



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS**  
**ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA**  
**ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**

**Proposta de Uma Estratégia de Controle por**  
**Frequência do Gerador de Indução em Operação**  
**Isolada**

**Leandro de Sousa Borba**

**Orientador: Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra**

**Goiânia**  
**2005**

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

**Leandro de Sousa Borba**

**Proposta de Uma Estratégia de Controle por  
Frequência do Gerador de Indução em Operação  
Isolada**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal de Goiás, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Área de Concentração:** Engenharia Elétrica.

**Orientador:** Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra

**Goiânia  
2005**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)  
(GPT/BC/UFG)

Borba, Leandro de Sousa.

B726p Proposta de uma estratégia de controle por frequência do gerador de indução em operação isolada / Leandro de Sousa. – Goiânia, 2005.  
93f. : il.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica e de Computação, 2005.

**Bibliografia : f. 87-90.**

Inclui anexos.

**1. Eletrônica de potência 2. Geradores magnetodinâmicos 3. Energia direta – Conversão 4. Processamento de sinais – Técnicas digitais 5. Máquinas elétricas de indução I.Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica e de Computação II.Título.  
CDU : 621.314**



Universidade Federal de Goiás  
Escola de Engenharia Elétrica e de Computação  
Coordenação do Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica e de Computação



## FOLHA DE APROVAÇÃO

“Proposta de Uma Estratégia de  
Controle por Frequência do Gerador  
de Indução em Operação Isolada”

# LEANDRO DE SOUSA BORBA

Dissertação defendida e aprovada pela banca examinadora constituída pelos Senhores:

Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra, Orientador – EEEEC/UFG

Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado – Efetivo (UFSM)

Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão – Suplente (UNESP - Sorocaba)

Prof. Dr. Lourenço Matias – Efetivo (EEEC/UFG)

Prof. Dr. José Wilson Lima Nerys – Suplente (EEEC/UFG)

Goiânia, 09 de setembro de 2005

*Dedico esta dissertação aos meus pais Jair e Maria,  
e a meu irmão Leonardo,  
cujo apoio incondicional tem sido  
uma constante em minha vida,  
à Ana Carolina pelo amor  
e paciência nesta longa caminhada  
e a Deus pelo dom da vida*

*“O ignorante afirma,  
o sábio duvida,  
o sensato reflete”*

***Aristóteles***

# *Agradecimentos*

Ao meu orientador professor Dr. Enes Gonçalves Marra, que me conduziu com muita dedicação e humanidade nesta jornada.

Aos professores Dr. Lourenço Matias, Dr. José Wilson e Dr. Antônio Melo pelo constante apoio.

Aos amigos: Msc. Wanir José de Medeiros, Msc. Antônio Marcos de Medeiros, Msc. Luiza Adriana do Reino, Msc. Moisés Gregório da Silva, Msc. Gentil Mota de Moraes Jr. e Msc. Flávia Borges de Mendonça, pelos constantes incentivos.

Aos companheiros de mestrado: Carlos Renato Borges do Santos, Carlos Eduardo de Carvalho, Renata Keli Soares da Silva e Luiz Fernando da Cruz, Yghor Peterson Socorro A. Cunha, Roberto Teruo Kobayashi e Wandré Matos de Medeiros pelo apoio durante os estudos e a montagem experimental.

Aos colegas de trabalho: Msc. André Pereira Marques e Eng<sup>a</sup>. Tânia Maria de Oliveira Serra Hortêncio, pelo apoio decisivo na reta final deste trabalho.

O sistema de desenvolvimento ADSP 21992 EZ-KIT Lite foi adquirido com o apoio do programa universitário da empresa Analog Devices.

Este trabalho contou com apoio financeiro da CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) e SECTEC-GO (Secretaria de Estado de Ciência e Tecnologia de Goiás).



# *Sumário*

<b>Lista de Símbolos</b>	p. 9
<b>Lista de Abreviaturas</b>	p. 12
<b>Lista de Figuras</b>	p. 13
<b>Lista de Tabelas</b>	p. 17
<b>Resumo</b>	p. 18
<b>Abstract</b>	p. 19
<b>1 Introdução</b>	p. 20
1.1 Objetivos do Trabalho . . . . .	p. 21
1.2 Revisão Bibliográfica . . . . .	p. 22
1.3 Organização do Texto . . . . .	p. 22
<b>2 Modelo da Máquina de Indução Trifásica</b>	p. 23
2.1 Modelo da Máquina de Indução em Regime Permanente . . . . .	p. 23
2.2 Modelo Dinâmico da Máquina de Indução . . . . .	p. 27
2.2.1 Descrição do Modelo $\alpha\beta\gamma$ da Máquina de Indução Trifásica . . .	p. 28
2.2.2 Circuito Representativo do Modelo $\alpha\beta\gamma$ da Máquina de Indução Trifásica . . . . .	p. 35
2.3 Operação do Gerador de Indução . . . . .	p. 36
2.3.1 Gerador de Indução Operando de Maneira Isolada . . . . .	p. 37

2.3.2	Processo de Auto-excitação do Gerador de Indução . . . . .	p. 38
2.4	Considerações Finais . . . . .	p. 39
<b>3</b>	<b>Gerador de Indução Controlado Através da Frequência Síncrona</b>	<b>p. 41</b>
3.1	Controle do Gerador de Indução . . . . .	p. 41
3.2	Modelo Implementado para Simulação . . . . .	p. 44
3.2.1	Inversor de Tensão Operando no Modo PWM Senoidal . . . . .	p. 44
3.2.2	Compensador Proporcional Integral . . . . .	p. 44
3.2.3	Geração da Referência Senoidal . . . . .	p. 46
3.2.4	Carga Conectada ao Sistema . . . . .	p. 46
3.2.5	Ajustes para Simulação . . . . .	p. 46
3.3	Resultados das Simulações . . . . .	p. 48
3.3.1	Simulações com Degrau Único de Carga Resistiva . . . . .	p. 49
3.3.2	Simulações com Degrau Duplo de Carga Resistiva . . . . .	p. 52
3.3.3	Simulações com Carga Indutiva . . . . .	p. 55
3.4	Considerações Finais . . . . .	p. 57
<b>4</b>	<b>Análise Experimental do Controle do Gerador de Indução</b>	<b>p. 59</b>
4.1	Descrição do Sistema Implementado . . . . .	p. 59
4.1.1	ADSP 21992 EZ-KIT Lite . . . . .	p. 60
4.1.2	Plataforma Baseada em Microcomputador . . . . .	p. 61
4.1.3	Conjunto Máquina Primária, Gerador e Carga . . . . .	p. 62
4.1.4	Programa Implementado no Processador Digital de Sinais . . . . .	p. 63
4.2	Resultados Experimentais . . . . .	p. 65
4.2.1	Testes Realizados com Cargas Resistivas Equilibradas . . . . .	p. 65
4.2.2	Testes Realizados com Cargas Resistivas Desequilibradas . . . . .	p. 71
4.2.3	Testes Realizados com Cargas Indutivas . . . . .	p. 73

4.2.4	Testes com Retirada de Carga Resistiva . . . . .	p. 75
4.2.5	Testes com Cargas Não Lineares . . . . .	p. 77
4.2.6	Comportamento da Tensão nos Terminais do Gerador de Indução	p. 79
4.3	Considerações Finais . . . . .	p. 81
<b>5</b>	<b>Conclusão</b>	p. 83
	<b>Referências</b>	p. 87
	<b>Anexo A</b>	p. 91
	Dados do Gerador de Indução . . . . .	p. 91
	<b>Anexo B</b>	p. 92
	Formatos Numéricos . . . . .	p. 92

## *Lista de Símbolos*

$B_m$ : Constante de atrito rotacional.

$C_{ca}$ : Capacitância por fase do banco de magnetização do gerador de indução.

$C_{cc}$ : Capacitância no lado cc do conversor PWM

$[f_{abc}]$ : Vetor de grandezas quaisquer representadas em termos das fases a, b e c do estator e do rotor no sistema abc.

$[f_{\alpha\beta\theta}]$ : Vetor de grandezas quaisquer referidas ao sistema  $\alpha\beta\theta$ .

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ : Correntes instantâneas de linha do estator, para as fases a, b, e c respectivamente.

$i'_{ar}, i'_{br}, i'_{cr}$ : Correntes instantâneas de linha do rotor, referidas ao estator, para as fases a, b, e c respectivamente.

$i_{\alpha r}, i_{\beta r}, i_{\gamma r}$ : Correntes instantâneas de linha do rotor, para as fases a, b, e c na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$I_s$ : Corrente de linha no estator.

$I'_r$ : Corrente de linha no rotor, referida ao estator.

$[i_{abc}^a]$ : Vetor das correntes de linha do estator na referência abc.

$[i_{abc}]$ : Vetor das correntes de linha do estator na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$[i'_{abc r}]$ : Vetor das correntes de linha do rotor, referidas ao estator, na referência abc.

$[i'_{\alpha\beta\gamma r}]$ : Vetor das correntes de linha do rotor, referidas ao estator, na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$J$ : Constante de inércia.

$ki$ : Ganho integral do controlador proporcional integral.

$kp$ : Ganho proporcional do controlador proporcional integral.

$[K_\alpha^a]$ : Matriz de transformação do sistema de referências abc para o sistema  $\alpha\beta\gamma$ .

$L_f$ : Indutância série do filtro passa baixas.

$L_{ls}$ : Indutância de dispersão nos enrolamentos do estator.

$L_{ms}$ : Indutância de magnetização dos enrolamentos do estator ou do rotor.

$L'_{lr}$ : Indutância de dispersão nos enrolamentos do rotor, referida ao estator.

$[L_s]$ : Matriz de indutâncias próprias de estator.

$[L_{sr}]$ : Matriz de indutâncias mútuas entre os enrolamentos das fases do rotor e do estator.

$[L'_r]$ : Matriz de indutâncias próprias de rotor, referidas ao estator.

$M$ : Indutância de magnetização do entreferro.

$n_f$ : Número de fases da máquina.

$P_j$ : Potência das perdas no cobre do rotor.

$P_{mec}$ : Potência mecânica da máquina.

$P_r$ : Potência transferida ao rotor.

$P_t$ : Potência total fornecida.

$P_0$ : Potência de perdas magnéticas, perdas mecânicas e perdas adicionais.

$r_m$ : Resistência que representa as perdas magnéticas por histerese, correntes parasitas e demais perdas.

$r_s$ : Resistência dos enrolamentos do estator.

$r'_r$ : Resistência do rotor (enrolamentos ou gaiola).

$[R_s]$ : Matriz das resistências de estator.

$[R'_r]$ : Matriz das resistências de rotor, referidas ao estator.

$s$ : Escorregamento da onda da força magnetomotriz (FMM) do rotor por unidade da velocidade síncrona da máquina.

$T_{mec}$ : Torque mecânico desenvolvido pela máquina de indução.

$V_{cc}$ : Tensão cc no capacitor do conversor PWM.

$V_e$ : Tensão de entreferro por fase.

$V_s$ : Tensão terminal por fase do estator.

$[v_{abcs}^a]$ : Vetor de tensão nas fases do estator na referência abc.

$[v_{abcs}]$ : Vetor de tensão nas fases do estator na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$[v'_{abcr}]$ : Vetor das tensões nas fases do rotor, referidas ao estator.

$X_M$ : Reatância de magnetização do entreferro.

$X_s$ : Reatância de dispersão do do estator.

$X'_r$ : Reatância de dispersão do do rotor.

$[\lambda_{abcs}^a]$ : Vetor de fluxo concatenado nas fases do estator, na referência abc.

$[\lambda_{abcs}]$ : Vetor de fluxo concatenado nas fases do estator, na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$[\lambda'_{abcr}]$ : Vetor de fluxo concatenado nas fases do rotor, referidas ao estator, na referência abc.

$[\lambda'_{\alpha\beta\gamma r}]$ : Vetor de fluxo concatenado nas fases do rotor, referidas ao estator, na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$[\lambda_{\alpha x}]$ : Vetor diferenças de fluxos, resultante da transformação  $\alpha\beta\gamma$ .

$\theta_r$ : Posição angular do rotor em relação ao estator.

$\theta_{r0}$ : Valor inicial da posição angular do rotor em relação ao estator.

$\omega_r$ : Velocidade angular elétrica do rotor.

$\omega_s$ : Velocidade angular elétrica da onda de *FMM* no estator (velocidade síncrona).

## *Lista de Abreviaturas*

DSP: Digital Sinal Processor, processador digital de sinais em inglês.

FMM: Força Magnetomotriz.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor, transistor bipolar de porta isolada em inglês.

MCH: Microcentral Hidroelétrica.

MIT: Máquina de Indução Trifásica.

PI: Proporcional Integral.

PID: Proporcional Integral Derivativo.

PWM: Pulse With Modulation, modulação por largura de pulsos em inglês.

## *Lista de Figuras*

2.1	Circuito equivalente por fase da máquina de indução trifásica. . . . .	p. 25
2.2	Curva típica do conjugado em função da velocidade para máquinas de indução trifásicas. . . . .	p. 27
2.3	Eixos de referência $\alpha\beta\gamma$ sobrepostos aos eixos magnéticos das fases a, b e c do estator de uma máquina de indução trifásica de dois pólos. . . .	p. 32
2.4	Circuito Representativo do modelo $\alpha\beta\gamma$ da máquina de indução trifásica com rotor em gaiola. . . . .	p. 35
2.5	Esquema de operação de um gerador de indução com banco de capacitores fornecendo energia reativa. . . . .	p. 37
2.6	Processo de auto-excitação do gerador de indução trifásico. . . . .	p. 38
3.1	Curvas de torque em função da velocidade de uma máquina de indução trifásica para frequência de $50Hz$ , $60Hz$ e $70Hz$ . . . . .	p. 42
3.2	Diagrama do sistema proposto. . . . .	p. 43
3.3	Inversor usado nas simulações. . . . .	p. 45
3.4	Circuito do compensador PI utilizado nas simulações. . . . .	p. 45
3.5	Circuito utilizado para geração da referência senoidal nas simulações. . .	p. 46
3.6	Ação do filtro passa-baixas na tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 48
3.7	Conexão de uma carga de $180W$ em $t = 4s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 49
3.8	Conexão de uma carga de $180W$ em $t = 4s$ : frequência síncrona. . . . .	p. 49
3.9	Conexão de uma carga de $300W$ em $t = 4s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 50
3.10	Conexão de uma carga de $300W$ em $t = 4s$ : frequência síncrona. . . . .	p. 50
3.11	Conexão de uma carga de $450W$ em $t = 4s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 51
3.12	Conexão de uma carga de $450W$ em $t = 4s$ : frequência síncrona. . . . .	p. 51



3.13	Comparação das curvas de tensão $V_{cc}$ para conexões de cargas de $180W$ , $300W$ e $450W$ . . . . .	p. 52
3.14	Corrente na carga $ca$ de $450W$ . . . . .	p. 52
3.15	Conexão de uma carga de $180W$ em $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de $300W$ em $t = 15s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 53
3.16	Conexão de uma carga de $450W$ em $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de $180W$ em $t = 9s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 53
3.17	Conexão de uma carga de $450W$ em $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de $300W$ em $t = 9s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 54
3.18	Conexão de uma carga equilibrada de $450W$ em $t = 4s$ , seguida da conexão de uma carga desequilibrada de $225W$ , em $t = 9s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 54
3.19	Conexão de uma carga desequilibrada de $200W$ em $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de $350W$ , também desequilibrada, em $t = 9s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 55
3.20	Conexão de uma carga de $300W$ em $t = 4s$ , seguida da conexão de uma carga com potência reativa de $300VAr$ em $t = 12s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 56
3.21	Conexão de uma carga de $300VAr$ em $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de $300VAr$ em $t = 12s$ : tensão $V_{cc}$ . . . . .	p. 57
4.1	Diagrama do sistema proposto. . . . .	p. 60
4.2	Exemplo de tela do aplicativo VisualDSP++ 3.0. . . . .	p. 62
4.3	Foto da implementação experimental do sistema. . . . .	p. 63
4.4	Fluxograma do programa de controle do sistema e comando do conversor. . . . .	p. 64
4.5	Tensão $V_{cc}$ com o sistema sem carga - ( $50V/Div$ ). . . . .	p. 66
4.6	Frequência com o sistema sem carga - ( $4,3Hz/Div$ ). . . . .	p. 66
4.7	Tensão $V_{cc}$ com o sistema alimentando carga resistiva equilibrada de $180W$ - ( $50V/Div$ ). . . . .	p. 67
4.8	Frequência com o sistema alimentando uma carga resistiva equilibrada de $180W$ - ( $4,3Hz/Div$ ). . . . .	p. 67

- 4.9 Tensão  $V_{cc}$  com o sistema alimentando carga resistiva de 180W seguida de conexão de 450W - (50V/Div). . . . . p. 68
- 4.10 Freqüência do sistema alimentando carga resistiva de 630W equilibrada - (4,3Hz/Div). . . . . p. 69
- 4.11 Tensão  $V_{cc}$  com o sistema a vazio, seguido de conexão de carga resistiva de 450W e uma nova conexão de 180W - (50V/Div). . . . . p. 69
- 4.12 Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente alimentando carga resistiva de 450W seguida de conexão de 300W - (50V/Div). . . . . p. 70
- 4.13 Freqüência do sistema alimentando carga resistiva de 750W - (4,3Hz/Div). p. 70
- 4.14 Tensão  $V_{cc}$  com o sistema alimentando carga resistiva de 300W seguida de conexão de 120W desequilibrados - (50V/Div). . . . . p. 71
- 4.15 Freqüência do sistema alimentando carga resistiva desequilibrada de 420W - (4,3Hz/Div). . . . . p. 72
- 4.16 Tensão  $V_{cc}$  com o sistema alimentando carga resistiva desequilibrada de 200W seguida de conexão de 325W desequilibrados - (50V/Div). . . . p. 72
- 4.17 Freqüência do sistema alimentando carga resistiva desequilibrada de 525W - (4,3Hz/Div). . . . . p. 73
- 4.18 Tensão  $V_{cc}$  com sistema alimentando carga resistiva de 450W seguida da partida direta de um motor de indução trifásico de 0,25cv a vazio - (50V/Div). . . . . p. 73
- 4.19 Freqüência do sistema alimentando carga resistiva de 450W seguida da partida direta de um motor de indução trifásico de 0,25cv a vazio - (4,3Hz/Div). . . . . p. 74
- 4.20 Tensão  $V_{cc}$  com sistema alimentando carga mista de 120W e 267VAr seguida da partida direta de um motor de indução trifásico de 0,25cv a vazio - (50V/Div). . . . . p. 75
- 4.21 Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente alimentando carga resistiva trifásica equilibrada de 750W seguida da retirada de 450W - (50V/Div). . . . . p. 76
- 4.22 Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente alimentando carga resistiva trifásica equilibrada de 750W seguida da retirada de 750W - (50V/Div). . . . . p. 76

4.23	Frequência do sistema inicialmente alimentando carga resistiva trifásica equilibrada de $750W$ seguida da retirada de $750W$ - (4,3Hz/Div). . . .	p. 77
4.24	Tensão $V_{cc}$ com o sistema inicialmente a vazio seguida de conexão de retificador trifásico com uma carga de de $370W$ - (50V/Div). . . . .	p. 77
4.25	Frequência do sistema alimentando retificador trifásico com carga de $370W$ - (4,3Hz/Div). . . . .	p. 78
4.26	Tensão $V_{cc}$ com o sistema inicialmente a vazio seguida de conexão de retificador monofásico com uma carga de de $370W$ - (50V/Div). . . .	p. 78
4.27	Frequência do sistema alimentando retificador monofásico com carga de $370W$ - (4,3Hz/Div). . . . .	p. 79
4.28	Tensão nos terminais do gerador de indução operando a vazio e com carga de $630W$ - (100V/Div) . . . . .	p. 80
4.29	Regulação de tensão nos terminais do gerador de indução. . . . .	p. 81

## *Lista de Tabelas*

4.1	Regulação da tensão ca no sistema. . . . .	p. 80
-----	--	-------

## *Resumo*

Neste estudo investigou-se uma alternativa para geração de energia elétrica baseada em Gerador de Indução Trifásico com rotor tipo gaiola de esquilo, associado a um conversor de frequência. O conversor de frequência é chaveado através da modulação PWM (modulação por largura de pulso) senoidal. O objetivo da proposta é de fornecer subsídios para futuros estudos da aplicação de geradores de indução em microcentrais hidrelétricas. Neste trabalho, a frequência fundamental do gerador é variada pelo conversor PWM, de modo a ajustar um valor adequado de escorregamento negativo, no qual o gerador produzirá a potência ativa demandada pela carga. A potência reativa da carga é compensada pelo próprio conversor, uma vez que o capacitor  $C_{cc}$  do conversor representa uma fonte de tensão contínua alimentando o inversor de tensão e os diodos do conversor bidirecional permitem o retorno de energia da carga para o lado cc do conversor. O sistema é controlado por meio de um compensador tipo Proporcional-Integral, a partir do erro produzido pela comparação entre a tensão  $V_{cc}$ , medida sobre o capacitor  $C_{cc}$ , e a referência desejada. Assim sendo, a variável controlada é a tensão  $V_{cc}$ , e a variável de controle é a frequência fundamental do conversor. O gerador de indução opera na região estável e o controle é ajustado de forma que a frequência síncrona fique restrita à faixa de  $\pm 5\%$  em torno da frequência nominal da máquina de indução, neste caso  $60Hz$ . O controlador proporcional-integral e o modulador PWM foram implementados por meio de um processador digital de sinais, modelo ADSP 21992, fabricado pela Analog Devices. Resultados experimentais e de simulação foram obtidos. Observou-se a concordância satisfatória entre os resultados simulados e os resultados experimentais para o comportamento qualitativo do sistema, embora tenham sido constatadas diferenças quantitativas. O ajuste da frequência síncrona mostrou-se uma estratégia capaz de controlar a potência gerada e de regular a tensão terminal do gerador de indução. Contudo, a tensão terminal do gerador manteve-se oscilatória para baixos valores de carga. Conclui-se que o controle necessita de ajustes dinâmicos dos parâmetros, devido às não linearidades do sistema.

# *Abstract*

A strategy based upon a three-phase induction generator, associated with a frequency converter, is proposed as an alternative to an electric-power generation system. The frequency converter is switching using sinusoidal pulse width modulation (PWM). The target of this investigation is support future studies related to the application of induction generators in micro-hydroelectric power plants. In this analysis, a bidirectional frequency converter adjusts the generator synchronous-frequency, in order to match the ac load demand. In addition, the bidirectional frequency converter compensates for the ac-load reactive-power, as the  $C_{dc}$  capacitor acts as a dc source to supply the load and the diodes of the converter allow for the power flow to the system dc side. In this proposal the converter fundamental frequency is controlled by means of a proportional-integral compensator, using the error produced by the difference between the sampled voltage  $V_{dc}$  and the desired reference value. Thus  $V_{dc}$  voltage is the system controlled variable and the converter fundamental-frequency is the system control variable. The generator operates in its stable region so that the frequency range is within  $60Hz \pm 5\%$ , in this particular case. The processing of the proportional-integral compensator as well as the switching control of the frequency converter were implemented based on a digital signal processor, model ADSP 21992, manufactured by Analog Devices. Both simulation and experimental results were obtained and have shown satisfactory qualitative accordance, although some quantitative divergences were noticed. The synchronous frequency adjustment has shown to be a suitable strategy to control the system power generation as well as to regulate the voltages at the generator leads. However, the generator terminal voltage was oscillatory under low ac loading. It was concluded that the parameters of system control need to be dynamically adjusted in order to compensate for its non-linearities.

# 1 *Introdução*

Desenvolvida por Nicola Tesla entre 1882 e 1887, a máquina de indução é hoje em dia a máquina elétrica mais utilizada nas instalações industriais (*MCPHERSON; LARAMORE, 1990*). A Máquina de Indução Trifásica (MIT) possui um grande leque de aplicações devido a algumas de suas características, tais como: baixo custo em relação às outras máquinas elétricas, robustez, simplicidade e alta densidade de Potência ( $W/kg$ ) em relação às demais máquinas.

Operando como gerador, a máquina de indução apresenta ainda determinadas vantagens sobre a tradicional máquina síncrona podendo-se destacar: a ausência de uma fonte de excitação cc, a ausência de escovas alimentadoras (no caso de máquinas de indução com rotor em gaiola) e auto-proteção contra curto-circuitos. Entretanto, o uso de máquinas de indução operando como geradores é ainda muito restrito devido à necessidade de um mecanismo externo de compensação de reativos e às dificuldades de regulação de tensão e frequência quando operando isoladamente. A literatura técnica já apresenta inúmeras abordagens para o tratamento destes problemas (*BANSAL et al., 2003; SEKHAR; MUNI, 2004; BANSAL, 2005*).

O estudo da máquina de indução trifásica operando como gerador recebeu um maior interesse nos últimos anos, principalmente para utilização em aplicações que se baseiam em energias renováveis e alternativas (*ORABI et al., 2004; CARDENAS; PENA, 2004; AHMED et al., 2004a, 2004b*). Destaca-se ainda o surgimento de restrições no fornecimento de energia elétrica no Brasil em meados de 2001 (*JARDINI et al., 2002; CAMARGO et al., 2002*), o que intensificou os estudos de fontes de geração de energia descentralizadas e fomentou o aparecimento de pequenos produtores (*PHAM, 1991; MACHADO et al., 2001*).

Estudos anteriores apresentam estratégias viáveis para utilização do gerador de indução (*MARRA; POMILIO, 1998; MARRA, 1999; PEREIRA et al., 2002; PEREIRA, 2003*). Nestes trabalhos o gerador de indução foi associado a um conversor de frequência bidirecional operando no modo de chaveamento PWM (Modulação por Largura de Pulso). O con-

versor PWM bidirecional foi utilizado com o intuito de se fixar a frequência síncrona nos terminais do gerador de indução e realizar a compensação de reativos.

Dentre as alternativas propostas para utilização do gerador de indução pode-se fazer uma divisão em sistemas com controle pela carga e sistemas com controle da potência gerada. Em sistemas com controle pela carga o gerador trabalha durante 100% do tempo fornecendo energia elétrica em sua máxima capacidade (*MURTHY et al., 1998b; MARRA, 1999; SINGH et al., 2004*). O controle, nestes sistemas, atua adicionando ou retirando cargas extras, à medida que varia a carga dos usuários conectados aos terminais do gerador.

Já os sistemas com controle da potência trabalham no sentido de adequar a quantidade de energia produzida pelo gerador às necessidades da carga (*MARRA; POMILIO, 1998; MARRA, 1999; PEREIRA et al., 2002*). O sistema de geração que será apresentado nesta dissertação terá seu princípio de operação baseado no controle da potência elétrica fornecida à carga conectada aos terminais do gerador através da variação da frequência síncrona.

## 1.1 Objetivos do Trabalho

O presente trabalho tem como objetivo o estudo da utilização da máquina de indução trifásica operando como gerador isoladamente da rede elétrica. A estratégia de controle utilizada, consiste em variar a frequência síncrona de maneira a alterar a potência elétrica produzida. A variação da frequência síncrona será realizada por meio de um conversor de frequência operando no modo PWM, que tem seus pulsos produzidos por um sistema de controle baseado em Processador Digital de Sinais (DSP).

