

**Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG**  
**Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica – CPDEE**  
**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE**

---

**Estimação e Análise Estatística de Distorções  
Harmônicas em Usinas Eólicas a Velocidade Variável**

---

**OTÁVIO FERREIRA MACHADO**

Belo Horizonte, Agosto de 2008

OTÁVIO FERREIRA MACHADO

---

Estimação e Análise Estatística de Distorções  
Harmônicas em Usinas Eólicas a Velocidade Variável

---

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador:** Prof. Selênio Rocha Silva

Belo Horizonte, Agosto de 2008



*Aos meus queridos familiares,  
eternos companheiros.*

*“O único lugar onde o sucesso vem  
antes do trabalho é no dicionário”*

*Albert Einstein*

# AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por me iluminar durante a elaboração deste trabalho. Aos meus pais e irmãos, pelos ensinamentos de vida, por me incentivarem a trabalhar na elaboração desta dissertação mesmo até as horas mais tardias da madrugada, nos momentos de alegria ou tristeza. À minha namorada Marcelle, pelo amor e companheirismo, mesmo nos momentos em que a saudade apertava e estávamos distantes. Ao meu amigo e orientador Selênio Rocha Silva, não somente pelos ensinamentos técnicos e científicos, mas por suas lições de vida durante os momentos mais difíceis do desenvolvimento deste trabalho, onde foi necessário conciliar o trabalho na Gerdau Açominas, no período diurno e, às vezes noturno, com os estudos realizados no CPDEE/UFMG. Ao CPDEE/UFMG, por permitir que os trabalhos desta dissertação fossem realizados em paralelo com a minha ocupação de Engenheiro na Gerdau Açominas. Aos companheiros da Gerdau Açominas, pela amizade, pelas experiências trocadas e pelos ensinamentos das práticas de engenharia no campo. E a todos aqueles que contribuíram para a minha formação profissional e pessoal.

# SUMÁRIO

Agradecimentos.....	vi
Sumário .....	vii
Resumo.....	ix
Abstract .....	x
Lista de Tabelas.....	xi
Lista de Figuras .....	xii
Lista de Abreviaturas .....	xviii
Lista de Símbolos.....	xix
Capítulo 1. Considerações gerais .....	1
1.1 Introdução.....	1
1.2 Objetivos e contribuições .....	3
1.3 Organização do texto.....	4
Capítulo 2. Técnicas de Estimação de Harmônicos .....	6
2.1 Transformada discreta de Fourier .....	7
2.2 Definição do problema e sinais de teste dos estimadores .....	15
2.3 Estimador recursivo de mínimos quadrados .....	17
2.4 Estimador recursivo de mínimos quadrados com fator de esquecimento .....	24
2.5 Filtro de Kalman.....	36
2.6 Comparação do desempenho dos estimadores .....	49
2.7 Considerações finais.....	50
Capítulo 3. Modelagem do sistema de geração eólica para estudo de harmônicos.....	52
3.1 Regime de ventos .....	53
3.2 Modelo da Turbina .....	55

3.3	Modelo e Controle do Mecanismo de Passo .....	63
3.4	Modelo do eixo de transmissão turbina-gerador .....	64
3.5	Modelo do dinâmico do DFIG e sistemas de controle .....	66
3.5.1	Características e equações dinâmicas do DFIG .....	67
3.5.2	Propagação de harmônicos no DFIG.....	73
3.5.3	Controle do conversor do lado do rotor.....	75
3.5.4	Controle do conversor do lado da rede.....	79
3.6	Modelo do conversor.....	84
3.7	Filtro LCL .....	90
3.8	Modelo da linha de transmissão .....	95
3.9	Considerações Finais.....	98
Capítulo 4.	Resultados e Discussões .....	99
Capítulo 5.	Conclusões e Propostas de Continuidade .....	126
5.1	Conclusões .....	126
5.2	Propostas de Continuidade .....	128
Anexo A.	Parâmetros do sistema .....	129
Anexo B.	Limites de emissão de harmônicos .....	132
Bibliografia	.....	133

# RESUMO

As distorções harmônicas geradas por turbinas eólicas têm sido pouco tratadas pela literatura, apesar da obrigatoriedade de sua análise para a interconexão das usinas às redes de transmissão. Por ser um tema pouco abordado, a grande maioria dos *softwares* utilizados para o estudo de penetração harmônica nos sistemas elétricos não possui modelos matemáticos para a simulação dos aerogeradores conectados à rede.

O método mais comum aplicado para a estimação do conteúdo harmônico dos sinais de corrente e tensão é a FFT (transformada rápida de Fourier). Esse algoritmo tem o inconveniente de não representar o conteúdo harmônico ao longo do tempo. A representação temporal tem importância fundamental no estudo das distorções geradas por usinas eólicas, uma vez que elas são dependentes das condições operativas do sistema, que têm comportamento variante no tempo.

Técnicas de identificação de sistemas para a estimação de harmônicos têm sido aplicadas com êxito em diversos campos do conhecimento, como em sistemas elétricos de potência e em acústica. Além de estimar os sinais ao longo do tempo, esses algoritmos são mais adequados para a estimação de harmônicos variantes no tempo, além de serem capazes de filtrar o ruído de medição.

Neste trabalho, pretende-se caracterizar as injeções de harmônicos de uma usina eólica a velocidade variável que utiliza a topologia DFIG (gerador de indução duplamente excitado) em função das suas condições operativas. Para isso, serão utilizadas técnicas de estimação recursivas para garantir o rastreamento dos harmônicos ao longo do tempo. Todo o estudo é realizado em ambiente de simulação, utilizando o ATPDraw<sup>®</sup> para a implementação dos modelos no domínio do tempo, e o MATLAB<sup>®</sup> para os estudos no domínio da frequência e para a implementação dos estimadores. Finalmente, este trabalho representa as distorções harmônicas geradas em uma usina eólica usando uma abordagem estocástica.

# ABSTRACT

The harmonic distortions generated by wind turbines have not been reported as it should by the technical literature, despite the obligation of these studies by standards for interconnecting wind farms to the electrical grid. As a consequence, great part of the software used for studies involving harmonic penetration on electrical systems doesn't include mathematical models for simulating wind generators connected to the grid.

The most common method for harmonic content estimation of voltage and current signals is the FFT algorithm (fast Fourier transform). This algorithm has the disadvantage of not describing the harmonic content as a function of time. Representing the harmonics along the time has a fundamental importance for studying the distortions emitted by wind turbines, once they are dependent on the operational conditions, which has a time varying behavior.

System identification techniques for harmonic estimation have been successfully applied in many areas, such as electrical power systems and acoustics. Apart from estimating harmonics along the time, these techniques are more appropriate for estimating time varying harmonics. Furthermore, they are able to filter measurement noise.

In this work, the author aims to describe the harmonic injections of a variable speed wind turbine that applies the DFIG (doubly fed induction generator) topology as a function of operational conditions. This aim will be reached by the application of system identification techniques for tracking harmonics along the time. The studies are made on a simulation environment, using ADTDraw<sup>®</sup> for time domain models implementations, and MATLAB<sup>®</sup> for frequency domain simulations and for implementing the estimators. Finally, this work represents the harmonic distortion generated in a wind farm using a stochastic approach.

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros da turbina .....	129
Tabela 2 - Parâmetros do gerador .....	129
Tabela 3 - Parâmetros do sistema .....	130
Tabela 4 - Parâmetros dos conversores e dos filtros.....	131
Tabela 5 - Limites de emissão de correntes harmônicas em pontos de conexão com tensões acima de 161kV (IEEE519, 1992) .....	132
Tabela 6 - Limites de harmônicos de tensão no ponto de acoplamento comum para conexões às redes de média ( $1 \text{ kV} < U_n < 35 \text{ kV}$ ) e alta tensão ( $35 < U_n < 230 \text{ kV}$ ) (IEC61000-3-6, 1996) .....	132

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1 - Curva de compatibilidade da conexão do equipamento com o sistema (IEC61000-3-6, 1996).....	2
Figura 2-1 - Dispersão do conteúdo espectral causada pela multiplicação da janela de dados por uma função de janelamento retangular .....	8
Figura 2-2 - FFT do sinal $x_1(t)$ com janela de dados de 2 ciclos .....	9
Figura 2-3 - FFT do sinal $x_1(t)$ com janela de dados de 2.5 ciclos .....	10
Figura 2-4 - FFT do sinal $x_1(t)$ amostrado a 6 kHz (100 amostras/período fundamental).....	11
Figura 2-5 - FFT do sinal $x_1(t)$ amostrado a 5 kHz (83.33 amostras/período fundamental)....	11
Figura 2-6 - Aplicação da FFT para identificação dos inter-harmônicos do sinal $x_2(t)$ - Janela de 2 ciclos .....	12
Figura 2-7 - Aplicação da FFT para identificação dos inter-harmônicos do sinal $x_2(t)$ - Janela de 4 ciclos .....	13
Figura 2-8 - Aplicação da FFT para identificação dos inter-harmônicos do sinal $x_2(t)$ - Janela de dados de 2 ciclos e complementação por zeros durante 10 ciclos .....	14
Figura 2-9 - Estimativa obtida com o MQR do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco .....	20
Figura 2-10 - Distribuição de 200 realizações das estimativas obtidas com o MQR do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco .....	20
Figura 2-11 - Efeito da não modelagem dos harmônicos até a 3ª, 4ª e 5ª ordem nas estimativas do coeficiente $b_3$ do sinal $x_i(t)$ ( $f_s = 6$ kHz) .....	21
Figura 2-12 - Efeito da não modelagem dos harmônicos até a 3ª, 4ª e 5ª ordem nas estimativas do coeficiente $b_3$ do sinal $x_i(t)$ ( $f_s = 30$ kHz) .....	22
Figura 2-13 - Função de autocorrelação / densidade de potência espectral dos resíduos da estimação dos parâmetros de $x_i(t)$ utilizando regressores até o 3º harmônico .....	22
Figura 2-14 - Estimativa obtida com o MQR do parâmetro $a_4$ do sinal $x_v(t)$ não contaminado por ruído branco .....	23
Figura 2-15 - Efeito da variação de 2% na frequência fundamental na estimativa obtida com o MQR do parâmetro $a_4$ do sinal $x_i(t)$ .....	24

Figura 2-16 - Estimativas do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com $\text{MQR}_\lambda$ para $0,95<\lambda<1,00$ .....	27
Figura 2-17 - Distribuição das estimativas do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com $\text{MQR}_\lambda$ para $0,95<\lambda<1,00$ .....	27
Figura 2-18 - Média amostral de 100 realizações da norma do vetor de erros de estimativa do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco em função de $\lambda$ .....	28
Figura 2-19 - Estimativas do coeficiente $a_3$ do sinal $x_i(t)$ obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ utilizando regressores até o 3º harmônico ( $0,95<\lambda<1,00$ ; $f_s = 6$ kHz) .....	29
Figura 2-20 - Análise dos resíduos das estimativas dos parâmetros do sinal $x_i(t)$ obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ com regressores até o 3º harmônico ( $\sigma^2=0,1$ ; $\lambda=0,95$ ) .....	29
Figura 2-21 - Estimativas do coeficiente $a_3$ do sinal $x_i(t)$ obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ utilizando regressores até o 3º harmônico ( $0,95<\lambda<1,00$ ; $f_s = 30$ kHz) .....	31
Figura 2-22 - Estimativas do coeficiente $a_3$ do sinal $x_i(t)$ obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ com fatores $\lambda$ convertidos da base de 6 kHz para 30 kHz .....	31
Figura 2-23 - Estimativas obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ dos coeficientes $a_1$ , $a_3$ e $a_5$ do sinal $x_w(t)$ não contaminado por ruído .....	32
Figura 2-24 - Estimativas obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ dos coeficientes $a_1$ , $a_3$ e $a_5$ do sinal $x_v(t)$ não contaminado por ruído .....	32
Figura 2-25 - Erro médio das estimativas obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ dos coeficientes $b_1$ , $a_5$ e $b_5$ do sinal $x_w(t)$ em função de $\lambda$ ( $0,00 < \sigma^2 < 0,10$ ) .....	34
Figura 2-26 - Erro médio das estimativas obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ dos coeficientes $b_1$ , $a_5$ e $b_5$ do sinal $x_v(t)$ em função de $\lambda$ ( $0,00 < \sigma^2 < 0,10$ ) .....	34
Figura 2-27 - Efeito da variação de 2% na frequência fundamental nas estimativas obtidas com o $\text{MQR}_\lambda$ do coeficiente $a_4$ do sinal $x_i(t)$ .....	35
Figura 2-28 - Análise do desempenho do KF através das curvas de nível referentes ao erro médio das estimativas do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ em função de $q$ e $R$ .....	39
Figura 2-29 - Estimativas do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com o KF para $100 \leq m \leq 6000$ .....	40
Figura 2-30 - Distribuição das estimativas do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com o KF para $100 \leq m \leq 6000$ .....	40
Figura 2-31 - Média amostral de 100 realizações da norma do vetor de erros de estimativa do coeficiente $b_5$ do sinal $x_i(t)$ contaminado por ruído branco de variâncias 0,01 e 0,1, em função de $m$ .....	41

Figura 2-32 - Estimativas do coeficiente $a_3$ do sinal $x_i(t)$ obtidas com o KF - matriz H preenchida até o 3º harmônico ( $100 \leq m \leq 6000$ ; $f_s=6$ kHz; $\sigma^2=0,1$ ).....	42
Figura 2-33 - Análise dos resíduos da estimação dos harmônicos de $x(t)$ obtidos com o KF - matriz H preenchida até o 3º harmônico ( $f_s=6$ kHz; $\sigma^2=0,1$ ; $m=100$ ).....	42
Figura 2-34 - Estimativas do coeficiente $a_3$ do sinal $x_i(t)$ obtidas com o KF - matriz H preenchida até o 3º harmônico ( $100 \leq m \leq 6000$ ; $f_s=30$ kHz; $\sigma^2=0,1$ ).....	43
Figura 2-35 - Estimativas do coeficiente $a_3$ do sinal $x_i(t)$ obtidas com o KF com fatores $m$ convertidos da base de 6 kHz para 30 kHz ( $f_s=30$ kHz; $\sigma^2=0,1$ ).....	43
Figura 2-36 - Estimativas obtidas com o KF dos coeficientes $a_1$ , $a_3$ e $a_5$ do sinal $x_w(t)$ não contaminado por ruído.....	45
Figura 2-37 - Estimativas obtidas com o KF dos coeficientes $a_1$ , $a_3$ e $a_5$ do sinal $x_v(t)$ não contaminado por ruído.....	46
Figura 2-38 - Erro médio das estimativas obtidas com o KF dos coeficientes $b_1$ , $a_5$ e $b_5$ do sinal $x_w(t)$ em função de $m$ ( $0,00 \leq \sigma^2 \leq 0,10$ ).....	46
Figura 2-39 - Erro médio das estimativas obtidas com o KF dos coeficientes $b_1$ , $a_5$ e $b_5$ do sinal $x_v(t)$ em função de $m$ ( $0,00 \leq \sigma^2 \leq 0,10$ ).....	47
Figura 2-40 - Efeito da variação de 2% na frequência fundamental nas estimativas obtidas com o KF do coeficiente $a_4$ do sinal $x_i(t)$ .....	48
Figura 2-41 - Estimação e filtragem dos harmônicos e inter-harmônicos do sinal $x_u(t)$ contaminado por ruído branco de variância 0,01.....	50
Figura 3-1 - Efeito dos parâmetros de forma e escala na distribuição de Weibull.....	54
Figura 3-2 - Perfil da velocidade axial e da pressão do ar ao longo da região do eixo turbina.....	56
Figura 3-3 - Ângulos característicos, forças aerodinâmicas e velocidades da massa de ar em um corte transversal da pá de uma turbina eólica.....	58
Figura 3-4 - Curvas características dos coeficientes de sustentação ( $C_L$ ) e arrasto ( $C_D$ ) em função do ângulo de ataque.....	58
Figura 3-5 - Influências das perdas aerodinâmicas no coeficiente $C_p(\lambda_u)$ .....	60
Figura 3-6 - Curvas de desempenho da turbina.....	60
Figura 3-7 - Comparação entre curvas de potência típicas de turbinas a velocidade constante e a velocidade variável.....	62
Figura 3-8 - Comparação da operação a velocidade constante e a velocidade variável da turbina em estudo ( $U_\infty < U_{\infty, \text{nom}}$ ).....	63
Figura 3-9 - Modelo de primeira ordem do mecanismo de passo.....	64

Figura 3-10 - Controle do mecanismo de passo pela potência ativa ou pela velocidade da turbina .....	64
Figura 3-11 - Modelo de duas massas para o acoplamento turbina-gerador .....	65
Figura 3-12 - Diagrama de blocos do modelo de duas massas .....	66
Figura 3-13 - Configuração do sistema elétrico com o DFIG (SCHULZ, et al., 2002) .....	67
Figura 3-14 - Circuito equivalente do DFIG em regime permanente .....	70
Figura 3-15 - Potência ativa do estator do DFIG em função do escorregamento para $V_s=690$ V e $V_{rq}=0$ V .....	71
Figura 3-16 - Potência ativa do rotor do DFIG em função do escorregamento para $V_s=690$ V e $V_{rq}=0$ V .....	72
Figura 3-17 - Potência ativa total do DFIG em função do escorregamento para $V_s=690$ V e $V_{rq}=0$ V .....	72
Figura 3-18 - Potência aparente no rotor do DFIG em função do escorregamento para $V_s=690$ V e $V_{rq}=0$ V .....	73
Figura 3-19 - Sentido de rotação dos campos girantes das correntes harmônicas de rotor .....	74
Figura 3-20 - Diagrama de blocos da malha de controle de corrente de rotor de eixo $d$ .....	77
Figura 3-21 - Diagrama de blocos da malha de controle de corrente de rotor de eixo $q$ .....	77
Figura 3-22 - Malha de controle de potência ativa da turbina .....	78
Figura 3-23 - Controle em malha aberta de potência reativa do estator .....	79
Figura 3-24 - Controle de corrente de eixo $d$ do conversor do lado da rede .....	81
Figura 3-25 - Controle de corrente de eixo $q$ do conversor do lado da rede .....	81
Figura 3-26 - Controle em malha aberta da potência reativa do conversor do lado da rede .....	82
Figura 3-27 - Conversor do lado da rede .....	83
Figura 3-28 - Malha de controle de tensão do barramento CC .....	84
Figura 3-29 - Conversores na topologia <i>back-to-back</i> conectados ao rotor do DFIG .....	85
Figura 3-30 - Diagrama de blocos do PWM Seno-Triângulo (HOLTZ, 1994) .....	86
Figura 3-31 - Comparação entre a onda triangular portadora e as referências de tensão para as fases .....	87
Figura 3-32 - Vetores de tensão sintetizados pelo conversor em função do estado das chaves .....	87
Figura 3-33 - Estados adjacentes ao vetor de referência .....	88
Figura 3-34 - Conexão dos conversores com a rede elétrica através do filtro LCL .....	90
Figura 3-35 - Diagrama de Bode da função de transferência entre a corrente da rede e a tensão do conversor para amortecimento do filtro com resistor .....	93

Figura 3-36 - Diagrama de Bode da função de transferência entre a corrente da rede e a corrente do conversor para amortecimento do filtro com resistor .....	93
Figura 3-37 - Diagrama de Bode da função de transferência a entra a corrente da rede e a tensão do conversor para amortecimento com associação paralela resistor-indutor .....	94
Figura 3-38 - Diagrama de Bode da função de transferência a entra a corrente da rede e a corrente do conversor para amortecimento com associação paralela resistor-indutor ....	94
Figura 3-39 - Linha de transmissão representada por n circuitos tipo $\pi$ em série .....	95
Figura 3-40 - Circuito $\pi$ equivalente de uma linha de transmissão (ARAÚJO, et al., 2005) ..	96
Figura 3-41 - Admitância de seqüência positiva da LT de conexão da usina eólica à rede básica.....	97
Figura 4-1 - Fluxograma para descrição estatística das distorções harmônicas .....	99
Figura 4-2- Sistema elétrico de Caetité.....	101
Figura 4-3 - Distribuição das velocidades de vento em Caetité.....	101
Figura 4-4 - Corrente injetada em BJL por unidade de tensão do conversor do lado da rede .....	102
Figura 4-5 - Tensão em BJL por unidade de tensão do conversor do lado da rede .....	103
Figura 4-6 - Tensão no estator do DFIG por unidade de tensão no conversor do lado da rede .....	103
Figura 4-7 - Rampa de vento aplicada à usina .....	104
Figura 4-8 - Velocidade angular da turbina eólica.....	105
Figura 4-9 - Fluxo de potência ativa no DFIG.....	105
Figura 4-10 - Relação de velocidades $\lambda_u$ da turbina.....	106
Figura 4-11 - Potência total dissipada nos resistores do filtro LCL .....	107
Figura 4-12 - Corrente injetada na barra de Bom Jesus da Lapa (BJL) durante o transitório de potência.....	108
Figura 4-13 - Corrente injetada na barra BJL durante operação em baixa potência.....	108
Figura 4-14 - Corrente injetada na barra BJL durante operação em potência nominal .....	109
Figura 4-15 - Tensão na barra BJL durante o transitório de potência .....	109
Figura 4-16 - Tensão na barra BJL durante operação em região de baixa potência .....	110
Figura 4-17 - Tensão na barra BJL durante operação em região potência nominal .....	110
Figura 4-18 - Identificação dos harmônicos da corrente injetada em BJL com matriz de transferência do KF preenchida apenas com múltiplos de 60 Hz.....	111
Figura 4-19 - THDz da corrente injetada na barra BJL (modelagem apenas dos múltiplos de 60 Hz).....	113

Figura 4-20 - Análise dos resíduos de estimação da corrente injetada em B JL (matriz de observação preenchida apenas com múltiplos de 60 Hz) .....	113
Figura 4-21 - Componente fundamental RMS da corrente injetada na barra CTT .....	115
Figura 4-22 - Amplitudes das correntes harmônicas injetadas na barra B JL (em valores RMS) .....	116
Figura 4-23 - Amplitudes das correntes harmônicas injetadas na barra B JL (em valores por unidade).....	116
Figura 4-24- Análise dos resíduos da estimação dos harmônicos de corrente .....	117
Figura 4-25 - THDz da corrente injetada na barra B JL .....	117
Figura 4-26 - THDz da corrente injetada na barra B JL em função da potência ativa entregue pela usina .....	118
Figura 4-27 - THDz da corrente injetada na barra B JL em função da velocidade do vento .	118
Figura 4-28 - Componente fundamental RMS da tensão de fase na barra B JL.....	119
Figura 4-29 - Amplitudes das tensões harmônicas na barra B JL (em valores RMS).....	119
Figura 4-30 - Amplitude das tensões harmônicas na barra B JL (em valores por unidade)...	120
Figura 4-31 - Análise dos resíduos da estimação dos harmônicos de tensão .....	120
Figura 4-32 - THDz da tensão na barra B JL.....	121
Figura 4-33 - THDz da tensão na barra B JL em função da potência ativa da usina.....	121
Figura 4-34 - THDz da tensão na barra B JL em função da velocidade do vento .....	122
Figura 4-35 - Histograma da THDz da corrente injetada na barra B JL.....	123
Figura 4-36 - Probabilidade cumulativa da THDz da corrente injetada na barra B JL .....	123
Figura 4-37 - Histograma da THDz da tensão na barra B JL .....	124
Figura 4-38 - Probabilidade cumulativa da THDz da tensão na barra B JL.....	124

# LISTA DE ABREVIATURAS

ARX	Modelo auto-regressivo com entradas exógenas
DFIG	Gerador de indução duplamente excitado
DFT	Transformada discreta de Fourier
DPE	Densidade de potência espectral
FAC	Função de autocorrelação
FCC	Função de correlação cruzada
FFT	Transformada rápida de Fourier
FT	Transformada de Fourier
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
KF	Filtro de Kalman
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MQP	Mínimos quadrados ponderados
MQR	Mínimos quadrados recursivo
MQR <sub><math>\lambda</math></sub>	Mínimos quadrados recursivo com fator de esquecimento
PCC	Ponto de acoplamento comum
PDF	Função de distribuição de probabilidades
PMSG	Gerador síncrono a imã permanente
PWM	Modulação por largura de pulso
SCR	Razão de curto-circuito
THD	Distorção harmônica total
THD <sub>z</sub>	Distorção harmônica total incluindo inter-harmônicos
WRSG	Gerador síncrono com bobina de campo

# LISTA DE SÍMBOLOS

$b$	Vetor polarização dos parâmetros
$B_k$	Matriz de entradas
$c$	Constante de escala da distribuição de Weibull
$C$	Capacitância do barramento CC
$C_f$	Capacitância do filtro
$C_P$	Coefficiente de potência
$D_{shaft}$	Constante de amortecimento do eixo de transmissão
$F_D$	Força aerodinâmica de arrasto
$F_L$	Força aerodinâmica de sustentação
$f_s$	Frequência de amostragem
$h$	Ordem harmônica
$H_k$	Matriz de Observação
$i_{dc1}$	Corrente na saída do barramento CC
$i_{dc2}$	Corrente na entrada do barramento CC
$i_r$	Corrente de rotor
$i_s$	Corrente de estator
$J_{MQP}$	Função de custo do estimador MQP
$k$	Constante de forma da distribuição de Weibull
$K_i$	Ganho integral
$K_k$	Ganho de Kalman
$K_p$	Ganho proporcional
$K_{shaft}$	Constante elástica do eixo de transmissão
$L_f$	Indutância do filtro

$L_g$	Indutância da rede
$L_m$	Indutância de magnetização
$L_{ms}$	Indutância de magnetização entre bobinas de rotor e estator
$L_{rl}$	Indutância de dispersão do rotor
$L_{rr}$	Indutância de rotor
$L_{sl}$	Indutância de dispersão do estator
$L_{ss}$	Indutância de estator
$m$	Parâmetro de sintonia do filtro de Kalman
$P$	Número de pólos
$P_d$	Potência eólica transferida ao disco
$P_k$	Matriz de covariância dos estados
$P_r$	Potência ativa de rotor
$P_s$	Potência ativa de estator
$P_T$	Potência da turbina
$P_{tot}$	Potência ativa total do gerador
$Q$	Matriz de covariância do ruído de processo
$Q_r$	Potência reativa de rotor
$Q_s$	Potência reativa de estator
$R$	Matriz de covariância do ruído de medição
$R$	Raio do rotor da turbina
$R_d$	Resistor de amortecimento
$R_g$	Resistência da rede
$R_s$	Resistência de estator
$r_{uy}$	Função de correlação entre os sinais $u(k)$ e $y(k)$
$t_a, t_b, t_0$	Intervalo de sintetização dos estados $a$ , $b$ e $0$ pelo PWM
$T_e$	Conjugado eletromagnético
$T_G$	Conjugado eletromagnético do gerador

$T_{sw}$	Período de chaveamento
$T_T$	Conjugado mecânico da turbina
$u$	Velocidade do vento
$u_a, u_b, u_0$	Estados adjacentes ao vetor de referência sintetizado pelo PWM
$v_{dc}$	Tensão do barramento CC
$v_r$	Tensão de rotor
$V_{rel}$	Velocidade do vento após contato com a turbina
$v_s$	Tensão de estator
$W$	Matriz de pesos do estimador MQP
$w_i$	Peso atribuído à amostra $i$
$w_k$	Ruído de processo
$\underline{x}_k$	Vetor de estados
$Y_1, Y_2$	Admitâncias <i>shunt</i> da linha de transmissão
$Z$	Impedância série da linha de transmissão
$\alpha$	Ângulo de ataque
$\beta$	Ângulo de passo
$\zeta_k$	Resíduos da estimação
$\eta_{gear}$	Relação da caixa de transmissão
$\theta_G$	Posição angular do gerador
$\theta_k$	Vetor de parâmetros do sinal
$\theta_T$	Posição angular da turbina
$\lambda$	Fator de esquecimento
$\lambda_r$	Fluxo de rotor
$\lambda_s$	Fluxo de estator
$\lambda_u$	Relação de velocidades da turbina
$v_k$	Ruído de medição
$\rho$	Densidade do ar

$\varphi_{uy}$	Densidade de potência espectral
$\psi_k$	Vetor de regressores
$\omega_c$	Frequência de corte
$\omega_e$	Velocidade angular elétrica do gerador
$\omega_G$	Velocidade angular do gerador
$\omega_T$	Velocidade angular da turbina
$\Phi_k$	Matriz de estado

# CAPÍTULO 1. CONSIDERAÇÕES GERAIS

## 1.1 Introdução

Com o crescimento da contribuição da energia eólica na matriz energética mundial, temas antes pouco abordados para esta forma de geração passam a ter cada vez mais importância. Dentre as principais questões no ramo da engenharia elétrica, citam-se a qualidade da energia gerada por essas usinas e a estabilidade do sistema elétrico frente à instalação de novas unidades geradoras.

Apesar de ser assunto obrigatório nos estudos de qualidade da energia em usinas eólicas (IEC61400-21, 2008), um dos tópicos menos abordados pela literatura são as distorções harmônicas. Alguns resultados de campanhas de medição de tensão e corrente nos pontos de conexão de algumas usinas têm sido publicados (SCHULZ, et al., 2002), bem como a apresentação de problemas específicos em unidades já instaladas, como a ocorrência de elevadas correntes harmônicas devido a ressonâncias com o sistema (SCHOSTAN, et al., 2007). Entretanto, o critério de distorções harmônicas não é usualmente tratado em detalhes nos estudos prévios do impacto da conexão da usina ao sistema elétrico, como é feito para outros problemas de qualidade da energia (afundamentos e flutuações de tensão).

Os modelos de simulação dinâmica de aerogeradores no domínio do tempo têm sido vastamente aplicados para o estudo de problemas de estabilidade, afundamentos de tensão e *flicker*. Todavia, o estudo de harmônicos através de modelos no domínio do tempo é pouco relatado pela literatura técnica. A complexidade dos modelos e os tempos de simulação do estudo de distorções harmônicas são significativamente maiores em comparação com os outros estudos, uma vez que é necessário modelar em detalhes os dispositivos não-lineares, principalmente os chaveados, por serem a principal fonte do problema. Dentre os aplicativos que podem ser utilizados nas implementações, destacam-se o MATLAB/Simulink®, o PSCAD/EMTDC, o DIgSilent PowerFactory e o ATP/ATPDraw.

O conteúdo harmônico dos sinais de um sistema eólico com gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) não contém apenas múltiplos da frequência fundamental. As

características físicas do gerador fazem com que a rede seja contaminada por injeções de correntes inter-harmônicas (SCHULZ, et al., 2003). A estimação de inter-harmônicos com a FFT necessita da utilização de janelas de dados demasiadamente longas. Não obstante, a possibilidade de falseamento da informação em caso de ocorrência de variações nas condições operativas do sistema durante a janela de análise justifica a inviabilidade da utilização de janelas muito longas.

A literatura apresenta várias alternativas à FFT para a estimação de harmônicos. As principais empregam técnicas de inteligência computacional, como as Redes Neurais (DASH, et al., 1996), técnicas de identificação de sistemas dinâmicos, como o Filtro de Kalman (BITTANTI, et al., 2000), (GIRGIS, et al., 1984), o estimador de Mínimos Quadrados e técnicas de processamento de sinais.

Apesar de apresentar uma forma de estimação dos harmônicos alternativa à maneira convencional sugerida pela norma IEC61000-3-6 (1996), o trabalho sugere a descrição da compatibilidade da fonte ao sistema elétrico de maneira semelhante. Representando estocasticamente os distúrbios emitidos pela fonte, caracterizam-se os níveis de compatibilidade do equipamento com o sistema. A figura 1-1 mostra a comparação da curva de probabilidade da geração do distúrbio pelo equipamento com a curva de probabilidade de falha do sistema em função do distúrbio. A intersecção entre as curvas representa a compatibilidade do sistema com o equipamento.

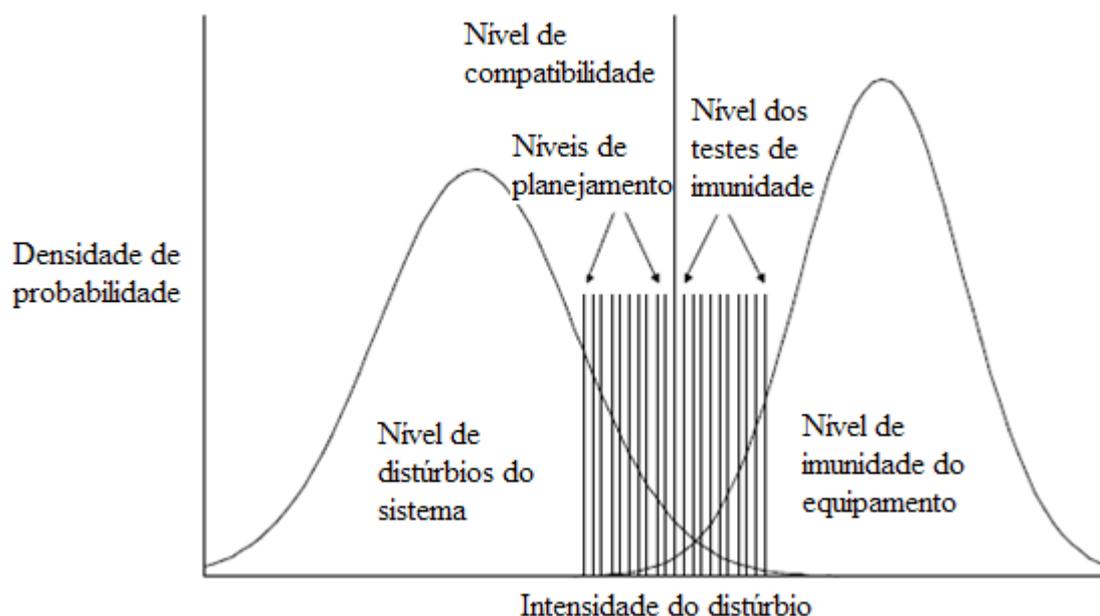


Figura 1-1 - Curva de compatibilidade da conexão do equipamento com o sistema (IEC61000-3-6, 1996)

A caracterização estocástica das distorções de tensão e corrente produzidas por um conversor de seis pulsos e por um forno a arco é realizada Baghzouz (1998). As distorções geradas são modeladas por uma parcela determinística, dependente do tempo, e uma parcela estocástica. Além disso, são comentadas algumas deficiências da FFT para a estimação de harmônicos variantes no tempo.

