estator  $L_s$ ..... 1.9576mH

Indutância de rotor  $L_r$ ..... 1,9448mH

Indutância de magnetização  $L_m$ ..... 1.8944mH

Inércia da máquina  $J$ .....59Km.m<sup>2</sup>

---

## Apêndice A Dados das Máquinas Utilizadas

---

Valores nominais da máquina de indução duplamente alimentada 2,2kW

---

Tensão nominal de estator $V_n$ .....	220/380 V
Corrente nominal de estator $I_n$ .....	8,34/4,83 A
Frequência nominal de estator $f_n$ .....	60Hz
Potência nominal $P_n$ .....	3cv
Números de pares de pólos $n_p$ .....	2

---

Parâmetros da máquina de indução duplamente alimentada 2,2kW

---

Resistência de estator $R_s$ .....	2,4 $\Omega$
Resistência de rotor $R_r$ .....	1,8 $\Omega$
Indutância de estator $L_s$ .....	98,14mH
Indutância de rotor $L_r$ .....	98,14mH
Indutância de magnetização $L_m$ .....	91,96mH
Inércia da máquina J.....	0,05K m.m <sup>2</sup>
Relação de espiras $N_1/N_2$ .....	2,73

---

---

Valores nominais da máquina de indução rotor gaiola de esquilo

---

Tensão nominal de estator $V_n$ .....	220/380 V
Corrente nominal de estator $I_n$ .....	8,34/4,83 A
Frequência nominal de estator $f_n$ .....	60Hz
Potência nominal $P_n$ .....	3cv
Números de pares de pólos $n_p$ .....	2

---

Parâmetros da máquina de indução

---

Resistência de estator $R_s$ .....	2,229 $\Omega$
Resistência de rotor $R_r$ .....	1,66 $\Omega$
Indutância de estator $L_s$ .....	24,4397mH
Indutância de rotor $L_r$ .....	24,9716mH
Indutância de magnetização $L_m$ .....	23,8485mH
Inércia da máquina J.....	0,0067Km.m <sup>2</sup>

---



---

## APÊNDICE B

### Descrição da bancada experimental utilizada

---

#### B.1 Sistema Implementado

Processadores digitais de sinais têm sido projetados para aplicações específicas; para controle de motores há, por exemplo, o DSP TMS320F2812 da Texas Instruments, empregado no presente trabalho juntamente com o software de desenvolvimento Code Composer Studio, que implementa e processa o algoritmo de controle em tempo real. Para que os dados sejam fornecidos e adquiridos pelo processador, os fabricantes de dispositivos eletrônicos criaram placas que contêm processador, periféricos e interfaces tais como: conversores analógico/digital e digital/analógico; comparadores; memória adicional; unidades de entrada e saída PWM, etc. Como na época da aquisição do DSP TMS320F2812 ainda não havia tais placas de avaliação completas, adquiriu-se o chamado starter kit eZdspTM da Spectrum Digital (Spe (2002)).

A Figura B.1 exibe uma foto da bancada utilizada, incluindo a parte de potência, o DSP, os circuitos de interfaceamento, o computador pessoal e o osciloscópio. A parte do sistema implementado consiste simplesmente de um retificador trifásico ligado à rede de alimentação através do variac, e um inversor PWM industrial composto por 6 chaves do tipo IGBT e os respectivos “*drivers*”. Este inversor é ligado aos terminais de rotor do GIDA, na qual o estator esta conectado à rede. O GIDA é acoplado mecanicamente ao eixo da máquina de indução trifásica de alta eficiência, rotor gaiola de esquilo, formando um conjunto motor-gerador. O MI

## Apêndice B Descrição da bancada experimental utilizada

trifásico irá fazer a função de fornecer potência mecânica ao gerador, que irá operar na velocidade subsíncrona.



Figura B.1: Foto da bancada.

As grandezas medidas no sistema são as correntes de estator,  $i_{a1}$  e  $i_{b1}$ , e as tensões de estator,  $v_{ab1}$  e  $v_{bc1}$ , as quais são medidas com sensores de efeito Hall. A velocidade do eixo do motor é feita por um encoder que gera dois pulsos em quadratura, sendo a velocidade proporcional à quantidade de pulsos medidos num intervalo de tempo. Da velocidade, determina-se a posição do rotor.

Para a interface entre o DSP e a parte de potência, isto é, pulsos vindos do *encoder*, pulsos PWM e sinais de correntes e tensões, foi necessária a construção de circuitos de interfaceamento. Para a interface entre o DSP e os pulsos vindos do *encoder*, que têm amplitude máxima de 5V, foi necessário condicioná-los para o valor máximo de 3,3V. Já os pulsos PWM gerados pelo DSP são de 0 a 3,3V, mas a faixa de operação dos sinais de comando das chaves é de 0 a +15V. Assim, foi construído um circuito de interface que eleva este sinal para os níveis exigidos. Sinais

de correntes e tensões são adequadas ao conversor analógico/digital (CAD) do DSP Tex (2003a), que funciona de 0 a 3 V.