Pretende-se que o sistema apresentado nesta pesquisa possa subsidiar a utilização futura em Microcentrais Hidroelétricas (MCH), para fornecer energia elétrica a localidades de difícil acesso, às redes de distribuição rural, e que disponham de recursos hídricos suficientes (*SMITH, 1996; MURTHY et al., 1998a; EKANAYAKE, 2002*).

Nestas localidades, o custo envolvido na implantação de uma linha de distribuição rural e o baixo consumo tornam tais redes uma atividade deficitária para as concessionárias (*HOLLAND, 1989; DOING, 1999; DEMETRIADES, 2000; SERMON, 2005*). Outra questão no atendimento de cargas rurais é que, devido às características técnicas das redes de distribuição rurais, normalmente elas afetam negativamente os índices de qualidade da concessionária.



## 1.2 Revisão Bibliográfica

Para a realização deste trabalho foi realizada uma pesquisa bibliográfica que abrangeu o gerador de indução e diferentes áreas e assuntos correlatos, tais como: geração de energia através de MCHs, teoria de controle, microprocessadores (especialmente o Processador Digital de Sinais ADSP 21992), simulação computacional e acionamentos elétricos.

Utilizou-se como fonte bibliográfica: manuais fornecidos por fabricantes, livros, apostilas e periódicos. As principais referências encontradas, e que se mostraram relevantes ao trabalho, estão apresentadas ao longo do texto à medida que os temas são apresentados.

## 1.3 Organização do Texto

Na seqüência deste capítulo introdutório, esta dissertação será apresentada em mais 4 capítulos, desenvolvidos da forma descrita a seguir.

O capítulo 2 apresenta o modelo matemático do gerador de indução, discutindo os modelos dinâmico e em regime permanente da máquina de indução. É dado um maior enfoque no modelo  $\alpha\beta\gamma$  da máquina de indução. Constam ainda, neste capítulo, aspectos operacionais do gerador de indução.

O capítulo 3 apresenta uma descrição detalhada do sistema proposto, enfocando o funcionamento de seus principais componentes. Ainda neste capítulo, são apresentados resultados de simulações realizadas com base no modelo do sistema.

No capítulo 4 constam os procedimentos realizados para implementação em laboratório do sistema. Faz-se ainda uma explicação sobre os componentes utilizados na montagem experimental, com destaque para o processador digital de sinais ADSP 21992. Em seguida, são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos.

Conclusões e análises sobre o estudo realizado estão presentes no capítulo 5, que apresenta os pontos mais importantes, contribuições e limitações do sistema proposto. Apresentam-se ainda, sugestões para possíveis trabalhos que darão continuidade ao tema.

## 2 *Modelo da Máquina de Indução Trifásica*

Grande parte da literatura existente sobre a máquina de indução trifásica concentra seus estudos na operação como motor, faixa que pode ser analisada através do modelo em regime permanente. No entanto, algumas aplicações da máquina de indução requerem seu controle dinâmico, e desta forma, necessitam ser representados por meio de um modelo dinâmico (*MARRA, 1999; MARRA; POMILIO, 1998*).

Neste capítulo serão apresentados modelos em regime permanente e dinâmico para a máquina de indução trifásica, além de um breve estudo sobre a operação da máquina de indução como gerador.

### 2.1 **Modelo da Máquina de Indução em Regime Permanente**

A máquina de indução trifásica, também conhecida por máquina assíncrona, recebe esta denominação por que a energia é transmitida do estator ao rotor através do processo de indução. No caso da máquina de indução com rotor tipo gaiola, os enrolamentos rotóricos são formados por barras curto circuitadas.

O fluxo produzido pelos enrolamentos de estator produz força magnetomotriz no rotor, por indução, resultando em correntes limitadas pela impedância rotórica. A interação entre as correntes rotóricas e a indução magnética no entreferro produz o torque interno da máquina de indução (*FITZGERALD et al., 1978*).

No modelo adotado para a máquina de indução trifásica em regime permanente, considera-se que:

- As variáveis do rotor (tensões, correntes, fluxos, reatâncias e resistências) são referidas ao estator.

- A máquina está ligada em Y, sendo o modelo uma representação por fase.
- O fluxo de entreferro apresenta distribuição senoidal ao longo do perímetro da máquina. Não existem, portanto, componentes harmônicas espaciais de fluxo ao longo do entreferro.
- O rotor possui o mesmo número de pólos magnéticos ( $P$ ) do estator.
- É constante a razão entre a tensão terminal de fase no entreferro ( $V_e$ ) e a velocidade angular síncrona ( $\omega_s$ ) da onda de  $FMM$  do estator ( $V_e/\omega_s$ ).
- Os efeitos da saturação sobre a indutância de magnetização são desprezados.
- A resistência relativa às perdas no circuito magnético ( $r_m$ ), inclui ainda as perdas relacionadas à ventilação, ao atrito e a outras perdas mecânicas. Esta aproximação é válida para pequenos desvios em torno de um valor de frequência e velocidade de operação.

A figura 2.1 apresenta o modelo do circuito equivalente em regime permanente. No qual definem-se as seguintes grandezas:

- $V_s$ : tensão terminal por fase do estator;
- $V_e$ : tensão de entreferro por fase;
- $r_s$ : resistência por fase dos enrolamentos do estator;
- $r'_r$ : resistência por fase do rotor (enrolamentos ou gaiola);
- $X_s$ : reatância por fase de dispersão do estator;
- $X'_r$ : reatância por fase de dispersão do rotor;
- $X_M$ : reatância por fase de magnetização do entreferro;
- $r_m$ : resistência por fase que representa as perdas magnéticas por histerese, correntes parasitas e demais perdas;
- $s$ : é o escorregamento da onda da força magnetomotriz ( $FMM$ ) do rotor por unidade da velocidade síncrona da máquina ( $\omega_s$ ).

A parte resistiva do rotor foi propositalmente dividida em duas resistências,  $r'_r$  e  $(1-s)r'_r/s$  de forma que a primeira representa as perdas ôhmicas no cobre do rotor por fase e a segunda a potência mecânica desenvolvida pela máquina por fase.

O modelo apresentado na figura 2.1 é, em alguns casos, simplificado devido à dificuldade de determinação de seus parâmetros. A simplificação consiste em deslocar o ramo de magnetização ( $r_m$  em paralelo com  $X_M$ ) para a entrada do circuito, antes da impedância de estator, entretanto esta simplificação só pode ser feita quando a impedância do ramo de magnetização puder ser considerada muito maior que a impedância de estator.

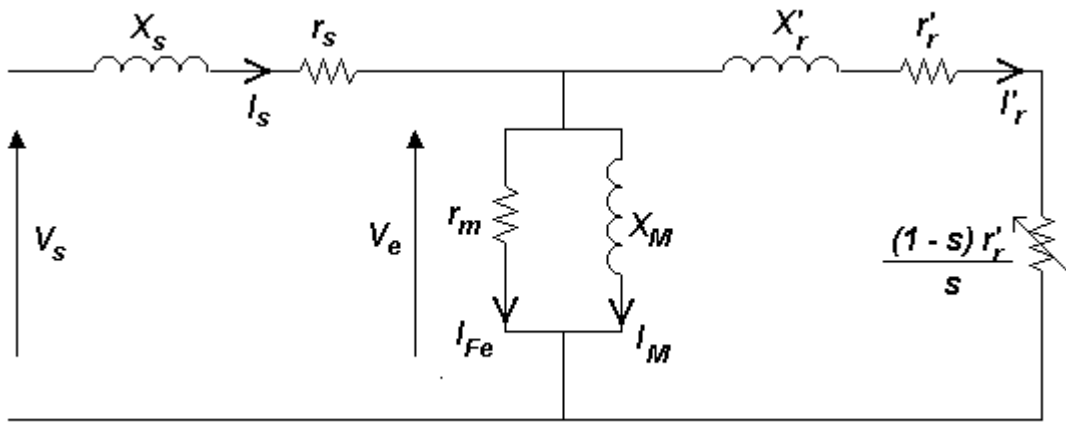


Figura 2.1: Circuito equivalente por fase da máquina de indução trifásica.

De toda potência fornecida à máquina apenas uma parcela chega ao rotor devido às perdas no estator. É mostrado em (2.1) a relação entre a potência total fornecida  $P_t$  e a potência transferida ao rotor  $P_r$ , sendo  $n_f$  é o número de fases da máquina e  $P_0$  representa: as perdas magnéticas da máquina, as perdas mecânicas a vazio e as perdas adicionais.

$$P_r = P_t - P_0 - n_f I_s^2 r_s \quad (2.1)$$

Para uma máquina com  $n_f$  fases, as perdas no cobre do rotor são representadas por  $P_j$  e a potência mecânica por  $P_{mec}$  apresentadas em (2.2) e (2.3).

$$P_j = n_f I_r'^2 r'_r \quad (2.2)$$

$$P_{mec} = n_f I_r'^2 r'_r \frac{(1-s)}{s} \quad (2.3)$$

Sabe-se que a potência mecânica é igual ao conjugado multiplicado pela velocidade do rotor, como mostrado em (2.4).

$$P_{mec} = \frac{2}{P} \omega_r T_{mec} \quad (2.4)$$

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s \quad (2.5)$$

Em (2.5)  $\omega_r$  é a velocidade angular elétrica do rotor,  $\omega_s$  é a velocidade angular elétrica síncrona da onda de *FMM* no estator (velocidade síncrona) e  $T_{mec}$  é o conjugado mecânico desenvolvido no rotor.

Substituindo (2.5) em (2.4) e igualando-se a (2.3), tem-se que o conjugado mecânico  $T_{mec}$  será:

$$T_{mec} = \frac{P n_f r_r'}{2 \omega_s s} I_r'^2 \quad (2.6)$$

Pode-se ainda representar a curva do conjugado em função do escorregamento da *FMM* do rotor por unidade da velocidade síncrona ( $s$ ). Convenciona-se adotar o sentido da velocidade síncrona ( $\omega_s$ ) como positivo. Três maneiras diferentes de operação da máquina de indução tipo gaiola, em regime permanente são possíveis:

- *Motor*: ( $0 < s < 1$  e  $\omega_r > 0$ ) Neste caso o conjugado mecânico  $T_{mec}$  e a velocidade do rotor  $\omega_r$  são positivos, pois estão no mesmo sentido de  $\omega_s$ . A máquina recebe potência elétrica da fonte e a transforma em potência mecânica, descontadas as perdas internas.
- *Gerador*: ( $s < 0$  e  $\omega_r > 0$ ) O conjugado mecânico  $T_{mec}$  é negativo (sentido oposto ao de  $\omega_s$ ) e a velocidade do rotor  $\omega_r$  é positiva. A máquina recebe potência mecânica através de seu eixo e a transforma em potência elétrica enviada pelos terminais do estator, parte da potência produzida é usada para suprir as perdas internas.
- *Freio*: ( $s > 1$  e  $\omega_r < 0$ ) o rotor gira no sentido oposto ao da velocidade síncrona  $\omega_s$ , porém o torque mecânico  $T_{mec}$  segue o mesmo sentido de  $\omega_s$ . Neste caso o torque produzido atua no sentido de diminuir a velocidade do rotor da máquina, caracterizando a operação como freio. Desta forma, na máquina de indução com rotor tipo gaiola, não há como retirar potência através do rotor.

As três maneiras de operação descritas podem ser visualizadas na figura 2.2 que descreve o torque mecânico  $T_{mec}$  em função do escorregamento  $s$ .

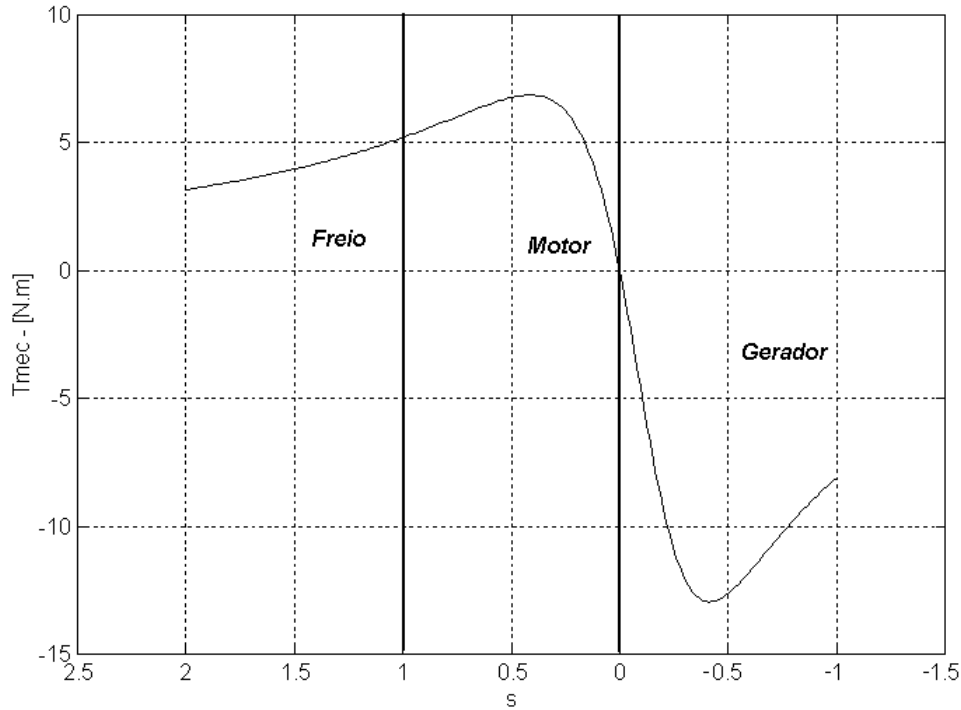


Figura 2.2: Curva típica do conjugado em função da velocidade para máquinas de indução trifásicas.

## 2.2 Modelo Dinâmico da Máquina de Indução

A simulação da máquina de indução através de suas equações diferenciais é uma tarefa complexa quando há a dependência dos coeficientes das equações de estado em relação à posição angular do rotor. Por esta razão, existem diversos estudos sobre os modelos dinâmicos baseados em transformações matemáticas que eliminam esta dependência reduzindo a complexidade da simulação dinâmica da máquina de indução (KRAUSE *et al.*, 1986; ONG, 1998; HAIFENG *et al.*, 2004).

O modelo escolhido para utilização neste trabalho foi um sistema referido a três eixos estacionários ( $\alpha\beta\gamma$ ), sendo cada eixo posicionado sobre um dos eixos magnéticos das fases (abc) do estator de uma máquina equivalente de dois pólos. Proposto por Szczesny e Ronkowski, este modelo da máquina de indução é denominado  $\alpha\beta\gamma$  (SZCZESNY; RONKOWSKI, 1991).

Como principais vantagens do modelo  $\alpha\beta\gamma$  pode-se citar:

- O circuito equivalente apresenta o mesmo número de terminais da máquina original.
- A transformação  $\alpha\beta\gamma$  não altera as grandezas do estator.
- As grandezas do rotor, quando transformadas para a referência  $\alpha\beta\gamma$ , apresentam os mesmos valores das grandezas dos rotor medidas fisicamente no estator.
- É um modelo com boa precisão e robustez matemática.
- O modelo permite a inclusão de desequilíbrios externos à máquina, desde que o seu circuito seja trifásico a três condutores. Necessita-se apenas alterar o valor dos parâmetros de estator, não sendo necessário a inclusão de nenhuma equação adicional.
- Como o modelo  $\alpha\beta\gamma$  não altera as grandezas de estator, pode-se conectar ao estator do circuito do modelo dinâmico qualquer dispositivo sem a necessidade de se incluir transformações matemáticas.

O modelo  $\alpha\beta\gamma$  produz uma representação circuital bastante semelhante ao circuito do modelo em regime permanente, sendo que os parâmetros dos componentes do circuito são os mesmos em ambos os casos.

### 2.2.1 Descrição do Modelo $\alpha\beta\gamma$ da Máquina de Indução Trifásica

Durante a determinação do modelo  $\alpha\beta\gamma$  da máquina de indução são feitas as seguintes considerações:

- As grandezas do rotor são referidas ao estator.
- Não existe saturação magnética na máquina.
- A  $FMM$  do estator e o fluxo do entreferro são puramente senoidais (não apresentam componentes harmônicas espaciais).
- Desprezam-se as perdas magnéticas e mecânicas.
- A máquina é trifásica a três condutores.

Como considera-se a máquina trifásica a três condutores, a soma das correntes de estator e das correntes de rotor devem sempre resultar em zero, conforme (2.7) e (2.8)

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (2.7)$$

$$i'_{ar} + i'_{br} + i'_{cr} = 0 \quad (2.8)$$

As correntes  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  e  $i_{cs}$  são as correntes de linha do estator nas fases a, b e c. As correntes  $i'_{ar}$ ,  $i'_{br}$  e  $i'_{cr}$  são as correntes de linha do rotor nas fases a, b e c referidas ao estator.

A seguir estão descritas as equações do modelo dinâmico da máquina de indução, escritas em termos das grandezas instantâneas das fases a, b e c do estator e do rotor (sistema abc).

$$[v_{abcs}^a] = [R_s][i_{abcs}^a] + \frac{d[\lambda_{abcs}^a]}{dt} \quad (2.9)$$

$$[v'_{abcr}] = [R'_r][i'_{abcr}] + \frac{d[\lambda'_{abcr}]}{dt} \quad (2.10)$$

$$[\lambda_{abcs}^a] = [L_s][i_{abcs}^a] + [L_{sr}][i'_{abcr}] \quad (2.11)$$

$$[\lambda'_{abcr}] = [L'_r][i'_{abcr}] + [L_{sr}]^T[i_{abcs}^a] \quad (2.12)$$

$[v_{abcs}^a]$ ,  $[i_{abcs}^a]$  e  $[\lambda_{abcs}^a]$  são os vetores de tensão, corrente e fluxo concatenado nas fases do estator, no sistema de referências abc.

$[v'_{abcr}]$ ,  $[i'_{abcr}]$  e  $[\lambda'_{abcr}]$  são os vetores de tensão, corrente e fluxo concatenado nas fases do rotor, referidos ao estator, no sistema de referências abc.

O sobrescrito 'a' indica que as grandezas do estator estão escritas no sistema de referências abc.

Os vetores de tensão, corrente e fluxo concatenado para o estator e para o rotor, referidos ao estator, são apresentados em (2.13) até (2.18). Onde T indica que a matriz é transposta.

$$[i_{abcs}^a] = [i_{as}^a \quad i_{bs}^a \quad i_{cs}^a]^T \quad (2.13)$$



$$[i'_{abcr}] = [i'_{ar} \quad i'_{br} \quad i'_{cr}]^T \quad (2.14)$$

$$[v^a_{abcs}] = [v^a_{as} \quad v^a_{bs} \quad v^a_{cs}]^T \quad (2.15)$$

$$[v'_{abcr}] = [v'_{ar} \quad v'_{br} \quad v'_{cr}]^T \quad (2.16)$$

$$[\lambda^a_{abcs}] = [\lambda^a_{as} \quad \lambda^a_{bs} \quad \lambda^a_{cs}]^T \quad (2.17)$$

$$[\lambda'_{abcr}] = [\lambda'_{ar} \quad \lambda'_{br} \quad \lambda'_{cr}]^T \quad (2.18)$$

$[R_s]$  e  $[L_s]$  são as matrizes das resistências de estator e indutâncias próprias de estator, respectivamente.

$[R'_r]$  e  $[L'_r]$  são as matrizes das resistências de rotor e indutâncias próprias de rotor, referidas ao estator.

$[L_{sr}]$  é a matriz das indutâncias mútuas entre os enrolamentos das fases do rotor e estator.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} = \text{diag}[r_s] \quad (2.19)$$

$$[R'_r] = \text{diag}[r'_r] \quad (2.20)$$

Considerando as restrições impostas por (2.7) e (2.8) tem-se que:

$$[L_s] = \text{diag}[L_{ls} + M] \quad (2.21)$$

$$[L'_r] = \text{diag}[L'_{lr} + M] \quad (2.22)$$

$$M = \frac{3}{2}L_{ms} \quad (2.23)$$

$L_{ls}$  e  $L'_{lr}$  são as indutâncias de dispersão dos enrolamentos do estator e do rotor referidas ao estator, respectivamente.

$M$  é a indutância de magnetização do entreferro.

$L_{ms}$  é a indutância de magnetização dos enrolamentos do estator ou do rotor.

$$[L_{sr}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt + \theta_{r0} \quad (2.25)$$

No caso em que  $\omega_r$  for constante no tempo, (2.25) será:

$$\theta_r = \omega_r t + \theta_{r0} \quad (2.26)$$

$\theta_r$  é a posição angular do rotor em relação ao estator, adotada como positiva quando segue o sentido anti-horário e  $t$  é o tempo.

$\theta_{r0}$  é o valor inicial de  $\theta_r$  em  $t = 0s$ .

A velocidade angular elétrica é determinada a partir da velocidade angular mecânica da máquina real, como pode ser vista em (2.27).

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{mr} \quad (2.27)$$

$\omega_r$  é a velocidade angular elétrica do rotor e  $\omega_{mr}$  é a velocidade angular mecânica do rotor, sendo ambas adotadas como positivas quando seguem o sentido anti-horário.

Conforme visto de (2.9) a (2.27) existe uma dependência com relação à posição angular do rotor, no modelo dinâmico apresentado. Uma transformação matemática foi proposta por Szczesny e Ronkowski, na qual as equações do modelo da máquina deixam de ser escritas em função das grandezas das fases a, b e c do estator e do rotor, e passam a utilizar um sistema de referência baseado em três eixos estacionários  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  (SZCZESNY; RONKOWSKI, 1991). Os três novos eixos são posicionados sobre os eixos magnéticos das fases a, b e c do estator. A figura 2.3 apresenta os eixos  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  sobrepostos aos eixos magnéticos de uma máquina de dois pólos.

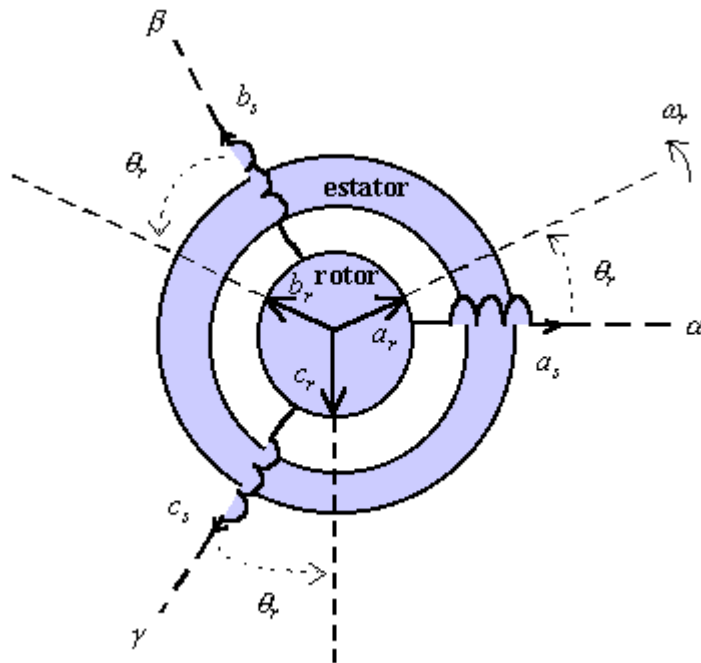


Figura 2.3: Eixos de referência  $\alpha\beta\gamma$  sobrepostos aos eixos magnéticos das fases a, b e c do estator de uma máquina de indução trifásica de dois pólos.

Para que o modelo dinâmico apresentado anteriormente seja transformado para a referência  $\alpha\beta\gamma$  faz-se necessário o uso da relação apresentada em (2.28).

$$[f_{\alpha\beta\gamma}] = [K_{\alpha}^a] \cdot [f_{abc}] \quad (2.28)$$

Sendo:

$[f_{\alpha\beta\gamma}]$  são as grandezas referidas ao sistema  $\alpha\beta\gamma$ .

$[f_{abc}]$  são as grandezas representadas em termos das fases a, b e c do estator e do rotor no sistema abc.

$[K_{\alpha}^a]$  é a matriz de transformação do sistema de referência abc para o sistema  $\alpha\beta\gamma$ .

A matriz  $[K_{\alpha}^a]$  de transformação  $\alpha\beta\gamma$  assume a forma da matriz  $[K_{\alpha s}^a]$  para o estator e da matriz  $[K_{\alpha r}^a]$  para o rotor. Como pode ser visto em (2.29) e (2.30)

$$[K_{\alpha s}^a] = \text{diag}[1 \quad 1 \quad 1] \quad (2.29)$$

$$[K_{\alpha r}^a] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r + \frac{1}{2} & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos \theta_r + \frac{1}{2} & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos \theta_r + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Como pode ser visto por (2.29), a transformação  $\alpha\beta\gamma$  em nada altera as grandezas do estator. Desta forma a notação das grandezas do estator será mantida como no sistema de referência abc, apenas retirando-se o sobrescrito 'a', para representar a mudança de referência.

Substituindo (2.29) e (2.30) em (2.28) tem-se que as grandezas do estator serão transformadas de acordo com (2.31) e as grandezas do rotor usando (2.32).

$$[f_{abcs}] = [K_{\alpha s}^a] \cdot [f_{abcs}^a] \quad (2.31)$$

$$[f_{\alpha\beta\gamma r}] = [K_{\alpha r}^a] \cdot [f_{abcr}] \quad (2.32)$$

As matrizes inversas de  $[K_{\alpha s}^a]$  e  $[K_{\alpha r}^a]$  são suas transpostas (matrizes ortogonais), e a transformação inversa das grandezas do estator e do rotor estão apresentadas em (2.33) e (2.34).

$$[f_{abcs}^a] = [K_{\alpha s}^a]^T \cdot [f_{abcs}] \quad (2.33)$$

$$[f_{abcr}] = [K_{\alpha r}^a]^T \cdot [f_{\alpha\beta\gamma r}] \quad (2.34)$$

Aplicando-se (2.29) até (2.34) em (2.9) até (2.27) (modelo dinâmico na referência abc), encontra-se o modelo dinâmico da máquina de indução trifásica na referência  $\alpha\beta\gamma$ , que será apresentado a seguir.