A representação estatística das distorções harmônicas geradas por diferentes topologias de usinas eólicas através de dados obtidos de campanhas de medição é tratada por Tentzerakis (2007). A metodologia empregada para a representação dos harmônicos assemelha-se à metodologia aplicada neste trabalho. De posse dos dados de medição, o autor analisa a dependência das distorções individuais de corrente e da distorção harmônica total com as condições operativas da usina, e descreve a distribuição das distorções medidas por funções de distribuição de probabilidades conhecidas.

Em Papathanassiou (2006), são apresentados os fundamentos teóricos para a realização de estudos no domínio harmônico do impacto da geração eólica no sistema elétrico, utilizando como entrada de dados, os resultados estatísticos de medições realizadas em uma usina. São apresentados os modelos dos principais componentes de um sistema elétrico em função da frequência e é formulado o problema de fluxo de correntes harmônicas pelo sistema. É também realizada uma breve discussão sobre o impacto provocado pelo acréscimo de unidades geradoras na usina nas distorções injetadas no sistema elétrico.

Para a determinação dos efeitos da conexão da usina ao sistema elétrico nas tensões das barras, podem-se utilizar os resultados encontrados neste trabalho das distorções de corrente causadas pela usina eólica como dados de entrada para aplicativos de estudo de penetração de harmônicos no sistema elétrico (ARRILAGA, et al., 2003). Em razão da sua modelagem mais simplificada, esses aplicativos permitem a simulação de partes maiores do sistema elétrico, dando ao projetista uma visão mais ampla dos efeitos da instalação da usina no sistema elétrico.

## **1.2 Objetivos e contribuições**

O objetivo deste trabalho constitui na descrição estatística do conteúdo harmônico gerado por usinas eólicas com base em resultados de simulação e no comportamento estatístico anual do regime de ventos.

Para atingir esse objetivo, dividiu-se o problema em dois tópicos. O primeiro consiste na implementação de um modelo que permita caracterizar uma usina eólica em diferentes

condições operativas, segundo o critério de distorções harmônicas. Isto é, para cada faixa de potência, deve ser possível identificar o espectro harmônico dos sinais com a exatidão adequada. Os modelos dos componentes da usina foram implementados na plataforma ATP/ATPDraw.

O segundo tópico, que é uma importante contribuição deste trabalho ao estado da arte, consiste no estudo de algoritmos com melhor desempenho que a FFT para a estimação de harmônicos e inter-harmônicos variantes no tempo. Os algoritmos devem possibilitar uma estimação adequada para uma determinada faixa de frequências de amostragem do sinal e devem ser robustos à presença de ruído nos dados medidos. Como as técnicas são inúmeras, foi definido que apenas as técnicas recursivas de identificação baseadas em modelos lineares do sistema serão analisadas em detalhes. Por se tratarem de técnicas recursivas, são mais facilmente aplicáveis para estimativas *on-line*. Possibilita-se, desta maneira, monitorar continuamente as emissões das usinas.

Os resultados gerados por este trabalho são gráficos de distribuição de probabilidades e de probabilidade cumulativa para a distorção harmônica total (THD) das variáveis analisadas. A análise por meios de simulação permite prever o comportamento do sistema elétrico antes da instalação da usina. A caracterização probabilística do fenômeno quantifica a necessidade de implantação de medidas para atenuar os efeitos dos harmônicos de acordo com os limites exigidos pelas normas vigentes (IEC61000-3-6, 1996), (IEEE519, 1992) e (ONS, 2008).

### **1.3 Organização do texto**

O trabalho está subdividido em três grandes seções. A primeira, tratada pelo capítulo 2, apresenta um estudo sobre as técnicas de estimação de harmônicos. O capítulo é iniciado com a apresentação da forma convencional de estimação, a FFT, e suas limitações para a presente aplicação. Baseando-se na literatura, são apresentadas alternativas que superam as restrições apresentadas pela FFT. São apresentados a formulação e os aspectos práticos de sintonia do estimador recursivo de mínimos quadrados, mínimos quadrados com fator de esquecimento e Filtro de Kalman. Parte importante da contribuição deste trabalho, a caracterização da sintonia dos estimadores em função da frequência de amostragem e da relação sinal-ruído, está presente neste capítulo.

A segunda seção, apresentada no capítulo 3, apresenta uma revisão bibliográfica de toda a modelagem do sistema eólico. Iniciam-se os estudos com a modelagem da parte

mecânica do sistema, que consiste na caracterização do regime de ventos, nos modelos da turbina e da potência eólica extraída, no comportamento dinâmico do sistema de transmissão de velocidades entre o eixo da turbina e o eixo do gerador e nas estratégias de limitação de potência em velocidades de vento elevadas. O sistema de conversão eletromecânico é caracterizado em seguida. Os itens estudados são o comportamento dinâmico do DFIG e suas características quando alimentado por fontes distorcidas, os sistemas de controle dos conversores e o projeto dos controladores, o modelo dos conversores e as estratégias de modulação. O capítulo é finalizado com o estudo dos modelos dos componentes do sistema elétrico: o filtro de harmônicos com topologia LCL e as linhas de transmissão de energia.

A terceira seção, descrita pelo capítulo 4, apresenta a aplicação do estimador de melhor desempenho, definido pelos resultados do capítulo 2, para a detecção das formas de onda de corrente e da tensão no Ponto de Acoplamento Comum (PCC – *Point of Common Coupling*) da usina eólica implementada segundo os modelos apresentados no capítulo 3. A rampa de vento de entrada do modelo provoca a excursão da operação da usina por toda a sua faixa de potência, permitindo a estimação das distorções em cada condição operacional.

Os resultados da estimação ao longo do tempo, apresentados em gráficos de tempo versus frequência versus amplitude, podem ser convertidos em gráficos de potência versus frequência versus amplitude e, posteriormente, em gráficos de velocidade do vento versus frequência versus amplitude. Com base na distribuição de probabilidades anual da velocidade do vento, são obtidas curvas para a distribuição de probabilidades de cada ordem harmônica e também para a THD dos sinais em estudo. É possível, portanto, saber a probabilidade das distorções harmônicas geradas pela usina exceder os limites pré-estabelecidos pelas normas vigentes.

O capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho e algumas propostas para continuidade de estudos. Basicamente, propõe-se a aplicação da metodologia de estimação utilizada neste trabalho para comparar os efeitos da modelagem mais precisa de alguns componentes do sistema como, por exemplo, a modelagem do tempo morto dos conversores que gera harmônicos de baixa ordem. Além disso, propõe-se a aplicação do Filtro de Kalman para a estimação *on-line* de harmônicos, devido a sua flexibilidade para estimar variações temporais em passos de frequência pequenos.

# CAPÍTULO 2. TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE HARMÔNICOS

A dinâmica dos sistemas elétricos é regida por alterações constantes no despacho de energia, nos perfis de cargas, nos sistemas de compensação e na topologia das redes. Variações de amplitude e fase das tensões no sistema são decorrentes dos fluxos da corrente ativa, reativa e harmônica que por ele circulam. Distúrbios na frequência fundamental ocorrem em transitórios de energização de máquinas e em situações de desbalanceamento entre carga e geração, como, por exemplo, em rejeições de carga ou curto-circuito em linhas de transmissão.

As distorções harmônicas produzidas por equipamentos elétricos dependem das suas características construtivas, das suas condições operacionais e das interações entre estes e o sistema elétrico. Portanto, tanto os harmônicos gerados por equipamentos, como os harmônicos presentes no sistema, apresentam variações de amplitude, fase e frequência ao longo do tempo.

A detecção do conteúdo espectral dos sinais de corrente e tensão é parte fundamental dos procedimentos de análise da qualidade da energia disponibilizada pelos sistemas elétricos, o qual deve obedecer alguns limites estipulados pelas normas IEC 61000-3-6 (1996) e IEEE 519 (1992), e pelo submódulo 2.8 dos Procedimentos de Rede do ONS (2008).

A capacidade de obtenção do conteúdo espectral desses sinais a partir de implementações computacionais eficientes fez da Transformada Rápida de Fourier (FFT) o método mais utilizado para esta finalidade. Porém, por apresentar algumas deficiências, tais como a dispersão do espectro causada pela escolha inadequada da janela de dados e a necessidade de estacionariedade do sinal durante o intervalo de análise, algoritmos com melhor desempenho têm sido utilizados para o problema de identificação (GIRGIS, et al., 1991), (OPPENHEIM, et al., 1989).

A representação do espectro harmônico ao longo do tempo é mais vantajosa em diversas situações, facilitando, por exemplo, correlações entre o espectro e algumas variáveis do sistema. Portanto, neste trabalho, serão analisados somente algoritmos de estimação

recursiva. As técnicas mais citadas na literatura para a identificação recursiva de harmônicos utilizam Redes Neurais (DASH, et al., 1996) e versões lineares e não-lineares do Filtro de Kalman (GIRGIS, et al., 1991), (KENNEDY, et al., 2003), (GIRGIS, et al., 1984), (BITTANTI, et al., 2000), (BITTANTI, et al., 2000), (YU, et al., 2005).

Diversos aspectos práticos influenciam o desempenho dos estimadores na estimação de harmônicos. Dentre os principais, citam-se a escolha do modelo, a sintonia do estimador, a relação sinal-ruído, a frequência de amostragem e a variância temporal dos coeficientes.

Neste capítulo serão apresentadas considerações práticas sobre a implementação de algoritmos recursivos lineares para a estimação de harmônicos. Dentre as principais, destacam-se a influência dos parâmetros de sintonia e da relação sinal-ruído na eficiência da estimação, a polarização dos parâmetros, a velocidade de convergência, a influência da frequência de amostragem, a variância temporal dos coeficientes de Fourier e os distúrbios na frequência fundamental. As comparações serão realizadas entre o estimador de mínimos quadrados recursivo (MQR), o estimador MQR com fator de esquecimento ( $MQR_\lambda$ ) e o Filtro de Kalman (KF).

Na próxima seção, são discutidas alguns aspectos negativos da estimação dos harmônicos utilizando a Transformada Discreta de Fourier (DFT), cujas implementações computacionais eficientes são denominadas como transformadas rápidas de Fourier (FFT). Nos subitens seguintes, apresentam-se as características dos estimadores lineares recursivos supracitados para a estimação dos harmônicos. O presente capítulo é concluído com a escolha do estimador com melhor eficiência sintonizado para uma região de operação que permita a sua aplicação para a estimação dos harmônicos gerados pelo sistema de geração eólica ao longo do tempo.

## **2.1 Transformada discreta de Fourier**

O conteúdo espectral de sinais estacionários e discretos pode ser estimado através da aplicação da DFT, que é apresentada na equação (2.1). O espectro obtido é discreto e periódico, onde a seqüência  $k = 0, 1, \dots, N-1$  representa as frequências  $\Omega = 0, 2\pi/N, \dots, 2\pi(N-1)/N$  de cada componente harmônica estimada.

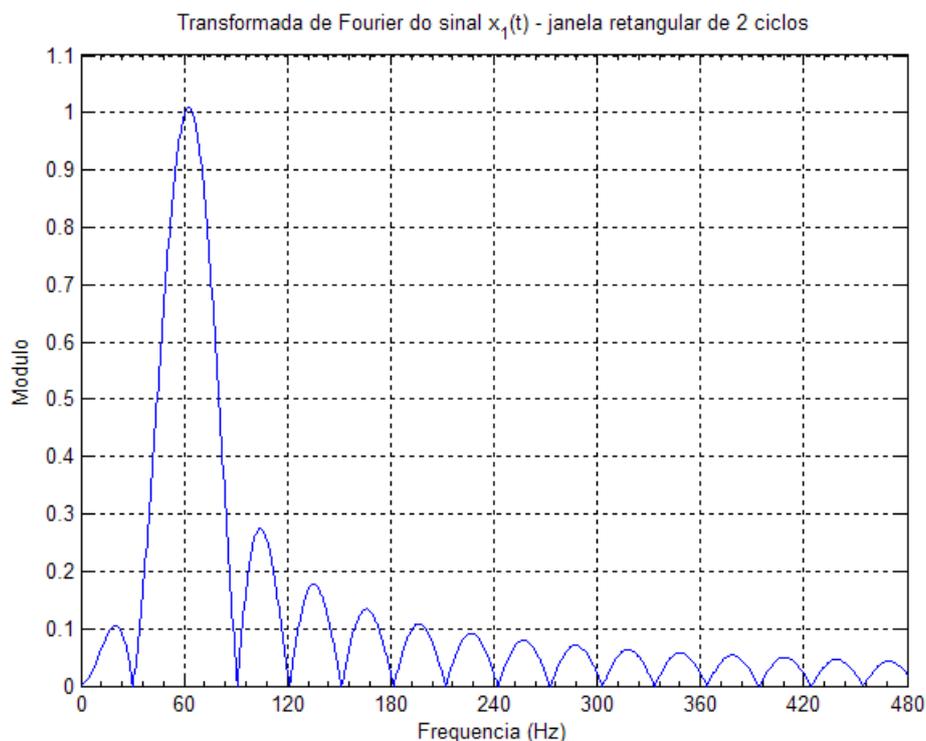
O formato de somatório limitado de sinais discretos viabiliza o cálculo computacional da DFT, que é realizado eficientemente através da FFT. A possibilidade de obtenção de conteúdos espectrais de sinais através de programas computacionais, eliminando a necessidade de realização de cálculos analíticos, fez da FFT o método mais difundido para

estimação do conteúdo harmônico de sinais. Diversos algoritmos das FFT's estão implementados na maioria dos *softwares* de processamento de sinais.

$$DFT\{x(n)\} = X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\left(\frac{2\pi n}{N}\right)k} \quad (2.1)$$

O cálculo da DFT presume a delimitação de uma janela de dados do sinal. Assim, o sinal analisado é obtido a partir da multiplicação do sinal de duração infinita por uma função de janelamento  $w(t)$ . Tipicamente,  $w(t)$  é uma função retangular com amplitude unitária e duração igual à duração da janela a ser analisada. Outras funções de janelamento podem ser encontradas na literatura técnica (ARRILAGA, et al., 2003), (OPPENHEIM, et al., 1989).

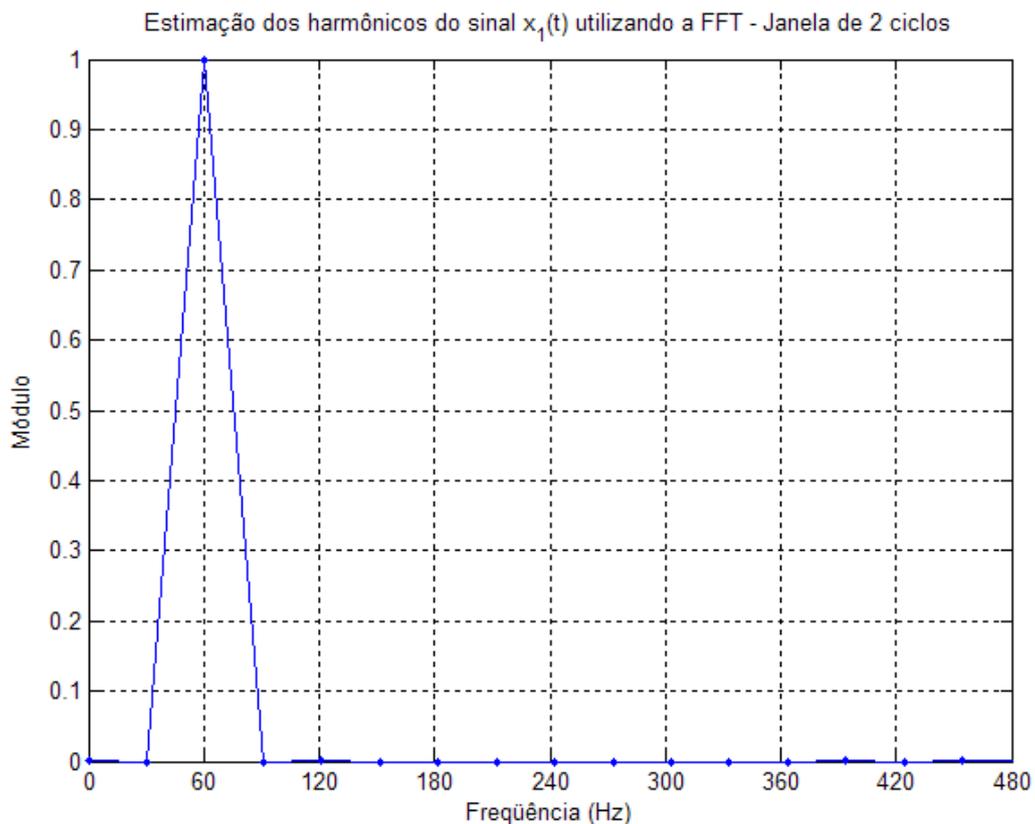
A Transformada de Fourier (FT) do sinal analisado é determinada através da convolução no domínio da frequência entre o sinal com duração infinita e a função de janelamento. Como a FT da função retangular é uma função *sinc*, a FT do novo sinal sofre o efeito denominado dispersão, que pode gerar falseamento da informação. A figura 2-1 mostra o módulo da FT da função  $x_1(t) = \cos(2\pi 60.t)$  multiplicada por uma função retangular com duração de 2 períodos de  $x_1(t)$ .



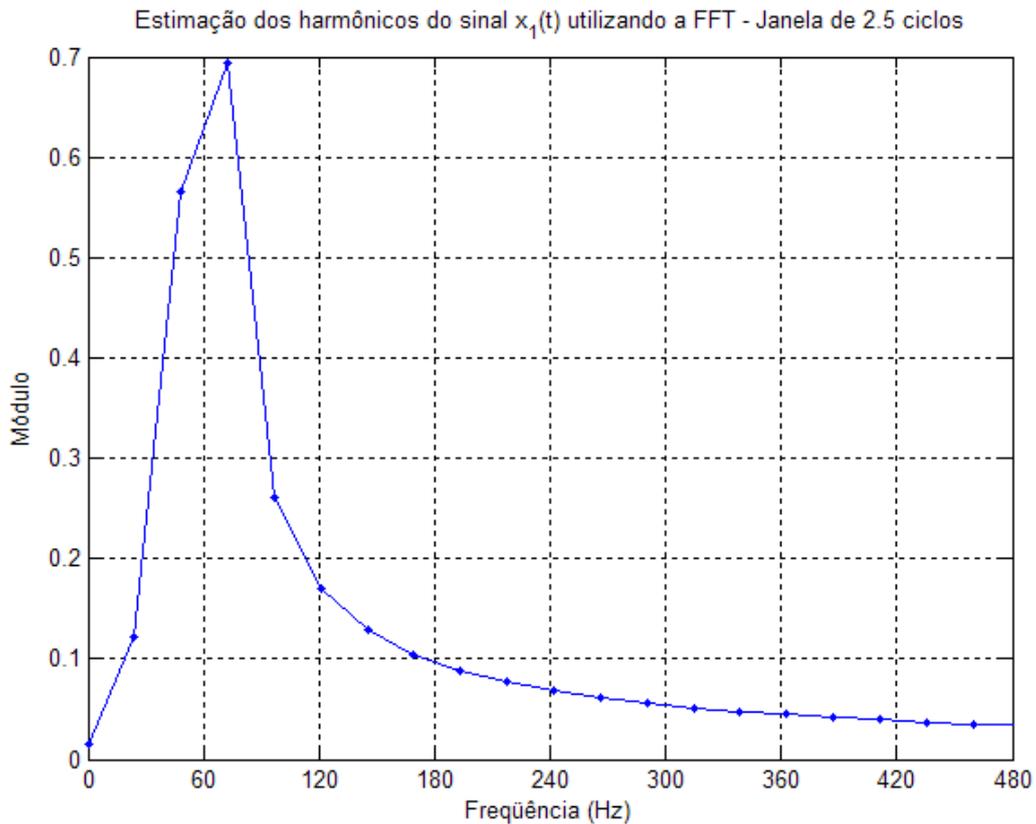
**Figura 2-1 - Dispersão do conteúdo espectral causada pela multiplicação da janela de dados por uma função de janelamento retangular**

O espectro obtido da aplicação da DFT em apenas uma janela de dados de um sinal amostrado será periódico e discreto no domínio da frequência, onde os intervalos de frequência são igualmente espaçados em função do comprimento da janela de dados e o período do sinal no domínio da frequência é definido pela frequência de amostragem. Portanto, se o sinal for periódico no domínio do tempo, o comprimento da janela dos dados em análise deve ser um múltiplo inteiro do período fundamental do sinal, para que a amostragem coincida com as frequências presentes no sinal. Se outro comprimento for utilizado, as amostragens da FT não coincidirão com os harmônicos e o sinal não será representado adequadamente no domínio da frequência.

Nas figuras 2-2 e 2-3, são apresentados os módulos da FFT do sinal  $x_1(t)$ , amostrado a uma taxa equivalente a 50 amostras por ciclo, com janelas de 2 e 2.5 ciclos, respectivamente. Para a janela de 2 ciclos, a amostragem em frequência ocorre a cada 30 Hz e o conteúdo identificado é idêntico ao do sinal original. Para a janela de 2.5 ciclos, verifica-se uma perda de informação, pois a amostragem é realizada a cada 24 Hz, e não há coincidência com os múltiplos de 60 Hz.



**Figura 2-2 - FFT do sinal  $x_1(t)$  com janela de dados de 2 ciclos**

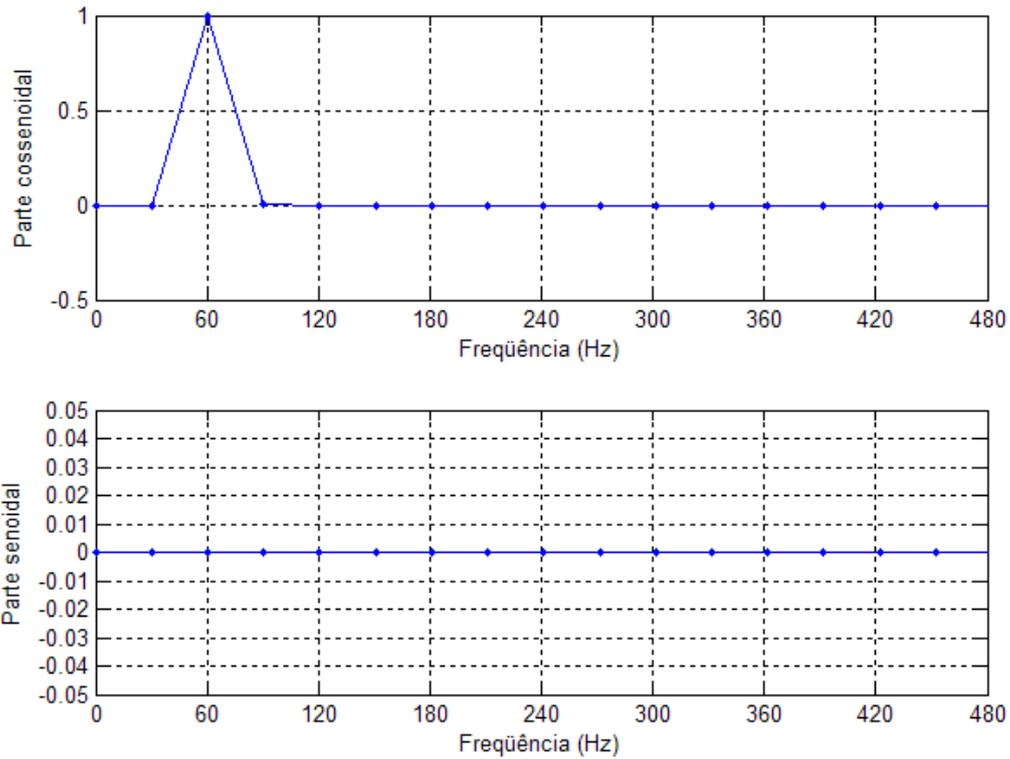


**Figura 2-3 - FFT do sinal  $x_1(t)$  com janela de dados de 2.5 ciclos**

Outra questão importante que pode influir negativamente na estimação do conteúdo harmônico é a escolha inadequada da frequência de amostragem. Além do desempenho do algoritmo da FFT ser melhor quando o número de amostras por período fundamental é uma potência de 2 (YU, et al., 2005) e da máxima frequência possível de ser estimada ser limitada pela metade da frequência de amostragem (teorema da amostragem), para que o sinal amostrado seja periódico no domínio discreto, deve haver um número inteiro de amostras por período da componente fundamental do sinal.

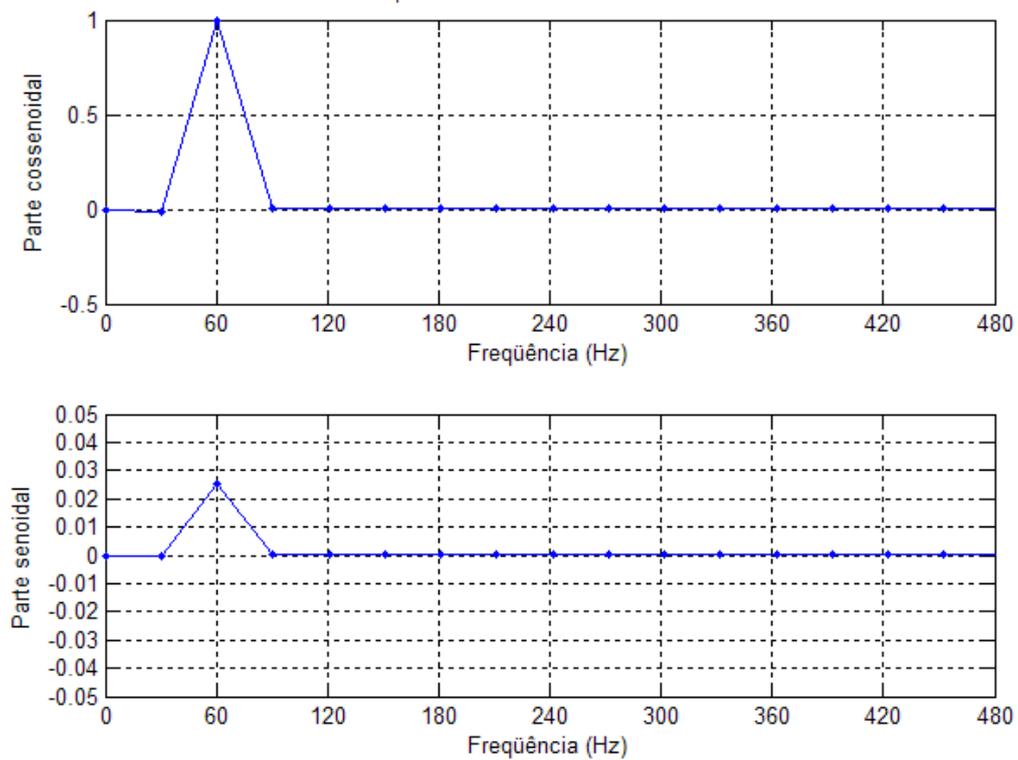
Nas figuras 2-4 e 2-5, são apresentados os coeficientes das partes cossenoidal e senoidal da FFT do sinal  $x_1(t)$ , utilizando uma janela de dados de 2 ciclos e frequências de amostragem de 6 kHz (100 amostras/período fundamental) e 5 kHz (83.33 amostras/período fundamental). O erro de estimação pode ser observado na parte senoidal do sinal amostrado a 5 kHz, onde não há um número inteiro de amostras por ciclo.

Estimação dos harmônicos do sinal  $x_1(t)$  utilizando a FFT - freq. amostragem 6 kHz (100 amostras/ciclo)



**Figura 2-4 - FFT do sinal  $x_1(t)$  amostrado a 6 kHz (100 amostras/período fundamental)**

Estimação dos harmônicos do sinal  $x_1(t)$  utilizando a FFT - freq. amostragem 5 kHz (83.33 amostras/ciclo)



**Figura 2-5 - FFT do sinal  $x_1(t)$  amostrado a 5 kHz (83.33 amostras/período fundamental)**

Além das restrições impostas sobre o intervalo da janela de dados e sobre a frequência de amostragem do sinal, a DFT apresenta dificuldades na identificação de inter-harmônicos. O rastreamento de inter-harmônicos pode ser conseguido com o aumento da janela de dados, cujo comprimento deve ser um múltiplo comum entre o período dos inter-harmônicos que se deseja rastrear e o período da componente fundamental do sinal. Assim, pode ser necessário utilizar janelas de dados com comprimentos muito maiores em comparação ao comprimento de 1 ciclo utilizado para o caso onde só existem múltiplos de 60 Hz.