## B.2 Algoritmo de Controle

No algoritmo descrito na função *main* do código, são inicializados os conversores AD, configuradas as entradas e saídas digitais, habilitadas e configuradas as interrupções via *timers*. A última instrução da função *main* é um “*FOR*” infinito, que é executado indefinidamente com a finalidade de manter o DSP sempre operando, à espera das interrupções empregadas, nas quais os algoritmos são realizados, como descrito a seguir:

- Inicialização do sistema de controle;
- Configuração das entradas e saídas digitais;
- Estados “*Default*” das interrupções;
- Habilitação das interrupções;
- Configuração dos registradores da comparação;
- Configuração e habilitação dos “*Timers*”;
- Inicialização e configuração do conversor A/D;
- Aguarda interrupção, for infinito.

Na programação do DSP, foram utilizadas duas interrupções:

### 1) Interrupção de $50\mu s$

- Medição das tensões e correntes de linha do estator e a transformação dessas variáveis ao sistema de coordenadas estacionário;
- Estimativa da posição angular do fluxo de estator;
- Cálculo dos valores referentes às potências ativa e reativa.

### 2) Interrupção de $200\mu s$

- Cálculo da velocidade e posição do rotor a partir da leitura dos pulsos do encoder;
- Implementação do algoritmo da MLP, pesos e funções de ativação, que geram os valores de  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$  a partir da velocidade de rotor e dos valores referentes às potências ativa e reativa, determinadas na interrupção anterior;
- Implementação do SVM.

### B.3 Velocidade e posição do rotor

Para a medição da velocidade do rotor do GIDA, é acoplado em seu eixo um gerador rotativo incremental de pulsos (*encoder*). Os pulsos, A e B, com frequência variável e defasados entre si de  $90^\circ$ , ao passarem pelo circuito de interface ingressam no dispositivo específico do DSP chamado de circuito QEP. O circuito QEP faz a contagem dos flancos de subida e descida dos pulsos do *encoder*, aumentando a resolução deste dispositivo para 6000 ppr, e determina o sentido de rotação do motor, de acordo com a ordem dos pulsos A e B. O processo de leitura do encoder é baseado na contagem de pulsos emitidos em um período de tempo fixo (período de amostragem).

Um aspecto importante a ser ressaltado é que a precisão obtida com este tipo de implementação está limitada pela resolução do “*encoder*” e por  $T_s$ . Neste método de implementação do controle vetorial, o ângulo  $\theta_r$  é obtido a partir da integração da velocidade elétrica do rotor.

---

## Referências Bibliográficas

---

- Abad, G., Rodriguez, M., Iwanski, G. and Poza, J. (2010). Direct power control of doubly-fed induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.25, February .
- Aghatehrani, R., Fan, L. and Kavasseri, R. (2009). Coordinated reactive power control of dfig rotor and grid sides converters, *Power and Energy Society General Meeting. PES '09, IEEE*, pp.1-7 .
- Barambones, O., Durana, J. and Kremers, E. (2010). A neural network based wind speed estimator for a wind turbine control, *15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, April, pp.1383-1388 .
- Belfedal, C., Moreau, S., Champenois, G., Allaoui, T. and Denai, M. (2008). Comparison of pi and direct power control with svm of doubly fed induction generator, *Journal of Electrical e Electronics Engineerinig*, Vol.8, pp.633 - 641 .
- Bim, E. (2009). *Máquinas Elébricas e Aacionamento*, Elsevier.
- Cherkassky, V. and Mulier, F. (1998). *Learning From Data*, John Wiley e Sons.
- Datta, R. and Ranganathan, V. (2001). Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors, *IEE Transactions Power Electronics*, Vol.16, 3, pp.390-399 .
- Ferreira, H. M. (2008). Uso de ferramentas de aprendizado de máquina para prospecção de perdas comerciais em distribuição de energia elétrica, *Dissertação de Mestrado - FEEC - UNICAMP* .
- Guo, A., Yang, J. and Bao, H. (2008). Pid neural network decoupling control for doubly fed hydro-generator system, *Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation*, pp.25-27, June .