Para uma máquina de indução trifásica com rotor em gaiola, as tensões do rotor são nulas, isto é  $[v'_{abcr}] = 0$ . As equações (2.35) até (2.46) descrevem o modelo da máquina de indução trifásica com rotor em gaiola.

$$[v_{abcs}] = r_s [i_{abcs}] + \frac{d[\lambda_{abcs}]}{dt} \quad (2.35)$$

$$0 = r'_r [i'_{\alpha\beta\gamma r}] + \frac{d[\lambda'_{\alpha\beta\gamma r}]}{dt} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [\lambda_{\alpha x}] \quad (2.36)$$

$$[\lambda_{abc s}] = (L_{ls} + M) [i_{abc s}] + M [i'_{\alpha\beta\gamma r}] \quad (2.37)$$

$$[\lambda'_{\alpha\beta\gamma r}] = (L'_{lr} + M) [i'_{\alpha\beta\gamma r}] + M [i_{abc s}] \quad (2.38)$$

$[v_{abc s}]$ ,  $[i_{abc s}]$  e  $[\lambda_{abc s}]$  são os respectivos vetores de tensão, corrente e fluxo concatenado nos enrolamentos do estator, na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$[i'_{\alpha\beta\gamma r}]$  e  $[\lambda'_{\alpha\beta\gamma r}]$  são os respectivos vetores de corrente e fluxo concatenado nos enrolamentos do rotor, referidos ao estator, na referência  $\alpha\beta\gamma$ .

$[\lambda_{\alpha x}]$  é o vetor de diferenças de fluxos, resultante da transformação  $\alpha\beta\gamma$ .

Sendo:

$$[\lambda_{\alpha x}] = \begin{bmatrix} (\lambda'_{\beta r} - \lambda'_{\gamma r}) \\ (\lambda'_{\gamma r} - \lambda'_{\alpha r}) \\ (\lambda'_{\alpha r} - \lambda'_{\beta r}) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$[i_{abc s}] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad (2.40)$$

$$[i'_{\alpha\beta\gamma r}] = [i'_{\alpha r} \quad i'_{\beta r} \quad i'_{\gamma r}]^T \quad (2.41)$$

$$[v_{abc s}] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T \quad (2.42)$$

$$[\lambda_{abc s}] = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs}]^T \quad (2.43)$$

$$[\lambda'_{\alpha\beta\gamma r}] = [\lambda'_{\alpha r} \quad \lambda'_{\beta r} \quad \lambda'_{\gamma r}]^T \quad (2.44)$$

Diversas combinações podem ser usadas para escrever o conjugado mecânico ( $T_{mec}$ ), uma delas está apresentada em (2.45), que é uma combinação de  $i_{as}$ ,  $i_{cs}$ ,  $i'_{\gamma r}$  e  $i'_{\alpha r}$ .

$$T_{mec} = \sqrt{3} \frac{P}{2} M (i_{as} i'_{\gamma r} - i_{cs} i'_{\alpha r}) \quad (2.45)$$

A descrição do comportamento dinâmico do sistema eletromecânico é apresentada em (2.46).

$$T_{mec} = \frac{2}{P} J \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{2}{P} B_m \omega_r + T_L \quad (2.46)$$

Sendo:

$J$  é a constante de inércia do rotor em  $kg.m^2$ .

$B_m$  é a constante de atrito rotacional em  $kg.m^2/s$ .

$T_L$  é o conjugado da carga mecânica em  $N.m$ .

## 2.2.2 Circuito Representativo do Modelo $\alpha\beta\gamma$ da Máquina de Indução Trifásica

O modelo  $\alpha\beta\gamma$  apresenta a vantagem de permitir que o circuito equivalente apresente o mesmo número de terminais da máquina real. Também não é necessária a inclusão de nenhuma equação adicional quando se deseja conectar algum dispositivo nos terminais do circuito equivalente.

Estas características favorecem a utilização de programas de simulação que apresentem uma interface simbólica com elementos de circuito elétricos, tais como o *Schematics* que faz parte do simulador OrCad 9.2. A figura 2.4 mostra a representação circuital do modelo  $\alpha\beta\gamma$ .

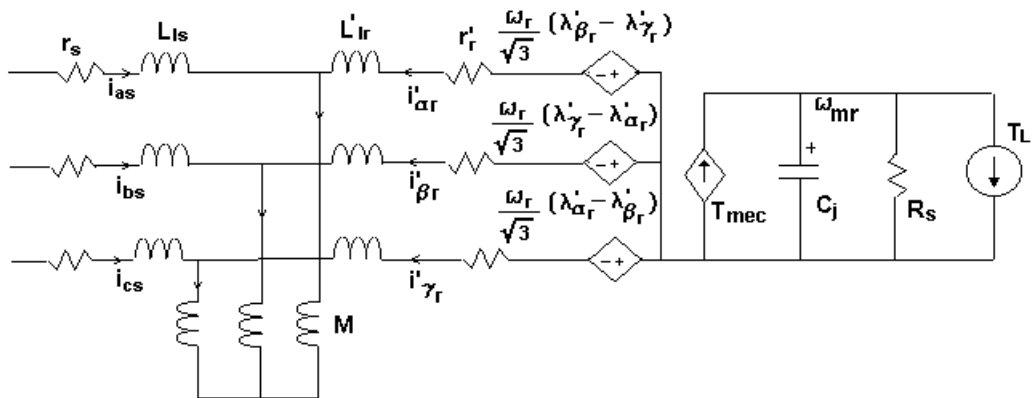


Figura 2.4: Circuito Representativo do modelo  $\alpha\beta\gamma$  da máquina de indução trifásica com rotor em gaiola.

Comparando-se a figura 2.4 com a figura 2.1, pode-se perceber a semelhança entre o circuito equivalente em regime permanente e o circuito representativo do modelo  $\alpha\beta\gamma$ . Este circuito é denominado circuito triplo T justamente devido à sua semelhança com o circuito do modelo em regime permanente (SZCZESNY; RONKOWSKI, 1991).

Analisando o circuito da figura 2.4, pode-se encontrar a equação para a fonte de corrente  $T_{mec}$ , representada em (2.47). Esta corrente, de acordo com a lei dos nós de Kirchoff, será o somatório das correntes no capacitor  $C_j$ , no resistor  $R_B$  e na fonte  $T_L$ .

$$T_{mec} = C_j \frac{d\omega_{mr}}{dt} + \frac{1}{R_B} \omega_{mr} + T_L \quad (2.47)$$

Comparando-se (2.46) com (2.47), levando-se em consideração (2.27), chega-se às seguintes relações:

$J = C_j$  a inércia do rotor está representada pelo capacitor  $C_j$ .

$B_m = \frac{1}{R_B}$  a constante de atrito rotacional está representada pelo inverso da resistência  $R_B$ .

A tensão no capacitor  $C_j$  representa a velocidade mecânica real  $\omega_{mr}$ .

$T_L$  é o conjugado da carga mecânica e  $T_{mec}$  é o conjugado mecânico total produzido pela máquina. Percebe-se que o  $T_{mec}$  é subdividido em três componentes:

- A componente relativa à aceleração e desaceleração da máquina  $C_j \frac{d\omega_{mr}}{dt}$ ;
- A componente responsável por vencer o atrito  $\frac{1}{R_B} \omega_{mr}$ ;
- E a componente de carga  $T_L$ .

Um estudo de (2.36), (2.38) e (2.39), mostra que as correntes  $[i_{abcs}]$  e  $[i'_{\alpha\beta\gamma r}]$  são as grandezas, que juntamente com o parâmetros  $L_{ls}$ ,  $L'_{lr}$  e  $M$ , determinam as tensões nas fontes vinculadas existentes no rotor.

## 2.3 Operação do Gerador de Indução

Quando a máquina de indução é acelerada por uma máquina primária além de sua velocidade síncrona ( $\omega_s$ ), satisfeitas as condições de excitação, a máquina atuará como um gerador, conforme ilustrado na figura 2.2.

As condições de excitação mencionadas referem-se ao fato de um gerador de indução não ser capaz de produzir a energia reativa necessária à sua magnetização. Desta forma, o gerador de indução deve estar conectado a um circuito externo capaz de prover a troca de potência reativa.

A conexão do gerador de indução a uma fonte externa de tensão alternada pode suprir suas necessidades de potência reativa e manter sua frequência síncrona constante.

### 2.3.1 Gerador de Indução Operando de Maneira Isolada

Uma das maneiras de se conseguir a operação adequada do gerador de indução, operando isolado da rede elétrica, é através da conexão de capacitores de excitação aos terminais do estator. Assim é possível a troca de potência reativa entre o gerador e os capacitores, desde que os capacitores sejam suficientes para compensar a potência reativa requerida pelo gerador de indução e pela carga (MARRA, 1999). A figura 2.5 ilustra esta situação.

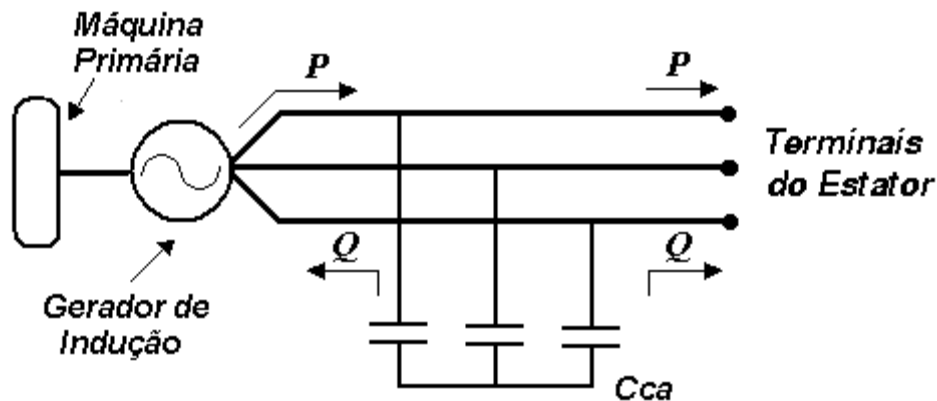


Figura 2.5: Esquema de operação de um gerador de indução com banco de capacitores fornecendo energia reativa.

Mantendo-se a velocidade em um valor constante, a tensão nos terminais do estator pode variar de acordo com a carga e com a capacitância conectada ao gerador. Já a frequência síncrona varia em função da velocidade do rotor, da carga conectada ao gerador e da capacitância usada para compensação de reativos. Observa-se aí um ponto fraco do gerador de indução: a sua instabilidade da frequência síncrona quando operado de maneira isolada (MARRA, 1999).



### 2.3.2 Processo de Auto-excitação do Gerador de Indução

Uma das formas de iniciar a operação isolada do gerador de indução trifásico é através do processo de auto-excitação por capacitores. O processo inicia-se com a aceleração do gerador, através da máquina primária. O fluxo residual existente no rotor da máquina induz uma tensão inicial  $V_0$  nos terminais do estator que estabelece uma corrente no banco de capacitores. A corrente imposta ao banco de capacitores é a corrente de magnetização do gerador.

Uma outra maneira de se realizar a auto-excitação do gerador de indução é através da conexão de capacitores pré-carregados nos terminais do estator, em um momento em que o gerador já foi colocado em movimento pela máquina primária. Neste processo a tensão existente nos capacitores produzirá o fluxo de entreferro que aumentará a tensão no estator até o final da auto-excitação.

A figura 2.6 ilustra bem os passos que ocorrem durante o processo de auto-excitação do gerador de indução.

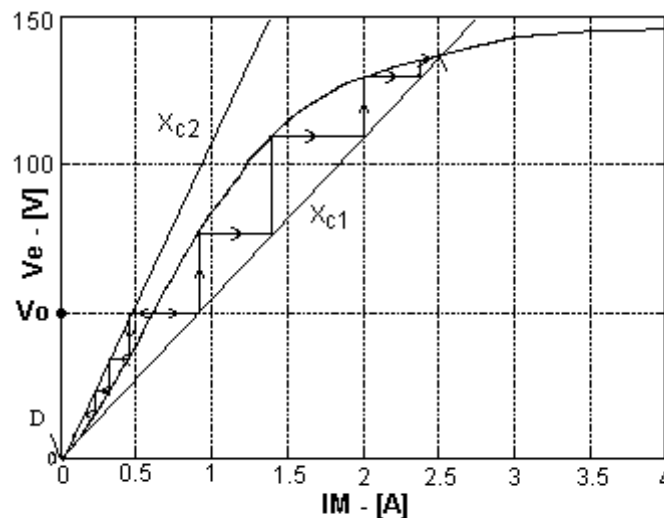


Figura 2.6: Processo de auto-excitação do gerador de indução trifásico.

Para uma melhor explicação, considera-se que a máquina está sendo acelerada com capacitores acoplados ao seu estator com a reta de carga  $X_{c1}$  e que a auto-excitação ocorrerá através da interação destes com o fluxo residual do rotor. Observando-se a figura 2.6, nota-se que no momento do início da auto-excitação a tensão produzida pelo fluxo residual do rotor é  $V_0$ .

A tensão  $V_0$  produzida no estator, pelo fluxo residual do rotor, estará também nos terminais dos capacitores, gerando por conseguinte uma corrente de magnetização. Esta

corrente irá aumentar o fluxo no rotor, produzindo uma tensão nos terminais do estator maior que  $V_0$ . A nova tensão nos terminais do estator corresponde a uma nova corrente de magnetização ainda maior, que por sua vez produzirá um novo acréscimo na tensão no estator. Este processo se repete até que a curva de magnetização cruze com a reta de carga  $X_{c1}$  no ponto de saturação.

O ponto de saturação é o ponto em que a curva de carga da reatância capacitiva por fase do banco de capacitores, intercepta a curva de magnetização do gerador. Depois deste ponto, o aumento da tensão tende a produzir uma corrente capacitiva menor, a qual produzirá uma menor tensão terminal. Deste modo, o ponto de saturação é o ponto de equilíbrio estável de operação do gerador isolado.

Caso o banco de capacitores conectado tenha reatância  $X_{c2}$ , a tensão  $V_0$ , produzida pelo fluxo residual do rotor, resultará em um valor de corrente que corresponde a um valor inferior de tensão de estator. Desta forma a tensão de estator não se elevará como no exemplo anterior, mas reduzirá seu valor até a perda completa da magnetização.

## 2.4 Considerações Finais

Este capítulo fez uma breve revisão sobre o modelo da máquina de indução em regime permanente, apresentando suas equações e o circuito “T” equivalente. Fez-se um estudo a respeito do conjugado e da potência em regime permanente, além de uma análise sobre as diferentes formas de operação da máquina de indução em regime permanente, que são: Motor, Gerador e Freio.

Em seguida foi feita uma análise do modelo dinâmico da máquina de indução, na referência abc e no sistema de referência  $\alpha\beta\gamma$ . Foi ainda apresentada uma representação circuital do modelo dinâmico na referência  $\alpha\beta\gamma$ , que se mostra de grande utilidade para simulações em programas baseados em interface simbólica.

Por fim foi feita uma análise sobre a operação como gerador da máquina de indução trifásica, levando-se em consideração sua necessidade de compensação de reativos e aspectos sobre a operação isolada da rede elétrica. Analisou-se também o processo de auto-excitação do gerador de indução.

Verificou-se que a operação isolada do gerador de indução só é possível se houver uma estratégia de excitação externa para a máquina de indução, como por exemplo um banco de capacitores.

No próximo capítulo será proposta uma estratégia de controle do gerador de indução através do ajuste de sua frequência síncrona. Resultados de simulação baseados nesta estratégia, utilizando o modelo dinâmico  $\alpha\beta\gamma$  exposto neste capítulo, serão apresentados a seguir.

## 3 Gerador de Indução Controlado Através da Frequência Síncrona

O presente capítulo apresenta a proposta de um sistema de geração composto por um gerador de indução associado a um conversor de frequência trifásico. Nesta proposta, o controle da potência gerada é feito através da variação da frequência síncrona do gerador, através do conversor de frequência.

Descreve-se também o modelo do sistema proposto, simulado com auxílio do simulador Orcad 9.2, utilizando a interface simbólica *Schematics*, e os resultados obtidos com as simulações de diversas combinações de carga são analisados.

### 3.1 Controle do Gerador de Indução

O sistema proposto neste trabalho consiste em utilizar a frequência síncrona como variável de controle, de maneira a variar a potência gerada de acordo com a potência requerida pela carga conectada ao sistema.

A figura 3.1 apresenta um conjunto de curvas de torque em função da velocidade angular elétrica do rotor para três diferentes frequências síncronas ( $50Hz$ ,  $60Hz$ ,  $70Hz$ ). Estas curvas foram obtidas através da simulação do modelo em regime permanente para a máquina de indução trifásica, mantendo-se constante a tensão nos terminais do estator da máquina e variando-se a frequência desta mesma tensão.

A região de interesse neste trabalho está localizada na parte da curva em que o escorregamento é negativo, ou seja, na região na qual a velocidade do rotor é maior que a velocidade síncrona da onda de indução magnética resultante no entreferro. Como já foi comentado no capítulo 2, nesta parte da curva a máquina opera como um gerador.

Observando os pontos A e B na figura 3.1 pode-se perceber que, para uma mesma velocidade do rotor, o torque varia expressivamente com a variação da frequência síncrona.

Verifica-se, portanto, que uma pequena variação na frequência síncrona da máquina pode alterar significativamente a potência gerada, sendo que esta é a proposta fundamental desta investigação.

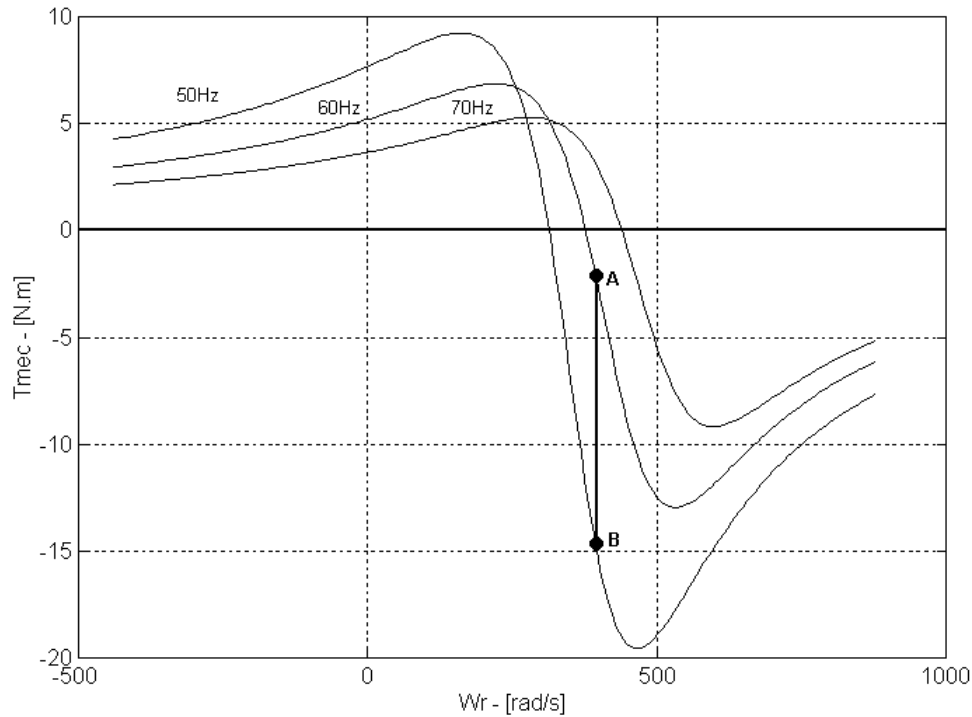


Figura 3.1: Curvas de torque em função da velocidade de uma máquina de indução trifásica para frequência de  $50Hz$ ,  $60Hz$  e  $70Hz$ .

O sistema proposto baseia-se nas seguintes premissas:

- Variações máximas de  $\pm 5\%$  na frequência síncrona, mantendo-se a tensão de estator, não produzirão sobre-aquecimento ou distorções harmônicas que comprometam a tensão na carga.
- A carga ca alimentada pelo sistema tolera operação com variações de  $\pm 5\%$  na frequência síncrona.
- O modelo dinâmico do sistema considera que a indução magnética está senoidalmente distribuída ao longo do entreferro para efeito do controle da frequência.
- A velocidade mecânica do rotor do Gerador de Indução é mantida constante.

A figura 3.2 apresenta um diagrama simplificado do funcionamento do sistema proposto. Nesta figura pode-se observar a existência de um conversor de frequência bidirecional, um controlador proporcional-integral, PI, um filtro formado por indutores  $L_f$  e capacitores  $C_{ca}$  e um mecanismo de ajuste da frequência.

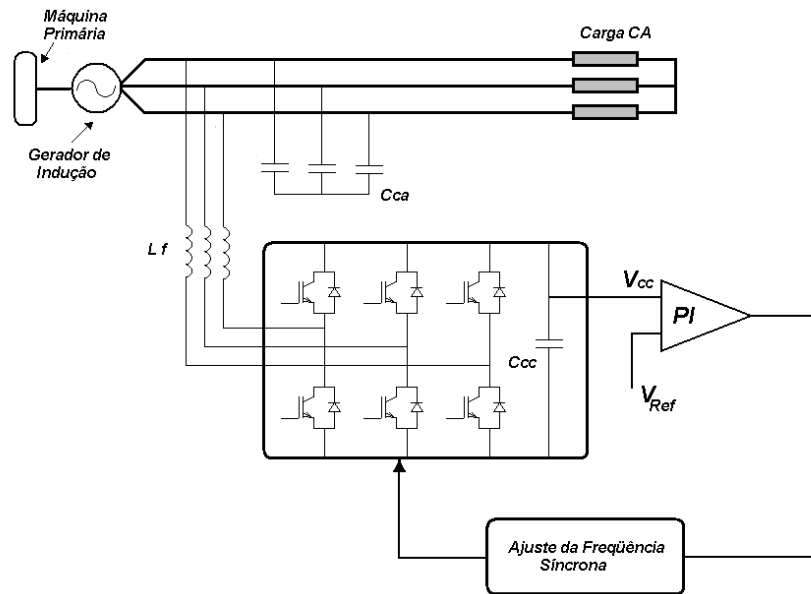


Figura 3.2: Diagrama do sistema proposto.

O conversor de frequência bidirecional utilizará a técnica de modulação por largura de pulso *PWM* senoidal, permitindo o fluxo de energia elétrica tanto do lado *cc* para o lado *ca*, quanto no sentido inverso. O fluxo de energia do lado *ca* para o lado *cc* é conseguido através do retificador trifásico formado pelos diodos em paralelo com as chaves, como pode ser visto na figura 3.2.

No momento em que o gerador de indução estiver produzindo energia além das necessidades da carga a ele conectada, o excedente energético fluirá através do conversor para o capacitor  $C_{cc}$ , elevando o valor de  $V_{cc}$ . Da mesma forma, caso a carga conectada aos terminais do gerador demande uma potência maior que a produzida, a energia complementar virá do capacitor  $C_{cc}$ , provocando uma queda no valor da  $V_{cc}$ . Assim a variável  $V_{cc}$  servirá como um indicativo do estado do sistema e será a variável controlada (saída do sistema). A manutenção de  $V_{cc}$  em um valor constante indicará o equilíbrio entre a potência gerada e a potência consumida.

O controle do sistema proposto será realizado por um compensador do tipo Proporcional Integral, PI. O valor da tensão  $V_{cc}$  lido tem sua amplitude reduzida, e será então subtraído da tensão de referência, gerando o valor do erro que servirá como entrada do compensador PI.

A saída do compensador PI será a entrada do mecanismo de ajuste da frequência síncrona, que tem como função alterar a frequência da senóide que serve como referência para geração dos pulsos no conversor PWM.

Os indutores  $L_f$  e os capacitores  $C_{ca}$  formam um filtro passa baixas passivo de 2ª ordem, que tem como principal função tornar senoidal a forma de onda da tensão na entrada do gerador de indução. Os capacitores  $C_{ca}$  auxiliam ainda na magnetização do gerador de indução e na compensação de potência reativa da carga  $ca$ , tendo-se em conta que o gerador de indução, não é capaz de realizar esta função.

## 3.2 Modelo Implementado para Simulação

O modelo da máquina de indução trifásica foi implementado utilizando o módulo *Schematics*, parte integrante do sistema Orcad 9.2. Todas as simulações deste capítulo utilizaram o circuito equivalente apresentado pela figura 2.4, além de outros dispositivos necessários ao funcionamento do sistema proposto que serão descritos a seguir.

### 3.2.1 Inversor de Tensão Operando no Modo PWM Senoidal

Foi implementado o modelo de um inversor de tensão, criado a partir de chaves ideais que simulam o comportamento dos IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) existentes no circuito real. Embora o aplicativo de simulação utilizado apresente alguns modelos de IGBTs em sua biblioteca, estes não foram utilizados a fim de reduzir o tempo total de simulação.

Para validar o modelo do inversor utilizando chaves ideais, realizaram-se testes com circuitos idênticos baseados em IGBTs, chaves ideais e outros modelos de chaves (XU; YU, 1988; SAMI R.; R., 1997). O circuito utilizando chaves ideais foi o que obteve o menor tempo de simulação, sendo que as respostas de todos mostraram-se coerentes. A figura 3.3 apresenta o circuito implementado.

Utilizou-se no inversor a Modulação por Largura de Pulso (PWM) Senoidal, com a referência da senóide gerada através de um circuito que alterava sua frequência com base na saída do circuito de controle.

### 3.2.2 Compensador Proporcional Integral

O controle do sistema proposto foi realizado utilizando-se de um compensador PI. Como descrito anteriormente, a entrada do compensador é o erro produzido pela diferença entre a tensão de referência e o valor lido da tensão no lado cc do inversor ( $V_{cc}$ ).

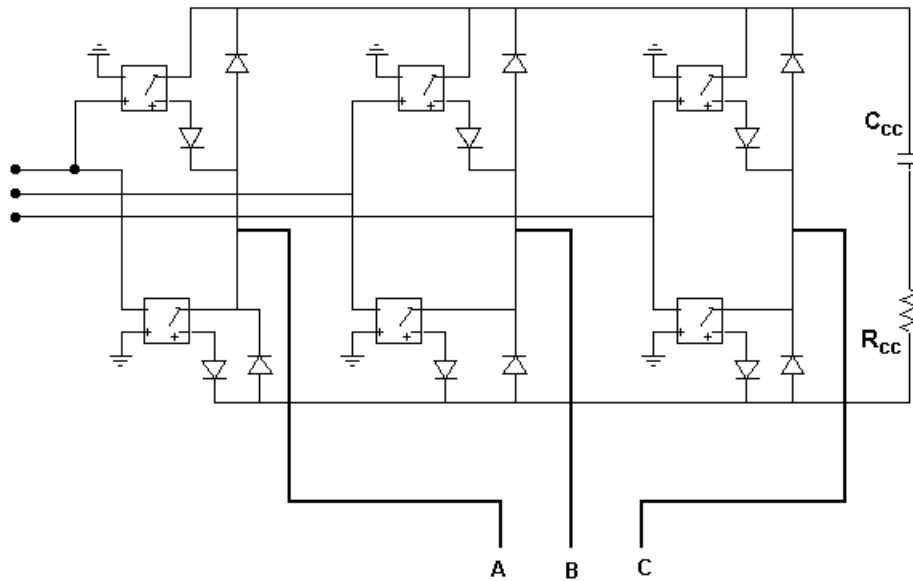


Figura 3.3: Inversor usado nas simulações.

Para a simulação deste compensador um circuito formado por um ganho e um integrador foi adicionado em seqüência ao somador que gera o sinal de erro de tensão cc. A figura 3.4 apresenta o circuito em questão.