Nas figuras 2-6 e 2-7 são mostrados o módulo da FFT do sinal  $x_2(t) = \cos(2\pi 60.t) + \cos(2\pi 105.t)$ , amostrado a 6 kHz, utilizando janelas de 2 ciclos (frequências discretas múltiplas de 30 Hz) e 4 ciclos (frequências discretas múltiplas de 15 Hz). O espectro obtido a partir da aplicação da DFT a 2 ciclos do sinal  $x_2(t)$  não é fidedigno à realidade em função do período da janela de dados não ser um múltiplo comum dos períodos de cada componente harmônica do sinal. Portanto, não se garante um número inteiro de amostras por ciclo de cada harmônico, além discretização do espectro não coincidir com as frequências presentes no sinal de teste. Quanto mais próximas forem essas frequências, mais difícil será distingui-las e maior deverá ser o intervalo da janela de dados

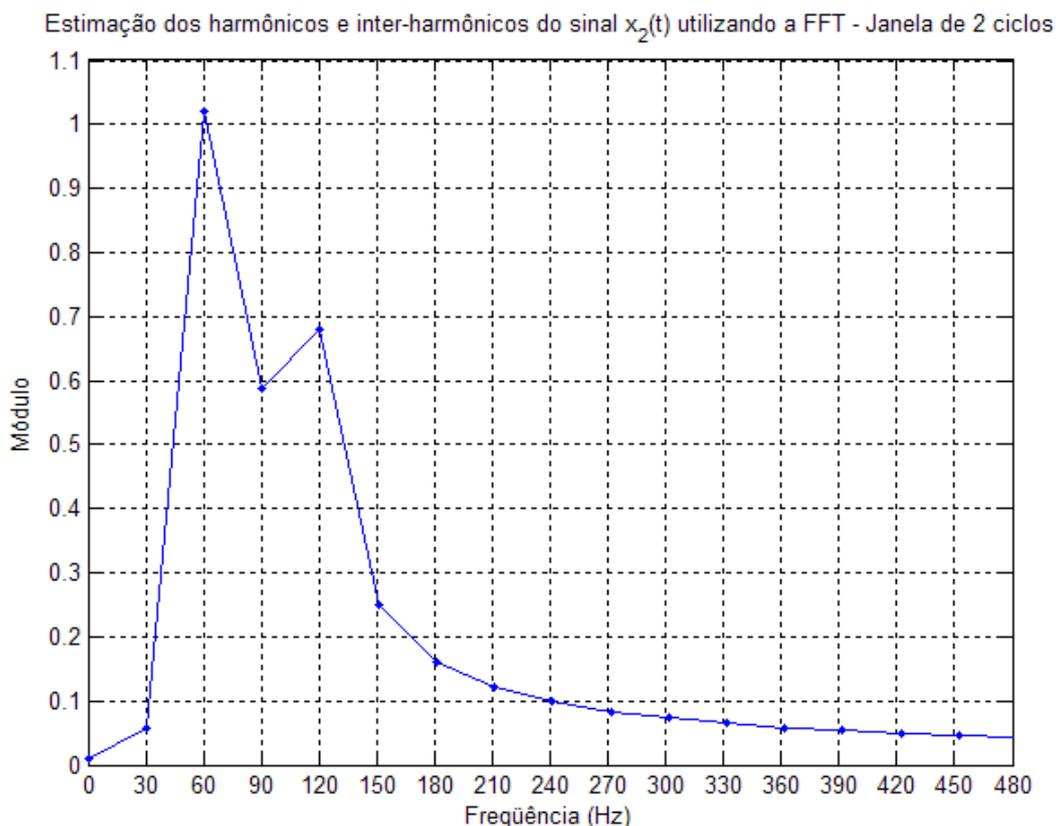
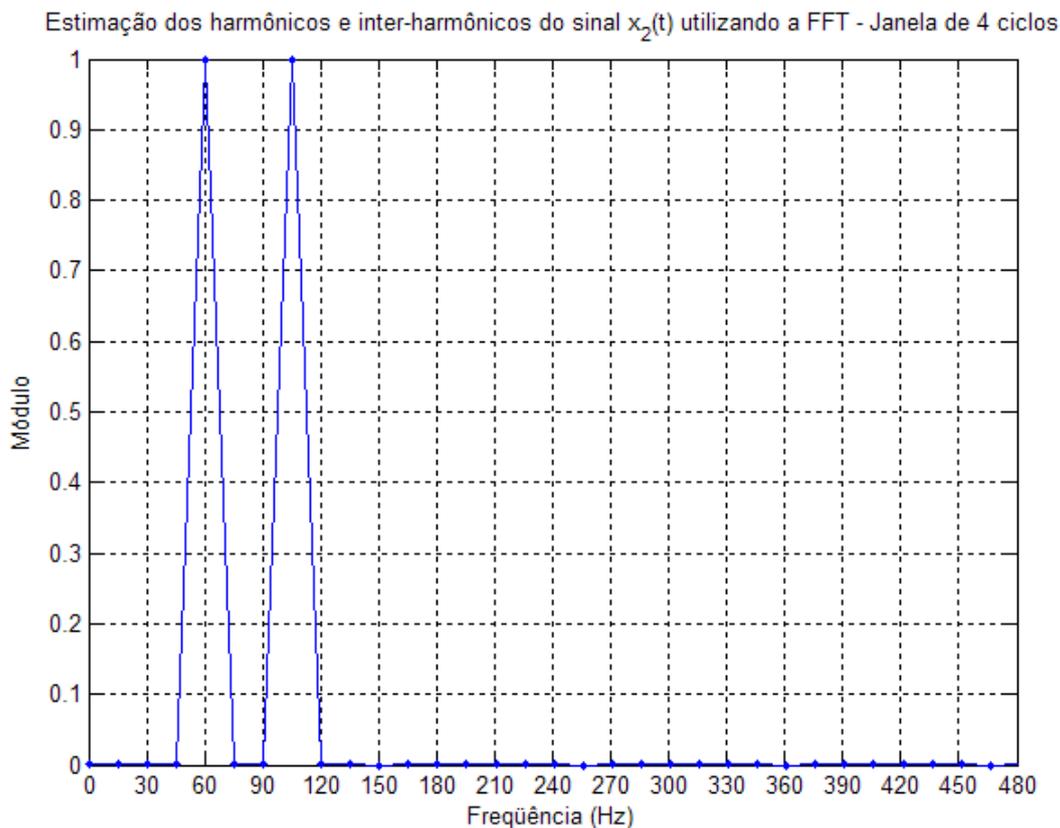


Figura 2-6 - Aplicação da FFT para identificação dos inter-harmônicos do sinal  $x_2(t)$  - Janela de 2 ciclos



**Figura 2-7 - Aplicação da FFT para identificação dos inter-harmônicos do sinal  $x_2(t)$  - Janela de 4 ciclos**

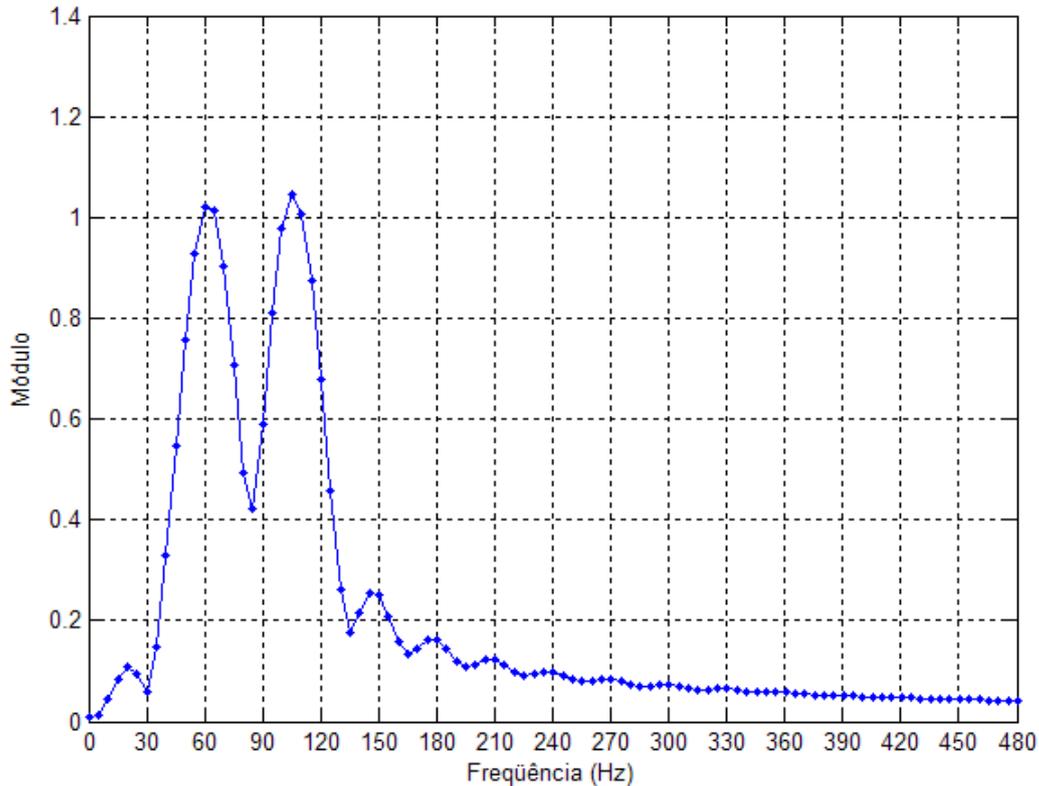
Utilizando a técnica de complementação por zeros (*zero-padding*) podem-se melhorar as estimativas das frequências presentes no sinal, uma vez que o intervalo entre as frequências do espectro é diminuído. Entretanto, aparecerão no espectro frequências correspondentes à função de janelamento aplicada ao sinal de teste, que não são constituintes do sinal original. Além disso, se não houver um número inteiro de amostras por ciclo de cada componente harmônica, haverá discrepância do espectro obtido com o espectro real nas frequências presentes no sinal.

Na figura 2-8 apresenta-se o módulo da FFT aplicada ao sinal  $x_2(t)$  utilizando uma janela de dados de 2 ciclos e complementação por zeros durante 8 ciclos. A melhora da estimativa na frequência do inter-harmônico (105 Hz) foi obtida às custas da exibição da dispersão causada pelo janelamento, o que pode gerar erros de interpretação do espectro, principalmente quando as frequências que presentes no sinal forem próximas. Os erros de estimativa em 60 Hz e em 105 Hz ocorrem devido à inexistência de um número inteiro de amostras por ciclo de cada componente.

Conforme pode ser verificado, a técnica de complementação por zeros diminui, mas não elimina os erros das estimativas nas frequências constituintes do sinal. Ou seja,

consegue-se representar um sinal contendo harmônicos e inter-harmônicos utilizando a FFT com total fidelidade somente se a janela de dados for suficientemente longa.

Estimação dos harmônicos e inter-harmônicos do sinal  $x_2(t)$  utilizando a FFT (zero-padding) - Janela 2 ciclos



**Figura 2-8 - Aplicação da FFT para identificação dos inter-harmônicos do sinal  $x_2(t)$  - Janela de dados de 2 ciclos e complementação por zeros durante 10 ciclos**

A apresentação das características da DFT que podem causar falseamento da informação foi realizada utilizando sinais de teste estacionários, isto é, que não sofrem variações em seu conteúdo harmônico em amplitude, fase ou frequência. Em sistemas dinâmicos, como é o caso do sistema elétrico, onde as variáveis envolvidas sofrem alteração contínua, é necessário obter estimativas das variações temporais desses parâmetros.

Devido à estimação ser realizada em batelada, o resultado produzido pela DFT não gera informações temporais do espectro harmônico, o que dificulta o rastreamento do seu comportamento dinâmico. Uma solução possível para a não-estacionariedade dos sinais é a utilização da DFT com janelas de dados deslizantes no tempo. Entretanto, esta solução é acompanhada de uma questão não-trivial: a definição do comprimento da janela. Se as características do sinal exigirem a utilização de janelas de dados com comprimento elevado, como é o caso de presença de inter-harmônicos, as variações temporais no espectro ocorridas

no interior da janela de dados irão afetar a exatidão do resultado obtido. Portanto, a representação adequada do espectro do sinal via DFT fica dependente do binômio discretização de frequência versus rastreabilidade de variações paramétricas. A norma IEC 61000-4-7 (2002) apresenta sugestões para o comprimento da janela que deve ser escolhido em função do comportamento dinâmico dos harmônicos, que são classificados em harmônicos quase-estacionários, harmônicos oscilatórios e harmônicos com variação rápida.

A necessidade de obtenção de informações temporais para o espectro harmônico em conjunto com os problemas de amostragem e de escolha da janela de dados mostram a necessidade de busca de estimadores que atendam aos requisitos mínimos para descrever com confiabilidade o comportamento do sistema. Nas próximas seções serão apresentadas soluções lineares para o problema de estimação de harmônicos, incluindo o comportamento estatístico dos estimadores e as questões práticas envolvidas, principalmente os aspectos relacionados à sintonia desses estimadores. O objetivo, ao final deste capítulo, é escolher o melhor algoritmo e sintonizá-lo adequadamente para obtenção um desempenho satisfatório em uma ampla faixa de operação.

## 2.2 Definição do problema e sinais de teste dos estimadores

Seja  $x(k)$  o sinal discreto apresentado pela equação (2.2), que se constitui por uma parcela determinística,  $x_p(k)$ , representada pela soma de termos senoidais e cossenoidais, e uma parcela estocástica, genericamente representada por  $e(k)$ . O problema em questão consiste em estimar, em cada instante  $k$ , os coeficientes  $a_0, \dots, a_n$  e  $b_1, \dots, b_n$  a partir dos registros de  $x(k)$ , contaminados pela parcela de ruído  $e(k)$ .

$$x(k) = x_p(k) + e(k) \quad (2.2)$$

$$x_p(k) = a_0(k) + \sum_i a_i(k) \cos(i\omega k \Delta t) + b_i(k) \sin(i\omega k \Delta t) \quad (2.3)$$

Para isso, representa-se o problema como  $x(k) = \psi_k^T \hat{\theta}_k + \xi(k)$  em que  $\psi_k^T$  é o vetor de regressores, que contém as informações determinísticas do modelo, e  $\xi(k)$  é o resíduo no instante  $k$ , que contém informações não previstas pelo vetor de regressores. Postulando  $\psi_k^T$

conforme (2.5), o usuário poderá obter, em cada instante, as estimativas dos coeficientes de  $x_p(k)$  no vetor de parâmetros  $\hat{\theta}_k$ , apresentado em (2.4), a partir das observações de  $x(k)$ .

$$\hat{\theta}_k^T = [a_0 \quad a_1 \quad b_1 \quad \dots \quad b_n] \quad (2.4)$$

$$\psi_k^T = [1 \quad \cos(\omega k \Delta t) \quad \sin(\omega k \Delta t) \quad \dots \quad \sin(n \omega k \Delta t)] \quad (2.5)$$

O sinal de teste  $x_i(t)$  utilizado para validar o rastreamento de harmônicos invariantes no tempo é apresentado por (2.6), onde  $v(t)$  representa um ruído branco de variância  $\sigma^2$ . Para harmônicos variantes no tempo, a validação é realizada com os sinais de teste  $x_w(t)$  e  $x_v(t)$ , definidos conforme (2.7).

$$x_i(t) = 3 \cos \omega t + 2 \sin \omega t + 2 \cos 2 \omega t - 1 \sin 2 \omega t + 1 \cos 3 \omega t - 2 \sin 3 \omega t + 2 \cos 4 \omega t + 2 \sin 4 \omega t + 2 \cos 5 \omega t + 1 \sin 5 \omega t + v(t) \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} x_f(t, f_m) = & \{1 + 0,1 \sin(\omega_m t)\} \{3 \cos \omega t + 2 \sin \omega t\} + \\ & + \{1 + 0,1 \sin(2 \omega_m t)\} \{2 \cos 2 \omega t - 1 \sin 2 \omega t\} + \\ & + \{1 + 0,1 \sin(3 \omega_m t)\} \{1 \cos 3 \omega t - 2 \sin 3 \omega t\} + \\ & + \{1 + 0,1 \sin(4 \omega_m t)\} \{2 \cos 4 \omega t + 2 \sin 4 \omega t\} + \\ & + \{1 + 0,1 \sin(5 \omega_m t)\} \{2 \cos 5 \omega t + 1 \sin 5 \omega t\} + v(t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$x_w(t) = x_f(t, f_m = 2,5 \text{ Hz})$$

$$x_v(t) = x_f(t, f_m = 10 \text{ Hz})$$

O teste de desempenho dos estimadores será realizado com o sinal  $x_u(t)$ . Este sinal, descrito por (2.8), apresenta harmônicos e inter-harmônicos variantes no tempo de baixa e alta frequência, além de ser contaminado por ruído branco de variância 0,01.

$$\begin{aligned} x_u(t) = & \{1 + 0,2 \sin(\omega_m t)\} \{1 \cos \omega t + 1 \sin \omega t\} + \\ & + \{1 + 0,2 \sin(2 \omega_m t)\} \{0,2 \cos(5,3 \omega t) - 0,35 \sin(5,3 \omega t)\} + \\ & + \{1 + 0,2 \sin(3 \omega_m t)\} \{0,1 \cos(7,75 \omega t) - 0,05 \sin(7,75 \omega t)\} + \\ & + \{1 + 0,2 \sin(4 \omega_m t)\} \{0,7 \cos(23,2 \omega t) + 1,5 \sin(23,2 \omega t)\} + \\ & + \{1 + 0,2 \sin(5 \omega_m t)\} \{1 \cos(25 \omega t) + 0,35 \sin(25 \omega t)\} + v(t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\sigma(v(t)) = 0,01$$

$$f_m = 10 \text{ Hz} \Rightarrow \omega_m = 2\pi f_m \text{ rad / s}$$

Observe que os sinais contínuos (2.6)-(2.8), quando amostrados, tornam-se casos particulares do sinal  $x(k)$ , definido por (2.2).

### 2.3 Estimador recursivo de mínimos quadrados

Uma das soluções recursivas que não apresenta algumas das restrições da DFT é o estimador recursivo de mínimos quadrados (MQR). As propriedades estatísticas e as restrições desse estimador são idênticas às do estimador de mínimos quadrados convencional (MQ). O sinal estimado é representado pela expressão  $x(k) = \psi_k^T \hat{\theta}_k + \xi(k)$ , onde o vetor de resíduos  $\xi$  é ortogonal a cada coluna da matriz de regressores  $\psi^T$ , ou seja,  $E[\psi^T \xi] = 0$ .

As expressões para estimação dos parâmetros  $\hat{\theta}_k$  são apresentadas em (2.9) – (2.11). A escolha de valores iniciais elevados para a matriz de covariância,  $P_0$ , garante que a condição inicial dos parâmetros,  $\hat{\theta}_0$ , usualmente escolhida nula, praticamente não afete a qualidade da predição de um passo a frente (AGUIRRE, 2004).

$$K_k = \frac{P_{k-1} \psi_k}{\psi_k^T P_{k-1} \psi_k + 1} \quad (2.9)$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k [x(k) - \psi_k^T \hat{\theta}_{k-1}] \quad (2.10)$$

$$P_k = P_{k-1} - K_k \psi_k^T P_{k-1} \quad (2.11)$$

A definição da função de correlação cruzada (FCC) e da densidade de potência espectral (DPE) é fundamental para o estudo das propriedades estatísticas dos estimadores e para a identificação dos harmônicos não previstos pelo modelo. A FCC entre dois sinais quaisquer,  $r_{uy}(k)$ , definida em (2.12), é uma medida da dependência temporal entre eles. Quando  $u(k) = y(k)$ , a FCC passa a se chamar função de autocorrelação (FAC). A DPE,  $\Phi_{uy}(\omega)$ , apresentada em (2.13), é definida como a FT da FCC.

$$r_{uy}(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{i=-N}^N u(i)y(i+k) \quad (2.12)$$

$$\Phi_{uy}(\omega) = F\{r_{uy}(k)\} = \sum_{k=-N}^N r_{uy}(k)e^{-j\omega k} \quad (2.13)$$

A polarização  $b$  de um estimador, definida em (2.14), quantifica o desvio entre a esperança matemática das estimativas dos parâmetros e o seu valor real. Para processos ergódicos, a esperança matemática (média das realizações) iguala-se à média temporal, ou seja, as amostras temporais de uma única realização do processo contêm toda a sua variação estatística ao longo do tempo.

$$b = E[\hat{\theta}] - \theta \quad (2.14)$$

Para o estimador de MQ, a condição necessária e suficiente para que não haja polarização das estimativas é que a parcela não modelada do sinal estimado,  $e(k)$ , não seja correlacionada com os regressores, o que equivale à afirmação de que a FCC entre cada um dos regressores e o sinal  $e(k)$  é nula, ou ainda, que eles são ortogonais entre si. Isto ocorre em função da ortogonalidade entre os resíduos obtidos da estimação com o MQ,  $\zeta(k)$ , e os regressores. Caso não haja a ortogonalidade entre os regressores e a parcela  $e(k)$ , o estimador irá descrevê-la através da polarização dos parâmetros.

Em modelos tipo ARX (auto-regressivos com entradas externas), a presença de ruído colorido (tipo AR ou MA) causa polarização apenas dos parâmetros referentes aos regressores de saída, pois a correlação do ruído com as entradas externas é nula. Em (2.15), a correlação do regressor de saída de um modelo ARX(1, 1) com o ruído colorido tipo MA(1), adicionado como erro de regressão, é caracterizada pelos termos sublinhados. A prova da correlação de regressores de saída com ruídos do tipo AR é análoga, e pode ser encontrada em (AGUIRRE, 2004).

$$\begin{aligned} x(k) &= ax(k-1) + bu(k) + \{c v(k-1) + v(k)\} \\ x(k-1) &= ax(k-2) + bu(k-1) + \{c v(k-2) + v(k-1)\} \\ x(k) &= a[ax(k-2) + bu(k-1) + \underline{c v(k-2)} + \underline{v(k-1)}] + \\ &+ bu(k) + \underline{\{c v(k-1) + v(k)\}} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Mesmo quando existirem componentes harmônicas do sinal que não forem incluídas na matriz de regressores, algumas condições garantem que o MQR estimará os harmônicos do sinal com polarização nula:

- Não existem regressores de saída;
- Os termos restantes da parcela não modelada  $e(k)$  possuem frequências diferentes dos regressores, e sinais senoidais e cossenoidais de frequências diferentes são ortogonais entre si;
- O ruído presente nos dados é branco e, por definição, não correlacionado com os regressores. Assim, a parcela  $e(k)$  será sempre ortogonal aos regressores quando o sinal  $x(k)$  estiver contaminado apenas por ruído branco, cujo efeito na estimação é aumentar a variância dos parâmetros estimados.

A identificação dos harmônicos não modelados pela matriz de regressores pode ser realizada através da análise da FAC dos resíduos,  $r_{\xi\xi}(k)$ . As componentes harmônicas que não forem incluídas na matriz de regressores estarão presentes na parcela  $e(k)$ . Mesmo que contenha termos senoidais e cossenoidais,  $e(k)$  continuará ortogonal aos regressores. Assim, esta parcela pode ser estimada por  $\hat{\xi}_{MQR}(k)$ , em função da ortogonalidade de ambos em relação aos regressores. Assim, a FAC  $r_{\xi\xi}(k)$  apresentará uma característica periódica, cujas frequências constituintes podem ser detectadas na DPE,  $\Phi_{\xi\xi}(\omega)$ . Conforme será visto adiante, todo o conteúdo detectado em  $\Phi_{\xi\xi}(\omega)$  deverá ser incluído nos termos regressores, e uma nova estimação deve ser realizada para que se tenha garantia da exatidão da estimação.

$$r_{\xi\xi}(k) = \frac{1}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \xi(i)\xi(i+k) \quad (2.16)$$

$$\xi(k) = x(k) - \psi_k^T \hat{\theta}_k(k-1) \quad (2.17)$$

A figura 2-9 mostra as estimativas obtidas com o MQR do coeficiente da parte senoidal do 5º harmônico ( $b_5$ ) do sinal  $x_i(t)$ , para diferentes valores de variância do ruído ( $0 \leq \sigma^2 \leq 0,1$ ). Como é necessário um período mínimo equivalente a um ciclo da frequência fundamental para a estabilização do algoritmo, os instantes iniciais da simulação foram omitidos, pois os dados não possuem relevância.

Na figura 2-10, mostram-se distribuições das estimativas do parâmetro  $b_5$  (aproximadas por uma distribuição gaussiana) para 200 realizações de ruído branco adicionadas ao sinal. As distribuições estatísticas dos parâmetros são comparadas para diferentes valores de variância do ruído branco,  $\sigma^2$ .

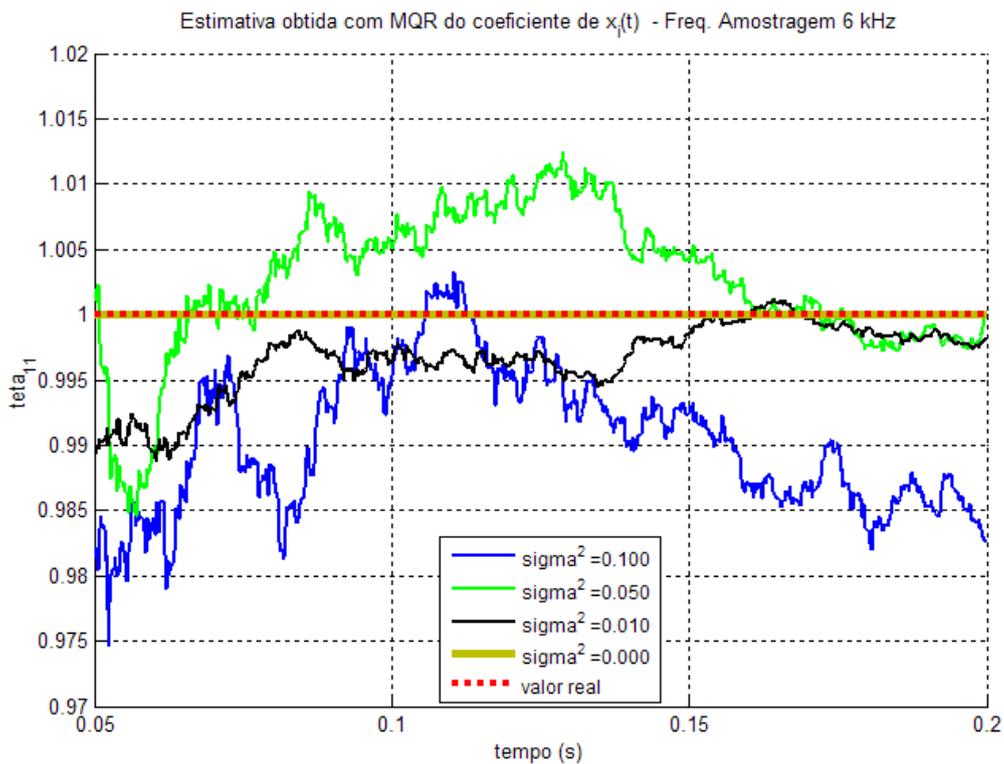


Figura 2-9 - Estimativa obtida com o MQR do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco

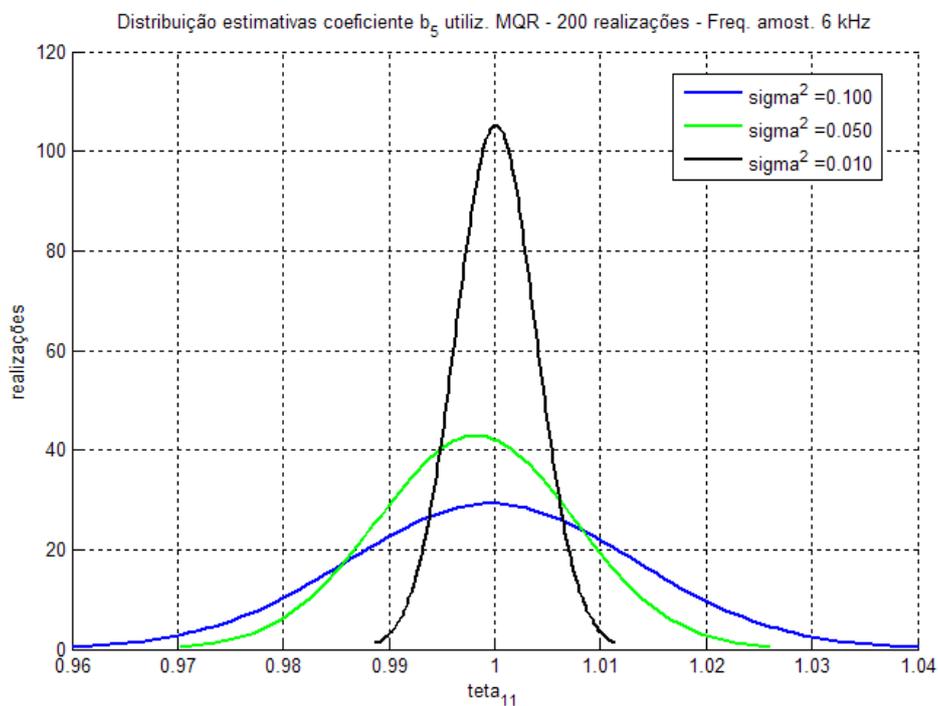


Figura 2-10 - Distribuição de 200 realizações das estimativas obtidas com o MQR do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco

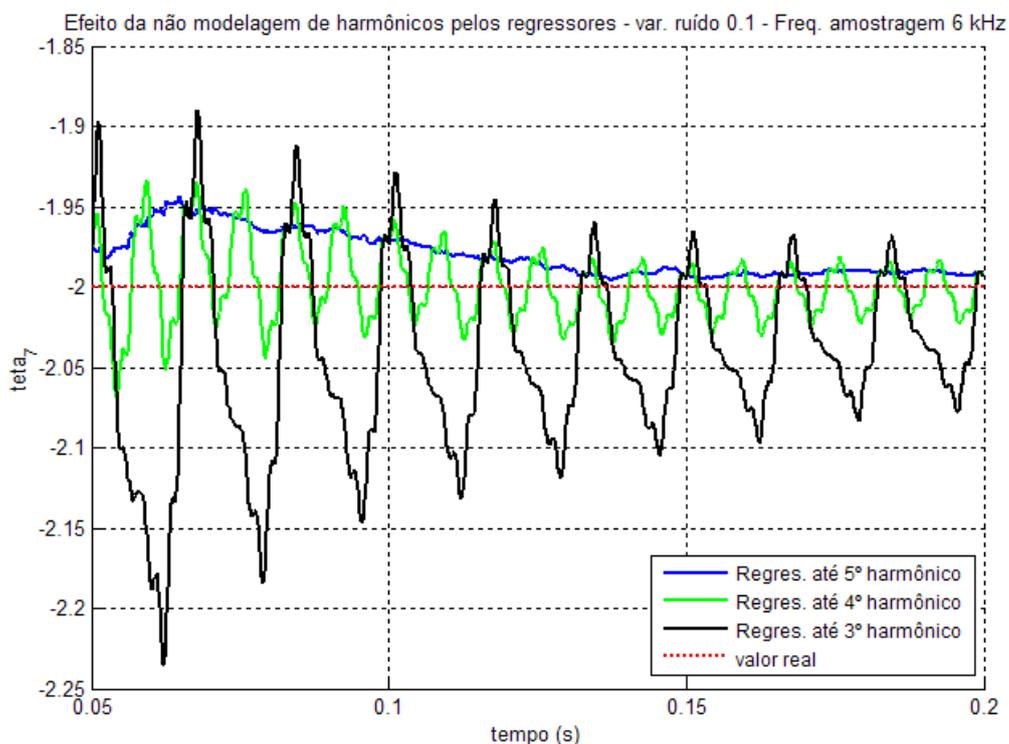
Apesar da ausência de parte do conteúdo harmônico do sinal estimado na matriz de regressores não causar polarização dos parâmetros estimados pelo MQR, ela provoca uma

redução no desempenho do estimador. O baixo desempenho é caracterizado pela lentidão na convergência do algoritmo, o que pode provocar erros nas estimativas quando forem utilizadas janelas de dados muito curtas.

Na figura 2-11 são apresentadas as estimativas dos parâmetros referentes ao parâmetro  $b_3$  do sinal  $x_i(t)$  – amostrado a 6 kHz –, onde foram utilizados regressores até a 3ª, 4ª e 5ª ordem harmônica. Observa-se que a característica da estimação torna-se oscilatória e amortecida em torno do valor real do parâmetro, e que quanto maior a discrepância entre o conteúdo harmônico do sinal e o conteúdo modelado na matriz de regressores, menor a velocidade de convergência. O tempo de estabilização da estimação é superior a 0.2 s.

A figura 2-12 mostra o comportamento das estimativas, obtidas nas mesmas condições anteriores, do parâmetro  $b_3$  do sinal  $x_i(t)$ , amostrado a 30 kHz. Verifica-se que o aumento da frequência de amostragem tem efeito significativo apenas nas estimativas em que todas as ordens harmônicas são modeladas. Nos casos onde a modelagem dos regressores é incompleta, o tempo de acomodação da estimação não é afetado.

Os harmônicos do sinal  $x_i(t)$  que não foram modelados na estimação onde foram incluídos regressores até o 3º harmônico, isto é, os harmônicos de 4ª e 5ª ordem, podem ser reconhecidos na DPE dos resíduos, conforme apresentado pela figura 2-13.



**Figura 2-11 - Efeito da não modelagem dos harmônicos até a 3ª, 4ª e 5ª ordem nas estimativas do coeficiente  $b_3$  do sinal  $x_i(t)$  ( $f_s = 6$  kHz)**

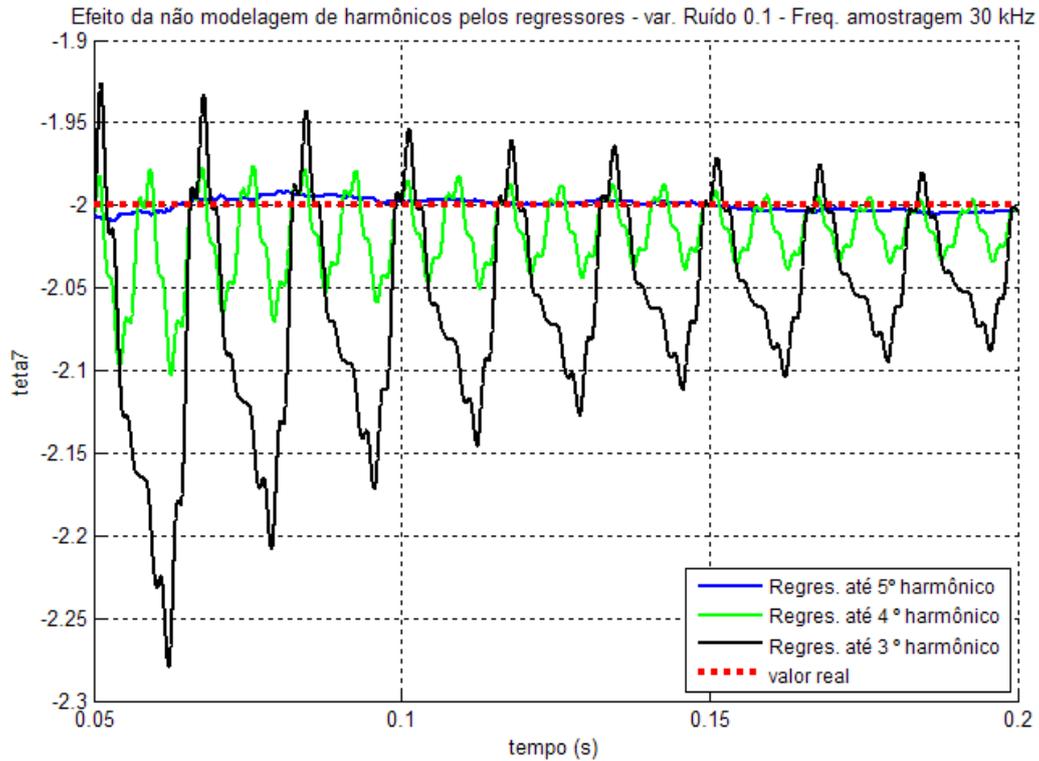


Figura 2-12 - Efeito da não modelagem dos harmônicos até a 3ª, 4ª e 5ª ordem nas estimativas do coeficiente  $b_3$  do sinal  $x_i(t)$  ( $f_s = 30$  kHz)

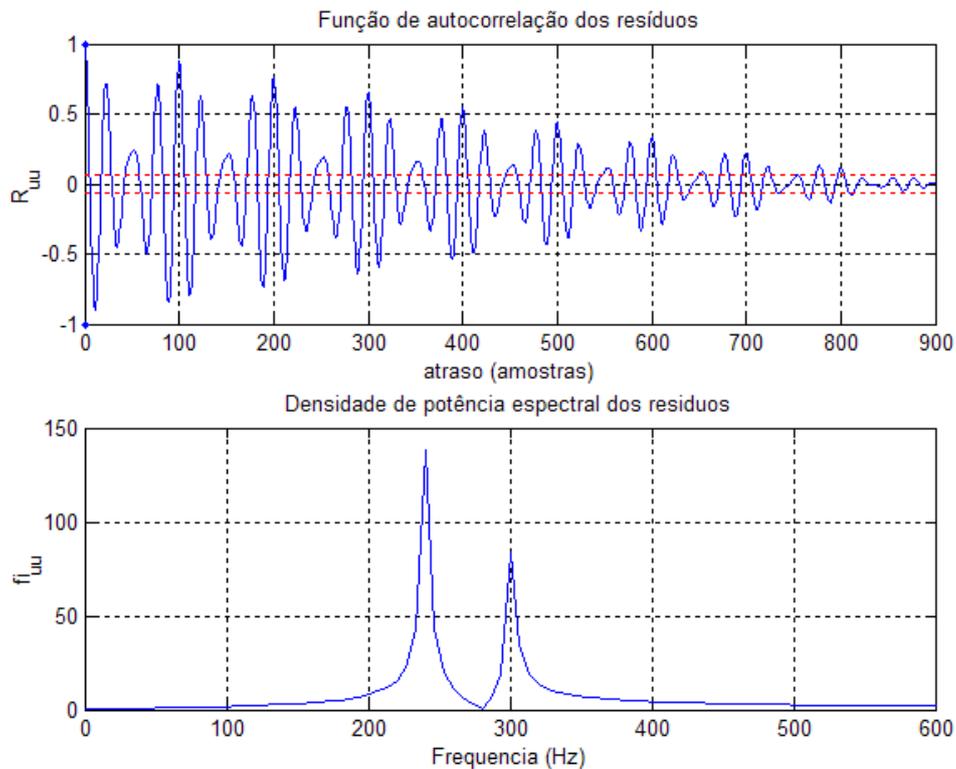
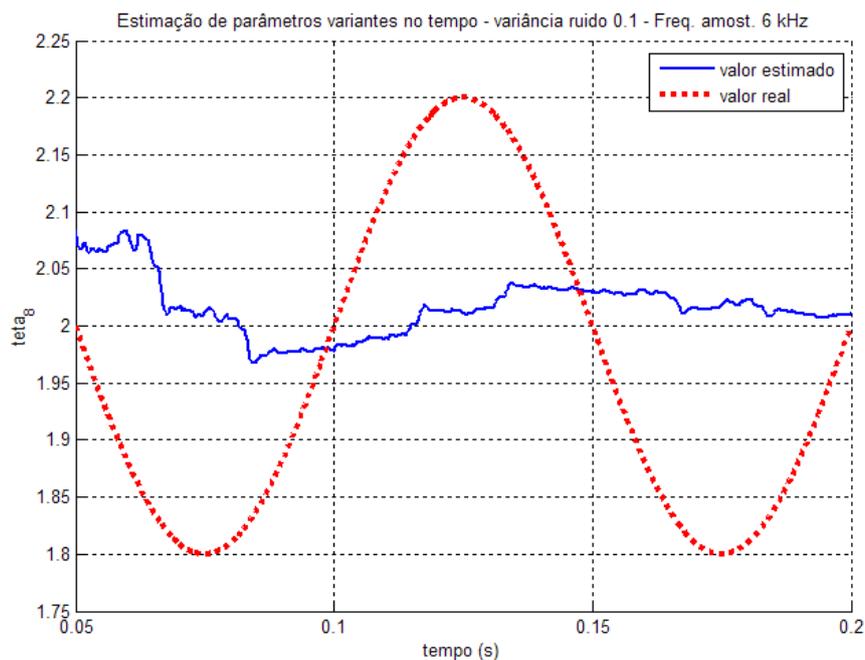


Figura 2-13 - Função de autocorrelação / densidade de potência espectral dos resíduos da estimação dos parâmetros de  $x_i(t)$  utilizando regressores até o 3º harmônico

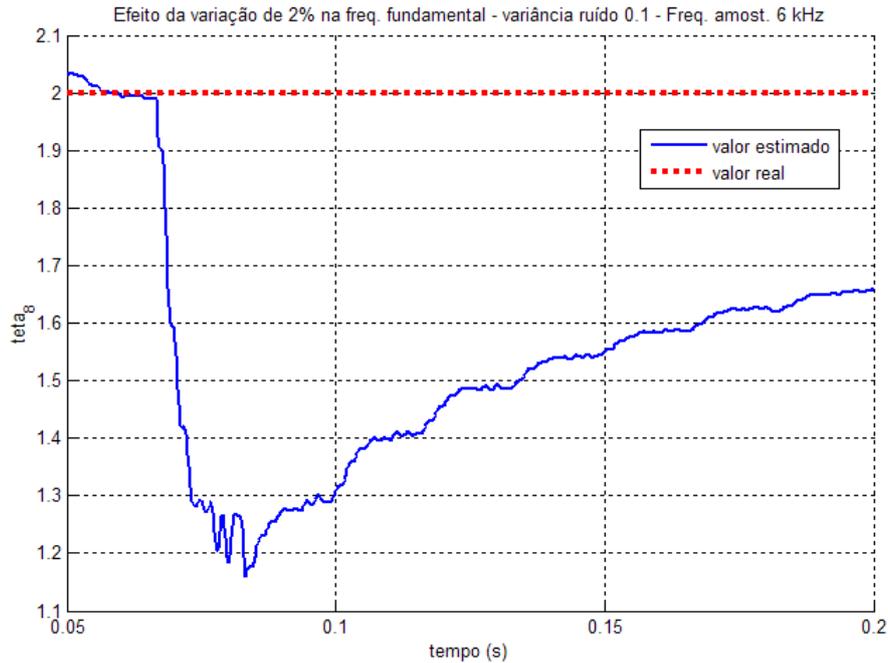
A capacidade de filtragem do ruído nos estimadores e a de rastreamento das variações temporais nos parâmetros são, de certo modo, propriedades antagônicas dos estimadores. Isto é, o aumento do desempenho da filtragem torna o estimador resistente a acompanhar as variações paramétricas, que também são filtradas.