## B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- Haykin, S. (1999). *Neural Networks: a Comprehensive Foundation*, Prentice Hall.
- Hu, J., He, Y. and Xu, L. (2008). Dynamic modeling and direct power control of wind turbine driven dfig under unbalanced network voltage conditions, *Journal of Zhejiang University Science A*, pp.1731 - 1740 .
- Jacomini, R. V. (2008). Controle do fluxo de potência do gerador de indução duplamente alimentada funcionando na velocidade subsíncrona, *Dissertação de Mestrado - FEEC - UNICAMP* .
- Jou, S., Lee, S., Park, Y. and Lee, K. (2009). Direct power control of a dfig in wind turbines to improve dynamics responses, *Journal of Power Electronics*, vol.09, September .
- Kannelosi, F. D. and Hatziaargyriou, N. (2002). A new control scheme for variable speed wind turbines using neural networks, *Power Engine Society Winter Meeting, Janeiro, Vol.2. IEEE* .
- Kazemi, M., Yazdankhah, A., Kojabadi, H. and Lee, K. (2010). Direct power control of a dfig in wind turbines to improve dynamics responses, *Renewable e Energy 35*, pp.1033-1042, *Elsevier Science LTDA* .
- Lan, L. and Yanli, L. (2009). Rotor speed indentification of doubly-fed generator system based on neural network, *International Conference on E-Learning, E-Business, Enterprise Information Systems, and E-Government* .
- Lellis, M. M. (2007). Fontes alternativas de energia elétrica no contexto da matriz energética brasileira: meio ambiente, mercado e aspectos jurídicos, *Tese de Mestrado - UNIFEI* .
- Li, S., Chaloo, R. and Nemmers, M. (2009). Comparative study of dfig power control using stator-voltage and stator-flux oriented frames, *Power e Energy Society General Meeting. PES '09, IEEE*, pp.1-8 .
- Manel, J., Jihen, A. and Ilhem, S. (2009). A novel approach of direct active and reactive power control allowing the connection of the dfig to the grid, *Power Electronic and Application, 13 European Conference*, pp.8-10 September .
- McCulloch, W. S. and Pitts, W. (1943). A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity., *Bull. Math. Biophysics*, 5, pp.115-133. .
- Rajaji, L. and Kumar, C. (2009). Neural network controller based induction generator for wind turbine applications, *Indian Journal of Science and Technology*, Vol 2, February .

- Segnini, H. H. (2006). Controle do fluxo de potência da máquina de indução duplamente alimentada, *Dissertação de Mestrado - FEEC - UNICAMP* .
- Silva, I. N. d., Spatti, D. H. and Flauzino, R. A. (2010). *Redes Neurais Artificiais: para engenharia e ciências aplicadas*, Artliber.
- Silva, L. N. C. (1998). Análise e síntese de estratégias de aprendizado para redes neurais artificiais, *Tese de Mestrado - FEEC - UNICAMP* .
- Soares, O., Gonçalves, H., Martins, A. and Carvalho, A. (2009). Nonlinear control of the doubly-fed induction generator in wind power systems, *Renewable e Energy 35*, pp.1662-1670, *Elsevier Science LTDA* .
- Spe (2002). *eZdsp F2812<sup>TM</sup> Technical Reference*.
- Sun, D., Guo, X., Shang, L. and He, Y. (2008). Modified dpc for dfig based wind power generation under unbalanced grid-voltage, *International Conference on Eletrical Machines and Systems, October*, pp.2299-2304 .
- Takahashi, I. and Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEE Transactions Industry Applications, Vol.22*, .
- Tex (2001). *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812, Digital Signal Processors*.
- Tex (2002). *IQmath Library - A Virtual Floating Point Engine*.
- Tex (2003a). *TMS320F28x DSP Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide*.
- Tex (2003b). *TMS320F28x DSP Event Manager (EV) Reference Guide*.
- Villanueva, W. J. P. (2006). Comitê de máquinas em predição de séries temporais, *Dissertação de Mestrado - FEEC - UNICAMP* .
- Von Zuben, F. J. (1993). Redes neurais aplicadas ao controle de máquina de indução, *Dissertação de Mestrado - FEEC - UNICAMP* .
- Von Zuben, F. J. (1996). Modelos paramétricos e não-paramétricos de redes neurais artificiais e aplicações, *Tese de Doutorado - FEEC - UNICAMP* .
- Xiao-Ming, G., Dan, S., Ben-Teng, H. and Ling-Ling, H. (2007). Direct power control for wind-turbine driven double-fed induction generator with constant switch frequency, *Proceeding of International Conference on Eletrical Machines and Systems, October*, pp.8 - 11, *Seoul, Korea* .

## B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- Yan, J., Chen, J., Ma, H., Liu, H. and Chen, L. (2009). The survey of electrical control system of wind turbine generators, *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply* .
- Zhao, J., Li, X., Haoi, J. and Lu, J. (2010). Reactive power control of wind farm made up with doubly fed induction generators in distribution system, *Electric Power Systems Research 80*, pp.698-706, *Elsevier Science LTDA* .
- Zhi, D. and Xu, L. (2007). Direct power control of dfig with constant switching frequency and improved transient performance, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.22, March .
- Zhi-nong, W., Jia-jia, W., Lian-shan, H., Xiang, X., Dan, C. and Yue, W. (2009). The intelligent control of dfig-based wind generation, *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, pp.1-5 .
- Zhou, P. and He, Y. (2009). Improved direct power control of a dfig-based wind turbine during network unbalance, *IEEE Transactions on Power Eletronics*, vol.24, November, pp.110-118 .