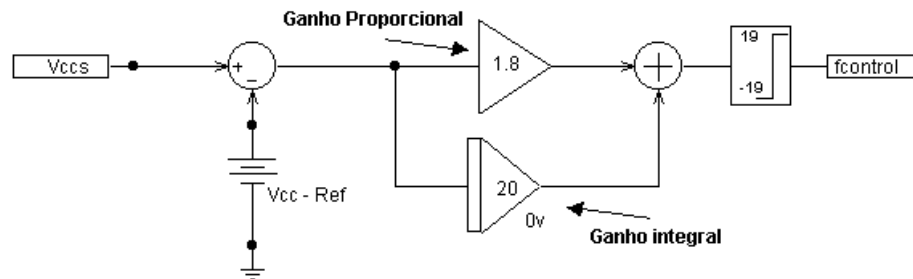


Figura 3.4: Circuito do compensador PI utilizado nas simulações.

Nota-se na figura 3.4, a existência de uma saturação (+19 -19 rad/s), que faz com que a saída do compensador altere a frequência para um valor de  $\pm 3\text{Hz}$  em torno da frequência síncrona de  $60\text{Hz}$  ( $\approx 377\text{rad/s}$ ), garantindo que a variação nunca ultrapasse a faixa de 5% em torno do valor adotado.

O conhecimento da função de transferência completa do sistema proposto é uma tarefa extremamente complexa, assim sendo não se podia determinar analiticamente os pesos  $k_p$  e  $k_i$  do controlador. Os critérios de Ziegler e Nichols também não foram utilizados devido à existência do limitador na saída do controle (ZIEGLER; NICHOLS, 1942 apud PEREIRA, 2003). Desta forma os pesos  $k_p$  e  $k_i$  foram ajustados por tentativa e erro até se chegar a um valor adequado.



### 3.2.3 Geração da Referência Senoidal

A referência senoidal utilizada na modulação PWM, deve ser gerada com frequência baseada na saída do controlador PI. Para isto desenvolveu-se o circuito apresentado na figura 3.5. Os valores  $REFA$ ,  $REFB$  e  $REFC$  representam a referência senoidal nas três fases e são utilizados na comparação com a onda triangular para geração dos pulsos PWM.

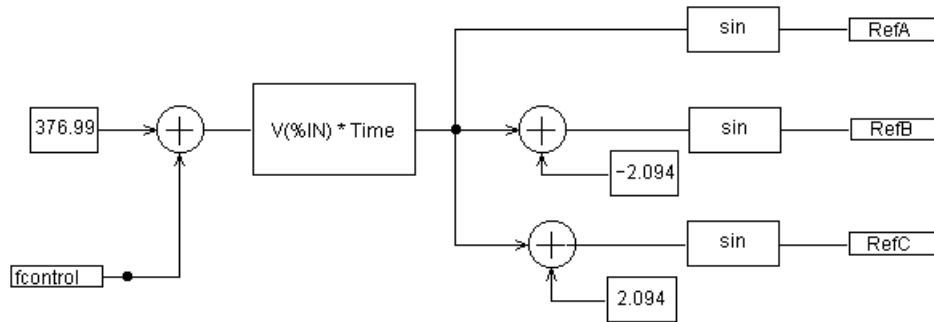


Figura 3.5: Circuito utilizado para geração da referência senoidal nas simulações.

No circuito da figura 3.5, o valor da saída do compensador PI é adicionado ao valor da frequência síncrona, em seguida o resultado desta soma é multiplicado pelo tempo para que seja gerado o ângulo do seno. À medida que o controlador altera a frequência, a senóide resultante também tem sua frequência alterada.

### 3.2.4 Carga Conectada ao Sistema

Para se estudar o comportamento da operação do gerador de indução, foram realizadas simulações com a conexão de cargas trifásicas puramente resistivas ao sistema, conectadas em triângulo. Foram feitas simulações com diversas potências de cargas, observando sempre os transitórios produzidos.

### 3.2.5 Ajustes para Simulação

Durante a simulação do sistema, alguns obstáculos tiveram que ser superados e acredita-se que é relevante comentá-los. Dentre os obstáculos encontrados ao bom funcionamento da simulação encontram-se: a convergência numérica; o tempo gasto em cada caso em estudo; e a sensibilidade do sistema de controle às variações da tensão  $V_{cc}$ .

Para contornar o problema de convergência numérica e de tempo gasto na realização de cada simulação, uma das soluções encontradas foi a modificação da onda portadora do PWM. A onda triangular de  $1kHz$  teve seu pico alterado de maneira que mantivesse

o valor máximo por  $1\mu s$ . Outro ajuste importante foi a manutenção de um índice de modulação diferente de 1 (0,99). Com a adoção destas medidas o tempo de simulação foi reduzido e a frequência dos problemas de convergência numérica também caíram significativamente.

A ausência de derivada no pico da onda triangular é um fator que dificulta a convergência na comparação de sinais para a geração da onda PWM (*RASHID, 1993*). Já a utilização de um índice de modulação unitário torna a convergência crítica no ponto de pico dos sinais da portadora e modulante, justamente por estes sinais serem idealmente iguais neste ponto e a comparação ter que produzir um resultado que satisfaça à tolerância.

Outro fator que dificulta a convergência das simulações do sistema proposto, com auxílio do programa PSpice, é o ajuste dos fatores de precisão: ABSTOL (Corrente), VNTOL (Tensão) e CHGTOL (Carga de Capacitores e Fluxo de Indutores). Caso a razão entre os valores calculados e algum destes valores seja maior que 12 ordens de magnitude, o PSpice pode apresentar dificuldades de convergência (*RASHID, 1993*). Como o PSpice foi desenvolvido para simular circuitos eletrônicos, durante a simulação de dispositivos de maior potência, como neste trabalho, os fatores de precisão devem ser alterados.

Inicialmente as primeiras simulações do modelo não ultrapassavam um período de estudos superior a  $200ms$ . Após a realização dos ajustes comentados anteriormente, foram realizadas simulações com períodos de estudo de até  $40s$ .

O problema da sensibilidade do controle ocorreu devido às oscilações numéricas presentes na tensão  $V_{cc}$ . Estas oscilações eram realimentadas para o controle na forma de ruído, produzindo um comportamento instável. A situação foi corrigida eliminando-se as oscilações de tensão presentes no divisor resistivo que faz a leitura de  $V_{cc}$ , através de um filtro passa-baixas, conforme pode ser constatado na figura 3.6.

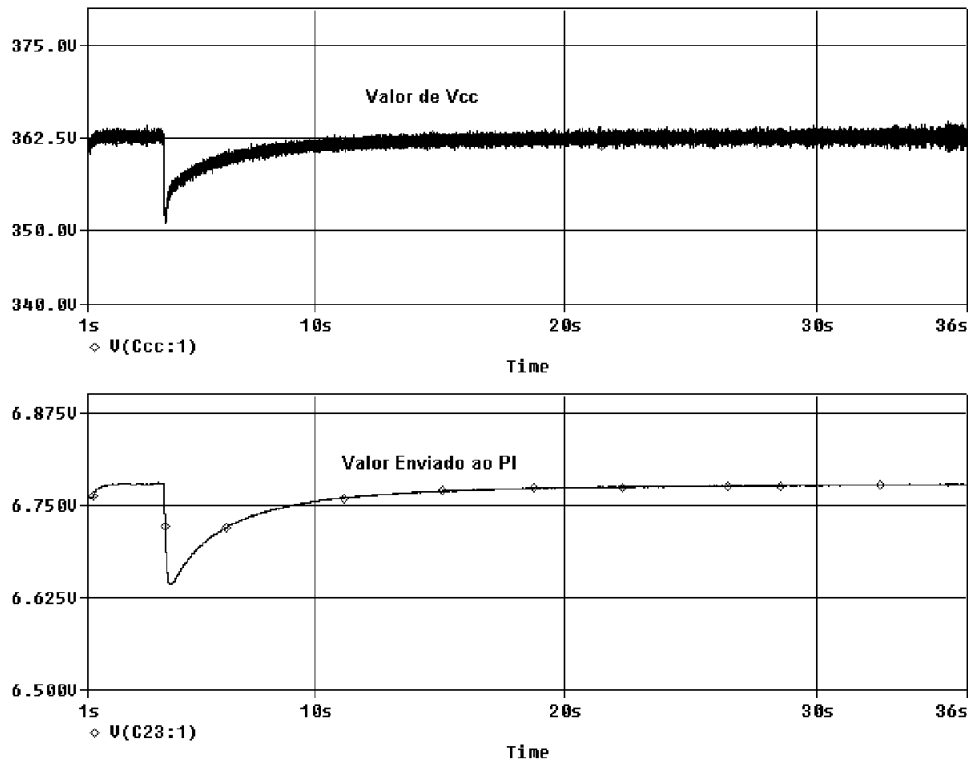


Figura 3.6: Ação do filtro passa-baixas na tensão  $V_{cc}$ .

### 3.3 Resultados das Simulações

A máquina simulada foi um gerador de indução de 1cv (736W) que teve seus dados levantados através de ensaios em vazio e com rotor bloqueado. Os parâmetros desta máquina encontram-se no anexo A.

Utilizou-se a frequência de chaveamento de  $1kHz$ , escolhida a partir das dificuldades de convergência numérica que ocorrem para frequências superiores a este valor (*BORBA et al., 2004b, 2004a*).

Em todas as simulações, a máquina foi acelerada com os capacitores de excitação do lado ca, e também o capacitor do lado cc, já apresentando carga inicial, para facilitar o processo de excitação. Esperou-se ainda um período de 4s antes da conexão de qualquer carga, para que o gerador se estabilizasse. A vazio o gerador sempre se estabilizava com uma frequência de  $60,04Hz$ .

A referência de tensão no lado contínuo  $V_{cc}$  foi ajustada para  $362,5V$  de tal forma que a tensão nos terminais do estator ficasse em  $220V$ . Os pesos do controlador PI foram ajustados em  $kp = 1,8$  e  $ki = 20$ . O valores de  $L_f$  e  $C_{ca}$  foram ajustados em  $5mH$  e  $37\mu F$ , enquanto o capacitor  $C_{cc}$  foi ajustado em  $2400\mu F$ .

### 3.3.1 Simulações com Degrau Único de Carga Resistiva

A primeira simulação consistiu na conexão de uma carga resistiva trifásica equilibrada de  $180W$  ( $0,244pu$ ) no instante  $t = 4s$ . As figuras 3.7 e 3.8 mostram, respectivamente, a tensão  $V_{cc}$  e a frequência síncrona para esta simulação.

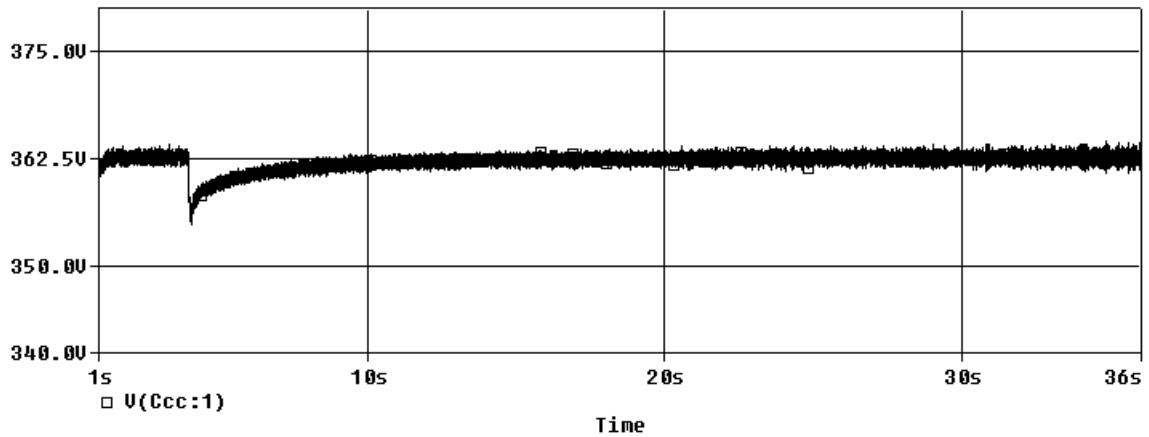


Figura 3.7: Conexão de uma carga de  $180W$  em  $t = 4s$ : tensão  $V_{cc}$ .

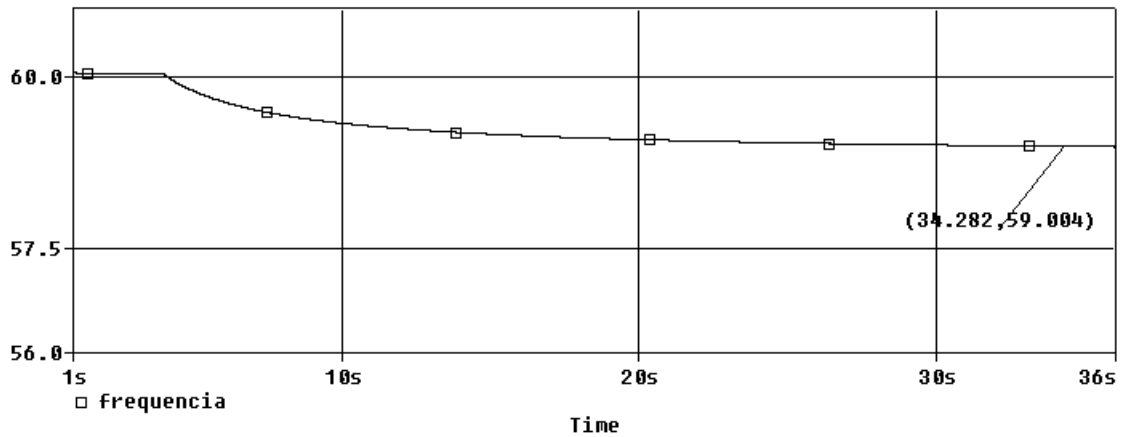


Figura 3.8: Conexão de uma carga de  $180W$  em  $t = 4s$ : frequência síncrona.

Nestas figuras observa-se que, no momento da conexão da carga, a tensão  $V_{cc}$  sofre uma queda, pois parte de sua energia acumulada será utilizada pela carga conectada. O controle no entanto atua reduzindo a frequência síncrona, de tal forma que o gerador passe a produzir a potência elétrica necessária à alimentação da carga conectada, a frequência síncrona estabiliza-se em  $59,004Hz$ .

Outra simulação foi feita com a conexão de carga de  $300W$  ( $0,407pu$ ) em  $t = 4s$ . As figuras 3.9 e 3.10 apresentam a tensão  $V_{cc}$  e a frequência síncrona, para este caso.

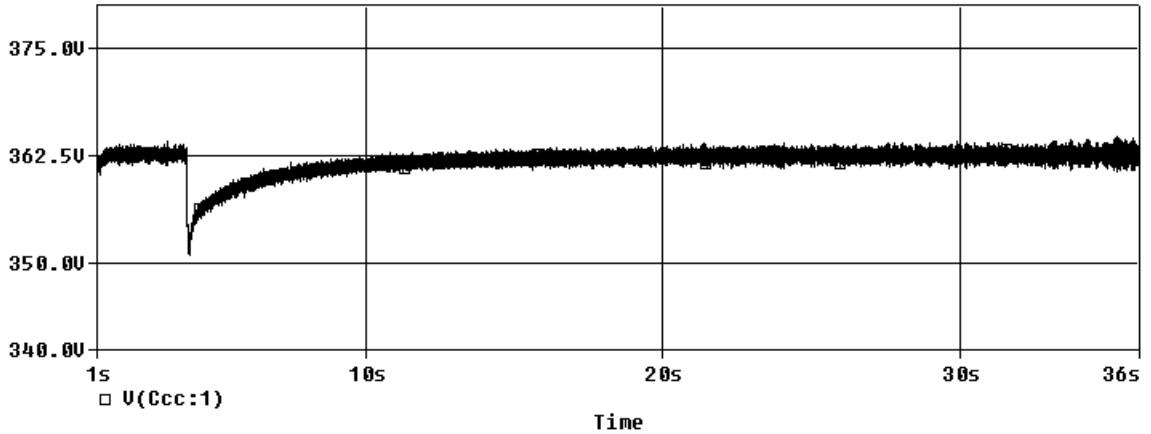


Figura 3.9: Conexão de uma carga de  $300W$  em  $t = 4s$ : tensão  $V_{cc}$ .

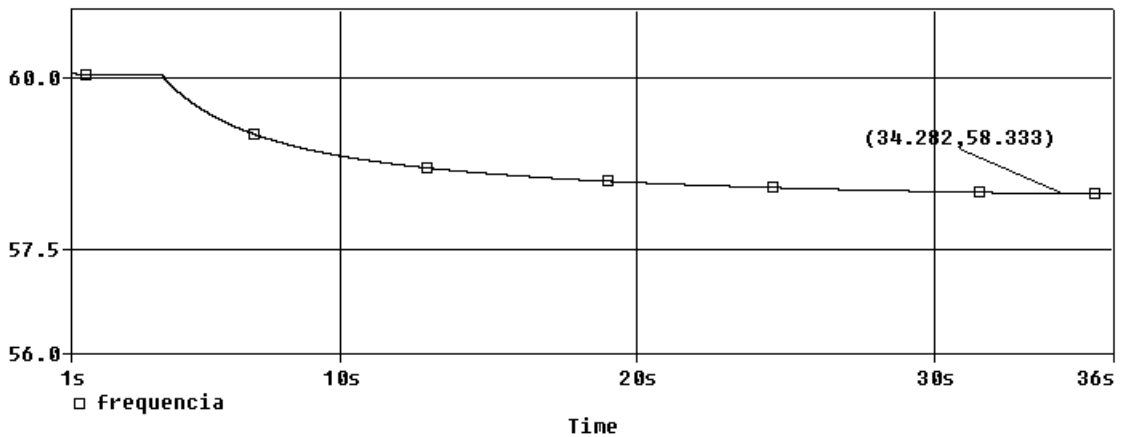


Figura 3.10: Conexão de uma carga de  $300W$  em  $t = 4s$ : frequência síncrona.

Verifica-se que devido à maior potência da carga conectada, a queda em  $V_{cc}$  é mais acentuada, já que o capacitor deve fornecer mais energia à carga até que a frequência seja adequadamente ajustada. A frequência síncrona, neste caso, estabilizou-se em  $58,333Hz$ .

O mesmo procedimento das simulações anteriores foi repetido, porém agora para uma carga de  $450W$  ( $0,611pu$ ), as curvas da tensão  $V_{cc}$  e da frequência síncrona estão apresentadas nas figuras 3.11 e 3.12.

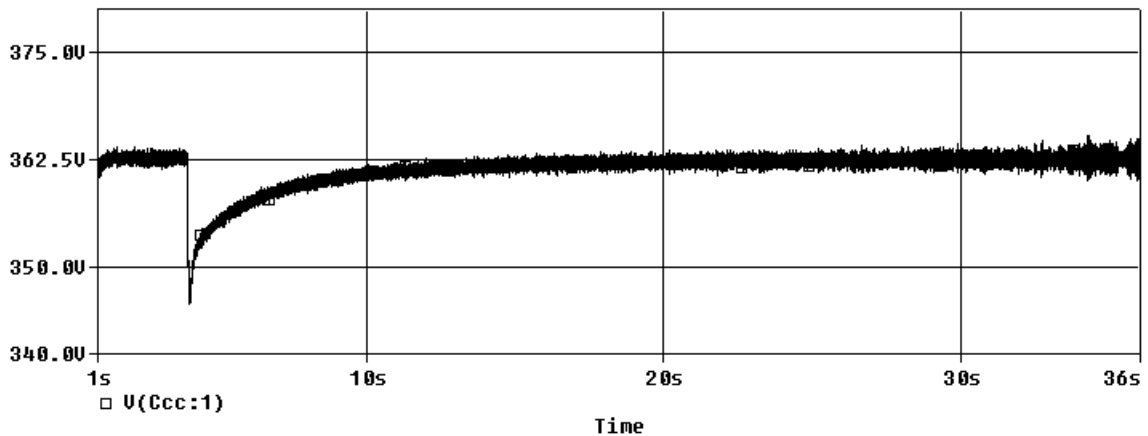


Figura 3.11: Conexão de uma carga de  $450W$  em  $t = 4s$ : tensão  $V_{cc}$ .

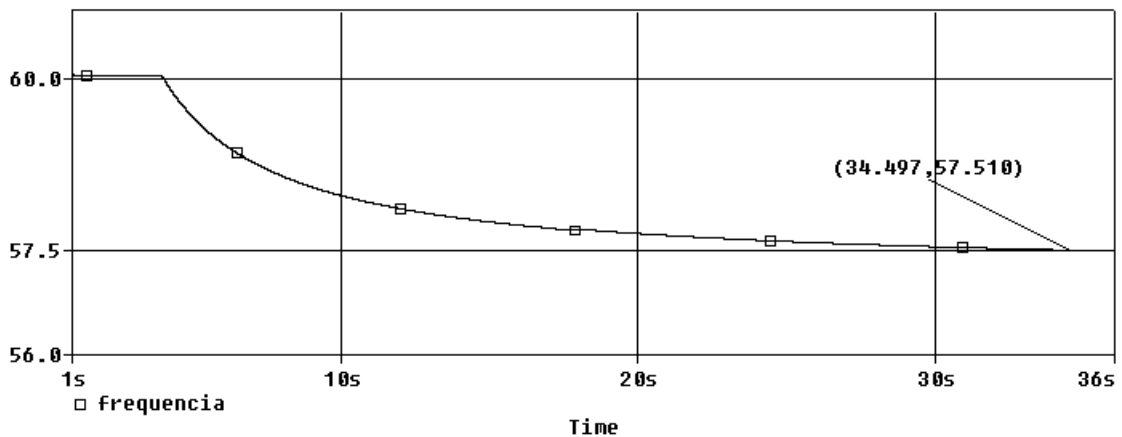


Figura 3.12: Conexão de uma carga de  $450W$  em  $t = 4s$ : frequência síncrona.

A queda de tensão em  $V_{cc}$  é significativamente maior na figura 3.11, novamente devido à maior carga conectada à rede. Vale notar que este é um transitório considerável, pois  $450W$  correspondem a  $0,611pu$ . Neste caso a frequência estabilizou-se em  $57,51Hz$ .

Destaca-se que o sistema retomou a tensão de referência,  $V_{cc} = 362,5V$ , com uma dinâmica aceitável em todos os casos apresentados. A figura 3.13 apresenta a sobreposição dos transitórios de  $180W$ ,  $300W$  e  $450W$ , para uma melhor comparação dos resultados destas três simulações.

Com relação à forma de onda da tensão e corrente nas cargas conectadas no lado ca, observou-se que a tensão apresenta uma forma de onda próxima da senoidal, porém com algumas distorções devido à baixa frequência de chaveamento ( $1kHz$ ). Como as simulações foram feitas usando cargas puramente resistivas, o mesmo comportamento foi apresentado pelas correntes nas cargas. A figura 3.14 apresenta a corrente na carga ca de

450W (0,611pu), no momento de sua conexão em  $t = 4s$ .

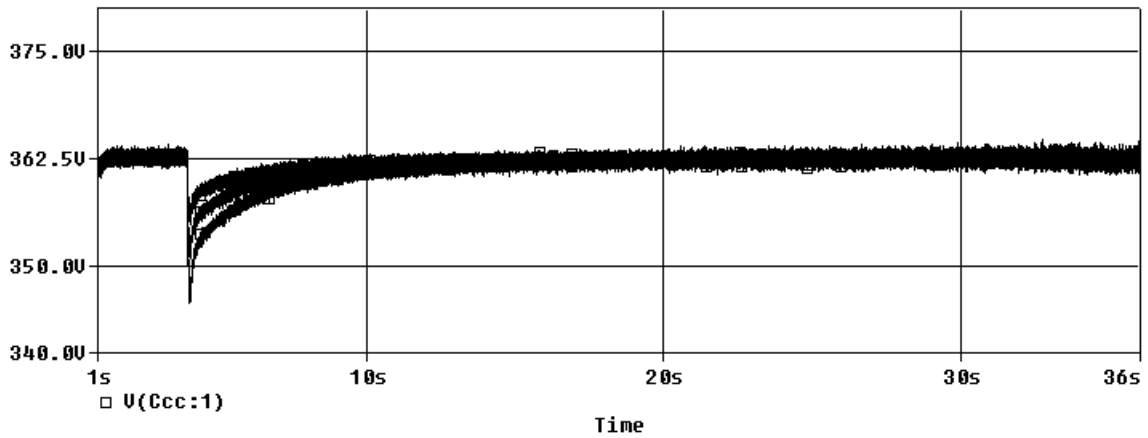


Figura 3.13: Comparação das curvas de tensão  $V_{cc}$  para conexões de cargas de 180W, 300W e 450W.

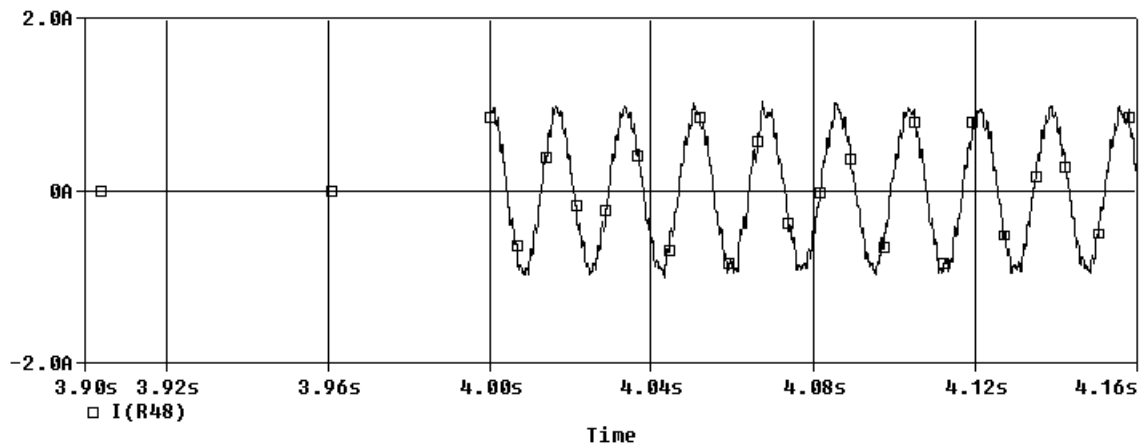


Figura 3.14: Corrente na carga ca de 450W.

### 3.3.2 Simulações com Degrau Duplo de Carga Resistiva

Foram feitas simulações adicionais com o intuito de observar o comportamento do sistema com maior carregamento. Estas simulações consistiram em partir o sistema a vazio e conectar um conjunto cargas. Após mais alguns instantes, outro conjunto de cargas era conectado ao sistema.

A primeira simulação com degrau duplo da carga foi feita para a entrada de 180W (0,244pu) em  $t = 4s$ , seguida de mais 300W (0,407pu) em  $t = 15s$ . A figura 3.15 apresenta a curva da tensão  $V_{cc}$  para esta situação.