O estimador MQR não possui graus de liberdade que permitam selecionar o ponto de trabalho situado entre a máxima capacidade de filtragem do ruído e o rastreamento ótimo de parâmetros que variem ao longo do tempo. Por objetivar maximizar robustez ao ruído, o seu desempenho é insatisfatório quando há harmônicos variantes no tempo no sinal, mesmo que sejam lentas. Essa deficiência pode ser observada na figura 2-14, que apresenta a estimativa do parâmetro  $a_4$  do sinal  $x_v(t)$ .

A estimação de parâmetros de sinais que apresentam variações na frequência fundamental exige uma modelagem não-linear do sistema, pois o parâmetro  $\omega$  é argumento das funções seno e cosseno. Como o sistema é modelado como linear nos parâmetros, não haverá exatidão nos resultados gerados pelo estimador MQR durante distúrbios na frequência fundamental. A figura 2-15 mostra que há uma perturbação considerável nos parâmetros estimados do sinal  $x_i(t)$  no instante em que ocorre uma variação de 2% na frequência fundamental durante 1 ciclo de 60 Hz. Devido ao efeito memória do estimador e do erro na especificação dos regressores durante o distúrbio, os parâmetros não retornam instantaneamente ao seu valor anterior ao distúrbio.



**Figura 2-14 - Estimativa obtida com o MQR do parâmetro  $a_4$  do sinal  $x_v(t)$  não contaminado por ruído branco**



**Figura 2-15 - Efeito da variação de 2% na frequência fundamental na estimativa obtida com o MQR do parâmetro  $a_4$  do sinal  $x_i(t)$**

#### **2.4 Estimador recursivo de mínimos quadrados com fator de esquecimento**

O estimador MQR determina os parâmetros que minimizam o quadrado da norma do vetor de resíduos, cujos elementos são calculados pela diferença entre os valores observados e os valores previstos pelo modelo em cada instante. Considerando o sinal analisado é completamente descrito pela matriz de regressores, que os seus parâmetros são constantes e que o ruído presente nos dados é branco, o MQR estima os parâmetros de maneira ótima. Porém, quando há variações temporais nos coeficientes, o desempenho do estimador fica depreciado, pois a ponderação uniforme dos erros cometidos ao longo do tempo torna o algoritmo resistente a rastrear essas variações.

Para melhorar a eficiência no rastreamento dessas variações, as observações mais recentes precisam ter maior peso na função de custo a ser minimizada pelo estimador. O algoritmo MQR com fator de esquecimento ( $MQR_\lambda$ ) atende aos requisitos descritos, pois se trata da versão recursiva do estimador de mínimos quadrados ponderados (MQP), onde os pesos  $w_i(k)$  estão relacionados com o instante em que a amostrada foi observada. As equações (2.18) e (2.19) apresentam a função de custo minimizada pelo estimador MQP e a equação de estimação dos parâmetros em batelada, respectivamente.

$$J_{MQP} = \sum_{i=1}^N \xi(i) w_i \xi(i) = \zeta^T W \zeta \quad (2.18)$$

$$\hat{\theta}_{MQP} = [\Psi^T W \Psi]^{-1} \Psi^T W X \quad (2.19)$$

O algoritmo MQP provoca, inevitavelmente, polarização de parâmetros de um sistema dinâmico do tipo AR, pois gera resíduos não ortogonais aos regressores de saída se a matriz de pesos  $W$  não for unitária, mesmo se toda a dinâmica do sistema for modelada pelos regressores. Apesar disso, os resíduos gerados pelo MQP permanecem ortogonais aos regressores de entrada.

Conforme apresentado por (2.5), a estimação dos harmônicos de um sinal é realizada apenas com regressores de entrada na matriz  $\psi^T$ . Assim, as estimativas dos harmônicos obtidas com o  $MQR_\lambda$  não serão polarizadas quando todo o conteúdo harmônico do sinal for previsto pelo modelo, pois os regressores continuarão ortogonais aos resíduos da estimação.

Conforme mostrado por (2.20), o peso  $w_i(k)$ , atribuído pelo  $MQR_\lambda$  à amostra  $i$  no instante  $k$ , é exponencialmente decrescente com a distância entre o instante atual e o instante em que amostra foi observada. A utilização de pesos exponencialmente decrescentes simplifica a obtenção das equações do estimador, que passa ser visto como uma generalização do MQR.

$$\begin{cases} w_k(k) = I \\ w_i(k) = \lambda w_i(k-1), i < k \end{cases} \quad (2.20)$$

Em (2.21) – (2.23) são mostradas as alterações necessárias para a inclusão do fator  $\lambda$  nas equações do MQR. As regras para inicialização dos valores  $P_0$  e  $\theta_0$  permanecem idênticas às já apresentadas. A utilização de um valor unitário para  $\lambda$  equivale à ponderação idêntica das observações passadas em relação à observação do instante atual, transformando o  $MQR_\lambda$  no MQR.

$$K_k = \frac{P_{k-1} \psi_k}{\psi_k^T P_{k-1} \psi_k + \lambda} \quad (2.21)$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k (x(k) - \psi_k^T \hat{\theta}_{k-1}) \quad (2.22)$$

$$P_k = \frac{1}{\lambda} (P_{k-1} - K_k \psi_k^T P_{k-1}) \quad (2.23)$$

Ao permitir a ponderação das amostras observadas ao longo do tempo, o estimador  $\text{MQR}_\lambda$  aumenta a flexibilidade da estimação, permitindo, através de um parâmetro de sintonia, que o usuário do estimador sintonize-o no sentido de melhorar o desempenho do rastreamento de variações nos parâmetros do sinal ou de aumentar a capacidade de filtragem do ruído presente nos dados.

A escolha ideal do fator de esquecimento deveria ocorrer através da sua inclusão como variável em uma função objetivo capaz de quantificar o erro médio quadrático dos parâmetros ao final da estimação. Com a minimização desta função, seria obtido o valor ótimo de  $\lambda$  ( $\lambda_{\text{ótimo}}$ ). Entretanto, a dificuldade de determinação de  $\lambda_{\text{ótimo}}$  reside na sua dependência de grandezas normalmente desconhecidas no momento da estimação, como a relação sinal/ruído e a taxa de variação temporal dos parâmetros. Além disso,  $\lambda_{\text{ótimo}}$  pode diferir para cada parâmetro, o que aumenta a complexidade do problema.

A perda de eficiência na estimação de parâmetros constantes de sinais com baixa relação sinal-ruído é esperada quando são empregados valores de  $\lambda$  inferiores à unidade, já que o efeito de média entre as amostras observadas é gradualmente perdido. O efeito pode ser observado na figura 2-16, onde as estimativas do parâmetro  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco de variância 0,1 são mostradas para valores de  $\lambda$  tais que  $0,95 \leq \lambda \leq 1,00$ . Quanto menor for o fator de esquecimento, tanto mais ruidosas serão as estimativas.

Na figura 2-17, observa-se a ausência de polarização na distribuição das estimativas do coeficiente  $b_5$  obtidas a partir de 100 realizações do sinal. Apesar do  $\text{MQR}_\lambda$  ser uma versão do estimador MQP, que não possui a propriedade de ortogonalidade entre os resíduos e os regressores de saída, a polarização não ocorre devido à inexistência de regressores do tipo AR na matriz  $\psi$ . Para o modelo em estudo, a polarização dos parâmetros ocorre apenas em situações em que o ruído possui uma característica colorida e com densidade de potência espectral nas frequências coincidentes com as frequências dos harmônicos a serem estimados, ou se houver um erro de especificação da frequência, conforme mostrado na figura 2-15. Nesse caso, ambos os algoritmos, o MQ e o MQP, polarizariam os parâmetros na tentativa de explicar as informações contidas no ruído.

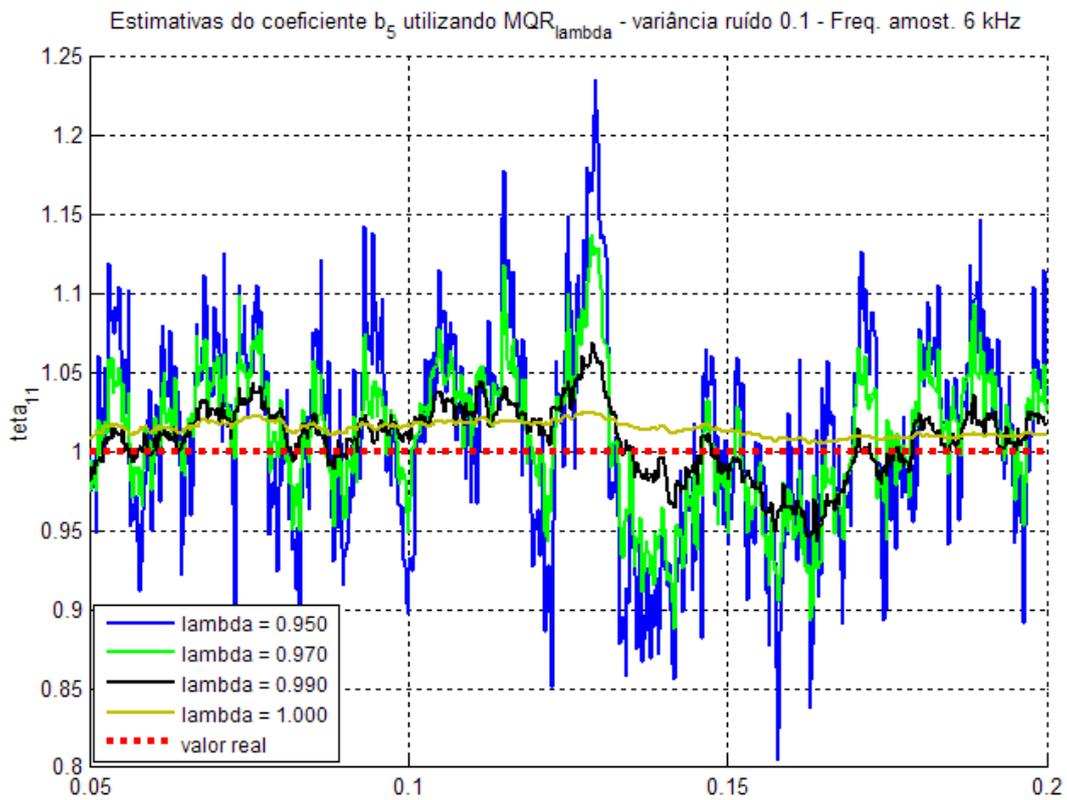


Figura 2-16 - Estimativas do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com  $MQR_{\lambda}$  para  $0,95 < \lambda < 1,00$

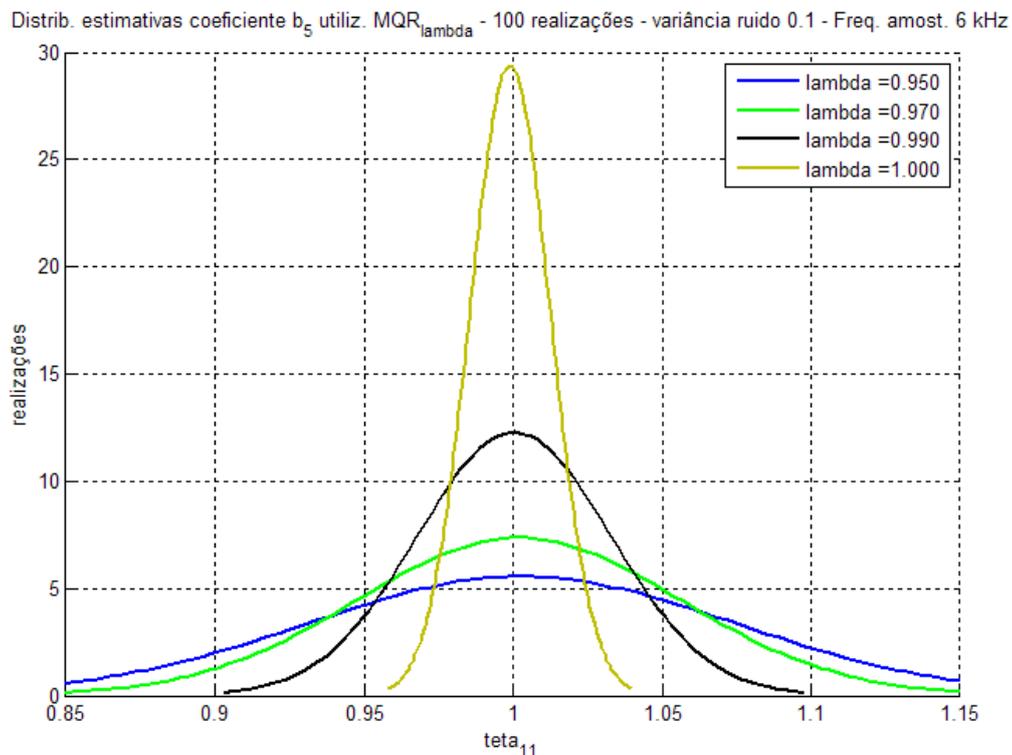
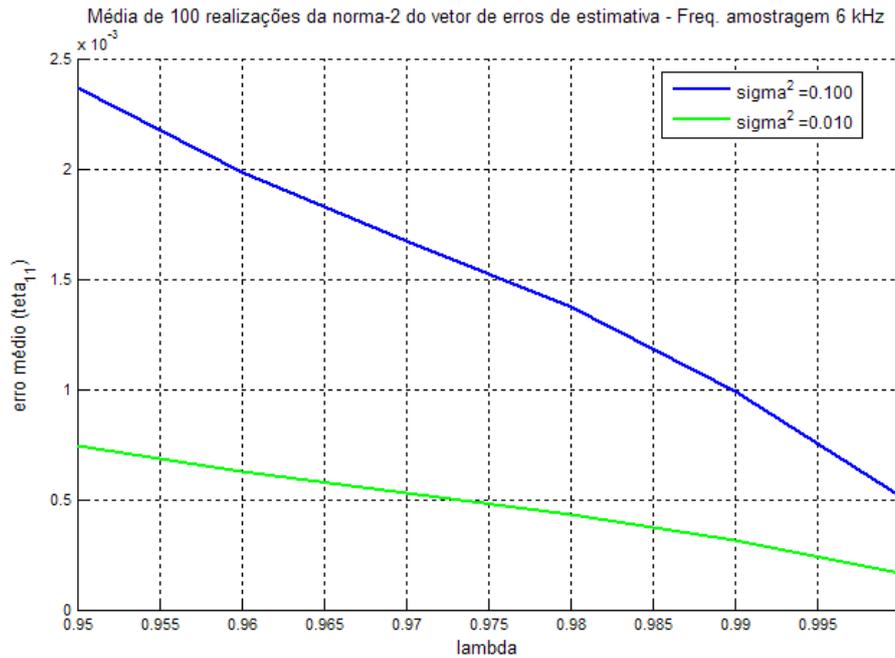


Figura 2-17 - Distribuição das estimativas do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com  $MQR_{\lambda}$  para  $0,95 < \lambda < 1,00$

Na figura 2-18, mostra-se a média amostral de 100 realizações da norma do vetor de erros de estimativa de cada parâmetro em função de  $\lambda$ , ou seja, é realizada uma média quadrática temporal do vetor de erros  $e$ , em seguida, uma média amostral dos resultados obtidos. Verifica-se que, para um mesmo valor de  $\lambda$ , o aumento no valor de  $\sigma^2$  provoca uma degradação no desempenho do estimador, e, para um mesmo valor de  $\sigma^2$ , o aumento no valor de  $\lambda$  melhora o seu desempenho.



**Figura 2-18 - Média amostral de 100 realizações da norma do vetor de erros de estimativa do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco em função de  $\lambda$**

As estimativas obtidas pelo  $MQR_\lambda$  não convergirão quando apenas uma parte do espectro harmônico do sinal for modelada pelos regressores. Os parâmetros estimados passam a oscilar em torno dos parâmetros reais, e a característica de amortecimento apresentada para o valor unitário de  $\lambda$  é perdida.

A figura 2-19 mostra as estimativas, para diferentes valores de  $\lambda$ , do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco de variância 0,1, onde foram utilizados regressores até 3º harmônico. A amostragem do sinal foi realizada com uma taxa de 6 kHz. O 4º e 5º harmônicos, ausentes na matriz de regressores, podem ser identificados na análise de resíduos apresentada na figura 2-20. Depois de identificados, esses componentes devem ser incluídos na matriz de regressores e a estimação deve ser realizada novamente com a matriz atualizada. Com a utilização de uma matriz de regressores incompleta, a identificação da causa da oscilação dos parâmetros fica impossibilitada, já que não é possível distinguir se as variações

de amplitude e fase do conteúdo espectral do sinal são devidas ao sistema ou se são causadas por erros de modelagem.

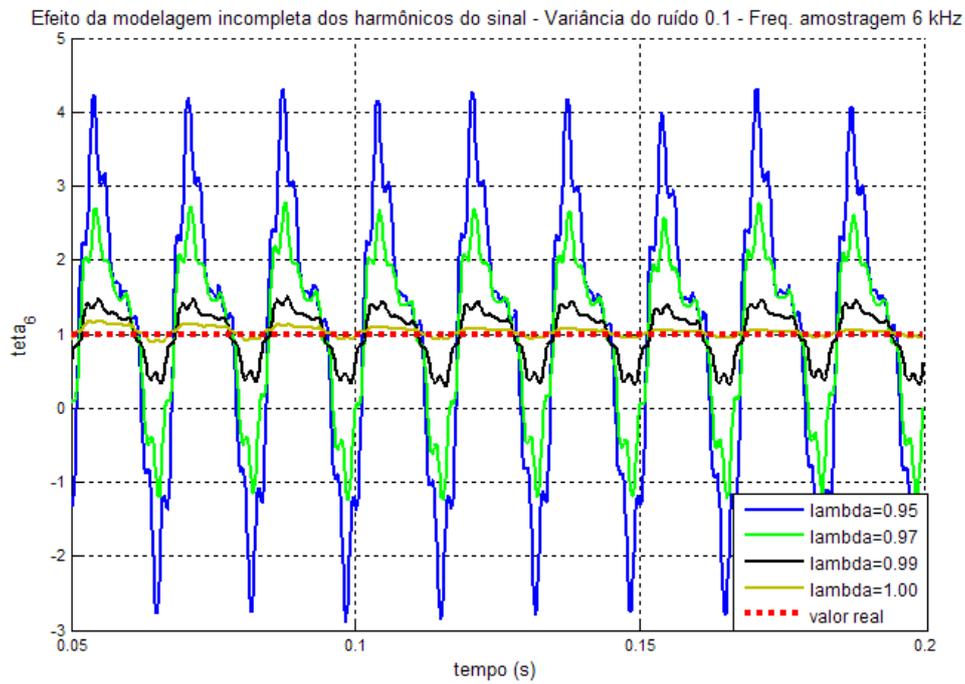


Figura 2-19 - Estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$  obtidas com o MQR $_x$  utilizando regressores até o 3º harmônico ( $0,95 < \lambda < 1,00$ ;  $f_s = 6$  kHz)

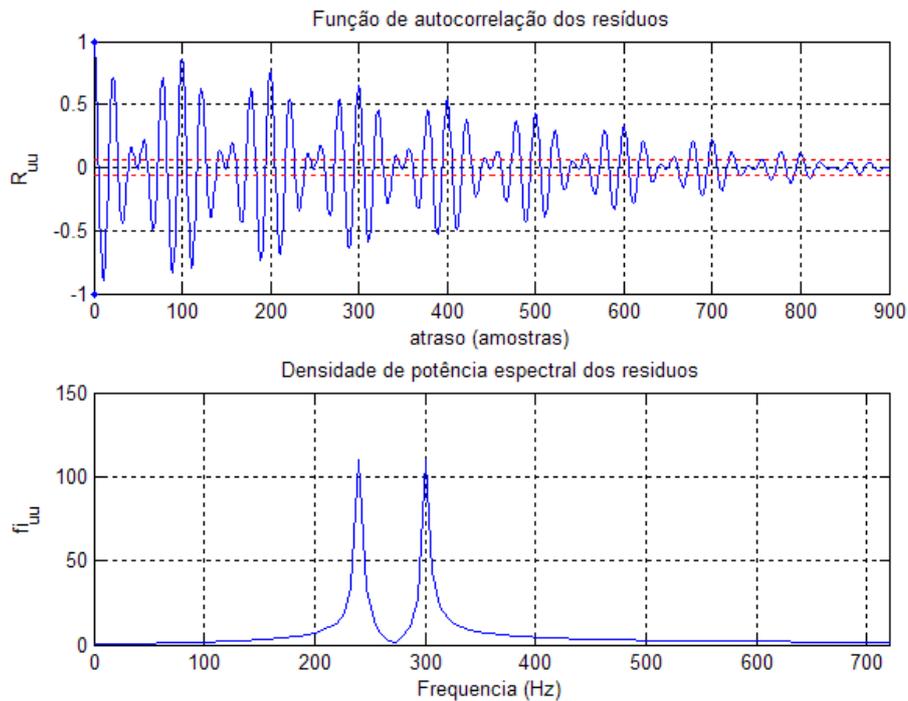


Figura 2-20 - Análise dos resíduos das estimativas dos parâmetros do sinal  $x_i(t)$  obtidas com o MQR $_x$  com regressores até o 3º harmônico ( $\sigma^2=0,1$ ;  $\lambda=0,95$ )

Por não considerar informações do tempo contínuo, o desempenho da estimação realizada utilizando o  $\text{MQR}_\lambda$ , para  $\lambda$  fixo, é significativamente afetado pela frequência de amostragem ( $f_s$ ). Considerando dois sinais idênticos amostrados a diferentes taxas, o peso atribuído à amostra em um instante de tempo determinado será menor no sinal com maior taxa de amostragem. Assim, o aumento da frequência de amostragem provoca efeitos idênticos à redução do fator de esquecimento. Além disso, por possuir menos amostras por ciclo, em função do período reduzido, o efeito do aumento da frequência de amostragem sobre as componentes harmônicas de frequência mais elevada é menos significativo em relação às componentes de mais baixa ordem.

Como a sintonia do estimador garante um determinado desempenho apenas em uma frequência de amostragem específica, é necessário realizar uma conversão no valor de  $\lambda$ , caso seja utilizado outro valor de  $f_s$ . A equação de conversão é obtida a partir da consideração de que as amostras em um mesmo instante de tempo devem possuir os mesmos pesos, independentemente do valor de  $f_s$ . Como os pesos são exponencialmente decrescentes, obtém-se a equação exponencial (2.24), onde o sub-índice 1 refere-se às condições em que o estimador foi sintonizado e o sub-índice 2 indica o novo valor da sintonia.

$$\lambda_2 = \lambda_1^{f_{s,1}/f_{s,2}} \quad (2.24)$$

Da mesma forma que a redução do fator  $\lambda$  afeta negativamente a estimação dos harmônicos quando os regressores não modelam todo o conteúdo do sinal, o aumento da frequência de amostragem aumenta significativamente a amplitude das oscilações em torno do valor real do coeficiente. Essa variação pode ser observada na figura 2-21, onde são apresentadas as estimativas obtidas com o  $\text{MQR}_\lambda$  do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$ , amostrado a 30 kHz. Conforme mostrado na figura 2-22, depois de realizada a conversão dos valores de  $\lambda$  sugerida por (2.24), obtém-se novamente resultados idênticos aos apresentados na figura 2-19.

Apesar das desvantagens na estimação de sinais com conteúdo harmônico constante, do pior desempenho quando parte dos harmônicos não é modelada pelos regressores e da necessidade da sintonia do parâmetro  $\lambda$  variar em função da frequência de amostragem, a capacidade de rastrear harmônicos variantes no tempo justifica a aplicação do  $\text{MQR}_\lambda$ . Através do fator  $\lambda$ , define-se o ponto de trabalho delimitado pela máxima rastreabilidade de variações paramétricas e pela máxima capacidade de rejeição ao ruído.

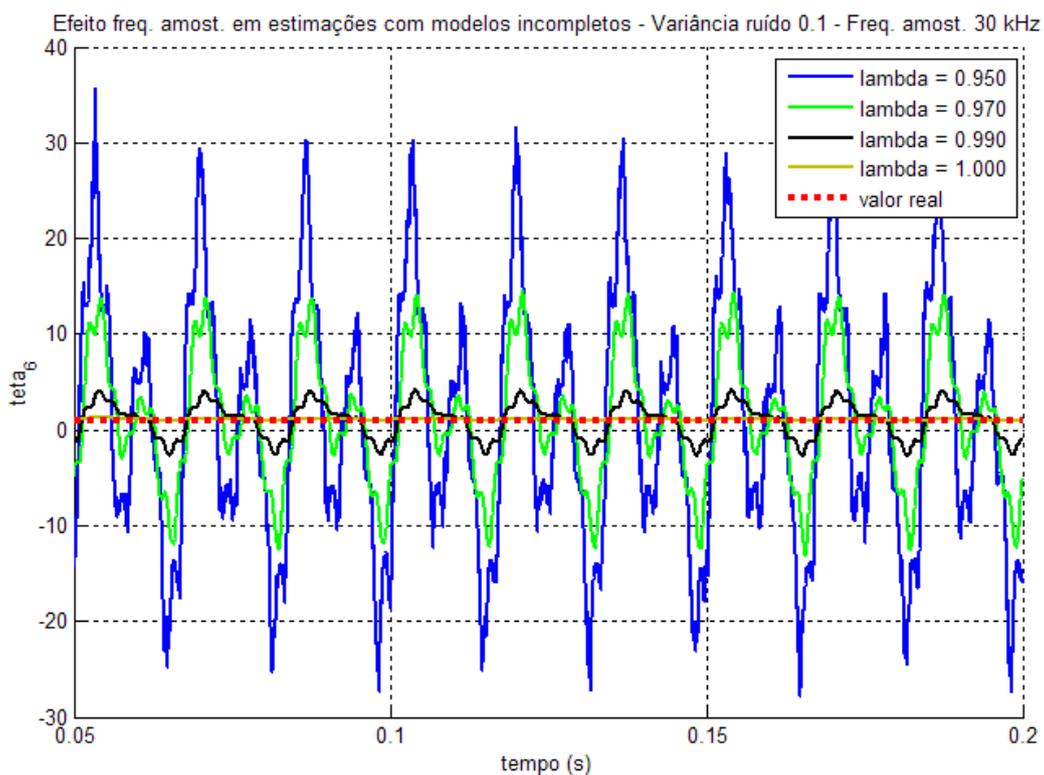


Figura 2-21 - Estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$  obtidas com o  $MQR_\lambda$  utilizando regressores até o 3º harmônico ( $0,95 < \lambda < 1,00$ ;  $f_s = 30$  kHz)

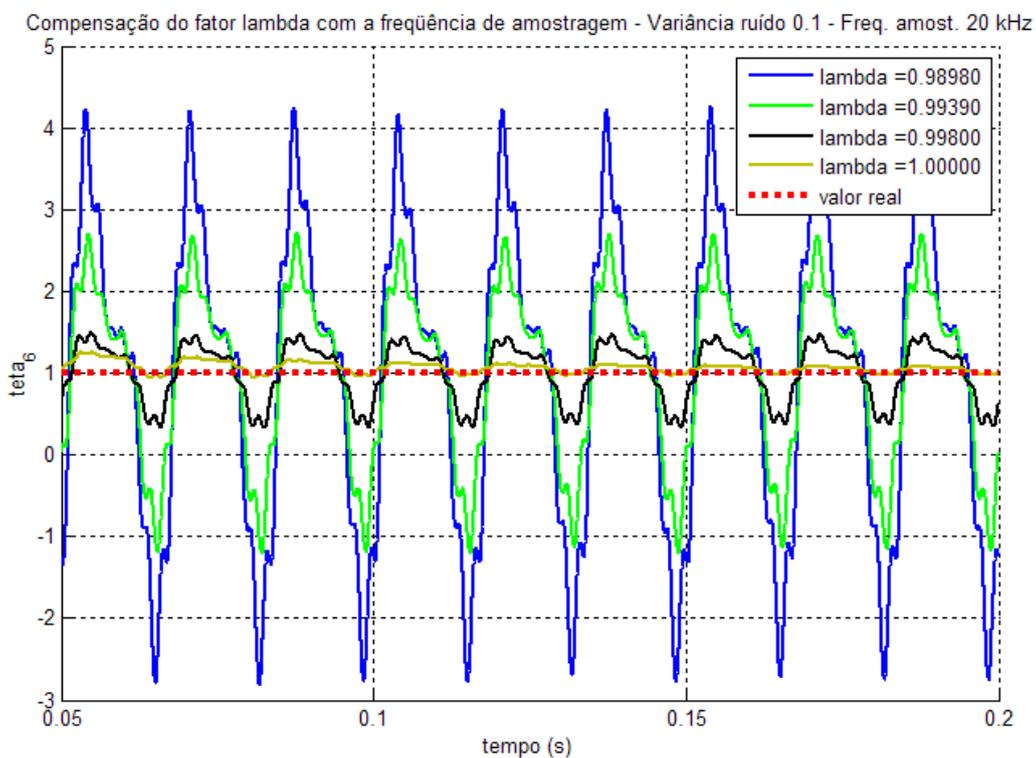


Figura 2-22 - Estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$  obtidas com o  $MQR_\lambda$  com fatores  $\lambda$  convertidos da base de 6 kHz para 30 kHz

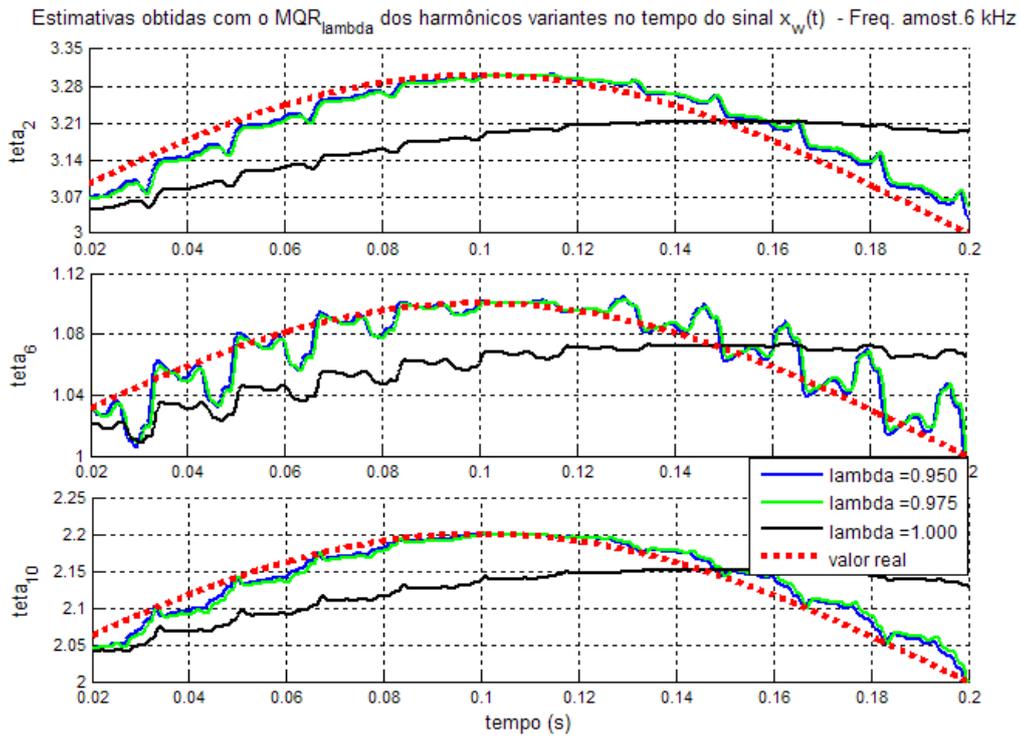


Figura 2-23 - Estimativas obtidas com o  $MQR_{\lambda}$  dos coeficientes  $a_1$ ,  $a_3$  e  $a_5$  do sinal  $x_w(t)$  não contaminado por ruído

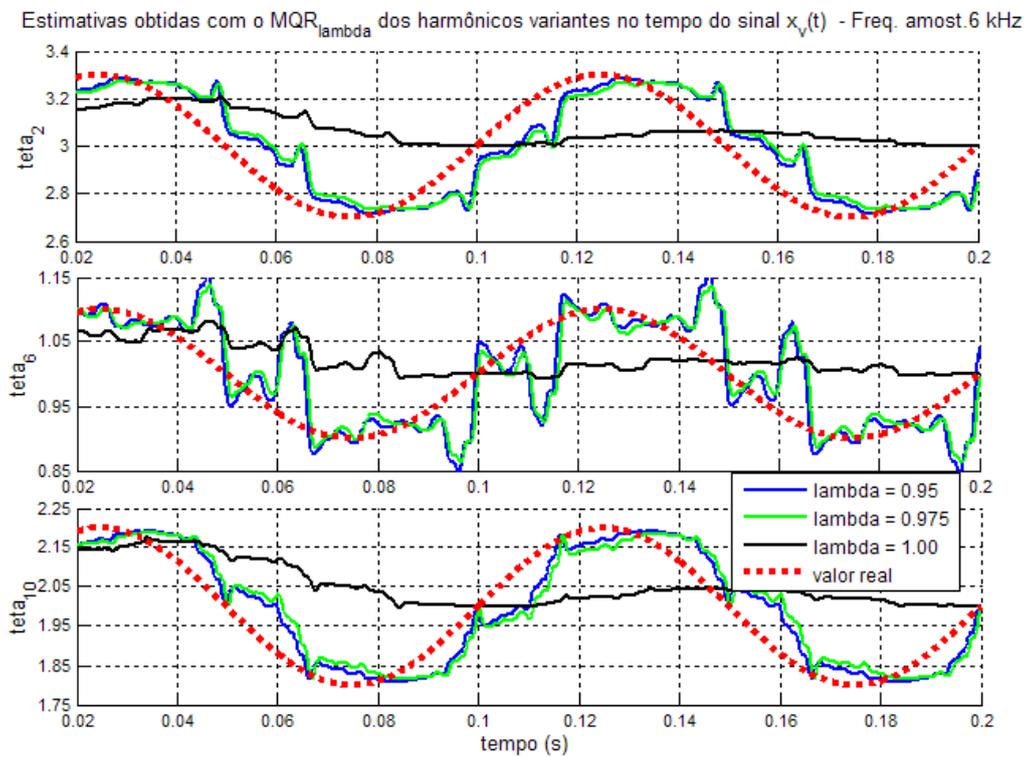


Figura 2-24 - Estimativas obtidas com o  $MQR_{\lambda}$  dos coeficientes  $a_1$ ,  $a_3$  e  $a_5$  do sinal  $x_v(t)$  não contaminado por ruído

A rastreabilidade do  $\text{MQR}_\lambda$  é analisada com base na estimação dos parâmetros dos sinais  $x_w(t)$  e  $x_v(t)$ . A análise é realizada com os sinais não contaminados por ruído, para que o único fator causador da disparidade entre o valor estimado e o valor real seja a própria limitação do estimador. Nas figuras 2-23 e 2-24 são mostradas as estimativas dos coeficientes  $a_1$ ,  $a_3$  e  $a_5$  desses sinais, respectivamente. Baseando-se nessas figuras, são expressas algumas características e limitações do estimador:

- Para sinais não ruidosos, não existe grande diferença de desempenho para uma ampla faixa de valores de  $\lambda$ , exceto quando  $\lambda$  é muito próximo ao valor unitário;
- A maior facilidade observada na estimação das componentes harmônicas de ordens mais elevadas é explicada pela relação entre a frequência de variação do parâmetro e a frequência da componente harmônica. Para ordens harmônicas mais elevadas, variações paramétricas de mesma frequência são menos significativas. Assim, o limite de rastreabilidade dos parâmetros pode ser especificado em função da sua ordem harmônica;
- As discrepâncias apresentadas pelos coeficientes  $a_1$  e  $a_3$  mostram que os harmônicos com amplitudes menores são estimados de forma pior;
- Através da figura 2-24, comprova-se que a rastreabilidade de variações paramétricas em torno de 10 Hz tem desempenho degradado, mesmo não estando o sinal contaminado por ruído. Assim, utiliza-se este como o limite de rastreabilidade do  $\text{MQR}_\lambda$  para estimações até o 5º harmônico. Para sinais com harmônicos de ordens mais elevadas, o desempenho do  $\text{MQR}_\lambda$  é preservado quando a relação entre a ordem harmônica e a frequência de variação do parâmetro for mantida.

A influência da contaminação dos sinais por ruído branco no rastreamento de harmônicos variantes no tempo é analisada na seqüência, onde os parâmetros de  $x_w(t)$  e  $x_v(t)$ , contaminados por realizações de ruído branco com diferentes valores de variância, são estimados. Nas figuras 2-25 e 2-26, são mostradas, para alguns valores de  $\sigma^2$ , as médias de 20 realizações da norma-2 do vetor de erros das estimativas obtidas com o  $\text{MQR}_\lambda$  dos coeficientes  $b_1$ ,  $a_5$  e  $b_5$  desses sinais, em função de  $\lambda$ .

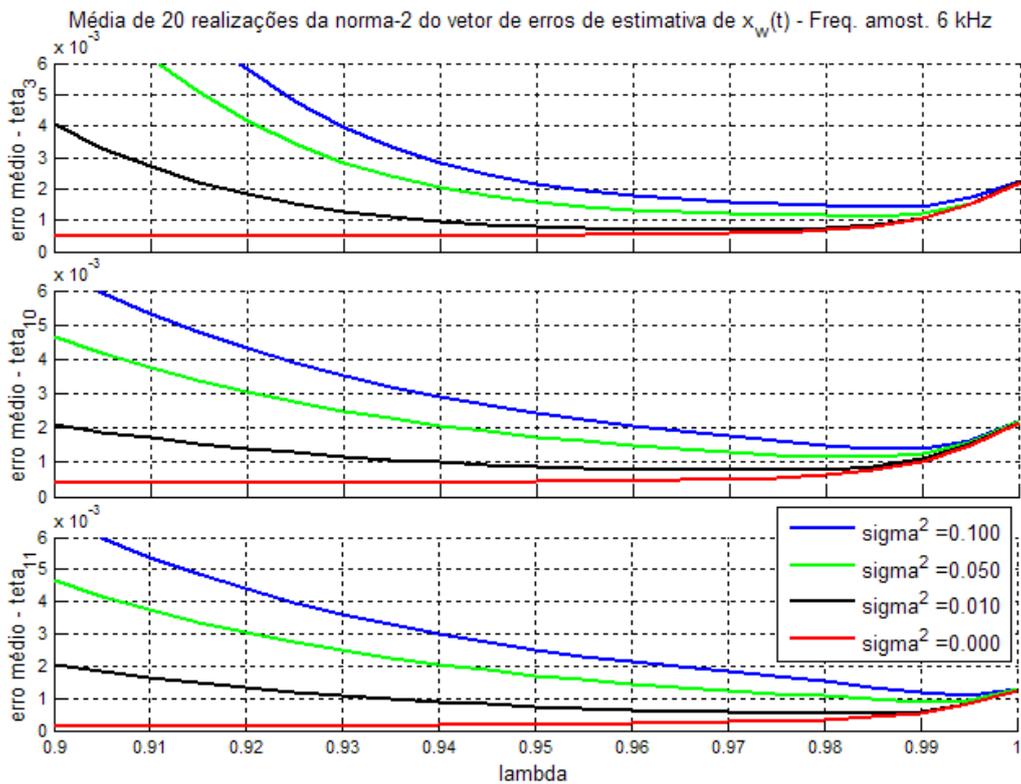


Figura 2-25 - Erro médio das estimativas obtidas com o MQR $_{\lambda}$  dos coeficientes  $b_1, a_5$  e  $b_5$  do sinal  $x_w(t)$  em função de  $\lambda$  ( $0,00 < \sigma^2 < 0,10$ )

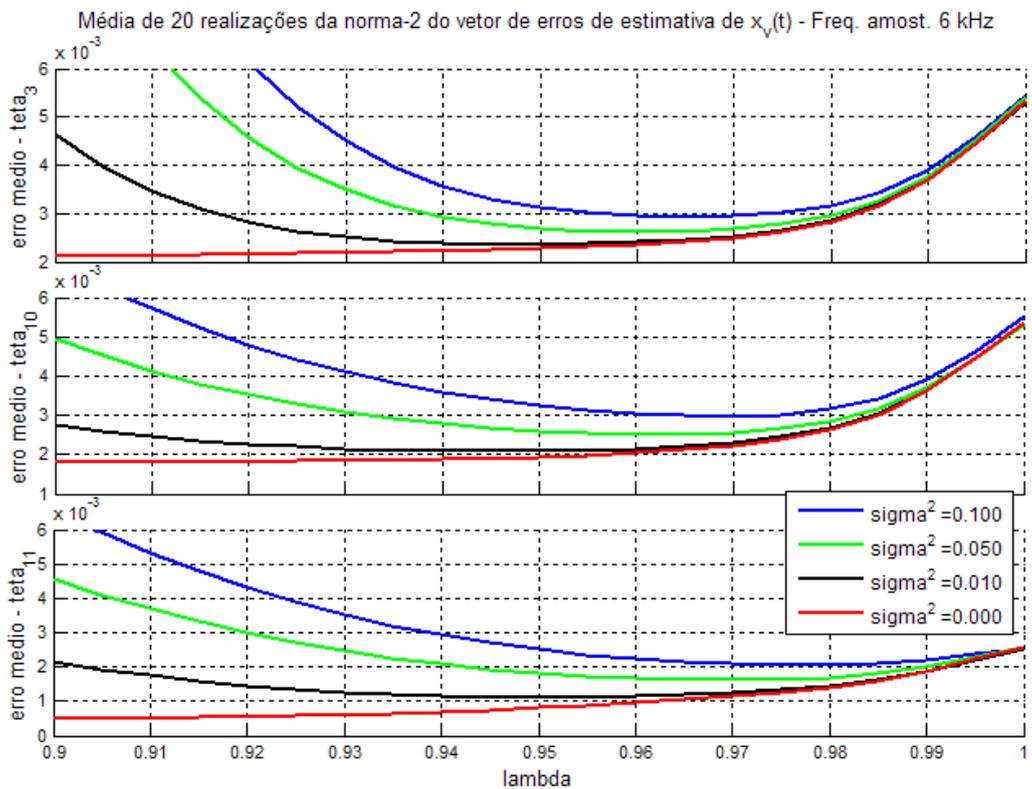
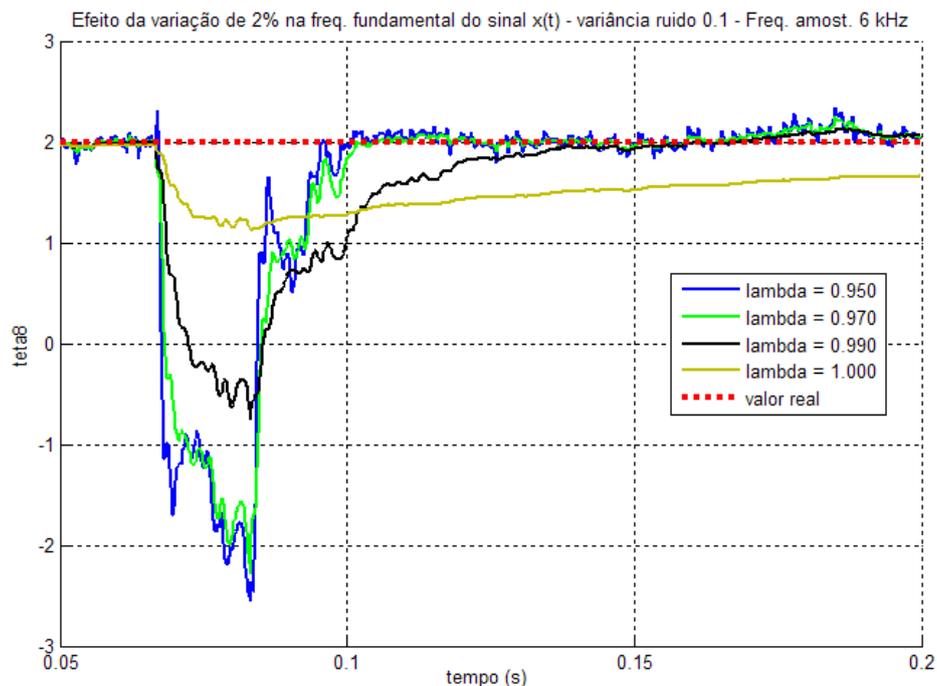


Figura 2-26 - Erro médio das estimativas obtidas com o MQR $_{\lambda}$  dos coeficientes  $b_1, a_5$  e  $b_5$  do sinal  $x_v(t)$  em função de  $\lambda$  ( $0,00 < \sigma^2 < 0,10$ )

Com base nos gráficos apresentados, descrevem-se algumas observações acerca do comportamento ótimo do  $MQR_\lambda$ :

- Nas estimativas dos coeficientes de uma determinada ordem harmônica, quanto menor for a relação sinal/ruído, maior será o valor de  $\lambda_{\text{ótimo}}$ ;
- Os valores de  $\lambda_{\text{ótimo}}$  podem ser diferentes em cada ordem harmônica. Para a estimação de espectros mais amplos, podem ser utilizados algoritmos que permitam atribuir pesos diferentes a cada parâmetro;
- Se dois parâmetros de ordens harmônicas diferentes possuírem a mesma amplitude e a mesma taxa de variação, o valor de  $\lambda_{\text{ótimo}}$  da menor ordem harmônica será menor;
- Em sinais com mesma relação sinal/ruído, quanto maior for a taxa de variação dos parâmetros, menor será o valor de  $\lambda_{\text{ótimo}}$ . Maiores taxas de variação ocorrem quando a amplitude e/ou a frequência de oscilação do parâmetro é mais elevada. A comparação das estimativas dos coeficientes  $a_5$  e  $b_5$  do sinal  $x_v(t)$  exemplifica o efeito da diferença da amplitude de oscilação do parâmetro no valor de  $\lambda_{\text{ótimo}}$ . A comparação das estimativas do parâmetro  $b_1$  dos sinais  $x_v(t)$  e  $x_w(t)$  mostra o efeito da diferença da frequência de oscilação em  $\lambda_{\text{ótimo}}$ .



**Figura 2-27 - Efeito da variação de 2% na frequência fundamental nas estimativas obtidas com o  $MQR_\lambda$  do coeficiente  $a_4$  do sinal  $x_i(t)$**

As observações feitas sobre o desempenho do MQR na ocorrência de distúrbios na frequência fundamental continuam válidas para o  $MQR_\lambda$ , pois apenas a forma como os dados são ponderados foi alterada, e não a modelagem do sistema. Assim, pequenos distúrbios na frequência fundamental continuarão provocando comportamentos indesejados na identificação.

A figura 2-27 mostra as estimativas, para diferentes valores de  $\lambda$ , do coeficiente  $a_4$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por um ruído branco de variância 0,1, distorcido por uma variação de 2% na frequência fundamental durante um ciclo de 60 Hz, a partir do instante 0,06 s. Devido ao esquecimento inserido pelo  $MQR_\lambda$ , a perturbação provocada nas estimativas dos parâmetros durante os distúrbios na frequência fundamental é maior. Após o distúrbio, verifica-se uma diminuição no tempo de acomodação em comparação com o MQR.

## 2.5 Filtro de Kalman

Um sistema dinâmico discreto e linear nos parâmetros pode ser descrito pelo sistema de equações de diferença (2.25). As matrizes  $\Phi$ ,  $B$  e  $H$  contêm informações o processo, e as variáveis  $w$  e  $v$  contêm informações sobre o ruído. A matriz de estado,  $\Phi_k$ , e a matriz de entradas,  $B_k$ , relacionam o estado anterior,  $\underline{x}_{k-1}$ , e a entrada externa,  $\underline{u}_k$ , com o estado atual,  $\underline{x}_k$ . A matriz de observação,  $H_k$ , relaciona o estado atual do sistema com o valor observado  $z_k$ . As variáveis  $w_k$  e  $v_k$  são representações de ruído estatisticamente independentes, denominadas ruído de processo e ruído de observação, respectivamente, e representam a parte do sistema cuja dinâmica não é prevista pelo modelo.

$$\begin{cases} \underline{x}_k = \Phi_k \underline{x}_{k-1} + B_k \underline{u}_k + w_k \\ z_k = H_k \underline{x}_k + v_k \end{cases} \quad (2.25)$$

A estimação das variáveis de estado do sistema descrito anteriormente pode ser realizada recursivamente utilizando as equações do Filtro de Kalman (KF), que são deduzidas a partir da consideração de polarização nula, descrita em (2.26), e da minimização da matriz de covariância  $P_k$ , descrita em (2.27).

$$E[\underline{x}_k] = \hat{\underline{x}}_k \quad (2.26)$$

$$P_k = E\left[\left(\hat{\underline{x}}_k - \underline{x}_k\right)\left(\hat{\underline{x}}_k - \underline{x}_k\right)^T\right] \quad (2.27)$$

A estimação dos estados é realizada em duas etapas: predição, descrita pelas equações (2.28) – (2.29), e correção, descrita pelas equações (2.30) – (2.32). Na primeira etapa, projeta-se o estado estimado anterior ( $\hat{\underline{x}}_{k-1}$ ) e a matriz de covariância correspondente ( $P_{k-1}$ ) para o instante atual ( $\underline{x}_k^-$  e  $P_k^-$ ), utilizando as informações das matrizes  $\Phi$  e  $B$  no instante atual. Na segunda etapa, as variáveis previstas pela etapa anterior são atualizadas utilizando as informações da observação. A inovação, representada pela diferença entre o valor medido e o valor previsto, é ponderada pelo ganho de Kalman ( $K_k$ ) antes de ser atualizada no vetor de estados. O fator  $K_k$  é dependente da matriz de covariância  $P_k$ . Quanto mais elevados forem os elementos de  $P_k$ , menor será a confiabilidade da estimação e maior será o peso da inovação. Se os valores dos elementos de  $P_k$  forem menores, haverá diminuição do peso da atualização do vetor de estados.

Os valores  $Q$  e  $R$  representam a matriz de covariância dos ruídos de processo e medição, respectivamente. Eles são utilizados como parâmetros de sintonia do KF e devem ser adequadamente escolhidos de acordo com a precisão da representação da dinâmica do processo pelas matrizes  $\Phi$ ,  $B$  e  $H$ . Quanto maiores forem os elementos da matriz  $R$  (ruído de medição), menor será a confiabilidade da medição, e menor deverá ser o peso da inovação. Quanto maior for o ruído de processo  $Q$ , maior será a dispersão da variável de estado e, conseqüentemente, menor será a confiabilidade da sua estimativa e maior deverá ser o peso da inovação.

$$\underline{x}_k^- = \Phi_k \hat{\underline{x}}_{k-1} + B_k u_k \quad (2.28)$$

$$P_k^- = \Phi_k P_{k-1} \Phi_k^T + Q \quad (2.29)$$

$$K_k = P_k^- H_k^T \left( H_k P_k^- H_k^T + R \right)^{-1} \quad (2.30)$$

$$\hat{\underline{x}}_k = \underline{x}_k^- + K_k \left( z_k - H_k \underline{x}_k^- \right) \quad (2.31)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (2.32)$$

Representando-se o sinal descrito por (2.2) pelo sistema de equações (2.25), o seu conteúdo harmônico poderá ser estimado pelas equações do KF. Para isso, as matrizes  $\Phi$ ,  $B$  e  $H$  devem ser preenchidas conforme (2.33) – (2.35). Dessa forma, os coeficientes de Fourier do sinal estarão contidos no vetor de estados  $\underline{x}_k$ . Verifica-se que, para um ruído de processo nulo, a modelagem do KF para a estimação de harmônicos se reduz à modelagem do MQR, uma vez que a matriz de estados é unitária e a matriz de entradas é nula.

$$\Phi_k = I, B_k = 0 \quad (2.33)$$

$$\underline{x}_k = [a_0 \quad a_1 \quad b_1 \quad \dots \quad a_n \quad b_n]_k^T \quad (2.34)$$

$$H_k = [\cos(\omega k \Delta t) \quad \sin(\omega k \Delta t) \quad \dots \quad \cos(n\omega k \Delta t) \quad \sin(n\omega k \Delta t)] \quad (2.35)$$

A busca de valores de  $Q$  e  $R$  que maximizem o desempenho do KF pode ser simplificada, pois esses parâmetros causam efeitos opostos no comportamento do estimador. Prova-se que a multiplicação de ambos os parâmetros por um valor constante não afeta os resultados obtidos (BITTANTI, et al., 2000). Portanto, considerando a matriz de covariância do ruído de processo descrita por  $Q = qI$ , sintoniza-se o estimador apenas através da variável  $m$ , que expressa a relação entre as grandezas  $R$  e  $q$ , conforme definido por (2.36).

$$m = R/q \quad (2.36)$$

As curvas de nível apresentadas na figura 2-28 mostram a média amostral de 10 realizações da norma do vetor de erros das estimativas obtidas com o KF do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x(t)$  contaminado por ruído branco de variância 0,1, em função dos parâmetros  $q$  e  $R$ . As retas obtidas, cuja inclinação é  $1/m$ , comprovam que as estimativas não são afetadas quando os parâmetros  $q$  e  $R$  são multiplicados por um valor constante. Apenas a alteração da inclinação dessas retas modifica o desempenho do KF.

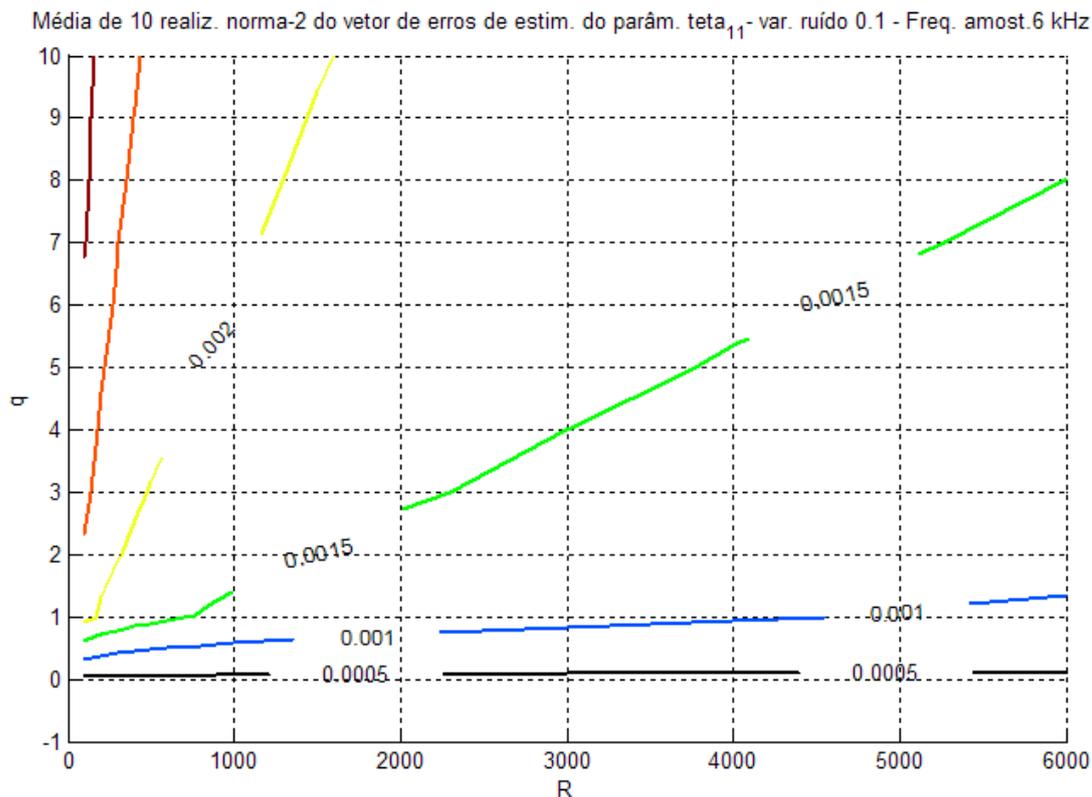


Figura 2-28 - Análise do desempenho do KF através das curvas de nível referentes ao erro médio das estimativas do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  em função de  $q$  e  $R$

Na figura 2-29, mostram-se as estimativas obtidas com o KF do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco de variância 0,1, para diferentes valores de  $m$ . Como os valores de  $m$  elevados implicam em uma redução da capacidade de atualização do vetor de estados, pois indicam baixa confiabilidade nos dados medidos, aumenta-se a capacidade de filtragem do ruído presente nos dados observados. Assim, as estimativas obtidas com os valores de  $m$  reduzidos apresentam característica mais ruidosa.

Na figura 2-30 pode-se observar a ausência de polarização na distribuição de 100 estimativas obtidas com o KF do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  no instante final da simulação. A estabilidade da estimação e a polarização nula são viabilizadas pela modelagem de todos os harmônicos do sinal pela matriz de transferência  $H$ .

Na figura 2-31 são mostrados os erros das estimativas obtidas com o KF do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$ , em função de  $m$ , para 100 realizações de ruído branco de variâncias 0,1 e 0,01. Observa-se que, na medida em que o valor de  $m$  cresce, há um aumento da capacidade de filtragem do ruído. Na comparação com a figura 2-18, verifica-se que o comportamento do KF se aproxima do MQR quando  $m \rightarrow \infty$ .

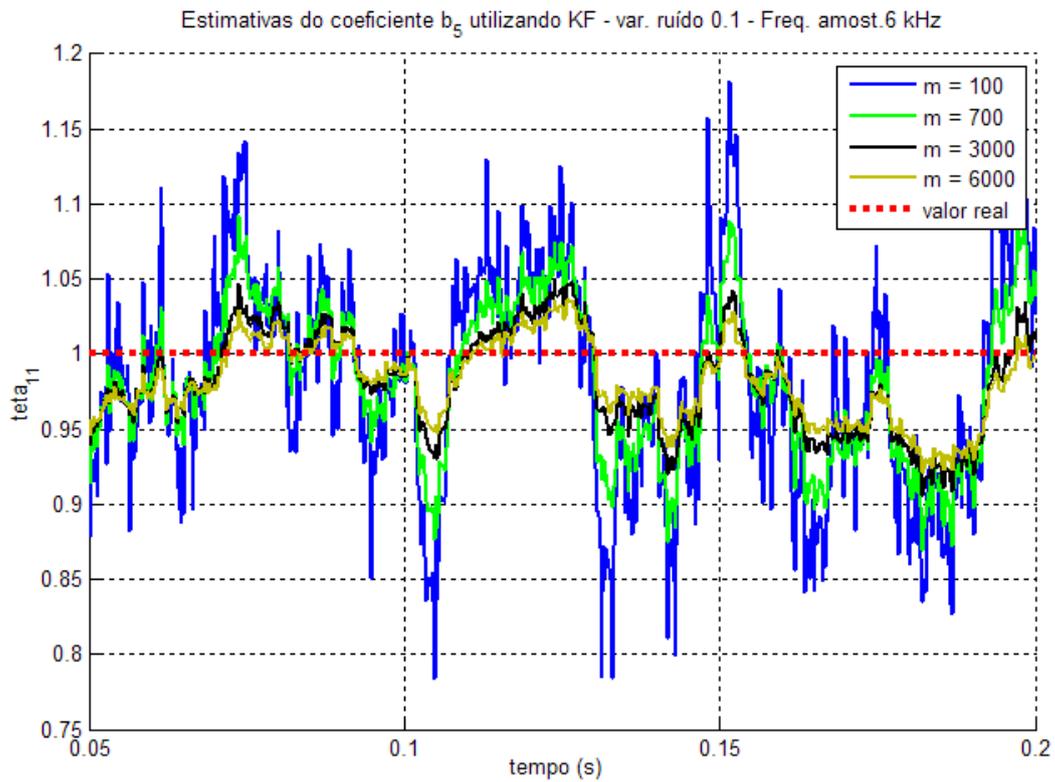


Figura 2-29 - Estimativas do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com o KF para  $100 \leq m \leq 6000$

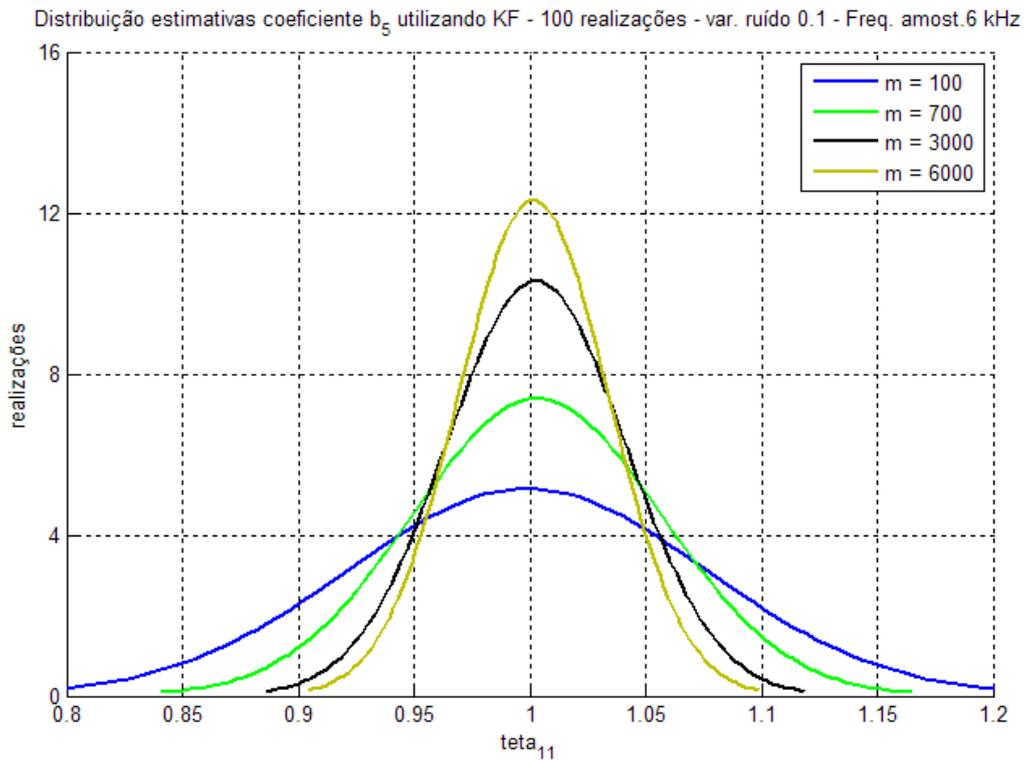
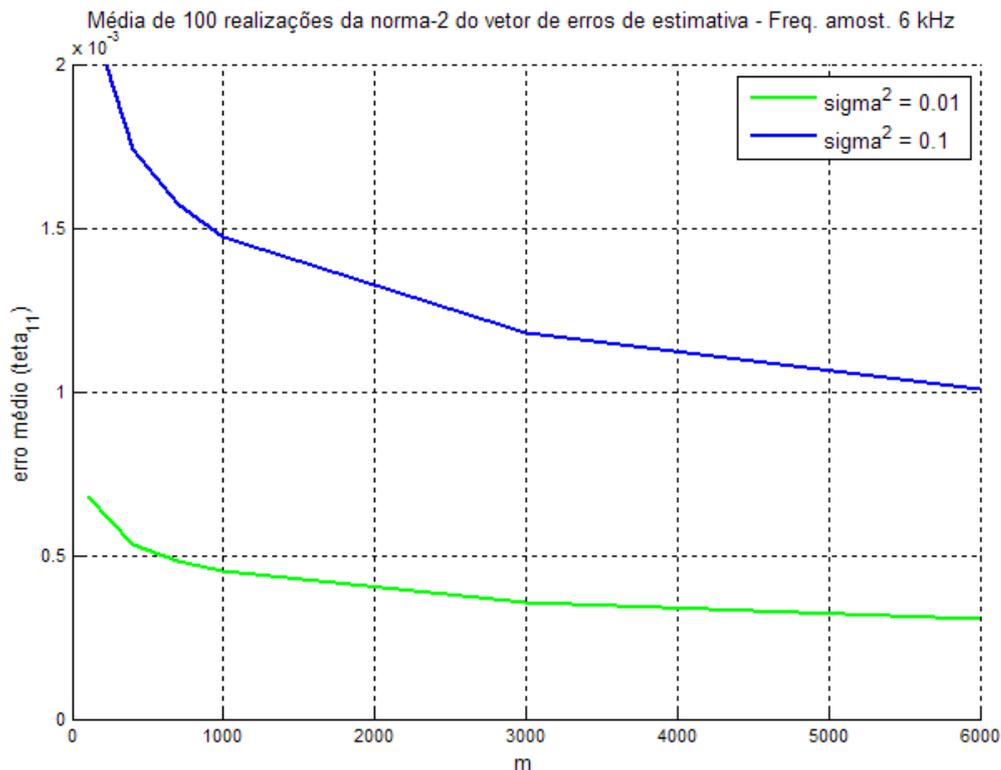


Figura 2-30 - Distribuição das estimativas do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco ( $\sigma^2=0,1$ ) obtidas com o KF para  $100 \leq m \leq 6000$



**Figura 2-31 - Média amostral de 100 realizações da norma do vetor de erros de estimativa do coeficiente  $b_5$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por ruído branco de variâncias 0,01 e 0,1, em função de  $m$**

A estimação de harmônicos utilizando o KF também sofre problemas de convergência quando a modelagem do espectro harmônico do sinal é incompleta. A amplitude das oscilações aumenta com a diminuição do valor de  $m$ , e só há convergência no limite em que  $m \rightarrow \infty$ .