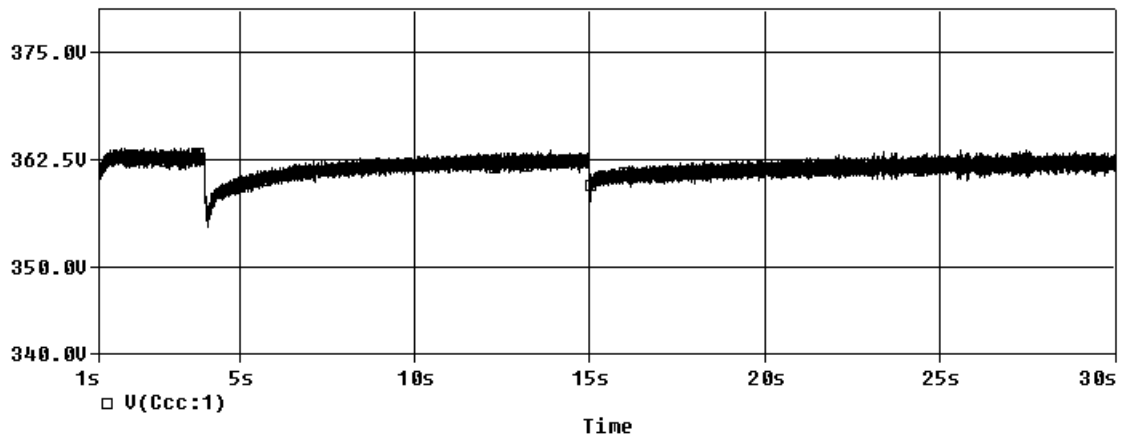


Figura 3.15: Conexão de uma carga de  $180W$  em  $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de  $300W$  em  $t = 15s$ : tensão  $V_{cc}$ .

Percebe-se neste caso que o afundamento da tensão  $V_{cc}$  para conexão de  $300W$  não foi tão pronunciado, como quando esta mesma carga foi conectada isoladamente. A velocidade de retorno da tensão  $V_{cc}$  à referência também foi maior.

Outra simulação foi feita para uma conexão de  $450W$  ( $0,611pu$ ) em  $t = 4s$  seguida de  $180W$  ( $0,244pu$ ) em  $t = 9s$ , a figura 3.16 apresenta a tensão  $V_{cc}$  para esta situação. Neste caso a carga da  $180W$  foi conectada antes mesmo do valor de  $V_{cc}$  retornar à referência. O controle atuou adaptando a potência gerada à carga conectada ao sistema.

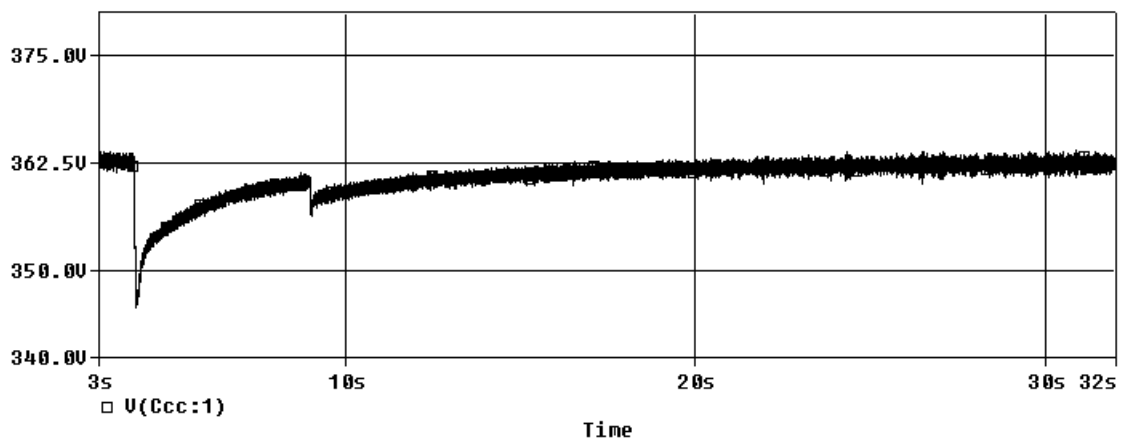


Figura 3.16: Conexão de uma carga de  $450W$  em  $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de  $180W$  em  $t = 9s$ : tensão  $V_{cc}$ .

Realizou-se outra simulação com dupla conexão de carga resistiva, na qual foi conectada uma carga de  $450W$  ( $0,611pu$ ) em  $t = 4s$ , seguida de uma conexão de uma carga de  $300W$  ( $0,407pu$ ) em  $t = 9s$ . É possível notar que esta simulação foi realizada com uma carga aproximadamente igual à nominal do sistema ( $1,019pu$ ), que é de  $736W$ . A figura



3.17 apresenta a tensão  $V_{cc}$  obtida nesta simulação.

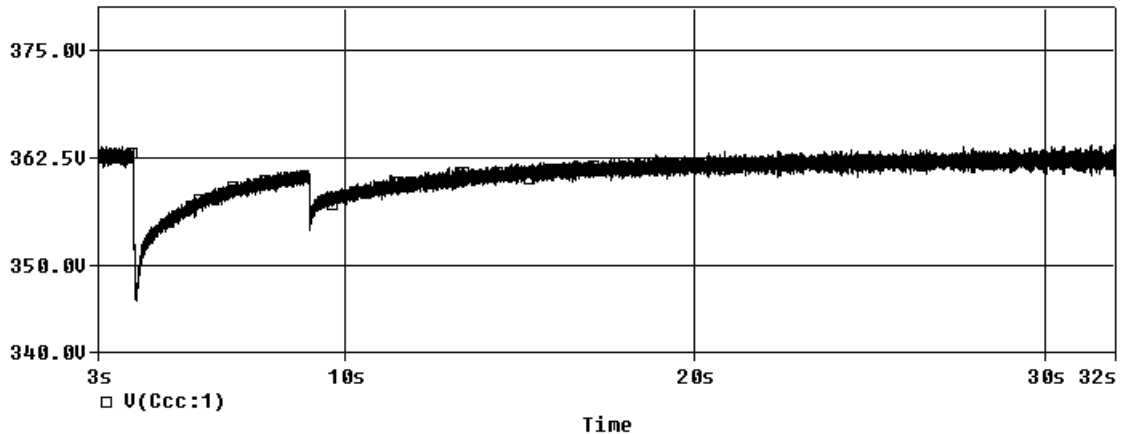


Figura 3.17: Conexão de uma carga de  $450W$  em  $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de  $300W$  em  $t = 9s$ : tensão  $V_{cc}$ .

Dando seqüência aos estudos com dupla conexão de carga, foi realizada uma simulação com a conexão de  $450W$  ( $0,611pu$ ) em  $t = 4s$  seguida de uma nova conexão de carga, desta vez desequilibrada, de  $225W$  ( $0,305pu$ ) em  $t = 9s$ . A carga de  $225W$  desequilibrada consistia em  $100W$  em duas fases e mais  $25W$  na terceira fase. O valor de  $V_{cc}$  para esta situação encontra-se na figura 3.18. Observa-se que o comportamento dinâmico do controle de potência não é significativamente afetado pelo desequilíbrio das cargas.

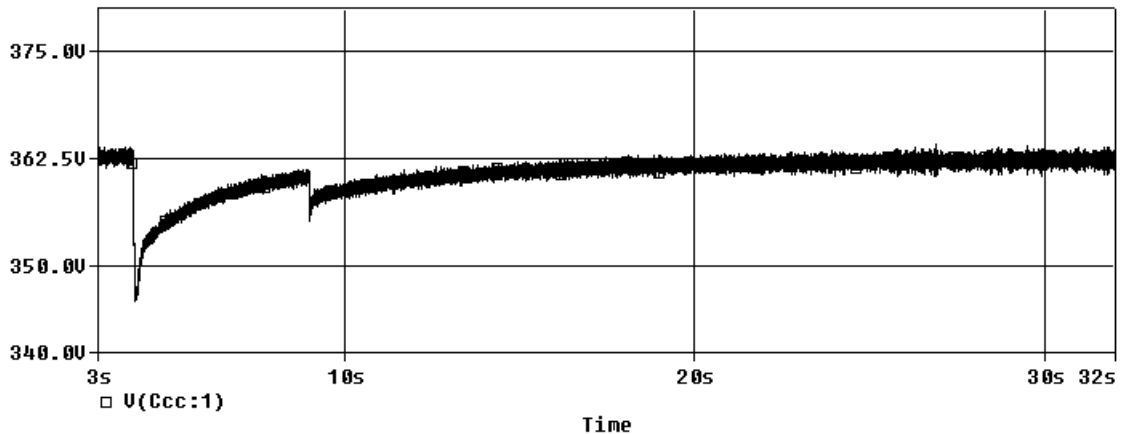


Figura 3.18: Conexão de uma carga equilibrada de  $450W$  em  $t = 4s$ , seguida da conexão de uma carga desequilibrada de  $225W$ , em  $t = 9s$ : tensão  $V_{cc}$ .

Por fim, realizou-se uma simulação com um desequilíbrio mais significativo no sistema, neste caso conectou-se uma carga de  $200W$  ( $100W; 0W; 100W$ ) em  $t = 4s$  e uma nova conexão de  $325W$  ( $150W; 25W; 150W$ ) em  $t = 9s$ , totalizando  $525W$  com uma distribuição entre fases de  $250W; 25W; 250W$ . A figura 3.19 apresenta a tensão  $V_{cc}$  para esta simulação. A frequência síncrona para este caso estabilizou-se em aproximadamente  $57,2Hz$ .

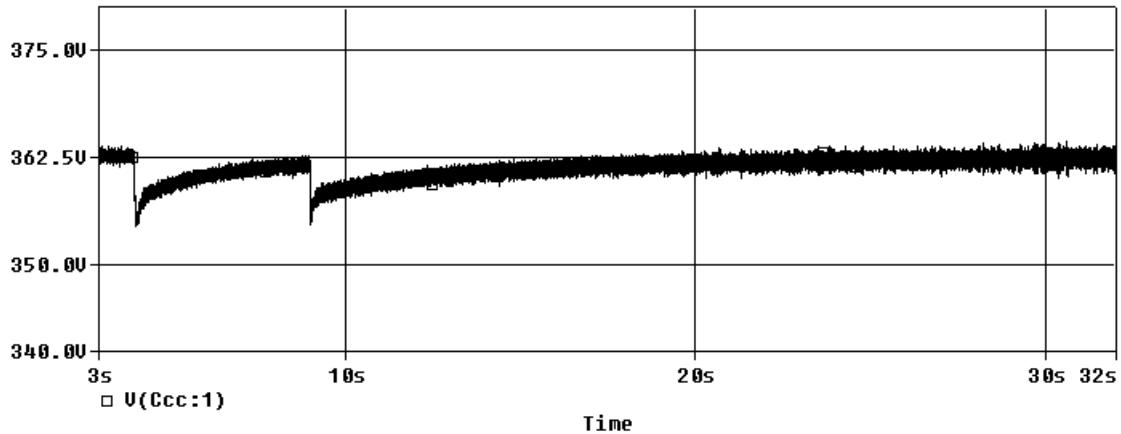


Figura 3.19: Conexão de uma carga desequilibrada de  $200W$  em  $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de  $350W$ , também desequilibrada, em  $t = 9s$ : tensão  $V_{cc}$ .

Um fato relevante, observado nas simulações com duplo degrau de carga resistiva, consiste na frequência ter ficado fora da faixa prevista de funcionamento do sistema em alguns casos.

Inicialmente, foi previsto que o sistema deveria funcionar com a frequência síncrona variando entre  $57Hz$  e  $63Hz$  (uma faixa de  $\pm 5\%$ ), já que a velocidade nominal da máquina utilizada como gerador é de  $1730rpm$ , o que corresponde a um escorregamento de  $3,9\%$ . Entretanto, para as simulações com cargas totais de  $630W$ ,  $675W$  e  $750W$  a frequência síncrona se estabilizou em  $56,7Hz$ ,  $56,4Hz$  e  $56,2Hz$ . O limitador presente na saída do controlador PI foi alterado nestas simulações, para permitir uma variação de  $\pm 5Hz$ .

A representação obtida por simulação contemplou os aspectos qualitativos do sistema. No entanto os valores de  $57Hz$  e  $63Hz$  foram mantidos na montagem experimental do sistema, descrita em detalhes no próximo capítulo.

Outro fato relevante, observado nas simulações com duplo degrau de carga, deve-se ao afundamento de tensão não ser tão pronunciado quando se conecta cargas ao sistema já carregado. Pode-se inferir que a resposta do sistema é melhor quando já existe uma carga prévia.

### 3.3.3 Simulações com Carga Indutiva

O gerador de indução não é capaz de compensar a potência reativa da carga ca, sendo que o próprio gerador requer potência reativa para sua magnetização. O sistema no entanto faz a compensação de potência reativa de duas formas: através dos capacitores de excitação  $C_{ca}$ ; e pela troca de potência reativa através do conversor bidirecional, utilizando

o capacitor  $C_{cc}$ .

O comportamento do sistema na presença de cargas indutivas foi observado através de simulações. A primeira simulação consistiu em adicionar uma carga mista, composta de um banco de resistências trifásicas equilibradas de  $300W$ , em  $t = 4s$ , e um banco de indutores trifásicos e equilibrados de  $300VAr$  em  $t = 12s$ . A figura 3.20 apresenta o gráfico da tensão  $V_{cc}$  para esta situação.

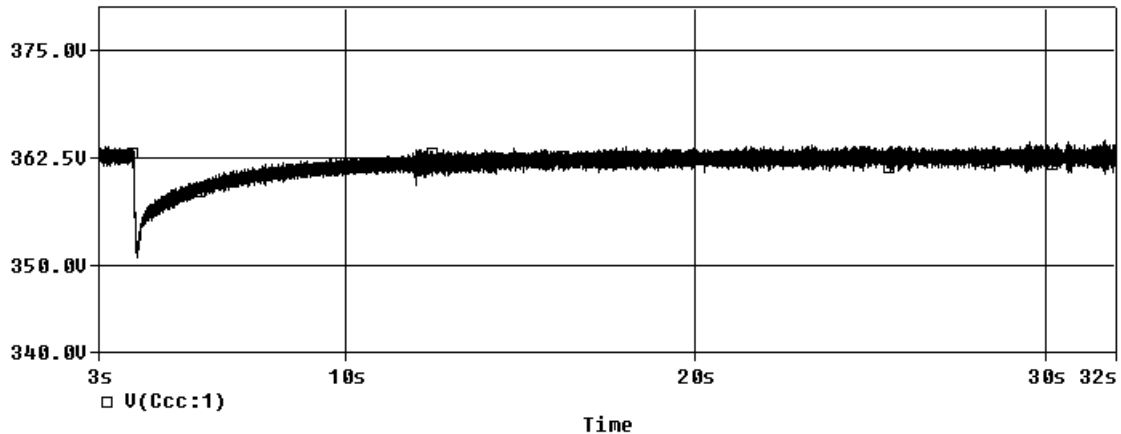


Figura 3.20: Conexão de uma carga de  $300W$  em  $t = 4s$ , seguida da conexão de uma carga com potência reativa de  $300VAr$  em  $t = 12s$ : tensão  $V_{cc}$ .

Analisando a figura 3.20 é possível notar que, no momento em que se conecta a carga indutiva ao sistema, a tensão  $V_{cc}$  não sofre variação, embora apresente uma maior oscilação. A frequência síncrona estabilizou-se a  $58,3Hz$ , o qual é exatamente o mesmo valor para a simulação de carga resistiva de  $300W$  apresentada anteriormente na ausência de carga indutiva, figura 3.9.

Outra simulação foi realizada para a conexão de uma carga puramente indutiva equilibrada de  $600VAr$ . Nesta simulação conectou-se inicialmente uma carga indutiva de  $300VAr$  em  $t = 4s$ , seguida de uma nova carga indutiva de  $300VAr$  em  $t = 12s$ . A figura 3.21 apresenta a tensão  $V_{cc}$  para esta situação.

Observa-se a ausência de variações bruscas da tensão no lado cc, já que a carga conectada à rede não solicitou potência ativa além da que já estava sendo produzida pelo gerador de indução. A potência reativa solicitada pela carga indutiva conectada foi suprida pelo capacitor  $C_{cc}$ , uma vez que o banco de capacitores  $C_{ca}$  foi dimensionado para atender o gerador.

É possível, no entanto, verificar que a conexão da carga indutiva aumenta a oscilação da tensão  $V_{cc}$ , já que o capacitor  $C_{cc}$  está envolvido na troca de potência reativa com os

indutores conectados no lado ca.

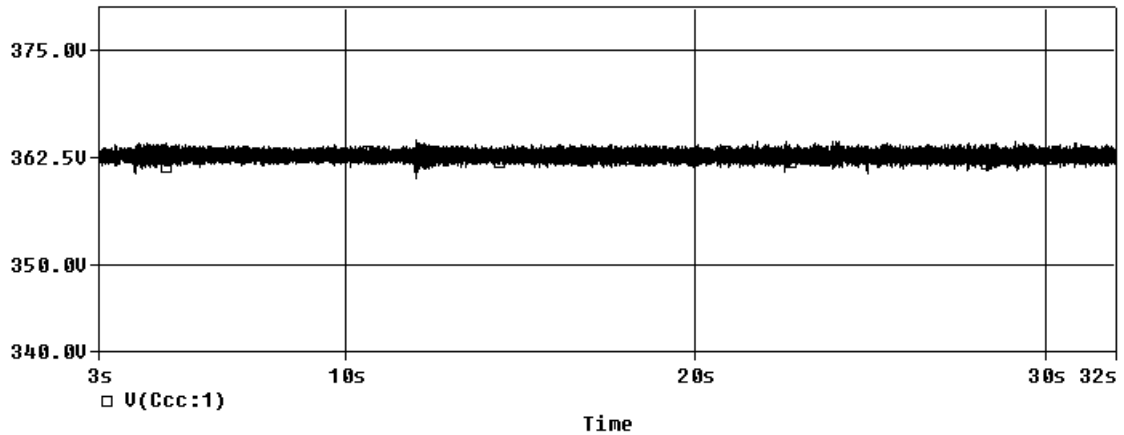


Figura 3.21: Conexão de uma carga de  $300VAr$  em  $t = 4s$ , seguida de uma nova conexão de  $300VAr$  em  $t = 12s$ : tensão  $V_{cc}$ .

### 3.4 Considerações Finais

Neste capítulo apresentou-se a proposta de um sistema de controle da potência gerada por um gerador de indução, que consiste no controle da frequência síncrona através de um conversor de frequência. A proposta foi simulada sob diversos valores de carga e os resultados obtidos indicaram a sua viabilidade.

Ao longo deste capítulo foi realizada uma análise qualitativa do funcionamento do sistema proposto e de seu comportamento com diversas situações de carga. Os resultados apresentados indicam um desempenho satisfatório do sistema proposto, o qual conseguiu, em todos os casos, adaptar a potência gerada à potência solicitada pela carga conectada aos terminais do gerador de indução. Foram realizados ensaios com cargas resistivas equilibradas e desequilibradas, com potências que variaram de  $0,244pu$  a  $1,019pu$ .

As simulações foram realizadas limitando-se a frequência de chaveamento do conversor em  $1kHz$ , por questão de tempo de duração e convergência numérica. Foram necessários ainda ajustes nos parâmetros ABSTOL, VNTOL, e CHGTOL, a fim de manter o valor das grandezas calculadas nas simulações, referentes a cada um dos parâmetros, inferior a 12 ordens de magnitude, de maneira a possibilitar a convergência numérica nas simulações.

Estudou-se ainda, o comportamento do sistema alimentando cargas indutivas e resistivas, além de cargas puramente indutivas. Constatou-se neste estudo que a potência reativa necessária ao sistema pode ser suprida pelo capacitor do lado cc ( $C_{cc}$ ), entretanto o comportamento da tensão  $V_{cc}$  neste caso apresenta uma maior oscilação.

Os resultados das simulações realizadas indicaram que a resposta do sistema, sob variações de carga, é melhor na presença de uma carga prévia. Ou seja, a variação na tensão  $V_{cc}$ , no momento da aplicação de uma carga trifásica de, por exemplo,  $300W$  no sistema a vazio, é maior que a variação produzida pela inserção da mesma carga, caso o sistema já estivesse alimentando uma outra carga com os mesmos  $300W$ . Daí resulta que a carga resistiva ca tem um efeito amortecedor no sistema e que este efeito melhora sua resposta dinâmica.

No próximo capítulo serão apresentados e discutidos aspectos referentes à implementação física do sistema, comentando-se as adaptações necessárias ao funcionamento do sistema proposto e os resultados experimentais obtidos. Apresenta-se também a plataforma de desenvolvimento do Processador Digital de Sinais (DSP, em inglês), na qual foi implementado o controle digital do sistema.

## 4 *Análise Experimental do Controle do Gerador de Indução*

O sistema composto pelo gerador de indução tipo gaiola, associado ao conversor de frequência, controlado através frequência síncrona foi implementado em laboratório. São apresentados resultados experimentais que representam o comportamento do sistema sob diversas condições de carregamento.

A implementação do controle da potência foi realizada com base em um processador digital de sinais (DSP). O DSP utilizado foi o ADSP 21992, fabricado pela Analog Devices (*LAPSLEY, 1997; ANALOG DEVICES, 2003*).

Neste capítulo serão apresentados aspectos relevantes sobre a implementação experimental do sistema, bem como os resultados experimentais obtidos.

### 4.1 **Descrição do Sistema Implementado**

O sistema proposto foi implementado com o auxílio do processador digital de sinais ADSP 21992, fabricado pela Analog Devices (*LAPSLEY, 1997; ANALOG DEVICES, 2003*). O funcionamento do sistema apresentado na figura 3.2 permanece o mesmo, porém algumas das funções foram implementadas digitalmente pelo microprocessador. A figura 4.1 apresenta um diagrama do sistema detalhando as funções realizadas pelo ADSP 21992.

Conforme ilustrado na figura 4.1, a tensão  $V_{cc}$  é obtida através do circuito de leitura de tensão. Neste circuito, a tensão é amostrada via sensor por efeito Hall, modelo LV25-P, fabricado pela LEM, e condicionada aos níveis de tensão do DSP por meio de divisor resistivo e amplificadores operacionais.

O conversor bidirecional utilizado foi produzido pela SEMIKRON, com potência de  $10kW$ , tendo suas chaves acionadas através dos pulsos gerados pela modulação PWM

senoidal, implementada no processador digital de sinais modelo ADSP 21992.

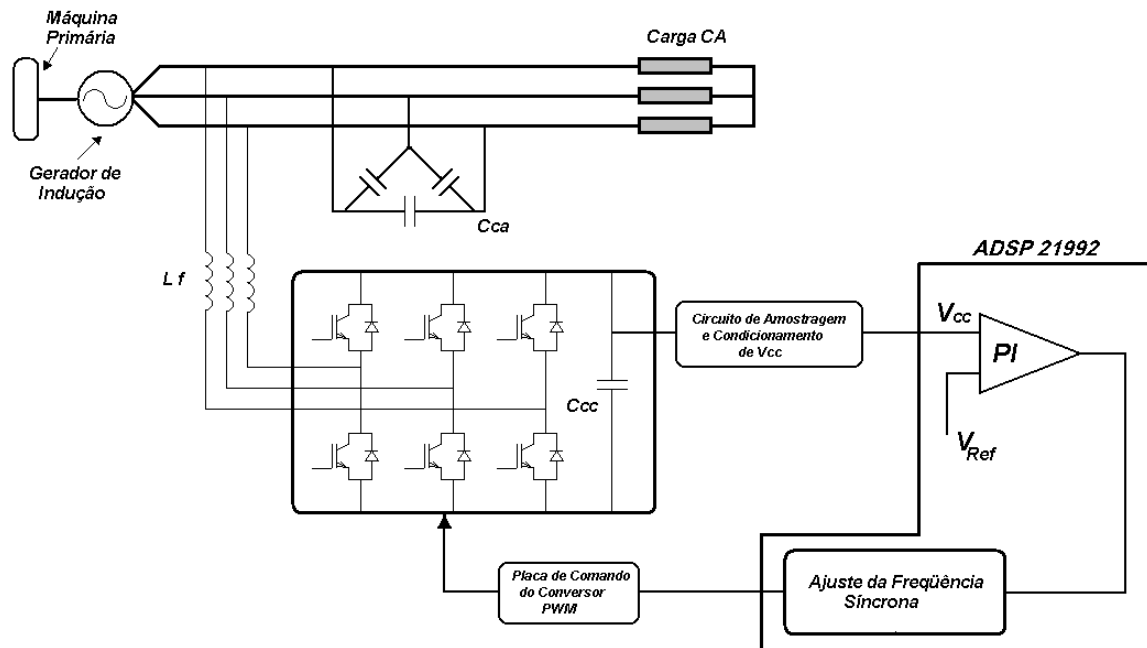


Figura 4.1: Diagrama do sistema proposto.

O filtro  $L_f C_{ca}$  foi implementado para  $C_{ca} = 10\mu F$ , o que foi equivalente a uma redução de aproximadamente 18,5% em relação ao valor simulado. Os indutores  $L_f$  mantiveram-se em  $5mH$ , como na simulação. A capacitância do lado contínuo ( $C_{cc}$ ) utilizada foi de  $2200\mu F$ .

A figura 4.1 indica também a presença do circuito de comando do conversor PWM, cuja função é ajustar os níveis de tensão dos pulsos gerados pelo ADSP 21992 aos níveis requeridos pelo conversor PWM para o comando dos IGBTs. Os demais componentes do sistema serão apresentados a seguir.

#### 4.1.1 ADSP 21992 EZ-KIT Lite

O sistema proposto foi implementado, com o auxílio do processador digital de sinais ADSP 21992. Utilizou-se, no entanto, um sistema de desenvolvimento fornecido pela empresa fabricante do processador denominado ADSP 21992 EZ-KIT Lite (*ANALOG DEVICES, 2002a*). O sistema de desenvolvimento é um sistema mínimo equipado com alguns periféricos que facilitam o desenvolvimento de aplicações. Usado em conjunto com o aplicativo VisualDSP++ 3.0, o sistema facilita em muito o desenvolvimento de projetos com DSPs.

Os principais componente do sistema de desenvolvimento são os seguintes:

- Processador Digital de Sinais ADSP-21992 160MHz, com capacidade de execução de 160MIPS (Milhões de Instruções por Segundo).
- Interface USB.
- Conversor DA de 8 canais e 12 bits.
- Saídas PWM.
- Entradas Analógicas (conectadas ao conversor AD de 8 canais e 14 bits existente no Processador ADSP 21992).
- Interface para Encoder.

O ADSP 21992 é um processador de 16 bits com ponto fixo, caracterizado por uma elevada capacidade de aquisição e processamento de dados, o que permite alta precisão e velocidade nos cálculos.

Tendo como uma de suas finalidades principais o controle e acionamento de máquinas elétricas, o processador ADSP 21992 possui as saídas para os pulsos PWM integradas. Cabe ao programador implementar um programa que gere os ciclos de trabalho (*duty cycle*) e os envie à saída. O circuito gerador PWM produz três pares de sinais nos seis pinos da saída PWM (AH, AL, BH, BL, CH, CL). Estes sinais correspondem às duas chaves existentes em cada uma das fases A, B e C do inversor trifásico.