Na figura 2-32, são mostradas as estimativas obtidas com o KF do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$ , amostrado a 6 kHz, onde foram modelados pela matriz de observação  $H$  apenas os harmônicos até a 3ª ordem. A ausência dos harmônicos de 4ª e 5ª ordem pode ser comprovada pela análise dos gráficos mostrados na figura 2-33, que contém a FAC e a densidade de potência espectral dos resíduos da estimação.

A análise do efeito da frequência de amostragem no desempenho do KF é realizada com o auxílio da figura 2-34, que mostra as estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$ , obtidas nas mesmas condições apresentadas na figura 2-32, exceto a amostragem do sinal, que foi realizada a 30 kHz. A comparação dos gráficos com os equivalentes da estimação utilizando o MQR<sub>l</sub> (figuras 2-19 e 2-21) mostra que o aumento da frequência de amostragem tem influência muito menor na estimação utilizando o KF, considerando fixos os parâmetros de sintonia.

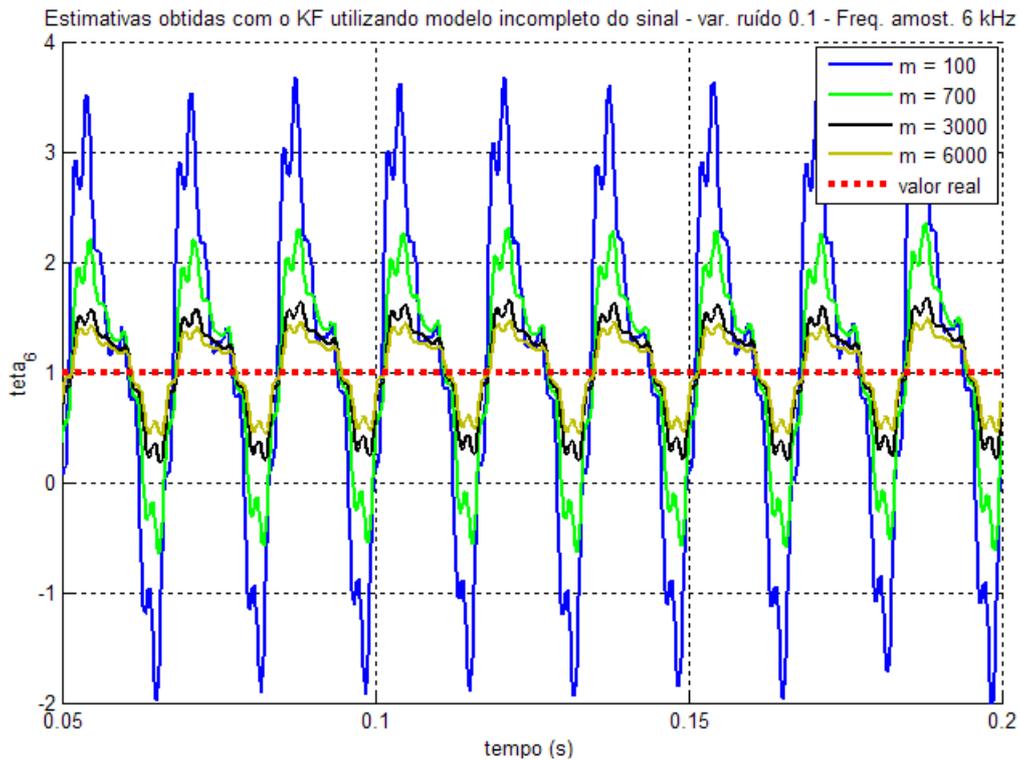


Figura 2-32 - Estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_3(t)$  obtidas com o KF - matriz H preenchida até o 3º harmônico ( $100 \leq m \leq 6000$ ;  $f_s=6$  kHz;  $\sigma^2=0,1$ )

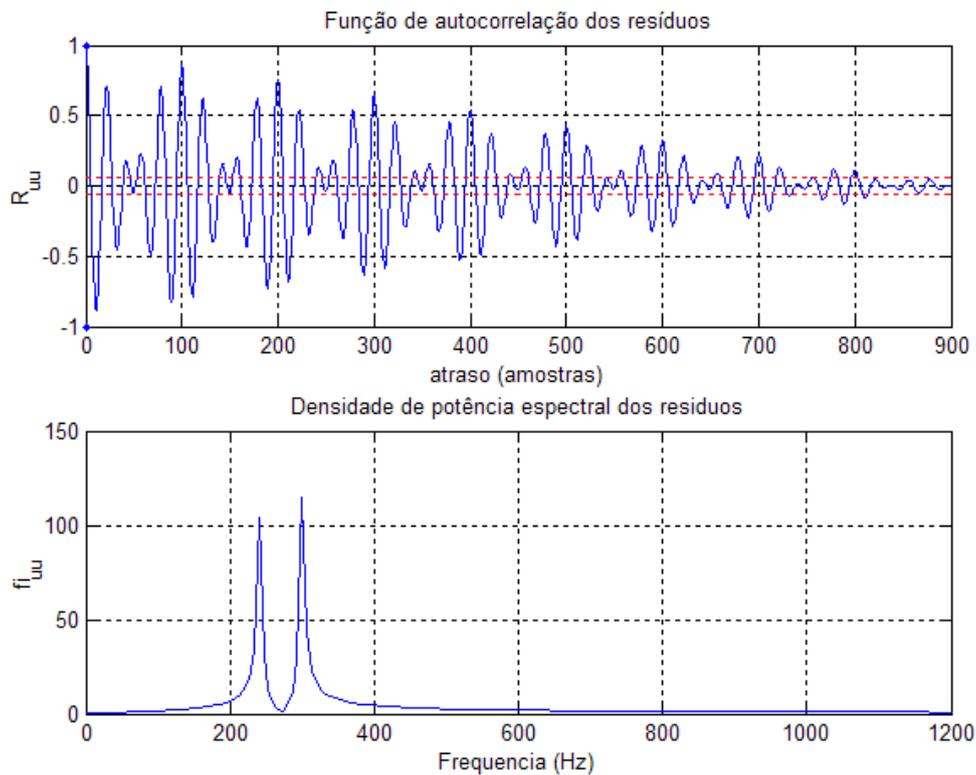


Figura 2-33 - Análise dos resíduos da estimação dos harmônicos de  $x(t)$  obtidos com o KF - matriz H preenchida até o 3º harmônico ( $f_s=6$  kHz;  $\sigma^2=0,1$ ;  $m=100$ )

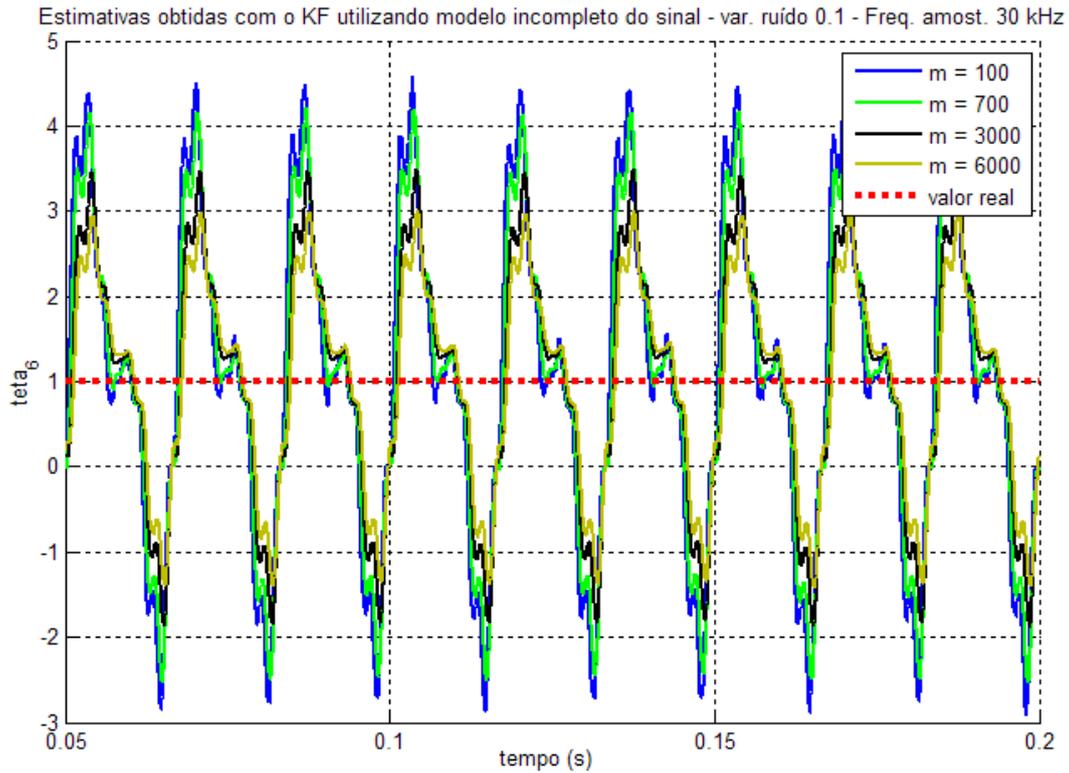


Figura 2-34 - Estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$  obtidas com o KF - matriz H preenchida até o 3º harmônico ( $100 \leq m \leq 6000$ ;  $f_s=30$  kHz;  $\sigma^2=0,1$ )

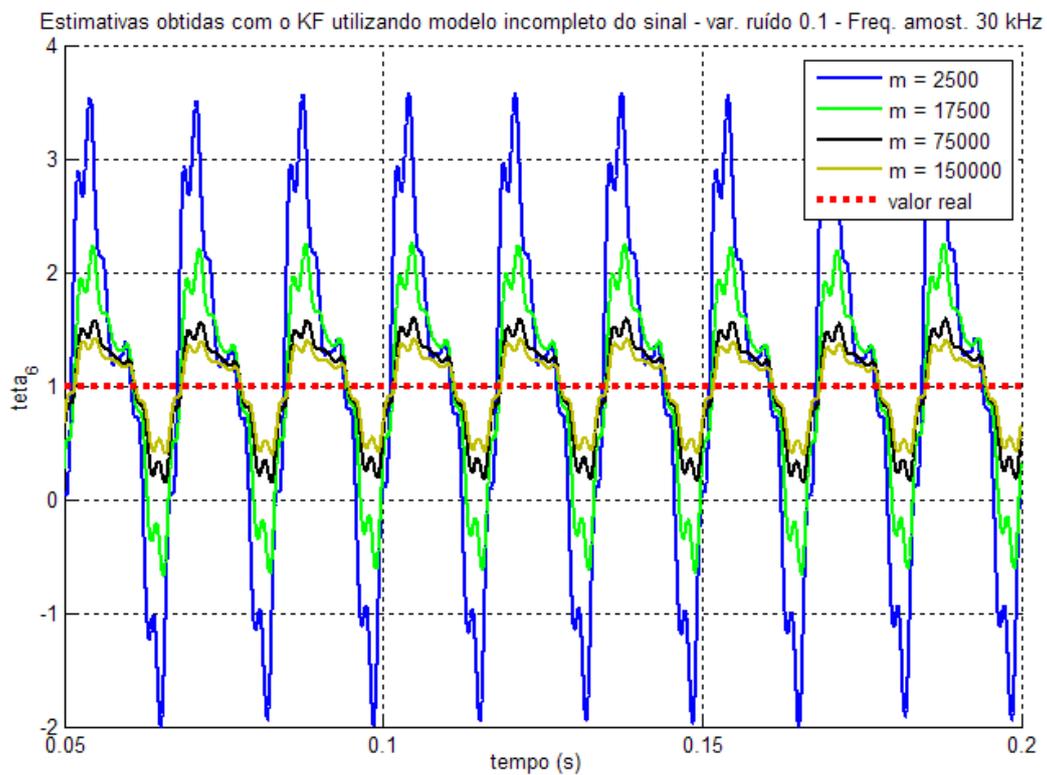


Figura 2-35 - Estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$  obtidas com o KF com fatores  $m$  convertidos da base de 6 kHz para 30 kHz ( $f_s=30$  kHz;  $\sigma^2=0,1$ )

A menor sensibilidade à variação da frequência de amostragem indica que a equação de conversão do parâmetro  $m$  para manter o desempenho do estimador inalterado em diferentes valores de  $f_s$  deve ser menos acentuada que a função exponencial obtida para o parâmetro  $\lambda$  no MQR $_{\lambda}$ . Para o KF, essa equação não é facilmente deduzida, como é o caso do MQR $_{\lambda}$ , cujo parâmetro possui significação física muito bem definida. O parâmetro  $m$  representa a relação entre duas grandezas estatísticas que modelam o comportamento dos ruídos de processo e medição, servindo como indicação qualitativa do grau de confiabilidade dos dados observados. A equação quadrática de conversão apresentada em (2.37) foi encontrada empiricamente.

$$m_2 = m_1 \left( \frac{f_{s,2}}{f_{s,1}} \right)^2 \quad (2.37)$$

A equação de conversão do KF é validada através da comparação das estimativas do coeficiente  $a_3$  do sinal  $x_i(t)$ , amostrado a 30 kHz, com valores de  $m$  convertidos da base de 6 kHz para a base de 30 kHz, apresentada na figura 2-35, com o resultado da estimação realizada no sinal amostrado a 6 kHz, apresentado na figura 2-32. A modelagem do sinal realizada inclui apenas até a 3ª ordem harmônica, de forma semelhante à figura 2-32. Verifica-se que, após a conversão do parâmetro de sintonia para a nova frequência de amostragem, obtêm-se os mesmos resultados das estimativas apresentadas na figura 2-32.

Em função do aumento da complexidade da modelagem do sistema, com a utilização do KF espera-se aumentar a capacidade de rastrear sinais com harmônicos variantes no tempo. A estimação dos coeficientes de Fourier de sinais dessa natureza tem melhor desempenho para valores menores de  $m$ , mas é acompanhada da redução da capacidade de filtragem de ruídos. Analisa-se o desempenho do KF através da estimação dos coeficientes  $a_1$ ,  $a_3$  e  $a_5$  dos sinais  $x_v(t)$  e  $x_w(t)$  não contaminados por ruído, conforme figuras 2-36 e 2-37. Com a análise, objetiva-se especificar os limites de rastreabilidade de harmônicos pelo KF.

Observações semelhantes às realizadas para a estimação utilizando o MQR $_{\lambda}$  no rastreamento de harmônicos variantes no tempo de sinais descontaminados por ruído são válidas para o KF:

- Harmônicos de ordens mais elevadas são rastreados com melhor desempenho, para uma mesma taxa de variação dos parâmetros;

- Harmônicos com amplitudes menores têm pior desempenho de estimação;
- Parâmetros com variações mais lentas são estimados com melhor desempenho;
- A deterioração no rastreamento das variações paramétricas de 10 Hz persiste, principalmente nas componentes harmônicas de mais baixa ordem. Portanto, considera-se esse como o limite de rastreabilidade do KF para sinais com frequência fundamental de 60 Hz e conteúdo harmônico até a 5ª ordem. Sinais cujas componentes têm frequências mais elevadas admitem maiores variações temporais nos parâmetros.

A estimação de harmônicos variantes no tempo de sinais ruidosos completa o estudo de sintonia do KF. Baseando-se nas informações da máxima taxa de variação dos harmônicos a serem rastreados, na menor relação sinal-ruído esperada e no desempenho mínimo desejado para a estimação de parâmetros constantes, define-se o valor de  $m$  que atenda às restrições do processo, com o auxílio de gráficos que mostrem o erro médio de estimação em função do parâmetro de sintonia.

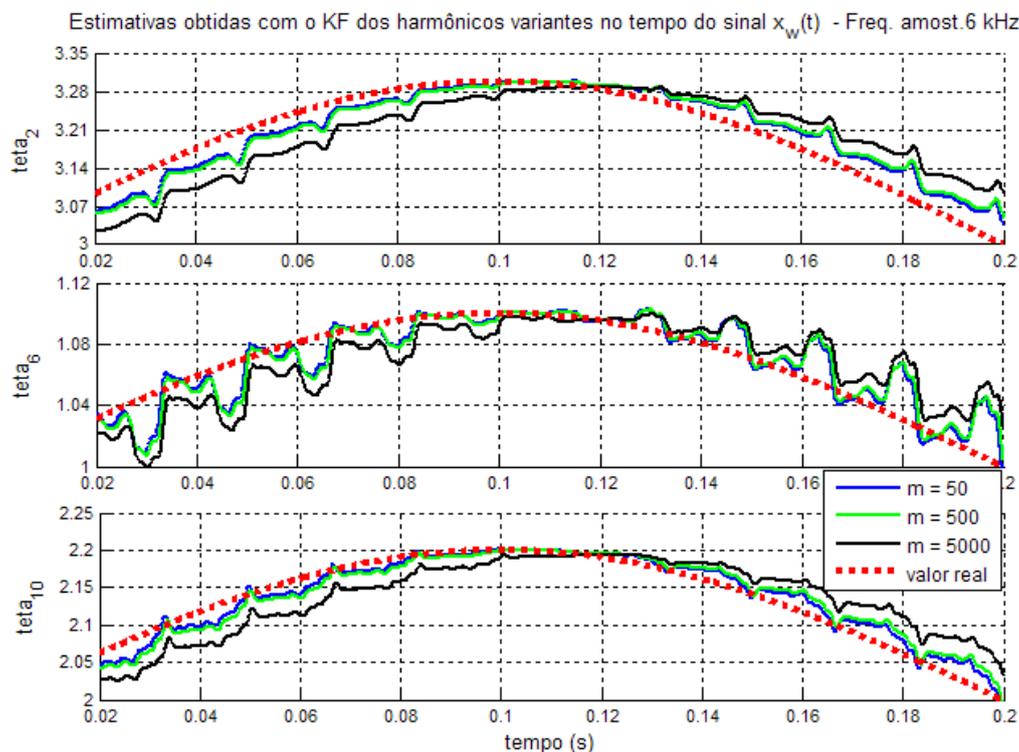


Figura 2-36 - Estimativas obtidas com o KF dos coeficientes  $a_1$ ,  $a_3$  e  $a_5$  do sinal  $x_w(t)$  não contaminado por ruído

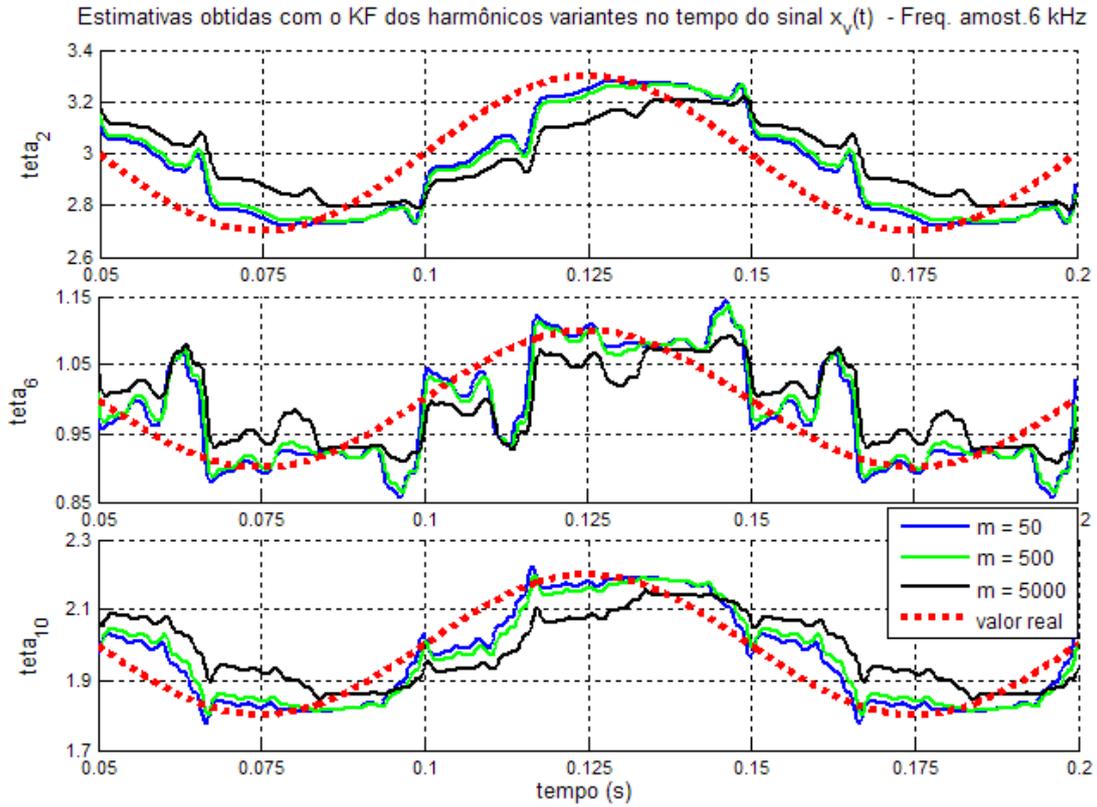


Figura 2-37 - Estimativas obtidas com o KF dos coeficientes  $a_1$ ,  $a_3$  e  $a_5$  do sinal  $x_v(t)$  não contaminado por ruído

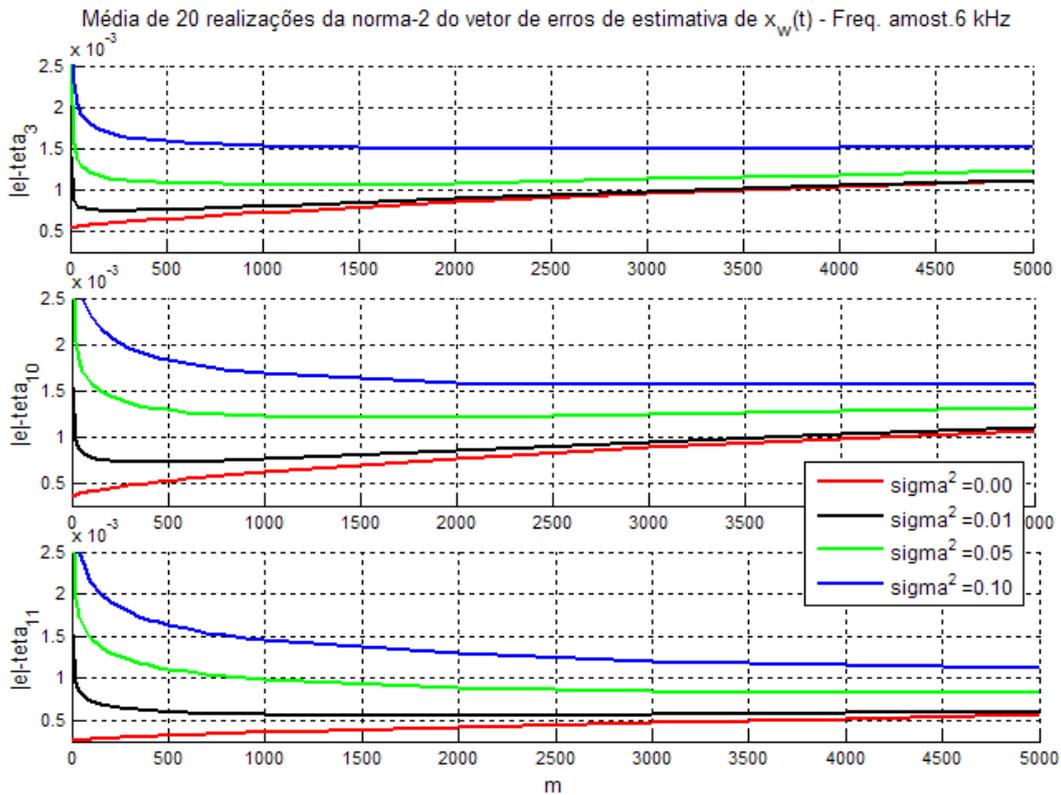


Figura 2-38 - Erro médio das estimativas obtidas com o KF dos coeficientes  $b_1$ ,  $a_5$  e  $b_5$  do sinal  $x_w(t)$  em função de  $m$  ( $0,00 \leq \sigma^2 \leq 0,10$ )

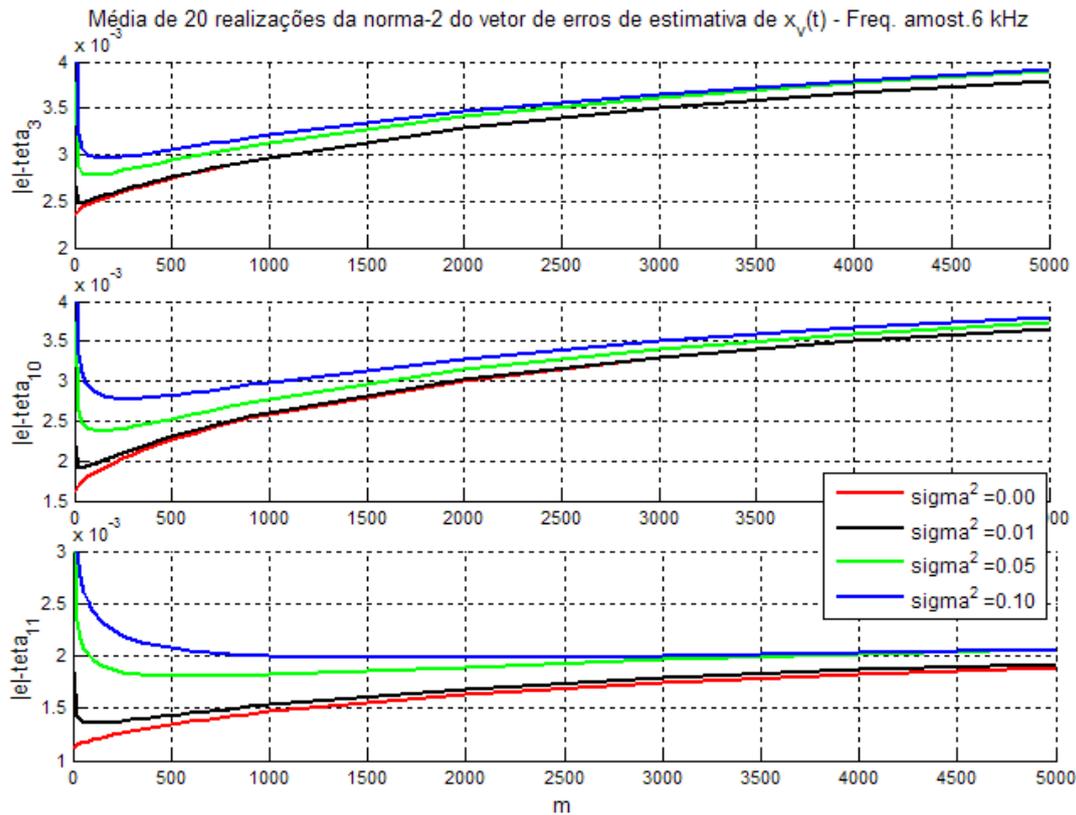


Figura 2-39 - Erro médio das estimativas obtidas com o KF dos coeficientes  $b_1$ ,  $a_5$  e  $b_5$  do sinal  $x_v(t)$  em função de  $m$  ( $0,00 \leq \sigma^2 \leq 0,10$ )

O estudo é realizado utilizando-se os sinais de teste  $x_v(t)$  e  $x_w(t)$  contaminados por ruído branco. Apresenta-se nas figuras 2-38 e 2-39 as médias de 20 realizações da norma-2 do vetor de erros das estimativas dos coeficientes  $b_1$ ,  $a_5$  e  $b_5$  desses sinais, em função do parâmetro  $m$  e da variância do ruído. Com o auxílio desses gráficos, analisa-se o comportamento do ponto ótimo de sintonia do estimador ( $m_{\text{ótimo}}$ ):

- Nas estimativas dos coeficientes de uma determinada ordem harmônica, quanto menor for a relação sinal-ruído, menor será o valor de  $m_{\text{ótimo}}$ ;
- Em sinais com mesma relação sinal-ruído, quanto maior for a taxa de variação dos parâmetros (amplitude e/ou a frequência de oscilação do parâmetro mais elevada), maior será o valor de  $m_{\text{ótimo}}$ .
- A sensibilidade do KF às variações no parâmetro de sintonia é inferior à sensibilidade do MQR $_{\lambda}$ , ou seja, pequenas variações no parâmetro  $m$  não causam as variações no erro de estimativa causado pela mesma variação percentual do parâmetro  $\lambda$ .

O KF estima de maneira ótima os estados de sistemas descritos por dinâmicas lineares e invariantes no tempo. Assim, conhecendo-se as matrizes do sistema de equações, é possível determinar as variáveis de estado em cada instante de observação.

Conforme mostrado pela equação (2.35), as informações sobre a frequência de cada componente são argumento das funções não-lineares seno e cosseno na matriz de observação  $H$ . Assim, a ocorrência de distúrbios em quaisquer frequências harmônicas compromete significativamente o resultado da estimação, pois o modelo não permite estimar parâmetros de funções não-lineares.

A estimação realizada na figura 2-40 exemplifica o desempenho do KF para estimar os harmônicos durante esse tipo de distúrbio. São mostradas as estimativas, para alguns valores de  $m$ , do coeficiente  $a_4$  do sinal  $x_i(t)$  contaminado por um ruído branco de variância 0,1, cuja frequência fundamental foi distorcida por uma variação de 2% durante um ciclo de 60 Hz a partir do instante 0,06 s. Verifica-se que o parâmetro  $m$  pode ser tratado como uma medida de resistência do estimador ao distúrbio. Quanto maior o seu valor, menor o erro de estimação durante o distúrbio e maior o erro depois de restabelecido o valor nominal da frequência fundamental.

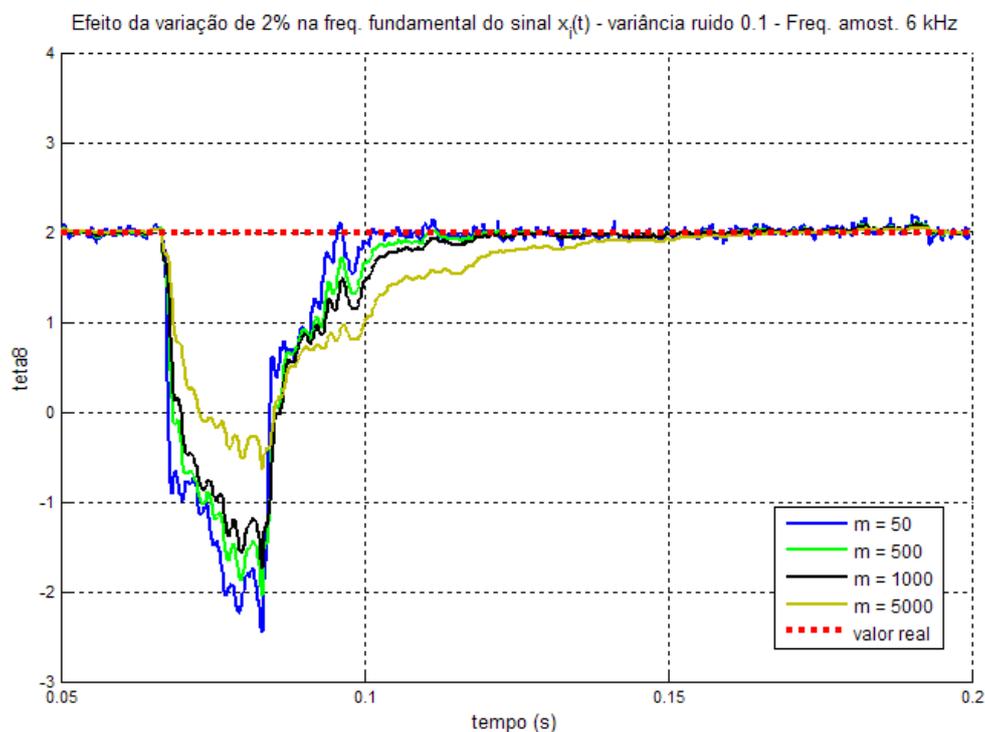


Figura 2-40 - Efeito da variação de 2% na frequência fundamental nas estimativas obtidas com o KF do coeficiente  $a_4$  do sinal  $x_i(t)$

Uma das soluções possíveis encontradas na literatura para a detecção de distúrbios nas frequências harmônicas e para a estimação adequada dos harmônicos durante esses distúrbios é a utilização de uma versão não-linear do KF, como, por exemplo, o Filtro de Kalman Estendido (KENNEDY, et al., 2003), (GIRGIS, et al., 1984), (BITTANTI, et al., 2000), (BITTANTI, et al., 2000), (YU, et al., 2005). A estimação da frequência dos harmônicos está fora do escopo deste trabalho.