#### 4.1.2 Plataforma Baseada em Microcomputador

Para programação e controle do ADSP 21992, foi utilizado um microcomputador conectado ao sistema de desenvolvimento através de uma interface USB. O microcomputador foi responsável pela execução do aplicativo VisualDSP++ 3.0 (*ANALOG DEVICES, 2002b*), fornecido juntamente com o ADSP 21992 EZ-KIT Lite. Este ambiente permite a programação do ADSP 21992 em linguagem C, C++ e Assembly (*ANALOG DEVICES, 2000*).

O ambiente VisualDSP++ 3.0 permite ao usuário, além da programação, visualizar os registradores do ADSP 21992, executar o programa passo a passo, visualizar a memória de dados e de programa do ADSP 21992 e outras funções que facilitam o desenvolvimento da aplicação. É possível inclusive interagir com o programa durante a execução, enviando comandos e plotando gráficos com os dados da memória do ADSP na tela do microcomputador.



A figura 4.2 apresenta a tela do programa, onde se pode observar as janelas de texto, de registradores, de memória e outras informações.

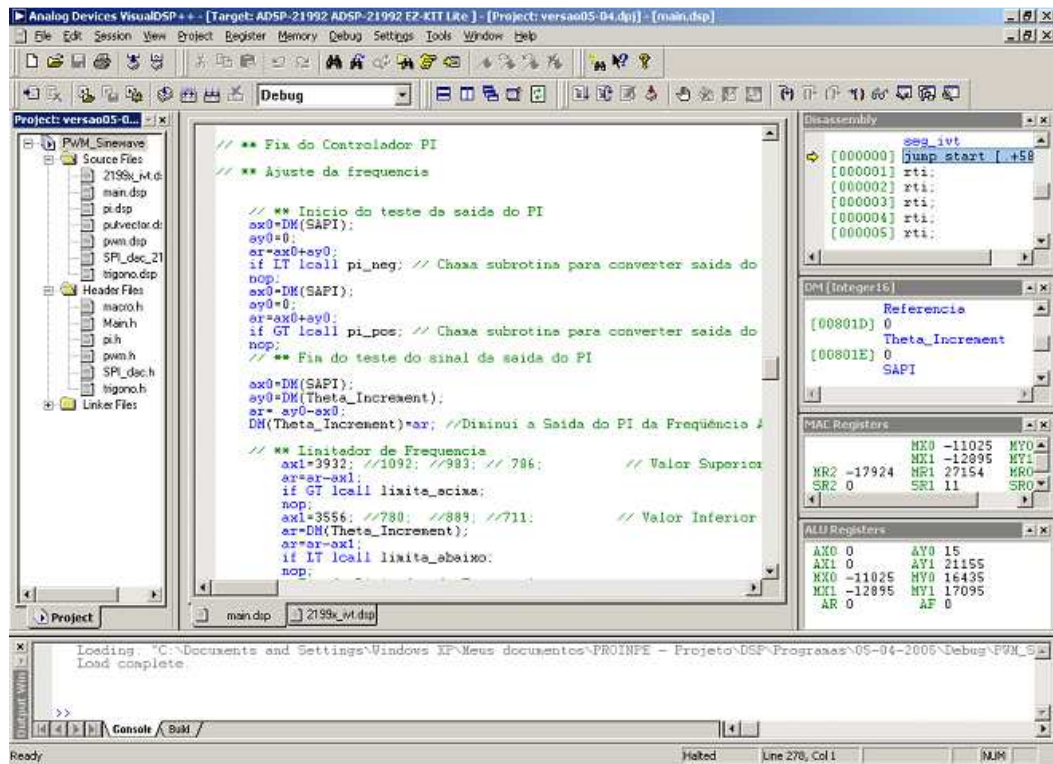


Figura 4.2: Exemplo de tela do aplicativo VisualDSP++ 3.0.

### 4.1.3 Conjunto Máquina Primária, Gerador e Carga

O conjunto máquina primária e gerador, foi construído através do acoplamento de duas máquinas de indução, de um conversor de frequência WEG CFW09 de uso comercial, e de um conversor de frequência de fabricação SEMIKRON.

O papel de máquina primária foi realizado por uma máquina de indução, acionada pelo conversor de frequência WEG CFW09 que utiliza controle vetorial (CARDENAS; PENA, 2004) de maneira a mantê-la com velocidade constante, mesmo com rápidas variações de carga. A máquina de indução que operou como máquina primária, possui potência de 1,5cv e 4 pólos. Como gerador foi usada uma máquina de indução de 1,0cv e 4 pólos, cujos parâmetros são os mesmos utilizados nas simulações do capítulo 3 e encontram-se no anexo A.

A figura 4.3 apresenta uma fotografia com a implementação experimental do sistema em uma bancada de laboratório, contendo o sistema de desenvolvimento do DSP, o computador, o conjunto motor-gerador e o conversor PWM.



Figura 4.3: Foto da implementação experimental do sistema.

#### 4.1.4 Programa Implementado no Processador Digital de Sinais

Foi implementado um programa responsável por realizar as funções de controle e de geração dos pulsos PWM no ADSP 21992 (SMITH, 1999). A figura 4.4 apresenta um fluxograma deste programa. A linguagem Assembly foi utilizada na implementação do programa de controle do sistema e comando do inversor.

O ADSP 21992 gera automaticamente uma interrupção chamada *PWMSYNC*. Esta interrupção é produzida com o período determinado pela frequência de chaveamento, *PWM\_FREQ*, sendo esta uma constante determinada no início de cada programa. São determinados ainda no início do programa, o tempo morto (*dead time*) e a duração do pulso da interrupção *PWMSYNC*.

Após a leitura da tensão  $V_{cc}$  o programa calcula o erro pela sua diferença com a referência da tensão cc. Este erro é então utilizado como entrada na subrotina do controlador PI, que produz em sua saída um valor que será usado no ajuste da frequência síncrona. O programa produzido, tem então como ponto fundamental, a mudança da frequência síncrona do sistema de acordo com o valor da tensão  $V_{cc}$ .

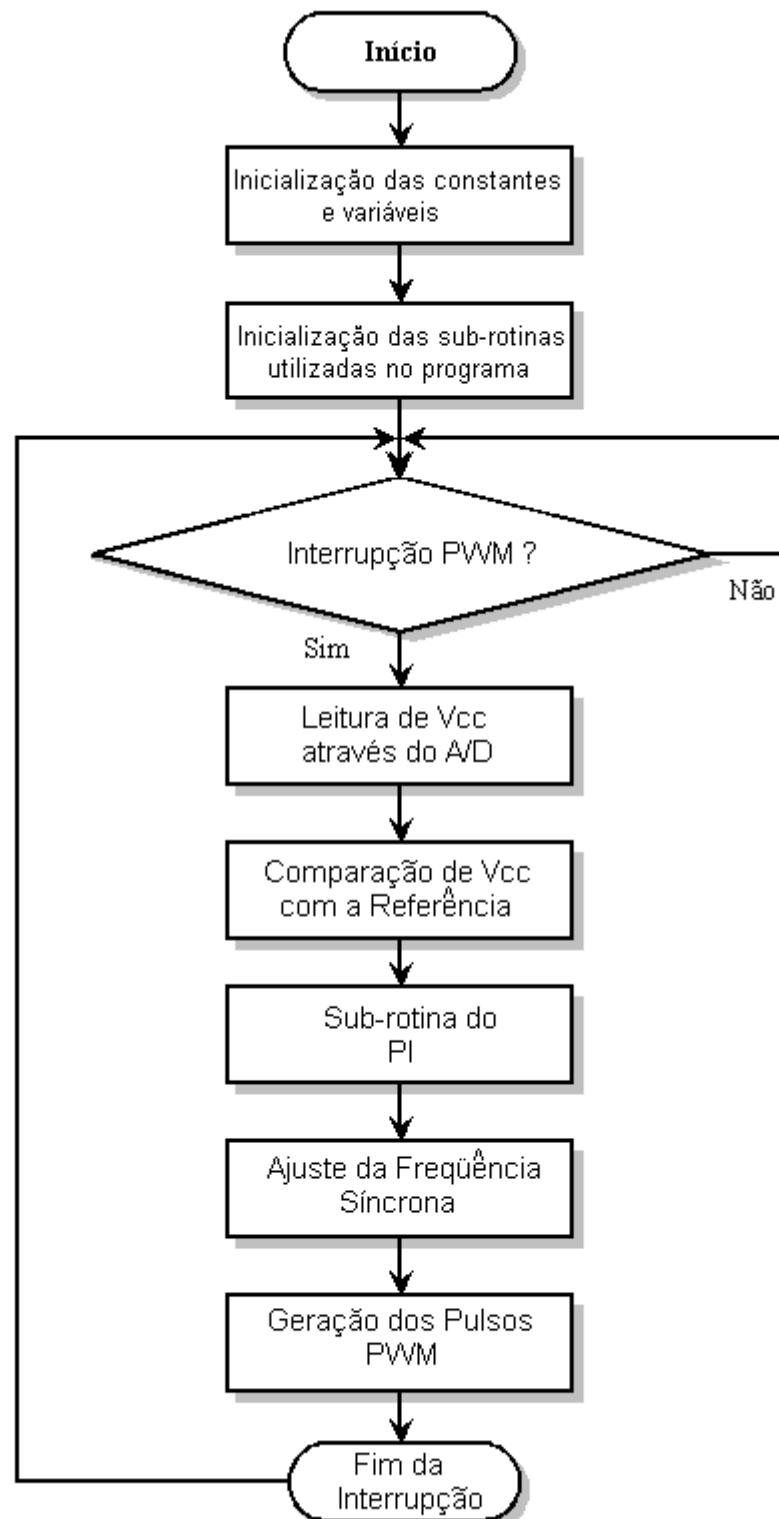


Figura 4.4: Fluxograma do programa de controle do sistema e comando do conversor.

O melhor instante para se alterar a frequência síncrona é no momento em que se calcula o ciclo de trabalho dos pulsos PWM. Assim sendo, o programa calcula o novo valor da frequência síncrona durante a interrupção *PWMSYNC*. Como o chaveamento é realizado com a modulação PWM senoidal, o programa atua no incremento do ângulo da senóide de referência a cada ciclo.

Para um melhor entendimento do programa toma-se, como exemplo, uma frequência síncrona de  $60Hz$  e uma frequência de chaveamento de  $4000Hz$ . Neste caso a frequência dos pulsos PWM será de  $4000Hz$ , ou seja, ocorrerão 4000 pulsos em um segundo. Como a frequência síncrona é de  $60Hz$ , a cada 4000 pulsos o ângulo da senóide de referência deve girar os  $360^\circ$  por 60 vezes. Portanto a cada pulso da onda portadora, o ângulo deverá ser incrementado de  $\frac{360 \times 60}{4000} = 5,4^\circ$

O programa atua no incremento do ângulo da referência senoidal, ou seja, quando se pretende aumentar a frequência, aumenta-se o incremento, e quando a intenção é reduzir a frequência síncrona, reduz-se o incremento do ângulo.

## 4.2 Resultados Experimentais

O sistema implementado foi submetido a diversas combinações de cargas resistivas e indutivas. Serão apresentados aqui alguns resultados que servirão como base para a discussão do desempenho do sistema proposto. Os pesos do controlador PI, implementado no ADSP 21992, foram ajustados em  $kp = 0,06$  e  $ki = 0,12$ , após inúmeras tentativas, e a frequência de chaveamento do conversor PWM foi ajustada para  $4200Hz$ .

### 4.2.1 Testes Realizados com Cargas Resistivas Equilibradas

A figura 4.5 apresenta a forma de onda da tensão  $V_{cc}$  a vazio e a referência de tensão. O sistema mantém a tensão  $V_{cc}$  próximo do valor de referência que é  $360V$ , embora exista uma oscilação em torno do valor desejado.

A frequência do sistema operando a vazio está apresentada na figura 4.6, pode-se observar que o comportamento da frequência no sistema implementado experimentalmente apresenta diferenças significativas em relação ao comportamento verificado por simulação. Os limites inferiores e superiores da frequência estão representados pelas linhas horizontais. É possível perceber que o valor da frequência síncrona fica oscilando constantemente entre estes limites máximo e mínimo. Na figura 4.6 pode-se notar a existência de impul-

tos, que em alguns casos excedem a faixa permitida para variação da frequência, estes sinais são ruídos ocorridos durante a medição e não refletem o comportamento real da frequência síncrona.

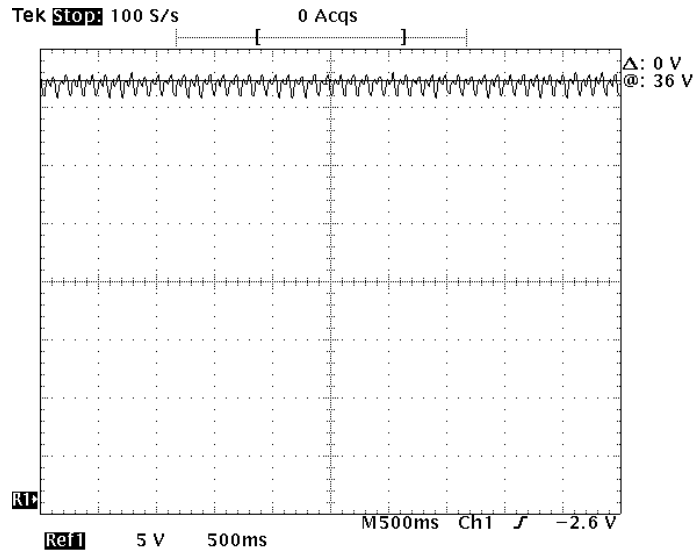


Figura 4.5: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema sem carga - (50V/Div).

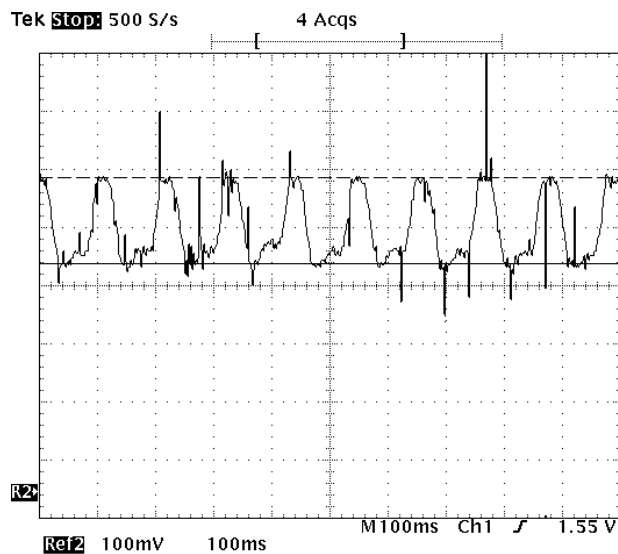


Figura 4.6: Frequência com o sistema sem carga - (4,3Hz/Div).

A adição de uma carga resistiva trifásica equilibrada com potência de  $180W$  ao sistema inicialmente a vazio está apresentada na figura 4.7. Pode-se observar que a adição da carga não altera de maneira expressiva a oscilação da tensão  $V_{cc}$ . Somente no instante da conexão ocorre uma redução na oscilação e, após a conexão da carga, a tensão  $V_{cc}$  continuou apresentando um comportamento semelhante ao apresentado com o sistema a vazio.

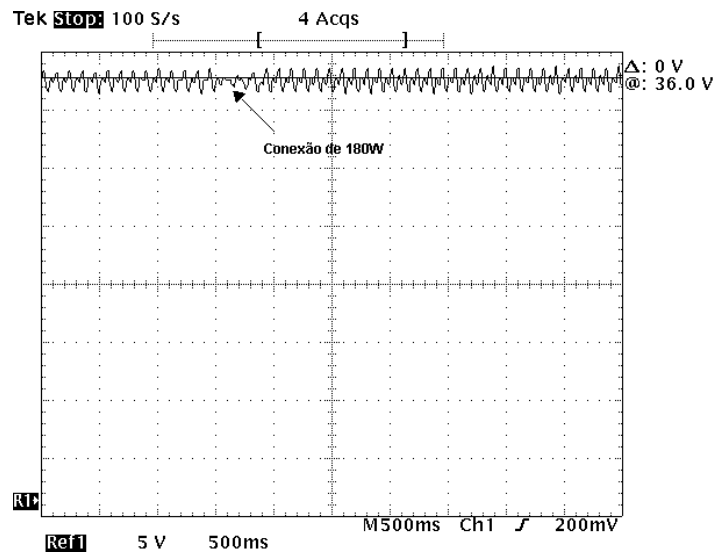


Figura 4.7: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema alimentando carga resistiva equilibrada de  $180W$  - ( $50V/Div$ ).

O comportamento da frequência síncrona com o sistema alimentando uma carga resistiva de  $180W$  está apresentado na figura 4.8. Nesta figura, percebe-se um desempenho semelhante ao do sistema a vazio, ou seja, a frequência síncrona ainda apresenta significativa oscilação, o que acarreta uma oscilação na tensão  $V_{cc}$ .

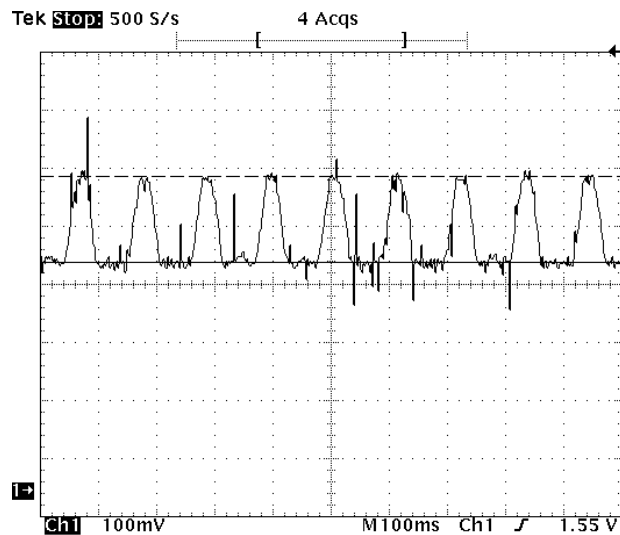


Figura 4.8: Frequência com o sistema alimentando uma carga resistiva equilibrada de  $180W$  - ( $4,3Hz/Div$ ).

O gráfico de  $V_{cc}$  para o sistema com adição de nova carga está apresentado na figura 4.9. Nesta figura o gerador está inicialmente alimentando uma carga de  $180W$ , quando é conectada em seus terminais uma nova carga de  $450W$ , totalizando uma potência de  $630W$  ( $0,855pu$ ) de cargas trifásicas equilibradas.

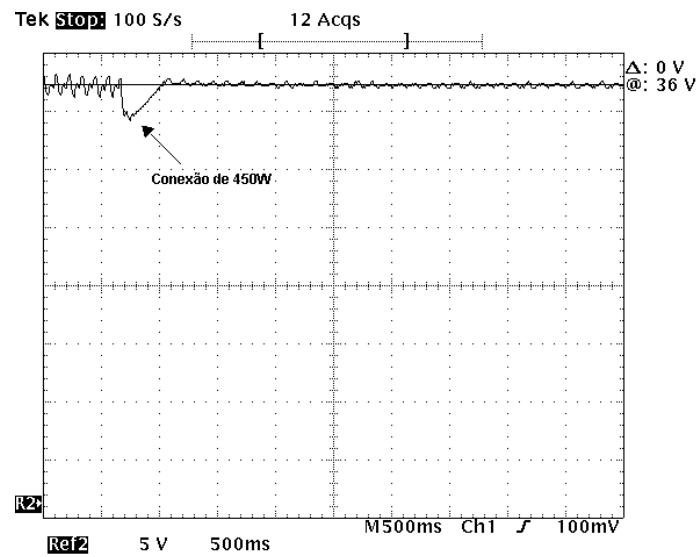


Figura 4.9: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema alimentando carga resistiva de  $180W$  seguida de conexão de  $450W$  - ( $50V/Div$ ).

É possível perceber que, no momento de conexão da carga, a tensão  $V_{cc}$  sofre uma redução de seu valor, já que durante alguns instantes o capacitor  $C_{cc}$  fornece a energia complementar à carga. Após aproximadamente  $500ms$  o sistema de controle, através da redução da frequência síncrona, aumenta a potência gerada, o que provoca um retorno da tensão  $V_{cc}$  ao valor de referência.

A frequência para a carga  $630W$  em regime está apresentada na figura 4.10. Pode-se observar nesta situação que as oscilações do sistema reduziram-se significativamente. É possível notar, na figura 4.10, a existência de ruídos advindos da leitura realizada pelo osciloscópio.

Constata-se que, à medida que se adiciona mais carga, o sistema melhora seu desempenho. A figura 4.11 ilustra a situação na qual o gerador está sem carga e há a conexão de uma carga resistiva trifásica equilibrada de  $450W$ . Após alguns instantes, uma nova carga resistiva trifásica equilibrada de  $180W$  é conectada ao gerador. Observa-se que à medida que o carregamento do sistema aumenta, a amplitude de oscilação da tensão  $V_{cc}$  em torno da referência decresce.

Um maior carregamento foi imposto ao sistema quando o gerador, que está inicialmente alimentando uma carga resistiva trifásica equilibrada de  $450W$  ( $0,611pu$ ), recebe uma carga trifásica equilibrada com potência de  $300W$  ( $0,407pu$ ), totalizando uma potência de  $750W$  ( $1,019pu$ ). A figura 4.12 apresenta o gráfico de  $V_{cc}$  para este teste. Nota-se que a oscilação em torno do valor de referência de  $V_{cc}$  é bem inferior quando comparada aos demais casos

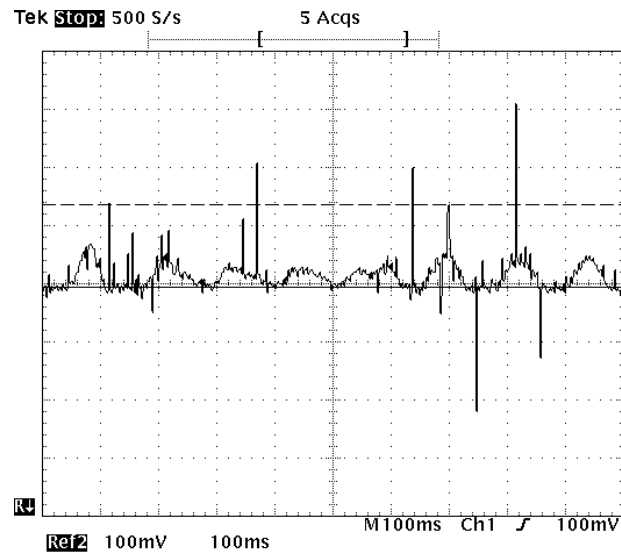


Figura 4.10: Frequência do sistema alimentando carga resistiva de  $630W$  equilibrada - ( $4,3Hz/Div$ ).

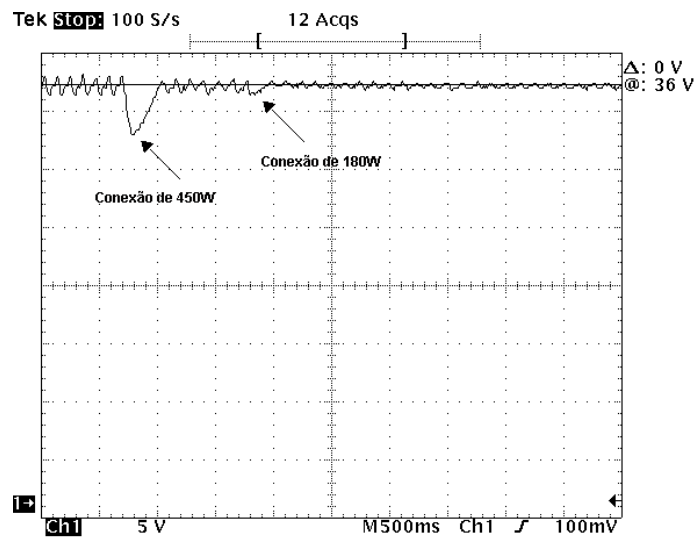


Figura 4.11: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema a vazio, seguido de conexão de carga resistiva de  $450W$  e uma nova conexão de  $180W$  - ( $50V/Div$ ).



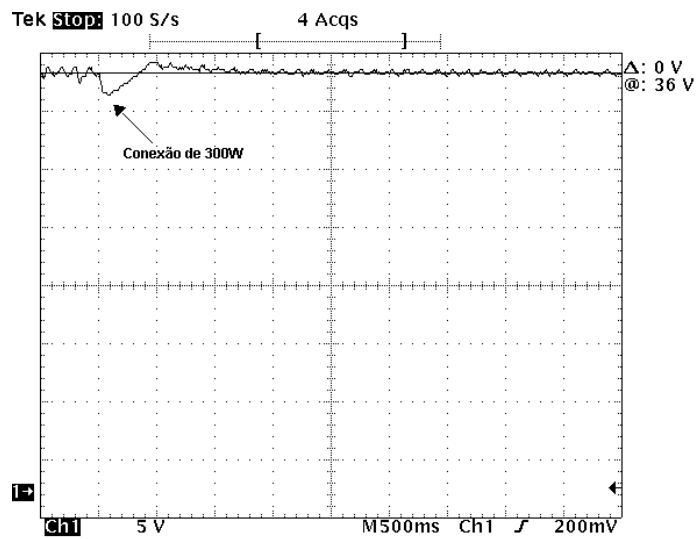


Figura 4.12: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente alimentando carga resistiva de  $450W$  seguida de conexão de  $300W$  - (50V/Div).

O comportamento da frequência para a carga resistiva trifásica equilibrada com potência de  $750W$  está apresentada na figura 4.13. Observa-se no gráfico da frequência que as oscilações sofreram significativa redução. Diferente do que ocorreu na simulação deste caso, o sistema conseguiu fornecer energia à carga de  $750W$  com a frequência síncrona dentro dos limites de  $57Hz$  e  $63Hz$ .

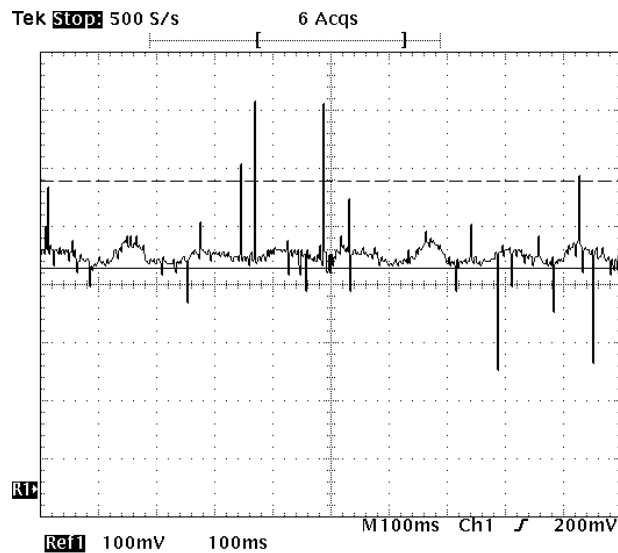


Figura 4.13: Frequência do sistema alimentando carga resistiva de  $750W$  - (4,3Hz/Div).