## 2.6 Comparação do desempenho dos estimadores

Os resultados obtidos mostram que o KF é mais adequado que o  $MQR_\lambda$  para estimar o conteúdo harmônico de um sinal ao longo do tempo, pois apresenta desempenho ótimo semelhante e menor sensibilidade ao parâmetro de sintonia. A sintonia do parâmetro  $m$  no valor de 500, para a frequência de amostragem de 6 kHz, garante um desempenho satisfatório para estimções de parâmetros que variem com frequência até 10 Hz. Caso o sinal seja amostrado com outra frequência, deve-se realizar a conversão segundo (2.37) para que o desempenho do estimador seja mantido.

O desempenho do KF pode ser comprovado na figura 2-41, onde o sinal com inter-harmônicos variantes no tempo de baixa e alta ordem  $x_{ii}(t)$  – descrito por (2.8) –, amostrado a 50 kHz, e contaminado por um ruído branco de variância 0,01, é estimado. O parâmetro  $m$ , sintonizado no valor de 500 para a frequência de amostragem de 6 kHz, foi transformado para a base de 50 kHz, conforme (2.37).

As oscilações de alta frequência causadas pelo ruído branco sugerem a adição de um filtro passa-baixas nos sinais temporais dos harmônicos estimados. Para que não haja atenuação expressiva das variações temporais, a frequência de corte do filtro deve ser suficientemente maior que a maior frequência de oscilação esperada para os coeficientes estimados. Este pós-processamento também é tratado na norma IEC 61000-4-7 (2002). É sugerida uma filtragem digital passa-baixas com constante de tempo de 1,5 s para cada uma dos harmônicos computados por uma DFT de 12 ciclos até a frequência de 2 kHz. Essa constante de tempo não é adequada o problema em estudo, uma vez que a máxima frequência de oscilação dos harmônicos presentes nos sinais é da ordem de 10 Hz. Na figura 2-41 são mostrados os harmônicos estimados pelo KF filtrados por um filtro passa-baixas tipo auto-regressivo de 1ª ordem com frequência de corte de 100 Hz.

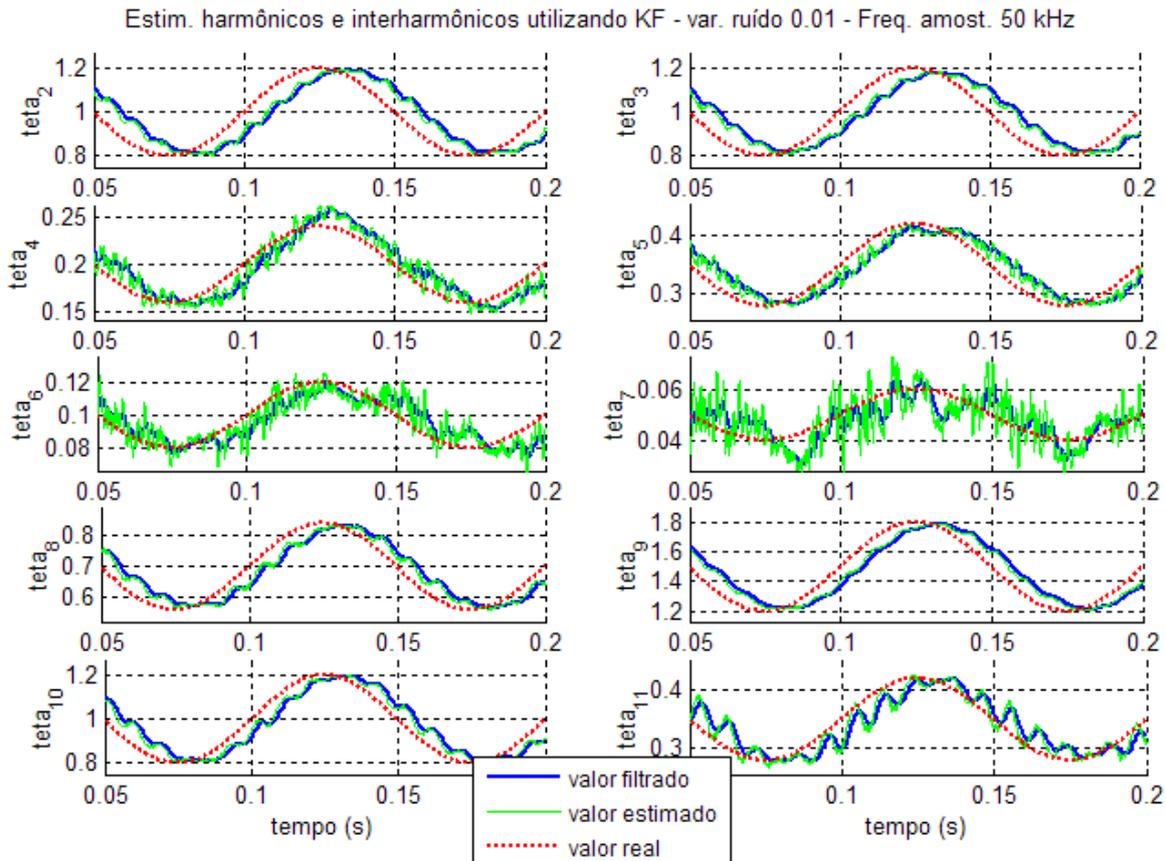


Figura 2-41 - Estimação e filtragem dos harmônicos e inter-harmônicos do sinal  $x_e(t)$  contaminado por ruído branco de variância 0,01

## 2.7 Considerações finais

Neste capítulo, foram discutidas soluções para a estimação de harmônicos e inter-harmônicos variantes no tempo. Inicialmente, foram apresentadas as limitações do algoritmo mais comumente utilizado, a Transformada Discreta de Fourier. Uma vez caracterizadas as limitações da DFT, foram comparados os desempenhos de estimadores recursivos lineares para a resolução do problema: o estimador de Mínimos Quadrados, o estimador de Mínimos Quadrados com fator de esquecimento e o Filtro de Kalman. Os estimadores baseados no modelo do sinal, isto é, o MQR, o  $MQR_\lambda$  e o KF permitem a estimação independente dos inter-harmônicos.

O comportamento desses estimadores foi analisado para diversas contingências, como a presença de ruído branco nos sinais estimados e a variação da frequência de amostragem. Além disso, discutiu-se o efeito da modelagem incompleta do sinal e a sensibilidade dos parâmetros de sintonia dos estimadores no desempenho da estimação.

Ao final do estudo, foi selecionado e sintonizado o algoritmo com melhor desempenho para a estimação de um sinal complexo. A escolha do Filtro de Kalman baseou-se na menor sensibilidade dos erros das estimativas dos harmônicos por ele geradas em relação ao parâmetro de sintonia do estimador. No Capítulo 4, o Filtro de Kalman, sintonizado conforme o presente capítulo, será utilizado para a detecção do espectro harmônico dos sinais de corrente e tensão no sistema de geração eólica de Caetitê. Toda a metodologia de estimação será replicada para o desenvolvimento do estudo de caso da usina eólica.

# CAPÍTULO 3. MODELAGEM DO SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICA PARA ESTUDO DE HARMÔNICOS

A construção de modelos computacionais para quaisquer sistemas físicos deve objetivar a otimização de dois aspectos conflitantes: a redução do esforço computacional para a resolução do problema e o detalhamento das características físicas do sistema, permitindo a representação dos diversos fenômenos envolvidos. A modelagem dos sistemas e dos equipamentos elétricos para o estudo de distorções harmônicas pode ser realizada em diversos níveis de complexidade, utilizando o domínio do tempo ou o domínio da frequência.

O domínio temporal permite uma maior flexibilidade para a modelagem das não-linearidades do sistema, como, por exemplo, os dispositivos semicondutores de potência, dos quais derivam os conversores estáticos, principais responsáveis pela capacidade de operação em velocidade variável das turbinas eólicas, além das não-linearidades dos núcleos magnéticos. Como principal desvantagem, a simulação no domínio do tempo requer grande esforço computacional, o que limita a capacidade da simulação detalhada de grandes sistemas.

O domínio da frequência permite uma análise das ressonâncias do sistema e serve como ferramenta de síntese, como, por exemplo, para o projeto de filtros e para a sintonia dos controladores. Os modelos de penetração harmônica no domínio da frequência, cujas fontes de harmônicos são tratadas como fontes de corrente, geralmente solicitam baixo esforço computacional, permitindo, portanto, a modelagem de grandes sistemas, mesmo quando são adotados modelos mais complexos de linhas de transmissão, que são os componentes passivos que apresentam maior complexidade, por se comportarem como elemento distribuído. Entretanto, quando é necessário aumentar o detalhamento na modelagem das fontes de harmônicos, aumenta-se significativamente a complexidade do problema. Como exemplo, cita-se a complexidade da modelagem no domínio da frequência dos harmônicos gerados por conversores estáticos (SANITER, et al., 2002), (SANITER, et al., 2003), (SANITER, et al., 2004), (DETTMANN, et al., 2007). Além disso, a maioria dos pacotes

computacionais que simulam penetrações harmônicas pelo sistema elétrico não contempla os modelos mais complexos das cargas não-lineares.

Neste capítulo são apresentados os modelos implementados para os diversos subsistemas de uma central eólica. A sua implementação computacional do domínio do tempo é viabilizada devido à modelagem de um equivalente dinâmico de uma usina, e não da operação paralela das várias turbinas individuais. Os estudos de distorção harmônica serão realizados através da análise espectral das formas de onda geradas pela simulação ao longo do tempo. O domínio da frequência será utilizado como ferramenta para o projeto dos filtros e dos controladores, e para a análise dos pontos de ressonância do sistema. Os *softwares* utilizados foram o ATP/ATP Draw (DOMMEL, 1987), (Can/Am EMTP User Group, 1998), (MOHAN, 1990), para as simulações no domínio do tempo e para o estudo da resposta em frequência do sistema elétrico utilizando o método de escaneamento em frequência, e o MATLAB/Simulink (MATSUMOTO, 2002), para o projeto e análise no domínio da frequência, e para o cálculo das condições iniciais do sistema.

São discutidos os modelos aplicados para o regime de ventos, alguns fenômenos aerodinâmicos em uma turbina eólica, as dinâmicas do mecanismo de passo da turbina, da elasticidade do eixo de transmissão turbina-gerador, dos conversores estáticos e do gerador de indução duplamente excitado (DFIG). Além disso, é analisada a resposta em frequência do filtro LCL, utilizado para mitigar as distorções geradas pelo sistema, e de linhas de transmissão longas, por estarem relacionadas a possíveis pontos de ressonância no sistema.

### **3.1 Regime de ventos**

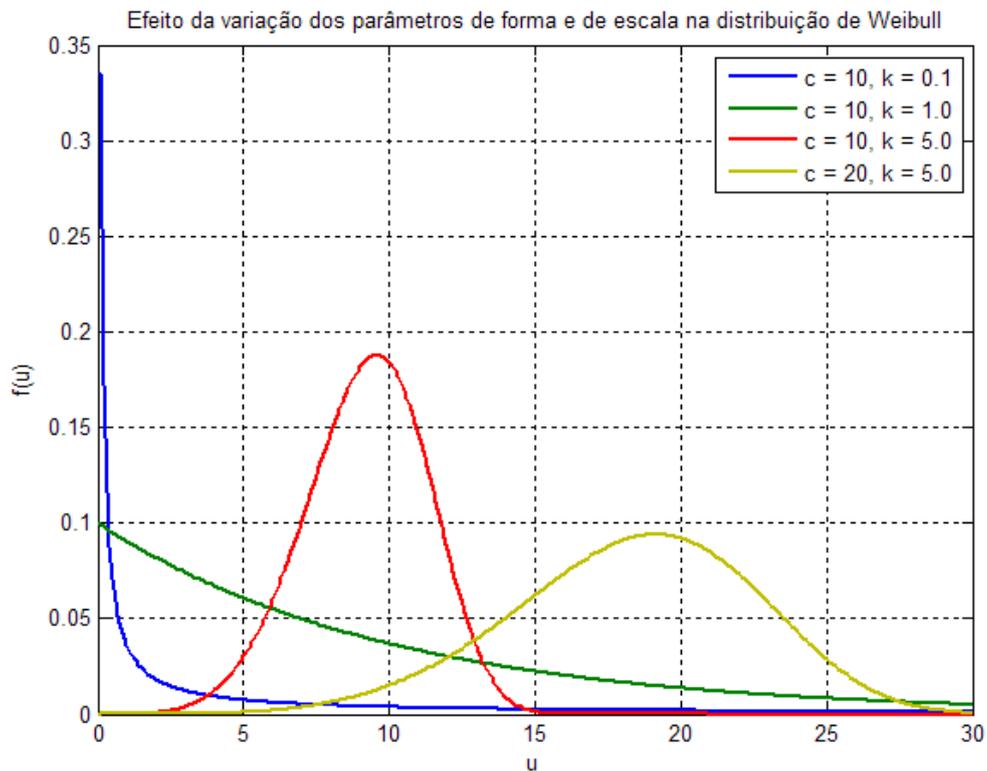
A determinação do regime de ventos no local de instalação de uma usina eólica define a potência disponível da fonte de energia, que é proporcional ao cubo da velocidade do vento. Assim, a descrição estatística do comportamento dos ventos é fundamental não só para o projeto mecânico das turbinas, mas também para a análise da viabilidade econômica do investimento. Conforme apresentado por Burton (2001) e Bianchi (2007), o regime de ventos pode ser descrito pelo espectro de van der Hoven, que mostra que as densidades de potência espectral são significativas em algumas faixas de frequência típicas.

As parcelas de baixa frequência são consideradas como variações desde as anuais até as variações diárias. Para o estudo de harmônicos, o conjunto das variações de baixa frequência será considerado constante, pois os fenômenos envolvidos estão situados em faixas de frequência acima de 30 Hz.

As distribuições anuais, utilizadas para a determinação da energia disponível, são aproximadas pela distribuição de Weibull, apresentada pela equação (3.1),

$$f_u(u) = k \frac{u^{k-1}}{c^k} e^{-\left(\frac{u}{c}\right)^k}, \quad (3.1)$$

onde  $u$  é a velocidade do vento,  $c$  é o parâmetro de escala e  $k$  é o parâmetro de forma. Os efeitos das constantes  $c$  e  $k$  na função de distribuição de probabilidades (*PDF*) podem ser observados na figura 3-1. A forma da *PDF* é influenciada pelo parâmetro  $k$ . Uma variação no parâmetro  $c$  tem o efeito de alteração de escala do eixo das abscissas.



**Figura 3-1 - Efeito dos parâmetros de forma e escala na distribuição de Weibull**

A dependência cúbica da velocidade do vento com a potência eólica disponível, em conjunto com a assimetria da distribuição de Weibull, faz com que a velocidade de vento em que ocorre a potência média gerada seja superior tanto à velocidade média, como à velocidade de vento mais provável do terreno. Assim, para maximizar a potência

disponibilizada pela central eólica, utiliza-se a velocidade cúbica média do vento como o valor nominal para o projeto da turbina, que é descrita por:

$$u_{nom} = \sqrt[3]{\int_0^{\infty} u^3 f_u(u) du} . \quad (3.2)$$

As variações que influenciam o desempenho da turbina e a qualidade da energia elétrica gerada são as de frequência elevada, denominadas de turbulência. Os modelos para o regime de turbulência são extremamente complexos, pois além de serem estocásticos, dependem de variáveis empíricas. Os modelos apresentados pela literatura mostram a distribuição espectral das velocidades e a dependência com as variáveis topográficas. Como o objetivo do estudo não está focado no projeto aerodinâmico da turbina, e sim na qualidade da energia gerada pelo sistema eólico, utiliza-se uma forma de onda senoidal para modelar a turbulência (NETO, et al., 2004), (SILVA, et al., 2003).

O modelo de vento foi implementado segundo a equação (3.3). O valor constante é descrito pelas características anuais, sazonais e diárias do terreno. O valor de rajada é modelado por meio de uma senóide com frequência entre 0,1 e 5 Hz. A rampa de vento, representada por  $u_{rampa}$ , é utilizada para avaliação do comportamento dinâmico do sistema durante acelerações e/ou desacelerações da turbina.

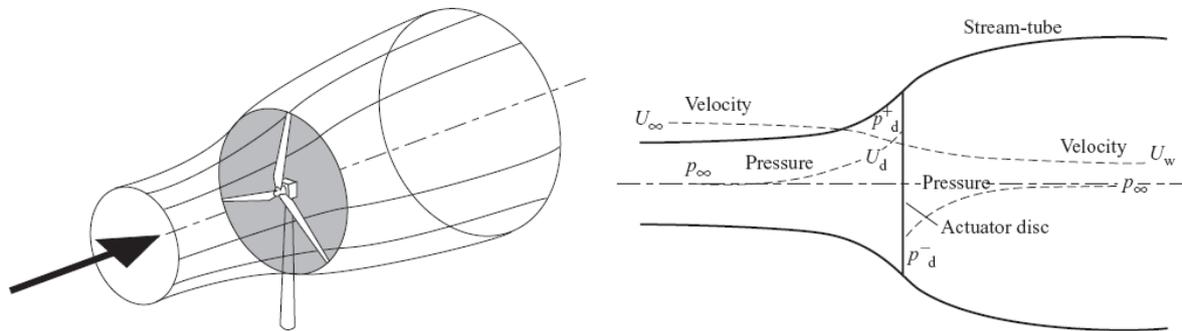
$$u[m/s] = u_{constante} + u_{rampa} + u_{rajada} \quad (3.3)$$

### 3.2 Modelo da Turbina

As turbinas eólicas são dispositivos movidos por forças aerodinâmicas que convertem a energia cinética dos ventos em energia elétrica, disponibilizada nos terminais do gerador para transmissão e posterior distribuição e consumo. As turbinas podem ser classificadas de acordo com o eixo de rotação: eixo horizontal e eixo vertical. Por apresentar melhor capacidade de extração da energia eólica, as turbinas de eixo horizontal se sobressaíram às de eixo vertical.

A análise dos perfis de velocidade e pressão dinâmica do escoamento do ar na direção turbina permite obter as equações da potência mecânica transferida ao eixo de rotação. Considerando que não há fluxo de ar nas direções perpendiculares ao eixo da turbina,

o perfil de escoamento do sistema ocorre conforme a geometria cilíndrica apresentada na figura 3-2 (BURTON, et al., 2001).



**Figura 3-2 - Perfil da velocidade axial e da pressão do ar ao longo da região do eixo turbina**

O aumento da área de escoamento após a transformação da energia eólica é decorrente da conservação de massa: como a velocidade do ar após a turbina é menor, pois dele é extraída a energia cinética, a área de escoamento deve ser maior. A força realizada na turbina pode ser obtida a partir da taxa de variação da quantidade de movimento do ar. Essa força é decorrente da pressão diferencial existente à montante e à jusante da turbina. Aplicando a equação de conservação de energia para fluidos (equação de Bernoulli), obtém-se a força realizada sobre o sistema e a potência mecânica, descritas pelas equações (3.5) e (3.6), respectivamente, em função da velocidade do vento e da relação entre as velocidades  $U_\infty$  e  $U_d$ , denominada por  $a$ , conforme equação (3.4). O modelo é válido para valores de  $a$  inferiores a 0.5.

A capacidade de captação de energia de uma turbina pode ser caracterizada pelo seu coeficiente de potência  $C_p$ , descrito por (3.7), definido como a relação entre a potência eólica extraída do vento e a potência eólica disponível. A descrição de  $C_p$  em função de  $a$  permite identificar o limite operacional para a turbina. A equação possui um valor máximo de 0.593, que ocorre para  $a = 1/3$ . Esse limite é conhecido como limite de Betz, e se aplica a qualquer tipo de turbina.

$$a = \frac{U_d}{U_\infty} \quad (3.4)$$

$$F_d = 2\rho A_d U_\infty^2 a(1-a) \quad (3.5)$$

$$P_d = 2\rho A_d U_\infty^3 a(1-a)^2 \quad (3.6)$$

$$C_p = \frac{P_d}{P_v} = \frac{P_d}{0.5\rho A_d U_\infty^3} = 4a(1-a)^2 \quad (3.7)$$

Apesar de simplificado, o modelo baseado no disco atuador permite determinar as equações de potência e força, baseando-se na variação do momento linear da massa de ar. As limitações dessa teoria estão na sua incapacidade de descrição do coeficiente de potência em termos dos parâmetros usualmente fornecidos pelos fabricantes, que são o ângulo de passo da turbina  $\beta$  (“pitch angle”) e a relação de velocidades  $\lambda_u$  (“tip speed ratio”), definida por:

$$\lambda_u = \frac{\omega R}{U_\infty}, \quad (3.8)$$

onde  $\omega$  é a velocidade angular da turbina e  $R$  o raio das suas pás. O modelo apresentado também não permite a descrição matemática dos fenômenos decorrentes das forças aerodinâmicas de sustentação,  $F_L$ , e arrasto,  $F_D$ , nas pás da turbina, ou mesmo do efeito do número de pás na eficiência da conversão energética.

A teoria baseada no momento linear analisa apenas o comportamento da componente axial do vento que passa pela turbina. Como o momento angular da massa de ar é nulo antes do contato com as pás da turbina, a massa de ar adquire uma componente transversal de velocidade de sentido contrário à rotação da turbina, para que a lei de conservação do momento angular seja obedecida. Duas forças aerodinâmicas decorrem da interação ar-turbina: a força de sustentação, perpendicular ao escoamento do fluido, e a força de arrasto, que é paralela ao escoamento.

Na figura 3-3 são mostradas as forças aerodinâmicas exercidas sobre a pá da turbina e as componentes da velocidade do vento na região da turbina. São apresentados também os ângulos característicos do escoamento: o ângulo de fluxo  $\varphi$ , definido como o ângulo entre a velocidade do vento após o contato com a turbina,  $V_{rel}$ , e o eixo de rotação da turbina; o ângulo de ataque  $\alpha$ , definido como o ângulo entre  $V_{rel}$  e a corda da pá; e o ângulo de passo  $\beta$ . Um maior detalhamento das variáveis mecânicas e dos fenômenos físicos envolvidos, bem como os procedimentos de análise e projeto de turbinas eólicas estão além do escopo deste

texto e podem ser encontrados em Burton (2001), Bianchi (2001), Bianchi (2007), Manwell (2002) e Wenzel (2007).

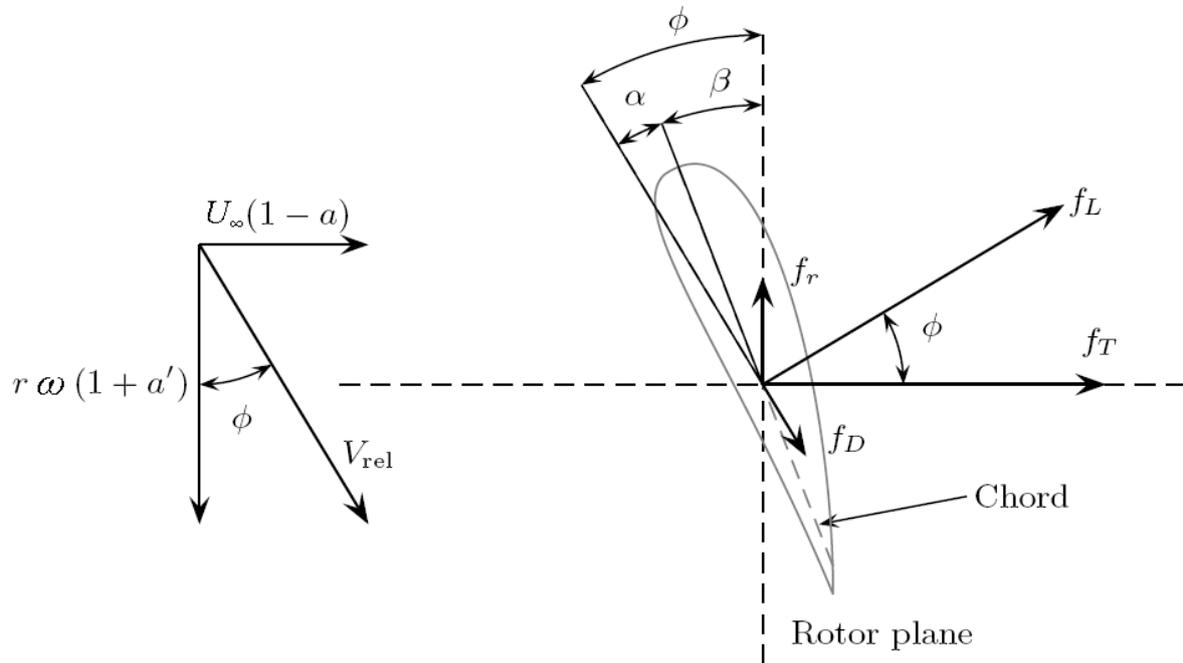


Figura 3-3 - Ângulos característicos, forças aerodinâmicas e velocidades da massa de ar em um corte transversal da pá de uma turbina eólica

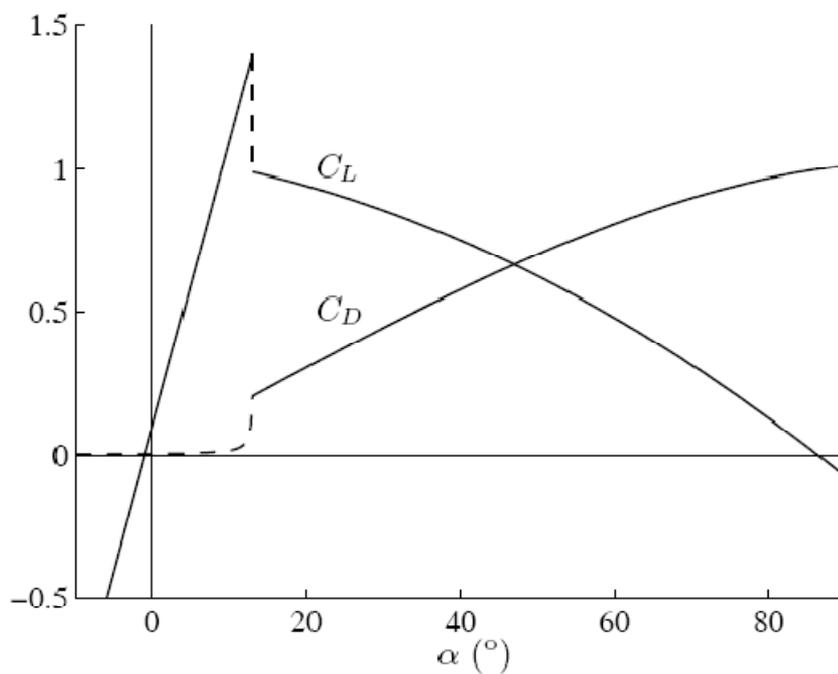


Figura 3-4 - Curvas características dos coeficientes de sustentação ( $C_L$ ) e arrasto ( $C_D$ ) em função do ângulo de ataque

As forças de arrasto e sustentação são proporcionais ao quadrado da velocidade do vento, ao comprimento da corda e aos coeficientes de arrasto ( $C_D$ ) e sustentação ( $C_L$ ), que por sua vez dependem do ângulo de ataque. Ambas contribuem para a geração de potência útil e para os esforços axiais sobre a torre que sustenta a turbina. A ponderação da contribuição de cada uma dessas forças é determinada pelos coeficientes  $C_D$  e  $C_L$ .

A figura 3-4 apresenta o comportamento típico desses coeficientes em função do ângulo  $\alpha$ . A força de sustentação é maximizada para valores de  $\alpha$  ligeiramente superiores a zero. A força de arrasto é sempre crescente com o aumento de  $\alpha$  e sofre uma variação abrupta (juntamente com a força de sustentação) a partir de um ângulo crítico localizado entre  $10^\circ$  e  $20^\circ$ . A partir do ângulo crítico, o fluxo de ar se descola das pás da turbina, gerando vórtices na sua parte superior, causando perda de sustentação e aumento do arrasto. Nesta situação, a turbina opera em uma região denominada *stall*. Esse comportamento aerodinâmico limita a potência entregue pela turbina para velocidades de vento superiores ao valor nominal, o que garante segurança operacional do equipamento em altas velocidades de vento.

A curva do coeficiente de potência ( $C_P$ ) fornecida pelos fabricantes de turbinas eólicas determina o seu desempenho em função da relação de velocidades  $\lambda_u$  e do ângulo de passo  $\beta$ . Em uma turbina real, vários fatores fazem com que o Limite de Betz não seja atingido, dentre os quais destacam-se: (i) as perdas por energia cinética da esteira de rotação do ar, que são decorrentes de elevadas velocidades tangenciais adquiridas pelo vento em função dos torques aerodinâmicos elevados que ocorrem em baixas velocidades angulares; (ii) o efeito do arrasto, desconsiderado pelas deduções do coeficiente de Betz, que, usualmente, é medido através da relação  $C_D/C_L$ ; (iii) o número finito de pás (WENZEL, 2007).

A figura 3-5 apresenta as regiões onde cada efeito de perda é predominante na curva  $C_P(\lambda)$ . Para valores baixos de  $\lambda_u$ , as maiores perdas são causadas pelo descolamento do fluxo da parte superior da turbina, caracterizando as perdas por *stall*. Na região onde a operação ocorre em valores próximos ao valor de  $\lambda_{ótimo}$ , o limite de Betz não é atingido devido ao efeito de perdas nas pontas. Valores elevados de  $\lambda_u$  implicam em elevadas perdas por arrasto (BURTON, et al., 2001).