## 4.2.2 Testes Realizados com Cargas Resistivas Desequilibradas

Para se verificar o comportamento do sistema alimentando uma carga desequilibrada, foi realizado um teste com o gerador alimentando uma carga de  $420W$  desequilibrada ( $160W, 100W, 160W$ ). A figura 4.14 apresenta a tensão  $V_{cc}$  quando o sistema inicialmente estava a vazio, e recebe uma carga trifásica de  $300W$  equilibrados. Em seguida, conectou-se mais uma carga com potência de  $120W$  desequilibrados ( $60W, 0W, 60W$ ) nas fases a, b e c, respectivamente. Percebe-se que o comportamento da tensão  $V_{cc}$  é semelhante ao apresentado para cargas equilibradas. A figura 4.15 apresenta o gráfico da frequência síncrona para a carga resistiva desequilibrada de  $420W$ .

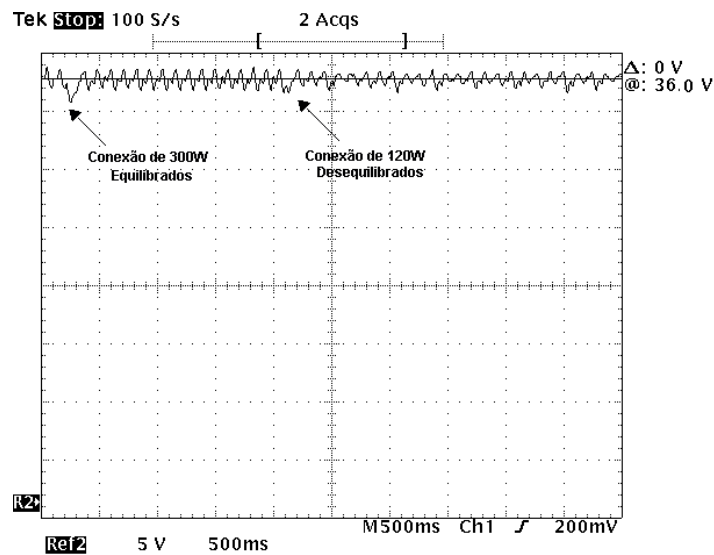


Figura 4.14: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema alimentando carga resistiva de  $300W$  seguida de conexão de  $120W$  desequilibrados - ( $50V/Div$ ).

Outro ensaio com cargas desequilibradas foi realizado, no qual o desequilíbrio foi aumentado significativamente. Neste teste, o sistema inicialmente alimentava uma carga de  $200W$  desequilibrada ( $100W, 0W, 100W$ ), sendo em seguida conectada mais uma carga desequilibrada de  $325W$  ( $150W, 25W, 150W$ ), totalizando  $525W$  distribuídos em ( $250W, 25W, 250W$ ) nas fases a, b e c, respectivamente.

O comportamento da tensão  $V_{cc}$  para esta carga está apresentado na figura 4.16, nele pode ser visto que o sistema consegue fornecer energia a uma carga bastante desequilibrada mantendo a tensão  $V_{cc}$  dentro de um nível de oscilação próximo ao apresentado para uma carga equilibrada.

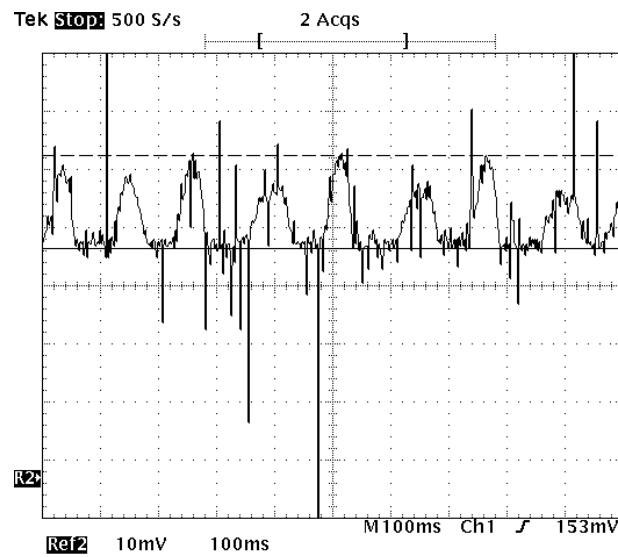


Figura 4.15: Freqüência do sistema alimentando carga resistiva desequilibrada de  $420W$  - ( $4,3Hz/Div$ ).

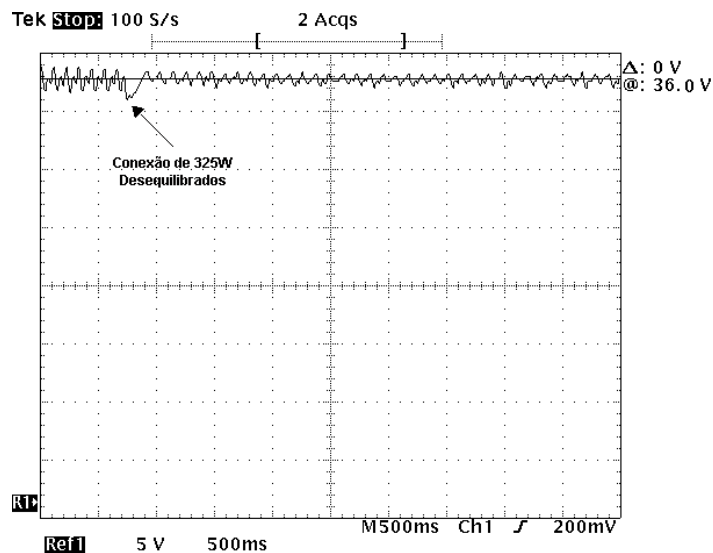


Figura 4.16: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema alimentando carga resistiva desequilibrada de  $200W$  seguida de conexão de  $325W$  desequilibrados - ( $50V/Div$ ).

O comportamento da freqüência síncrona do sistema, alimentando a carga resistiva desequilibrada de  $525W$ , está apresentada na figura 4.17.

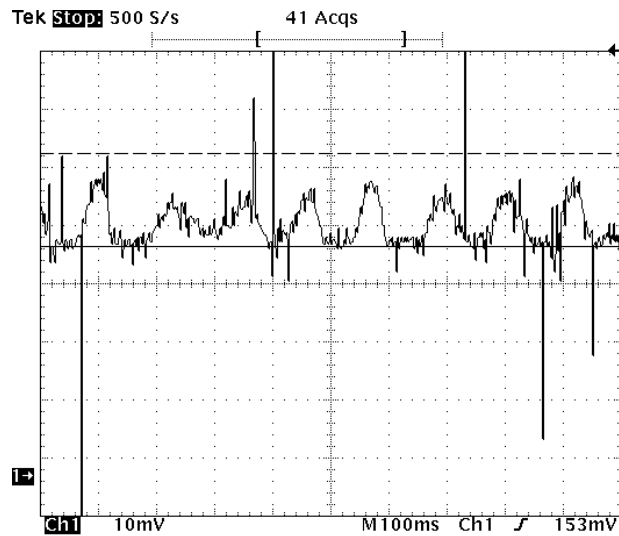


Figura 4.17: Freqüência do sistema alimentando carga resistiva desequilibrada de  $525W$  - ( $4,3Hz/Div$ ).

### 4.2.3 Testes Realizados com Cargas Indutivas

A capacidade de recuperação do sistema foi novamente testada quando se realizou a partida direta de um motor de indução trifásico de  $0,25cv$ , sem carga mecânica acoplada ao seu eixo, quando o sistema já apresentava carregamento de  $450W$  ( $0,611pu$ ). A figura 4.18 mostra o comportamento de  $V_{cc}$  para esta situação. A alta corrente de partida requerida pelo motor de indução provoca uma queda momentânea na tensão  $V_{cc}$ , a qual é corrigida pelo controle que aumenta a potência gerada de forma a suprir esta corrente.

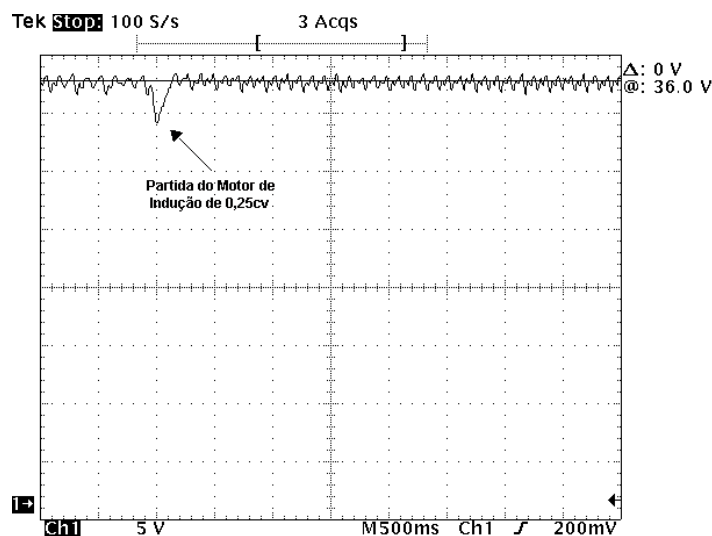


Figura 4.18: Tensão  $V_{cc}$  com sistema alimentando carga resistiva de  $450W$  seguida da partida direta de um motor de indução trifásico de  $0,25cv$  a vazio - ( $50V/Div$ ).

O motor de indução trifásico operando a vazio apresenta um baixo fator de potência, caracterizando uma carga fortemente indutiva ( $427\text{VAr}$ ). Nas simulações do sistema alimentando cargas indutivas, apresentadas no capítulo 3, foi possível perceber um aumento na amplitude das oscilações presentes em  $V_{cc}$  com a conexão de cargas indutivas, já na implementação este fato não foi visualizado.

A menor oscilação observada nos resultados experimentais em relação às simulações, na situação de alimentação de carga indutiva, justifica-se em parte pelas próprias perdas do motor de indução conectado e pela carga resistiva equilibrada de  $450\text{W}$  previamente conectada no sistema. Tem-se observado que as cargas resistivas atuam como amortecimento para o sistema e melhoram seu comportamento dinâmico.

A curva da frequência síncrona para o sistema alimentando um motor de indução de  $0,25\text{cv}$  a vazio e uma carga resistiva equilibrada de  $450\text{W}$  está apresentada na figura 4.19.

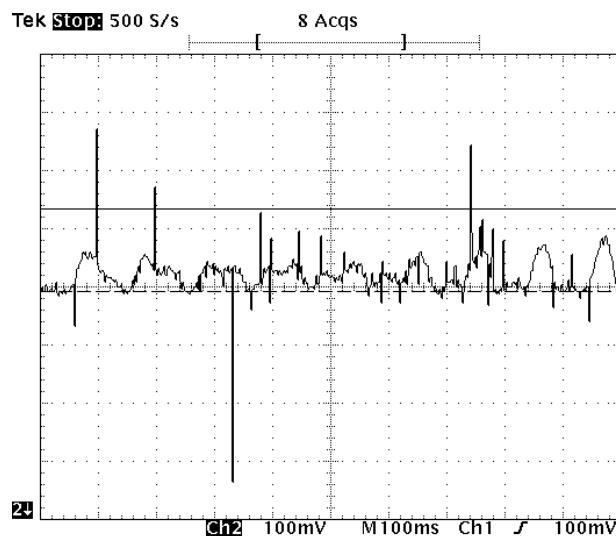


Figura 4.19: Frequência do sistema alimentando carga resistiva de  $450\text{W}$  seguida da partida direta de um motor de indução trifásico de  $0,25\text{cv}$  a vazio - ( $4,3\text{Hz/Div}$ ).

Outro teste do sistema foi realizado com a alimentação de carga mista, composta de uma carga de  $120\text{W}$  trifásica equilibrada mais  $267\text{VAr}$  também trifásica e equilibrada. A parcela indutiva da carga foi conseguida através da alimentação de um transformador trifásico a vazio, para este estudo considerou-se a corrente a vazio do transformador como puramente indutiva.

A figura 4.20 apresenta o comportamento de  $V_{cc}$  quando o sistema alimenta uma carga equilibrada com potência ativa de  $420\text{W}$  e potência reativa de  $267\text{VAr}$ , e o motor de indução com potência de  $0,25\text{cv}$  ( $427\text{VAr}$ ) é conectado. Nesta situação, o sistema está alimentando, além da carga resistiva, uma carga indutiva total de  $694\text{VAr}$  ( $0,94\text{pu}$ ).

Da mesma forma que ocorreu na figura 4.18 a partida do motor de indução provoca um afundamento momentâneo na tensão  $V_{cc}$ , que depois retorna ao seu valor original.

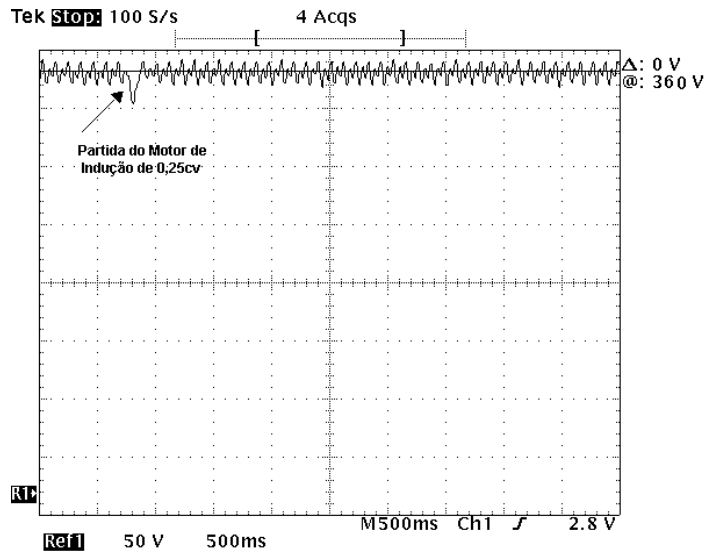


Figura 4.20: Tensão  $V_{cc}$  com sistema alimentando carga mista de  $120W$  e  $267VAr$  seguida da partida direta de um motor de indução trifásico de  $0,25cv$  a vazio - ( $50V/Div$ ).

#### 4.2.4 Testes com Retirada de Carga Resistiva

O efeito de amortecimento produzido pela presença de cargas resistivas ao sistema foi novamente verificado com testes de retirada de carga. A figura 4.21 apresenta a situação onde o sistema inicialmente alimentava uma carga resistiva trifásica equilibrada de  $750W$ , sofrendo a retirada de  $450W$ , passando a alimentar uma carga de  $300W$ . Observa-se que as oscilações na tensão  $V_{cc}$ , que inicialmente eram imperceptíveis, aumentaram significativamente após a retirada da carga resistiva trifásica de  $450W$ .

A figura 4.22 também apresenta o efeito da retirada de cargas resistivas do sistema, nesta figura o gerador que inicialmente alimentava uma carga resistiva trifásica equilibrada de  $750W$ , sofre a retirada de toda a carga conectada aos seus terminais, passando então a operar a vazio. Da mesma maneira que na figura 4.21, logo após o instante da retirada da carga, a tensão  $V_{cc}$ , que estava com um nível de oscilação bastante reduzido, passa a apresentar uma significativa oscilação.

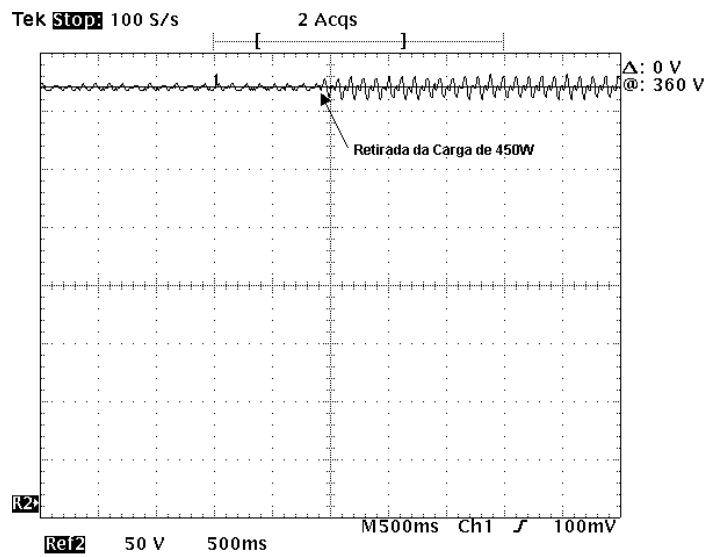


Figura 4.21: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente alimentando carga resistiva trifásica equilibrada de  $750W$  seguida da retirada de  $450W$  - ( $50V/Div$ ).

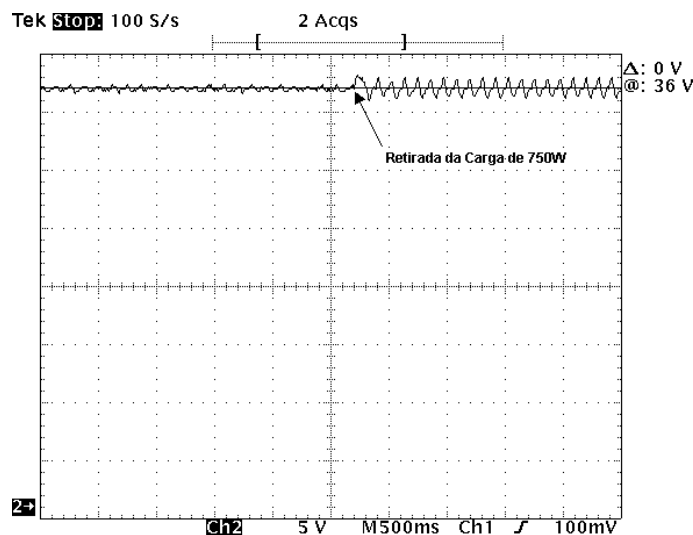


Figura 4.22: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente alimentando carga resistiva trifásica equilibrada de  $750W$  seguida da retirada de  $750W$  - ( $50V/Div$ ).

O comportamento da frequência síncrona, durante a retirada de cargas resistivas do sistema, está apresentado na figura 4.23. Esta figura mostra o valores da frequência síncrona no instante da retirada de toda carga do sistema que inicialmente era  $750W$ . É possível perceber que, da mesma forma que acontece com a tensão  $V_{cc}$ , a frequência síncrona aumenta significativamente seu nível de oscilação após a retirada da carga.

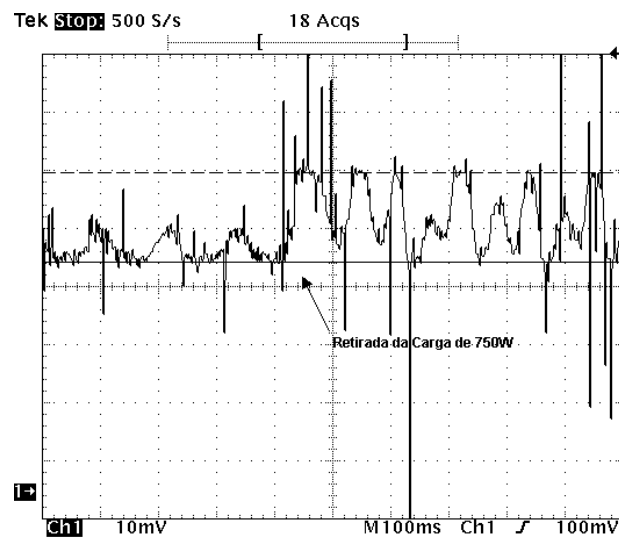


Figura 4.23: Frequência do sistema inicialmente alimentando carga resistiva trifásica equilibrada de  $750W$  seguida da retirada de  $750W$  - ( $4,3Hz/Div$ ).

#### 4.2.5 Testes com Cargas Não Lineares

O comportamento do sistema foi também observado quando alimentando cargas não lineares. Nesta situação o gerador alimentou um retificador trifásico conectado a uma carga resistiva de  $370W$ . A figura 4.24 apresenta o comportamento da tensão  $V_{cc}$  quando o gerador inicialmente operando a vazio é conectado ao retificador trifásico.

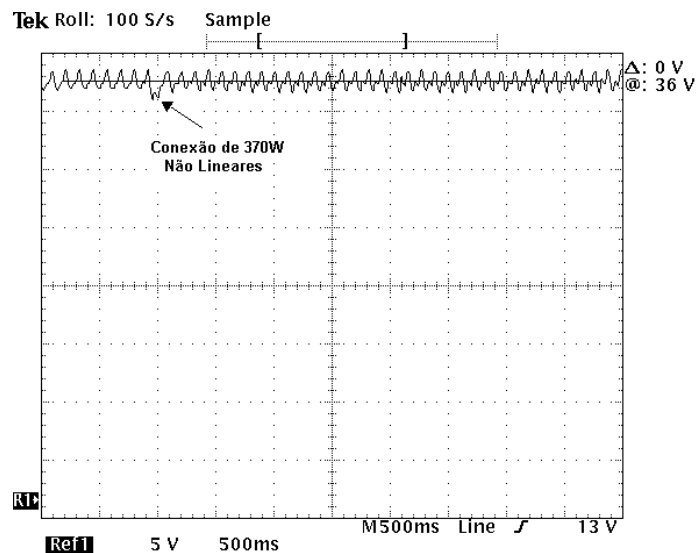


Figura 4.24: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente a vazio seguida de conexão de retificador trifásico com uma carga de  $370W$  - ( $50V/Div$ ).

A frequência quando o sistema alimenta o retificador trifásico conectado a uma carga de  $370W$  está apresentada na figura 4.25.



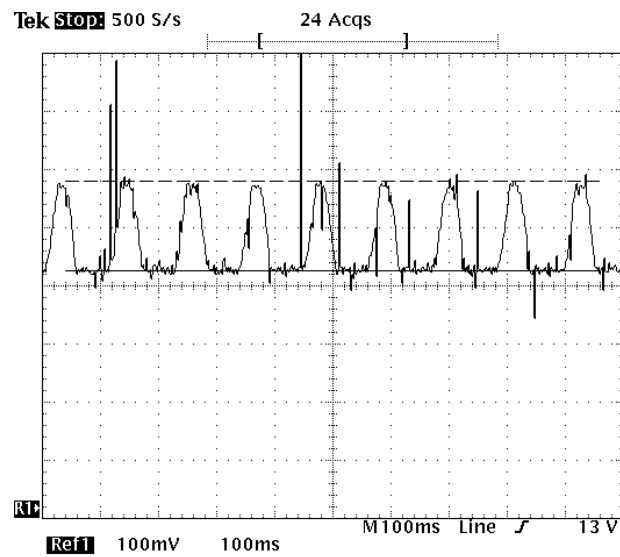


Figura 4.25: Frequência do sistema alimentando retificador trifásico com carga de  $370W$  - ( $4,3Hz/Div$ ).

Outro teste foi feito com o sistema alimentando um retificador monofásico conectado à mesma carga resistiva de  $370W$ , para esta situação a figura 4.26 apresenta o comportamento da tensão  $V_{cc}$ . A figura 4.27 apresenta o comportamento da frequência para este teste. Observa-se que o comportamento foi bastante semelhante ao apresentado com o sistema alimentando cargas lineares de mesma potência.

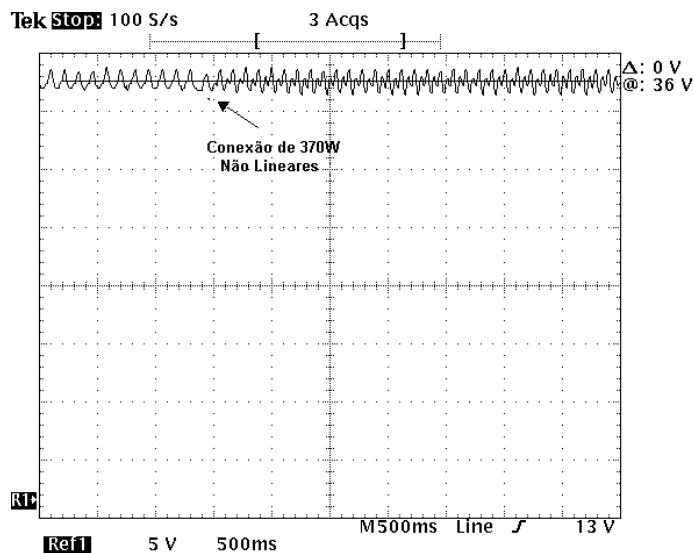


Figura 4.26: Tensão  $V_{cc}$  com o sistema inicialmente a vazio seguida de conexão de retificador monofásico com uma carga de  $370W$  - ( $50V/Div$ ).

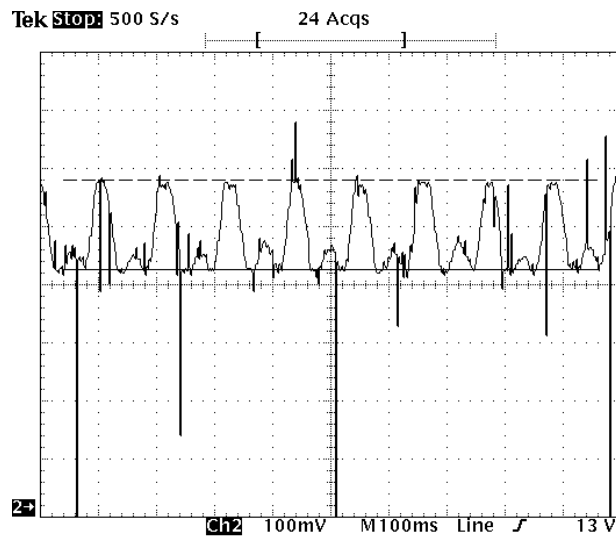


Figura 4.27: Frequência do sistema alimentando retificador monofásico com carga de  $370W$  - ( $4,3Hz/Div$ ).

#### 4.2.6 Comportamento da Tensão nos Terminais do Gerador de Indução

As tensões nos terminais do gerador de indução, e conseqüentemente na carga, apresentam uma forma de onda bastante próxima da senoidal. Distintamente da simulação, onde se usou uma frequência de chaveamento de  $1000Hz$ , na implementação a frequência de chaveamento foi ajustada para  $4200Hz$ , sendo este, e o filtro  $L_f C_{ca}$ , fatores que levaram a uma forma de onda satisfatoriamente senoidal.

A figura 4.28 apresenta a forma de onda nos terminais do gerador de indução em duas situações: durante a operação sem carga e quando o sistema alimenta uma carga resistiva trifásica de  $630W$ . São ainda apresentados na figura 4.28 os valores rms da tensão e a frequência no momento da medição. À medida que se aumentou o carregamento do sistema, a forma de onda da tensão nos terminais do gerador não sofreu alteração significativa.

A tabela 4.1 apresenta a regulação da tensão terminal do gerador, obtida para cargas resistivas trifásicas equilibradas. Para cada combinação de carga, mediu-se a tensão ca nos terminais da carga e a tensão  $V_{cc}$ . A figura 4.29 apresenta graficamente os dados contidos na tabela 4.1.

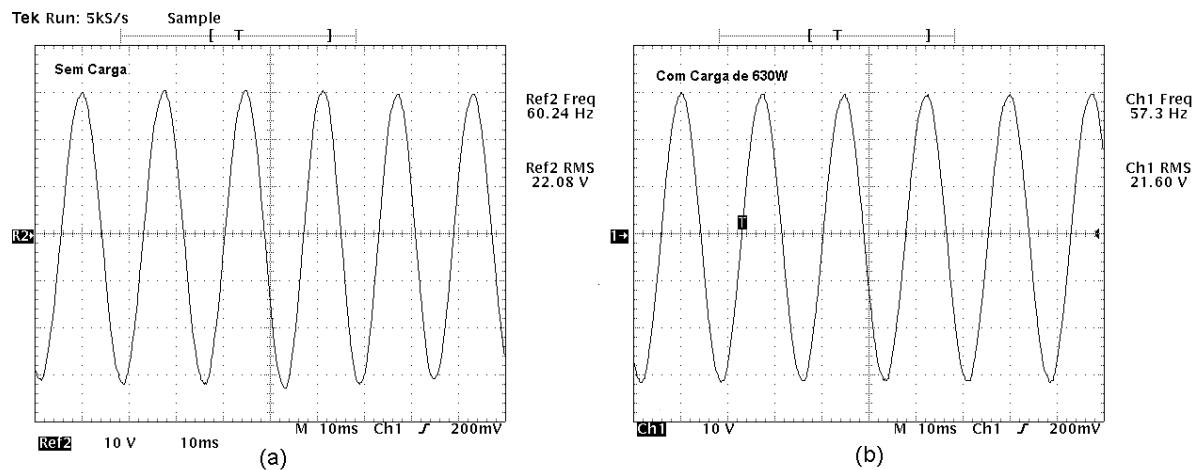


Figura 4.28: Tensão nos terminais do gerador de indução operando a vazio e com carga de 630W - (100V/Div)

Para a carga de 1,019pu o sistema apresentou uma queda de tensão de 1,95%. Estes dados estão referenciados aos valores médios das tensões do lado ca e cc, já que o sistema apresenta uma oscilação no nível das tensões, principalmente quando em situações de carga reduzida.

Tabela 4.1: Regulação da tensão ca no sistema.

Carga (W)	Tensão ca (V)	Tensão $V_{cc}$ (V)
0	220,4	365,2
120	219,4	365,0
180	219,2	364,9
300	218,6	364,5
450	218,1	364,0
570	217,5	363,9
630	217,0	363,5
750	216,1	362,6

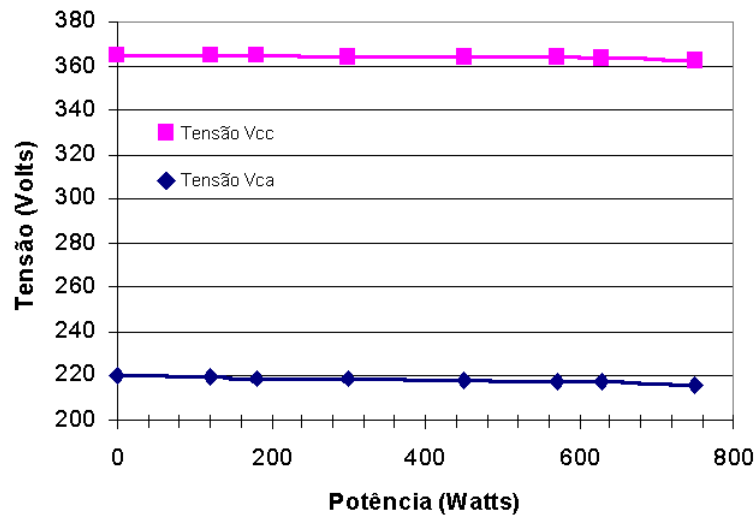


Figura 4.29: Regulação de tensão nos terminais do gerador de indução.

### 4.3 Considerações Finais

Os detalhes da operação do sistema proposto, e a descrição do funcionamento de seus aspectos principais foram abordados neste capítulo. O sistema emprega a variação da frequência síncrona como princípio de operação para alterar a potência elétrica gerada.

O sistema utiliza  $V_{cc}$  como variável controlada, haja vista que este é um bom indicador do balanço energético. Caso o sistema esteja produzindo menos energia elétrica que a carga necessita, o valor da tensão  $V_{cc}$  apresentará redução, indicando a necessidade de aumentar a potência elétrica. Quando o sistema está produzindo energia elétrica em quantidade superior às necessidades da carga, o valor da tensão  $V_{cc}$  aumenta indicando a necessidade de reduzir a potência produzida. O aumento da potência gerada é realizado por meio da redução da frequência síncrona, enquanto, de maneira oposta, a redução da potência gerada é realizada pelo aumento da frequência síncrona.

O sistema apresentou um melhor desempenho quando alimentando cargas de maior potência, já que a vazia a tensão nos terminais do gerador apresenta uma oscilação de  $\pm 6V$ , porém à medida que se adiciona mais carga, a amplitude desta oscilação é reduzida a valores desconsideráveis quando o sistema alimenta a sua carga nominal. A robustez do sistema foi verificada através da partida direta de um motor de indução de  $0,25cv$ , inclusive em momentos em que o sistema já apresentava carregamento considerável.

As oscilações existentes na tensão do sistema com baixa carga já foram constatadas em outros estudos (HUANG; CHANG, 1997; GUO et al., 2002). Inclusive, já existem propostas cuja estratégia consiste no ajuste dinâmico dos pesos do controlador PI, de acordo com

a carga conectada aos terminais do gerador (*PEÑA et al., 2002; ABO-KHALIL et al., 2004; RESENDE et al., 2003*).

O comportamento do sistema alimentando cargas resistivas desequilibradas não foi significativamente diferente do apresentado para cargas resistivas equilibradas. Da mesma forma que ocorre com cargas resistivas equilibradas, o sistema apresenta uma oscilação que vai se reduzindo à medida que se eleva a potência da carga.

A curva da tensão  $V_{cc}$  não apresenta afundamentos no momento em que se conecta cargas reativas ao sistema, uma vez que a troca de reativos realizada com os capacitores  $C_{ca}$  e  $C_{cc}$  independe da potência ativa fornecida pelo gerador de indução.

Na alimentação de cargas reativas o sistema apresentou um aumento na frequência das oscilações de tensão, porém manteve a mesma relação de amplitude existente para cargas resistivas associadas.

Na seqüência serão discutidos os resultados obtidos ao longo deste trabalho, as principais conclusões e pontos relevantes.

## 5 Conclusão

Este estudo apresentou uma alternativa de utilização da máquina de indução trifásica com rotor em gaiola, na geração de energia elétrica isolada de rede elétrica. O sistema de geração apresentado neste trabalho utilizou a variação da frequência síncrona como estratégia de controle da potência elétrica produzida. O controle da frequência síncrona foi efetuado através de um conversor de frequência controlando suas chaves no modo de chaveamento PWM senoidal.

O uso do gerador de indução associado a um conversor PWM já foi abordado em estudos anteriores como uma alternativa viável para produção de energia em localidades isoladas da rede elétrica (*MARRA; POMILIO, 1998; MARRA, 1999; PEREIRA et al., 2002; PEREIRA, 2003*). Estes estudos basearam-se no controle da carga conectada aos terminais do gerador ou no controle de velocidade da máquina primária conectada ao eixo do gerador de indução. O método apresentado nesta dissertação empregou a variação da frequência síncrona como estratégia para o controle da potência gerada.

A máquina de indução apresenta diversas vantagens que a qualificam para a utilização em um sistema de geração de baixo custo em localidades isoladas. Dentre estas vantagens pode-se destacar: ampla escala de produção, pouca necessidade de manutenção, baixo custo, ausência de um sistema de excitação cc e autoproteção contra curto circuitos. Pode-se também citar o aumento da confiabilidade, da potência e da frequência de chaveamento dos conversores PWM, como vantagens.

Este trabalho teve início com uma revisão teórica sobre o modelo em regime permanente da máquina de indução trifásica, que foi seguida por um estudo sobre o modelo dinâmico para esta mesma máquina. Estudou-se o modelo dinâmico  $\alpha\beta\gamma$ , que é baseado em três eixos estacionários no estator e apresenta as características adequadas para a simulação do sistema proposto. O modelo  $\alpha\beta\gamma$  oferece a possibilidade de se realizar a conexão de dispositivos a três fios diretamente aos terminais do estator da máquina, sem necessitar de algum tipo de transformação matemática.

O princípio de funcionamento do sistema proposto, fundamenta-se na alteração da frequência síncrona como forma de controle da potência gerada. Este princípio baseia-se no fato de que mantendo-se constante a velocidade do rotor, a alteração da frequência síncrona resulta numa alteração do escorregamento da máquina e conseqüentemente na potência elétrica gerada. A frequência síncrona do sistema é regulada por meio do conversor PWM bidirecional acoplado aos terminais do gerador de indução.

Neste trabalho, considerou-se que variações de  $\pm 5\%$  são aceitáveis em pequenos sistemas descentralizados de geração de energia. Assim, a faixa de variação permitida para a frequência foi fixada em  $\pm 3Hz$ . Apesar de ser uma faixa estreita, esta variação possibilita a realização de alterações significativas na potência elétrica gerada, devido às características operacionais do gerador de indução.

O valor da tensão no lado contínuo do conversor PWM bidirecional,  $V_{cc}$ , apresenta variações de acordo com o balanço de energia do sistema. Na presença de excedente de energia o valor de  $V_{cc}$  aumenta; já em caso de déficit de energia  $V_{cc}$  sofre redução. Deste modo, a variável  $V_{cc}$  oferece as características necessárias para operar como a variável controlada, indicando o estado energético do sistema.

A primeira análise do sistema proposto foi realizada através da simulação do modelo dinâmico  $\alpha\beta\gamma$ . Este modelo juntamente com os demais componentes foram implementados no simulador OrCAD 9.2. Os problemas de convergência numérica da simulação foram contornados com o ajuste de parâmetros: ABSTOL, VNTOL e CHGTOL, existentes no programa de simulação. Tais parâmetros são responsáveis pelas tolerâncias nos valores de corrente, tensão e cargas de capacitores e indutores, respectivamente.

O controlador proporcional integral implementado atuou diretamente sobre a diferença entre a tensão de referência e a tensão do lado cc,  $V_{cc}$ . A operação do sistema foi considerada satisfatória durante as simulações, sendo capaz de adequar a potência gerada à potência requerida pela carga nos casos estudados.

As simulações com cargas resistivas demonstraram um desempenho semelhante. No momento da conexão de carga ocorre uma queda na tensão  $V_{cc}$ , a qual retorna ao seu valor de referência devido à atuação do sistema de controle. Já nas simulações com carga puramente indutiva, não ocorria queda na tensão  $V_{cc}$ , e sim um aumento da oscilação existente devido a uma maior troca de reativos realizada pelo capacitor  $C_{cc}$ .

Nas simulações, para cargas resistivas trifásicas de  $630W$ ,  $675W$  e  $750W$ , foi necessário que se permitisse uma variação da frequência síncrona em uma faixa maior que os  $\pm 5\%$  ini-

cialmente propostos. Todavia esta situação ocorreu apenas durante as simulações, sendo que na montagem experimental o sistema foi capaz de atender cargas de  $1pu$  mantendo-se a frequência dentro da faixa previamente estabelecida.

O sistema foi implementado em bancada utilizando como máquina primária outra máquina de indução, acionada através de um inversor de uso comercial dotado da tecnologia de controle vetorial, o qual mantém constante a velocidade do rotor.

Os resultados de simulação apresentaram diferenças quantitativas em relação aos resultados experimentais. As oscilações de  $V_{cc}$  apresentaram menores amplitudes e frequências nos resultados de simulação. Por outro lado, o suprimento de cargas com potência ativa maior que  $0,86pu$  só foi possível, durante as simulações, com a redução do limite inferior da frequência para  $55Hz$ , ao passo que o limite inferior de  $57Hz$  foi satisfatório para a operação experimental do sistema.

Não se tem uma conclusão fundamentada de qual é a razão das diferenças entre os resultados de simulação e os resultados experimentais. No entanto, destaca-se que estas diferenças são de caráter quantitativo, uma vez que o comportamento qualitativo do sistema, obtido experimentalmente, é o mesmo nas simulações. Isto é um forte indício de que o relaxamento das tolerâncias (ABSTOL, VNTOL, CHGTOL) pode ser a principal causa das diferenças observadas.

Os resultados experimentais indicaram que a tensão terminal do gerador a vazio apresentou oscilação de aproximadamente  $\pm 6V$ , o que corresponde a uma variação de  $\pm 2,75\%$ . O maior inconveniente desta da oscilação foi sua constância, ocorrendo aproximadamente 9 vezes por segundo. Para a situação de carregamento igual a  $0,6pu$  esta variação não foi superior a  $1\%$ . Quando o sistema alimenta cargas maiores que  $0,6pu$  as oscilações em  $V_{ca}$  são imperceptíveis.

Constatou-se, experimentalmente e por simulação, que em situações de maior carregamento a resposta do sistema foi significativamente melhor quando comparada à situações de baixa carga. Experimentalmente as oscilações existentes na amplitude da tensão nos terminais do gerador praticamente desaparecem para cargas superiores a  $0,6pu$ , comprovando que o controle obtém seus melhores resultados com o sistema alimentando cargas próximas da carga nominal do gerador.

As oscilações de tensão observadas em baixa carga provocam níveis insatisfatórios de cintilação luminosa. Mesmo em áreas isoladas, com baixa densidade de cargas, não é desejável a baixa qualidade da energia elétrica; embora existam trabalhos antigos sugerindo



que sistemas de pequeno porte para atendimento de comunidades isoladas possam apresentar níveis inferiores de qualidade (*HOLLAND, 1989*). Entende-se que deve-se dedicar estudos na análise desta questão.

Uma das possíveis razões para a existência das oscilações de tensão no sistema sob baixa carga é a sua característica não-linear. Para sistemas com estas características deve-se ajustar o controle dinamicamente para cada ponto de operação. Existem na literatura estudos que tratam do assunto (*HUANG; CHANG, 1997; PEÑA et al., 2001, 2002; RESENDE et al., 2003; ABO-KHALIL et al., 2004*).

Como sugestão para trabalhos futuros destaca-se a investigação de uma estratégia de controle para reduzir as oscilações de tensão do sistema operando com baixa carga, a valores toleráveis. Tal pesquisa poderá utilizar um controlador PI (Proporcional Integral) ou PID (Proporcional Integral Derivativo) tendo seus pesos alterados dinamicamente de acordo com a variação do valor de carregamento.

Pesquisas futuras podem também trabalhar com a implementação de uma segunda malha de controle, que utilize como variável controlada a tensão  $V_{ca}$  e como variável de controle o índice de modulação do conversor PWM. Esta configuração pode ser estudada com o intuito de reduzir as oscilações da tensão  $V_{ca}$  em situações de baixa carga.

Outra sugestão consiste em utilizar um sistema que controle a potência gerada através da velocidade da máquina primária, mas que mantenha a capacidade de alterar a frequência síncrona. Tal sistema operaria basicamente com a alteração da velocidade da máquina primária, entretanto poderia utilizar a mudança da frequência síncrona em situações extremas, de maneira a assegurar o fornecimento de energia elétrica e evitar o colapso da tensão.

## *Referências*

- ABO-KHALIL, A.; LEE, D.-C.; SEOK, J.-K. Variable speed wind power generation system based on fuzzy logic control for maximum output power tracking. *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. PESC 04.*, v. 3, p. 2039–2043, June 2004.
- AHMED, T.; NISHIDA, K.; NAKAOKA, M. Wind energy dc supply-based induction generator with static var compensator and ac voltage regulator. *26th Annual International Telecommunications Energy Conference, 2004. INTELEC 2004.*, p. 689–696, September 2004.
- AHMED, T. et al. Self-excited induction generator with simple voltage regulation scheme for wind energy. *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2004.*, v. 1, p. 86–91, November 2004.
- ANALOG DEVICES. *ADSP-219x DSP, Instruction Set Reference*. 1st. ed. Norwood, USA, 2000.
- ANALOG DEVICES. *ADSP-21992 EZ-KIT LITE Evaluation System Manual*. 1st. ed. Norwood, USA, 2002.
- ANALOG DEVICES. *Visual DSP++ 3.0, User's Guide for ADSP 21XX DSP's*. 4th. ed. Norwood, USA, 2002.
- ANALOG DEVICES. *ADSP-2199x Mixed Signal DSP Controller Hardware Reference*. 1st. ed. Norwood, USA, 2003.
- BANSAL, R. Three-phase self-excited induction generators: An overview. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 20, p. 292–299, June 2005.
- BANSAL, R.; BHATTI, T. S.; KOTHARI D., P. Bibliography on the application of induction generators in nonconventional energy systems. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, v. 18, n. 3, p. 433–439, September 2003.
- BORBA, L. d. S. et al. Gerador de indução controlado através da frequência síncrona. *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES*, p. 179–184, Novembro 2004.
- BORBA, L. d. S. et al. Synchronous-frequency controlled induction-generator. *VI INDUSCON 2004 - Conferencia Nacional de Aplicações Industriais*, Outubro 2004.
- CAMARGO, I.; OLIVEIRA, M. D.; FIGUEIREDO, F. Impact of the brazilian renewable energy policies on the electrical energy crisis. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2002*, v. 1, p. 393–394, January 2002.

- CARDENAS, R.; PENA, R. Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 19, p. 196–205, March 2004.
- DEMETRIADES, G. The use of induction generators for small-scale hydroelectric schemes in remote areas. *10th Mediterranean Electrotechnical Conference, 2000. MELECON 2000.*, v. 3, p. 1055–1058, May 2000.
- DOING, A. Off-grid electricity for developing countries. *IEE Review*, v. 45, p. 25–28, January 1999.
- EKANAYAKE, J. Induction generators for small hydro schemes. *IEEE Power Engineering Journal*, v. 16, n. 2, p. 61–67, April 2002.
- FITZGERALD, A. E.; JR, C. K.; KUSKO, A. *Máquinas Elétricas: Conversão Eletromecânica de Energia, Processos, Dispositivos e Sistemas*. [S.l.]: McGraw Hill, 1978.
- GUO, L.; HUNG, J.; NELMS, R. M. Pid controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters. *Applied Power Electronics Conference*, p. 381–388, February 2002.
- HAI FENG, L.; WENLONG, Q.; BIN, H. Nonlinear modeling and simulation of induction machine. *IEEE Region 10 Conference - TENCN 2004*, C, p. 504–507, November 2004.
- HOLLAND, R. Appropriate technology-rural electrification in developing countries. *IEEE Review*, v. 35, n. 7, p. 251–254, July 1989.
- HUANG, H.; CHANG, L. An error-driven controller for electric vehicle propulsion systems. *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, p. 744–747, May 1997.
- JARDINI, J. et al. Brazilian energy crisis. *IEEE Power Engineering Review*, v. 22, n. 4, p. 21–24, April 2002.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery*. New York: MacGraw-Hill, 1986.
- LAPSLEY, P. e. a. *DSP Processor Fundamentals: architectures and features*. 1st. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1997.
- MACHADO, R. Q.; POMILIO, J. A.; MARRA, E. G. Electronically controlled bi-directional connection of induction generator with a single-phase grid. *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECN '01.*, v. 3, p. 1982–1987, December 2001.
- MARRA, E.; POMILIO, J. Self-excited induction generator controlled by a vs-pwm converter providing high power-factor current to a single-phase grid. *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECN '98.*, v. 2, p. 703–708, September 1998.
- MARRA, E. G. *Gerador de Indução Associado a Inversor PWM Operando com Freqüência Constante*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 1999.

- MARRA, E. G.; POMILIO, J. A. Self-excited induction generator controlled by a vs-pwm bi-directional converter for rural applications. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'98)*, p. 116–122, 1998.
- MCPHERSON, G.; LARAMORE, R. D. *Electrical Machines and Transformers*. Second edition. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1990. ISBN 0-471-63529-4.
- MURTHY, S.; JOSE, R.; SINGH, B. Experience in the development of microhydel grid independent power generation scheme using induction generators for indian conditions. *IEEE Region 10 International Conference on Global Connectivity in Energy, Computer, Communication and Control*, v. 2, p. 461–465, December 1998.
- MURTHY, S.; JOSE, R.; SINGH, B. A practical load controller for stand alone small hydro systems using self excited induction generator. *Proceedings of International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, v. 1, p. 359–364, December 1998.
- ONG, C. M. *Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink*. 1st. ed. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1998. ISBN 0-13-723785-5.
- ORABI, M.; YOUSSEF, M.; JAIN, P. Investigation of self-excited induction generators for wind turbine applications. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, v. 4, p. 1853–1856, May 2004.
- PEÑA, R. et al. A cage induction generator using back to back pwm converters for variable speed grid connected wind energy system. *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01.*, v. 2, p. 1376–1381, December 2001.
- PEÑA, R. C.; BLASCO-GIMENEZ, R.; HENRIQUEZ, C. R. Dc link voltage control of a pwm excited induction generator. *IEEE 28th Annual Conference of Industrial Electronics Society. IECON'02*, v. 1, p. 247–250, November 2002.
- PEREIRA, V.; POMILIO, J.; FERREIRA, P. Induction generator driven by internal combustion engine with voltage and frequency regulation. *Proc. of 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEE-ISIE'2002)*, p. 834–839, May 2002.
- PEREIRA, V. M. *Estudo e Modelagem Dinâmica de Gerador de Indução Acionado por Máquina de Combustão Interna com Controle de Tensão e de Freqüência por Meio de Conversor PWM*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2003.
- PHAM, K. Cogeneration application: interconnection of induction generators with public electric utility. *35th Annual Rural Electric Power Conference*, p. D4/1–D4/7, April 1991.
- RASHID, M. H. *SPICE for Power Electronics and Electric Power*. New Jersey: Prentice-Hall, 1993. ISBN 0-13-030420-4.
- RESENDE, J. de et al. Control of the generated voltage by a three-phase induction generator self-excited by capacitors using control techniques. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, v. 1, p. 530–535, December 2003.

- SAMI R., K.; R., S. New macromodels of a switch for spice applications. *IEEE Transactions on Education*, v. 40, n. 7, p. 273–277, 1997.
- SEKHAR, T.; MUNI, B. Voltage regulators for self excited induction generator. *IEEE Region 10 Conference TENCON 2004.*, v. 3, p. 460–463, November 2004.
- SERMON, R. An overview of power quality standards and guidelines from the end-user's point-of-view. *Rural Electric Power Conference, REPCON.2005*, p. B1/1–B1/5, May 2005.
- SINGH, B.; MURTHY, S.; GUPTA, S. Analysis and implementation of an electronic load controller for a self-excited induction generator. *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, v. 151, p. 51–60, January 2004.
- SMITH, N. Induction generators for stand-alone micro-hydro systems. *Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, v. 2, p. 669–673, January 1996.
- SMITH, S. W. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. 2nd. ed. [S.l.]: California Technical Publishing, 1999. ISBN 0-9660176-6-8.
- SZCZESNY, R.; RONKOWSKI, M. A. A new equivalent circuit approach to simulation os converter - induction machine associations. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'91)*, p. 4/356–4/361, 1991.
- WEG MOTORES. *Catálogo Eletrônico*. 2005. Disponível em: <<http://www.weg.com.br>>. Acesso em: 6 Abril de 2005.
- XU, J.; YU, J. Equivalent circuit models of switches for spice simulation. *Electronics Letters*, v. 24, p. 437–438, 1988.
- ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. *Trans ASME*, v. 64, p. 759–768, 1942.

# *Anexo A*

## Dados do Gerador de Indução

Os parâmetros da máquina de indução utilizada no presente trabalho foram levantados através de ensaios a vazio, de rotor bloqueado e determinação da resistência do estator em corrente contínua, além dos dados de placa.

Parâmetros da máquina estudada.

$V_{nom}$ ( $\Delta/Y$ )	220V/380V
Potência nominal	1,0cv
$r_s$	9,96 $\Omega$
$r'_r$	5,05 $\Omega$
$r_m$	1,17k $\Omega$
M	345,9mH
$L_{ls}$	16,26mH
$L'_{ls}$	16,26mH
J (Inércia)	6.10 <sup>-4</sup> kg.m <sup>2</sup>
P ( $n^\circ$ de pólos)	4
Frequência nominal	60Hz
nf ( $n^\circ$ de fases)	3
$n_r$	1730
Fabricante	WEG

Fonte: Site WEG (*WEG MOTORES, 2005*)

# Anexo B

## Formatos Numéricos

Dois tipos de formatos de dados podem ser utilizados no ADSP 21992 (*ANALOG DEVICES, 2003*), inteiro ou fracionário. A tabela abaixo apresenta a faixa de números possíveis com 16 bits no formato fracionário. Nota-se o aumento do valor decimal do bit menos significativo à medida que se aumenta o número de bits inteiros. No entanto o processador ADSP 21992 realiza todo o seu processamento em ponto fixo, o que significa que o processamento numérico é realizado apenas para números inteiros.

Formatos numéricos utilizados pelo ADSP 21992

Formato	Número de Bits Inteiros	Número de Bits Fracionários	Maior Valor Positivo Dec. (0x7FFFh)	Maior Valor Negativo Dec. (0x8000h)	Valor do Bit Menos Significativo (0x0001h)
1.15	1	15	0,99996948	-1,0	0,0000305175
2.14	2	14	1,99993896	-2,0	0,0000610350
3.13	3	13	3,99987792	-4,0	0,0001220703
4.12	4	12	7,99975585	-8,0	0,0002441406
5.11	5	11	15,99951171	-16,0	0,0004882812
6.10	6	10	31,99902343	-32,0	0,0009765625
7.9	7	9	63,99804687	-64,0	0,0019531250
8.8	8	8	127,99609375	-128,0	0,0039062500
9.7	9	7	255,99218750	-256,0	0,0078125000
10.6	10	6	511,984375	-512,0	0,0156250000
11.5	11	5	1023,96875	-1024,0	0,0312500000
12.4	12	4	2047,9375	-2048,0	0,0625000000
13.3	13	3	4095,875	-4096,0	0,1250000000
15.1	15	1	16383,5	-16384,0	0,5000000000
16.0	16	0	32767	-32768,0	1,0000000000

Fonte: ADSP-2199x Mixed Signal DSP Controller Hardware Reference, 2003.

Durante a programação, deve-se sempre ter em mente o formato adequado para os dados a serem processados, pois à medida que se vai de um formato a outro há um compromisso entre a resolução e a amplitude da faixa de valores. Outro ponto importante

é a atenção que deve ser prestada para que não se confunda formatos numéricos diferentes, gerando resultados falsos. Caso seja necessário realizar uma operação com valores em formatos numéricos diferentes, deve-se antes proceder a conversão de todos os operandos para um mesmo formato.



# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)