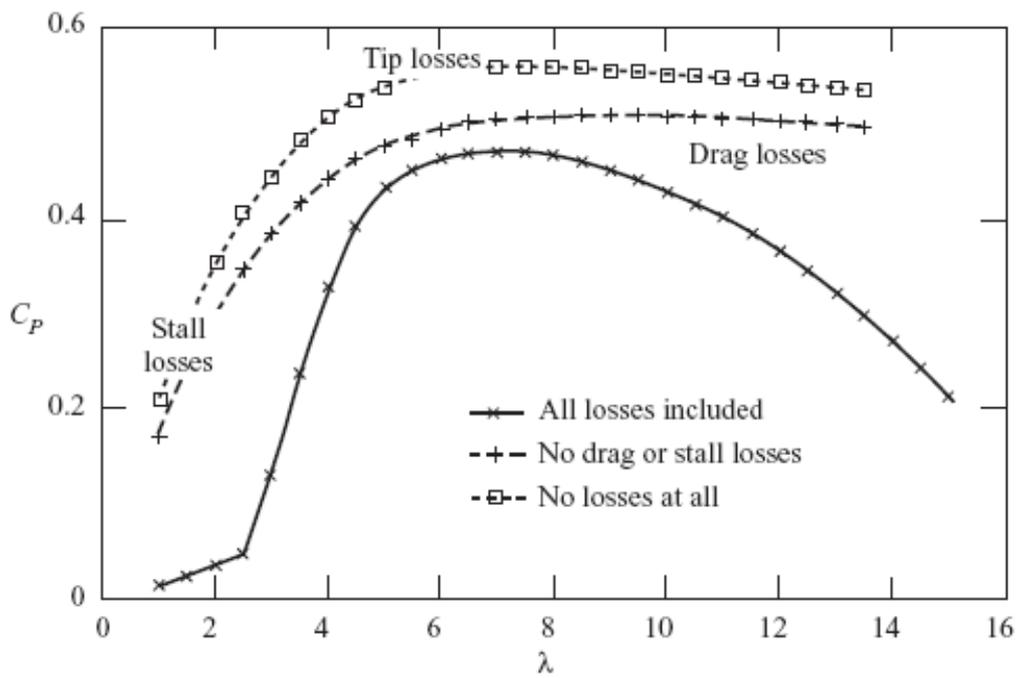


Figura 3-5 - Influências das perdas aerodinâmicas no coeficiente  $C_p(\lambda_u)$

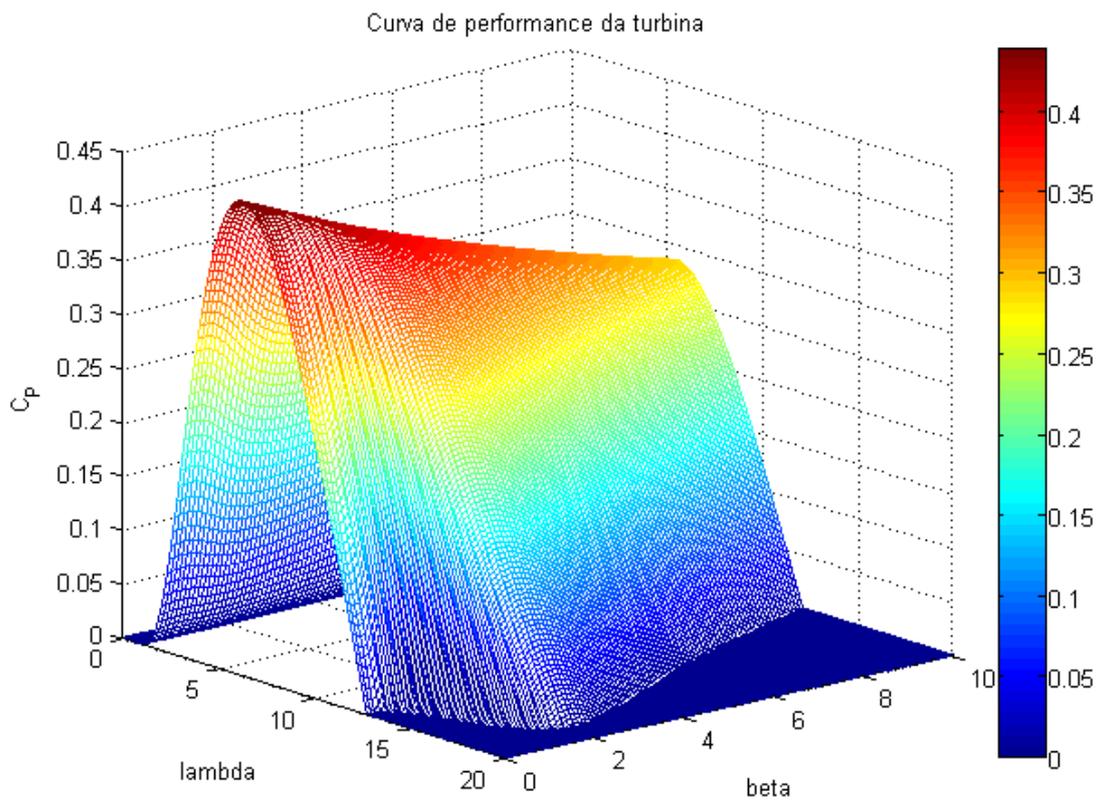


Figura 3-6 - Curvas de desempenho da turbina

A equação (3.9) caracteriza o comportamento de coeficiente  $C_P(\lambda_u, \beta)$  da turbina utilizada no sistema em estudo (PINHEIRO, 2004). A turbina de 2 MW de potência foi dimensionada para uma velocidade de vento de 12 m/s. Na figura 3-6 representa-se graficamente a dependência do coeficiente de potência com as variáveis  $\lambda_u$  e  $\beta$ . As equações (3.10) e (3.11) descrevem a potência e conjugado mecânico da turbina, que são funções das constantes da turbina, da densidade do ar, do coeficiente de potência e da velocidade do vento. Destaca-se que o valor de  $\lambda_u$  que maximiza o conjugado mecânico não é o mesmo que maximiza a potência gerada.

$$C_P(\lambda_u, \beta) = 0,22 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12,5}{\lambda_i}} \quad (3.9)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda_u + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}$$

$$P_T = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_P(\lambda_u, \beta) U_\infty^3 \quad (3.10)$$

$$T_T = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 \frac{C_P(\lambda_u, \beta)}{\lambda_u} U_\infty^3 \quad (3.11)$$

Em função da necessidade de geração de energia elétrica à frequência constante e do elevado custo das tecnologias a velocidade variável, os primeiros sistemas de geração eólica utilizaram topologias a velocidade constante, semelhantes aos sistemas de geração convencional. Assim, a rotação da turbina é vinculada à frequência da rede, ao número de pólos do motor e à relação da caixa de transmissão mecânica. A operação segundo esta estratégia implica que o rendimento ótimo será obtido apenas na velocidade de vento nominal, reduzindo a capacidade energética anual da usina. Além disso, impossibilita o controle do fluxo de reativos e gera maiores esforços mecânicos sobre o sistema, aumentando o risco de indisponibilidade.

A limitação da potência transformada pelo sistema eólico garante a segurança operacional dos equipamentos. A potência de grande parte das usinas a velocidade constante é limitada de forma passiva, isto é, utiliza o efeito aerodinâmico de *stall* da turbina, de forma a garantir a geração de potência inferior à nominal para velocidades de vento superiores à velocidade de vento para a qual o sistema foi projetado. Apesar da simplicidade da topologia,

que não necessita de um sistema de controle e atuadores dedicados à limitação da potência eólica extraída pela turbina, o controle por *stall*, além de causar maiores esforços mecânicos sobre o sistema, não se comporta idealmente, isto é, a potência gerada para velocidades de vento acima do valor nominal são inferiores à potência máxima, o que causa redução na capacidade de geração da usina. Curvas de desempenho de topologias a velocidade constante podem ser encontradas em Burton (2001), Bianchi (2001), Slootweg (2003) e Manwell (2002).

Apesar do aumento do custo inicial do projeto, diversos benefícios são decorrentes da utilização de topologias a velocidade variável. A capacidade de extração de potência com máximo rendimento, a redução dos esforços mecânicos, a capacidade do controle da injeção de reativos no sistema, principalmente em momentos de afundamentos de tensão, e a melhoria da qualidade da energia elétrica gerada são alguns dos fatores mais relevantes. Em (BURTON, et al., 2001), é realizado um cálculo comparativo da energia elétrica gerada por usinas a velocidade constante e a velocidade variável. Relata-se um ganho de 6% das topologias a velocidade constante. Os custos adicionais das turbinas a velocidade variável são decorrentes da utilização de dispositivos semicondutores de potência e da aplicação de mecanismos para variação do ângulo de passo, garantindo regulação de potência próxima à curva ideal.

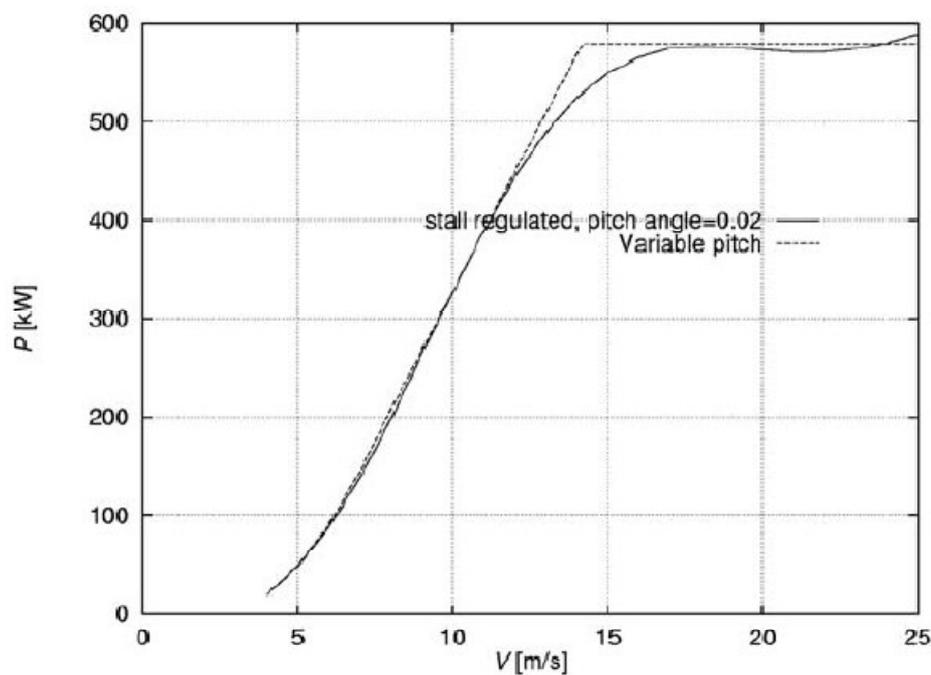
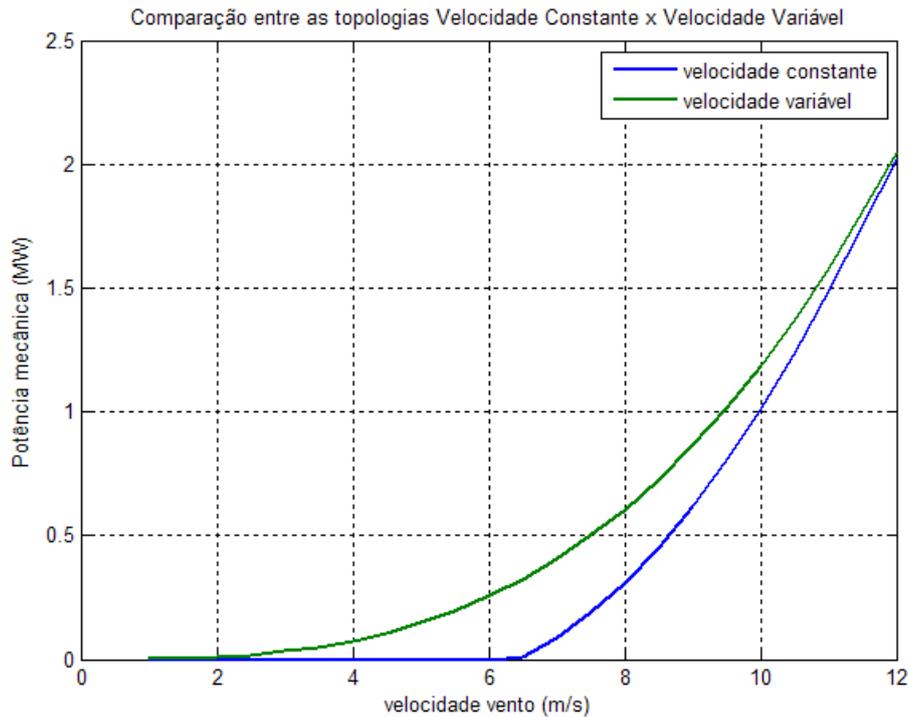


Figura 3-7 - Comparação entre curvas de potência típicas de turbinas a velocidade constante e a velocidade variável



**Figura 3-8 - Compara o da opera o a velocidade constante e a velocidade variável da turbina em estudo ( $U_\infty < U_{\infty, \text{nom}}$ )**

A figura 3-7 compara a característica t pica de opera o de uma turbina a velocidade variável com controle do ângulo de passo, com a opera o a velocidade constante, com controle por *stall* (HANSEN, 2008). A figura 3-8 compara a potência ativa gerada pela turbina de 2 MW em aplica es a velocidade variável e a velocidade constante, considerando valores para a velocidade de vento inferiores ao valor nominal de 12 m/s.

### 3.3 Modelo e Controle do Mecanismo de Passo

Conforme apresentado na sec o anterior, o controle do ângulo das pás da turbina eólica   a forma mais eficiente de limitar a potência aerodinâmica fornecida. Além de garantir a opera o dos equipamentos em condi es de projeto, aumenta-se a eficiência do sistema e reduzem-se os esforços sobre os componentes mecânicos.

Diferentes variáveis de controle podem ser definidas para que os objetivos supracitados sejam atingidos, sendo as mais comuns a potência do gerador, a velocidade do vento. A utiliza o de controladores PID exige um conhecimento sobre o comportamento dinâmico do sistema, caracterizado pela dinâmica de giro das pás da turbina e pelo seu servomecanismo de acionamento. Na prática, os modelos do sistema de

controle do mecanismo de passo são fortemente não-lineares e influenciados por distúrbios estocásticos, como, por exemplo, turbulências no regime de ventos. Assim, a característica desejada de limitação da potência máxima passa a depender do desempenho do sistema de controle. A utilização de ganhos adaptativos e a aplicação de técnicas de inteligência computacional têm sido citadas na literatura como práticas para a melhoria do desempenho do sistema (BIANCHI, et al., 2007), (ZHANG, et al., 2008).

A figura 3-9 mostra a modelagem utilizada para o mecanismo de passo, representado usualmente por um sistema de primeira ordem, com limitadores de ângulo de passo, da taxa de variação do ângulo e um ganho proporcional,  $K_{P,\beta}$ . O controle do ângulo  $\beta$  pode ser procedido por realimentação de potência ou de velocidade, conforme mostrado pela figura 3-10.

Sabe-se das limitações do modelo para algumas aplicações, porém, para o estudo de harmônicos, este é considerado satisfatório, pois a faixa de frequência do mecanismo de passo é muito inferior à dos fenômenos em estudo (SILVA, et al., 2003).

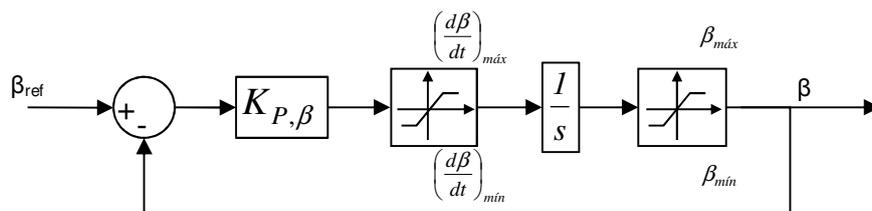


Figura 3-9 - Modelo de primeira ordem do mecanismo de passo

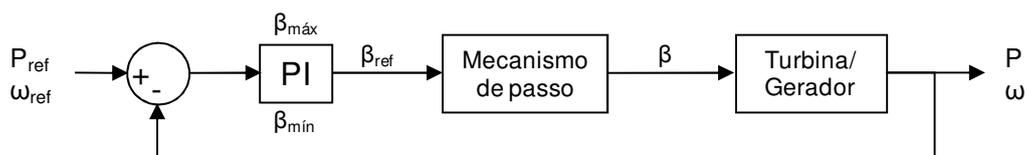


Figura 3-10 - Controle do mecanismo de passo pela potência ativa ou pela velocidade da turbina

### 3.4 Modelo do eixo de transmissão turbina-gerador

O comportamento elástico do sistema de transmissão turbina-gerador deve ser analisado tanto no projeto mecânico da usina, como no estudo de conexão com o sistema elétrico. Durante eventos transitórios, as ressonâncias decorrentes da torção dos eixos de acoplamento e da flexão das pás da turbina podem gerar esforços elevados, o que pode danificar os componentes mecânicos da turbina e ainda interagir com os modos de baixa frequência do sistema elétrico.

O estudo completo das freqüências naturais do sistema é de complexidade elevada, por se tratar de um sistema distribuído. O Método de Elementos Finitos (FEM) tem se mostrado adequado para estudos detalhados das dinâmicas torcionais do sistema eólico. Em Anaya-Lara (2006), são computados, por meio de simulação, os esforços mecânicos sobre a turbina, durante um afundamento de tensão, utilizando os modelos de uma massa, de duas massas e o modelo completo, que inclui a dinâmica de torção das pás. Os resultados do modelo completo da turbina foram obtidos por meio do Método de Elementos Finitos. Em função da alta complexidade da dinâmica torsional do sistema, aparecem várias freqüências de ressonância no sistema. Em Hansen (2005) são descritos alguns dos modos naturais de vibração da turbina.

A modelagem via FEM é dificultada para estudos de interconexão com o sistema elétrico, devido à sua elevada complexidade. A redução da complexidade computacional pode ser obtida considerando o modelo de duas massas, que é usualmente utilizado em estudos dinâmicos da integração de turbinas eólicas nas redes elétricas. Em Li (2007), um modelo alternativo com três massas é aplicado para modelar a flexão das pás e o sistema de transmissão turbina-gerador. Depois de modelada a turbina, em conjunto com o modelo do sistema elétrico, o autor realiza um estudo de estabilidade transitória durante uma falta trifásica no sistema.

A figura 3-11 mostra o diagrama esquemático do sistema de duas massas, onde  $J_T$  e  $J_G$  representam os momentos de inércia da turbina e do gerador, respectivamente,  $K_{shaft}$  e  $D_{shaft}$  representam a constante elástica e a constante de amortecimento do eixo de transmissão, e  $\eta_{gear}$  representa a relação de transmissão da caixa.

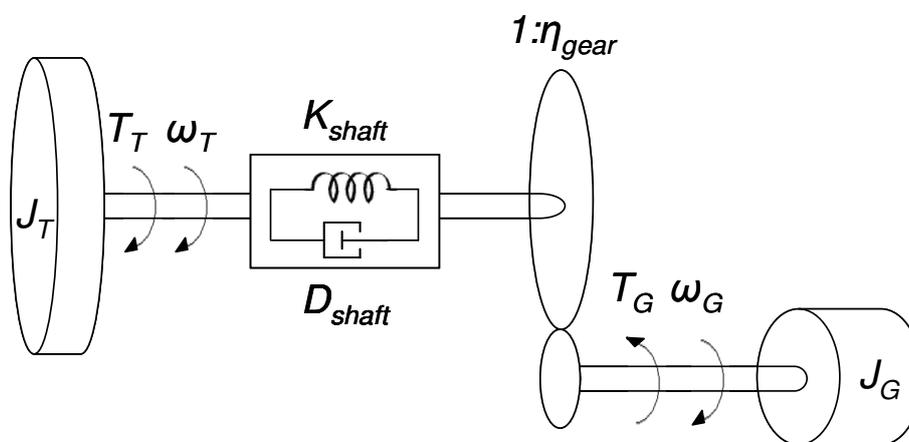


Figura 3-11 - Modelo de duas massas para o acoplamento turbina-gerador

As equações (3.12) – (3.14) descrevem o comportamento dinâmico da trajetória do sistema mecânico, tendo como entradas os conjugados da turbina e do gerador. O diagrama de blocos implementado em simulação é apresentado na figura 3-12.

$$J_T \frac{d\omega_T}{dt} = T_T - T_{shaft} \quad (3.12)$$

$$J_G \frac{d\omega_G}{dt} = \frac{T_{shaft}}{\eta_{gear}} - T_G \quad (3.13)$$

$$T_{shaft} = K_{shaft} \left( \theta_T - \frac{\theta_G}{\eta_{gear}} \right) + D_{shaft} \frac{d}{dt} \left( \theta_T - \frac{\theta_G}{\eta_{gear}} \right) \quad (3.14)$$

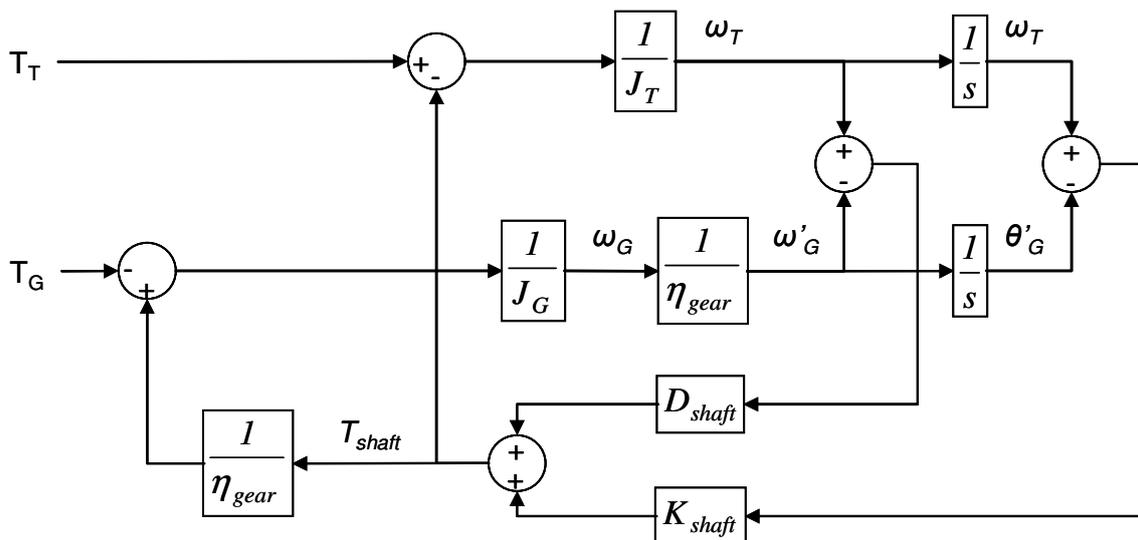


Figura 3-12 - Diagrama de blocos do modelo de duas massas

### 3.5 Modelo do dinâmico do DFIG e sistemas de controle

As topologias de máquinas elétricas mais difundidas para geradores eólicos a velocidade variável são a máquina síncrona a imã permanente (PMSG) ou com enrolamento de campo (WRSG) e o gerador de indução duplamente excitado (DFIG).

As topologias que utilizam a máquina síncrona necessitam de um conversor estático de potência nominal equivalente à da máquina, permitindo a sua operação em largas faixas de velocidade. Além disso, geradores multipolares podem ser utilizados para eliminar a necessidade do emprego da caixa de transmissão mecânica para a compatibilização das

velocidades da turbina e do gerador. Maiores detalhamentos sobre os modelos das topologias que utilizam a máquina síncrona podem ser encontrados em Pinheiro (2004), Sloopweg (2003), Yazdani (2003), Yazdani (2006) e Achilles (2003).

O principal representante das topologias que utilizam a máquina de indução é o DFIG. A alimentação do circuito de rotor da máquina permite o trabalho na região geradora da máquina com escorregamentos positivos. Com a utilização do DFIG, fica possibilitada a variação de velocidade da turbina utilizando conversores de menor potência, já que a potência que circula pelo rotor é muito inferior à potência total gerada pela máquina. Como desvantagem, cita-se a necessidade do emprego de anéis coletores para a alimentação do circuito de rotor e da utilização de uma caixa de transmissão mecânica, visto que a construção de uma máquina com muitos pólos é inviável. Além disso, com a limitação de potência do circuito de rotor, as faixas de variação de velocidade no DFIG são menores que nas topologias que utilizam conversores de potência nominal igual à da máquina.

A figura 3-13 (SCHULZ, et al., 2002) mostra o diagrama unifilar básico do sistema. A eletrônica de potência do sistema consiste de dois inversores estáticos conectados por um *link* CC (topologia *back-to-back*). O conversor conectado ao rotor da máquina será referido como conversor do lado do rotor (RSC) e o conectado à rede, como conversor do lado da rede (GSC).

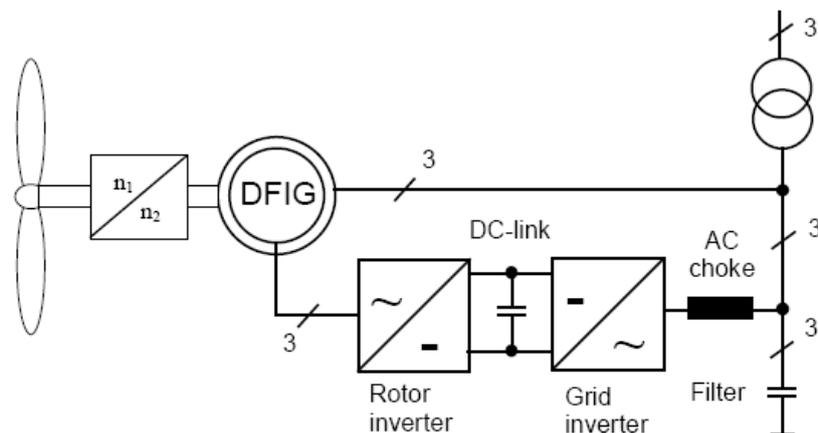


Figura 3-13 - Configuração do sistema elétrico com o DFIG (SCHULZ, et al., 2002)

### 3.5.1 Características e equações dinâmicas do DFIG

A descrição do comportamento dinâmico de uma máquina de indução através das variáveis das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  tem complexidade elevada, por se tratar de um sistema não-linear

de 8ª ordem, cujas indutâncias variam com a posição angular da máquina. O cálculo dessas indutâncias é apresentado detalhadamente em Krause (1989).

Com o objetivo de simplificar o sistema de equações, utiliza-se o conceito de fasores espaciais, introduzido por Kovacs (1984). As variáveis tensão, corrente e fluxo magnético passam a ser descritas em função de dois eixos, denominados  $\alpha$  e  $\beta$ , se as variáveis estiverem referenciadas em um sistema de coordenadas fixo, e  $d$  e  $q$ , se estiverem referenciadas em um sistema de coordenadas girante. A equação (3.15) apresenta a transformação de uma variável genérica  $f$  do sistema de coordenadas trifásico para o sistema  $\alpha\beta$ . Em (3.16) apresenta-se a conversão de um sistema de coordenadas estático para um sistema com referencial girante de frequência  $\omega_k$ .

$$\bar{f}^s = f_d + jf_q = \frac{2}{3} \left( f_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b + e^{-j\frac{2\pi}{3}} f_c \right) \quad (3.15)$$

$$\bar{f}^r = \bar{f}^s e^{-j\omega_k t} \quad (3.16)$$

A representação das equações dos circuitos de estator e rotor da máquina de indução em um mesmo referencial permite que as indutâncias da máquina sejam descritas de forma invariante com a posição angular do rotor. Desta maneira, obtém-se uma simplificação da descrição da dinâmica da máquina sem perda de informação, já que o sistema passa a ser descrito por um sistema de equações diferenciais de 6ª ordem, incluindo a dinâmica do sistema mecânico. Além disso, a não-linearidade do sistema passa a estar presente apenas no termo multiplicativo entre as variáveis de estado velocidade e corrente, e não mais na variação das indutâncias com a posição angular.

O modelo da máquina em referencial síncrono é descrito pelas equações (3-17) – (3.21):

$$\overline{v}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d}{dt} \overline{\lambda}_s + j\omega_s \overline{\lambda}_s, \quad (3.17)$$

$$\overline{\lambda}_s = L_{ss} \overline{i}_s + L_m \overline{i}_r, \quad (3.18)$$

$$\overline{v}_r = R_r \overline{i}_r + \frac{d}{dt} \overline{\lambda}_r + j(\omega_s - \omega_r) \overline{\lambda}_r, \quad (3.19)$$

$$\overline{\lambda}_r = L_{rr} \overline{i}_r + L_m \overline{i}_s, \quad (3.20)$$

onde os sub-índices  $s$  e  $r$  referem-se às grandezas de estator e rotor, respectivamente. A variável  $\omega$  representa a velocidade elétrica,  $R$  é a resistência do enrolamento, e  $\overline{v}$ ,  $\overline{i}$  e  $\overline{\lambda}$ , representam os fasores espaciais tensão, corrente e enlace de fluxo magnético, respectivamente.

As indutâncias do modelo são definidas pelas equações (3.21) – (3.23):

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ms}, \quad (3.21)$$

$$L_{ss} = L_{sl} + L_m, \quad (3.22)$$

$$L_{rr} = L_{rl} + L_m, \quad (3.23)$$

onde  $L_{ms}$  é a indutância mútua entre dois enrolamentos situados em um mesmo eixo, e  $L_{sl}$  e  $L_{rl}$  são as indutâncias de dispersão próprias, por fase, dos enrolamento de estator e rotor, respectivamente. As equações (3.17) – (3.23) são deduzidas considerando uma distribuição senoidal do campo magnético ao longo do entreferro, a ausência de componentes de seqüência zero, e a linearidade das indutâncias próprias e mútuas.

A potência ativa ( $P$ ), a potência reativa ( $Q$ ) e o conjugado eletromagnético ( $T$ ), que são grandezas invariantes com o referencial escolhido, são descritas pelas equações (3.24) – (3.26):

$$P_s = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left( \overline{v}_s \overline{i}_s^* \right), \quad (3.24)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \operatorname{Im} \left( \overline{v}_s \overline{i}_s^* \right), \quad (3.25)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \text{Im} \left( \overline{\lambda_s^*} \dot{i}_s \right). \quad (3.26)$$

A potência reativa é definida como grandeza instantânea, e não a partir de um sistema fasorial, como é convencionalmente feito em análise de sistemas elétricos. Em regime permanente, a equação (3.25) equivale à notação fasorial. O conceito de potência reativa instantânea e a compensação de reativos e harmônicos por dispositivos chaveados são explorados em Akagi (1984).

As curvas do conjugado eletromagnético e da potência ativa do rotor e do estator da máquina em função da velocidade são determinadas a partir do modelo de regime permanente do motor de indução. Considerando nula a dinâmica dos fluxos de estator e rotor, obtém-se o circuito equivalente do motor em regime permanente, apresentado na figura 3-14 (OLIVEIRA, 2004).

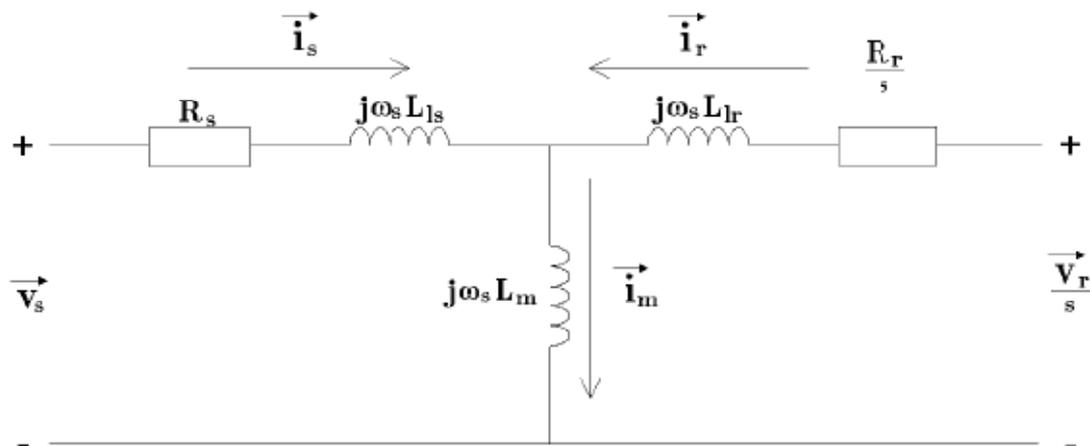


Figura 3-14 - Circuito equivalente do DFIG em regime permanente

A análise dos fluxos de potência pela máquina pode ser realizada de forma analítica. Em (3.27) e (3.28) são apresentadas as equações para a potência ativa de estator e de rotor (convenção gerador) em função do escorregamento. A dedução dessas equações a partir das equações dinâmicas é detalhada em Peterson (2005). Se as resistências de rotor e estator forem desprezadas, verifica-se a potência circulante pelo circuito de rotor é proporcional ao escorregamento da máquina. Assim, comprova-se a afirmação de que a potência nominal do conversor deve ser tanto maior quanto maior for a faixa de variação de velocidade desejada para o DFIG. Além disso, o conversor deve ser reversível em potência, pois o rotor absorve

potência da rede na região subsíncrona (escorregamento positivo) e fornece potência para a rede na região supersíncrona (escorregamento negativo).

$$P_s = -\frac{3}{2} \left\{ R_s i_s^2 + \omega_s L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \right\} \quad (3.27)$$

$$P_r = -\frac{3}{2} \left\{ R_r i_r^2 + s \omega_s L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \right\} \quad (3.28)$$

Com a inclusão das resistências de rotor e estator no modelo, o escorregamento em que ocorre a transição do fluxo de potência ativa pelo rotor se altera em função da própria tensão de alimentação de rotor. Apesar disso, as curvas de potência apresentadas nas figuras 3-15 a 3-18 mostram que a máquina entrega 2 MW de potência ativa em diferentes velocidades e com potência aparente no circuito de rotor inferior a 35% da potência nominal da máquina. As faixas pontilhadas nas figuras 3-17 e 3-18 indicam os limites de operação do DFIG e do conversor. Uma abordagem mais completa sobre a distribuição dos fluxos de potência reativa pelo DFIG pode ser encontrada em Rabelo (2003).

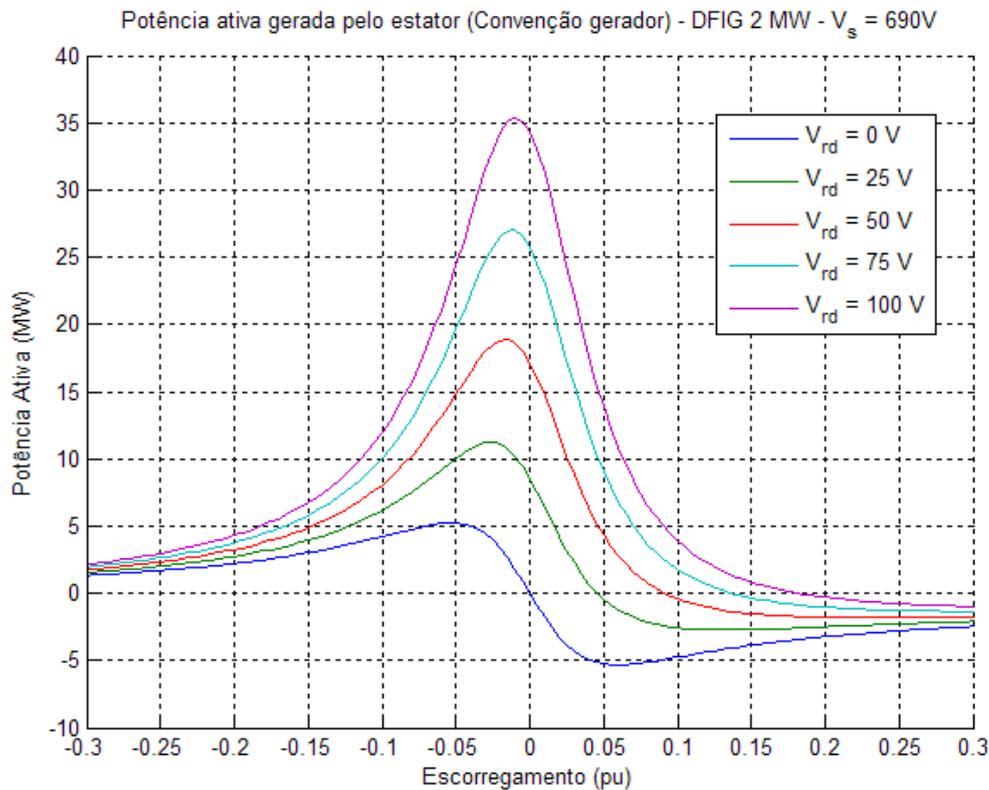


Figura 3-15 - Potência ativa do estator do DFIG em função do escorregamento para  $V_s=690V$  e  $V_{rq}=0V$

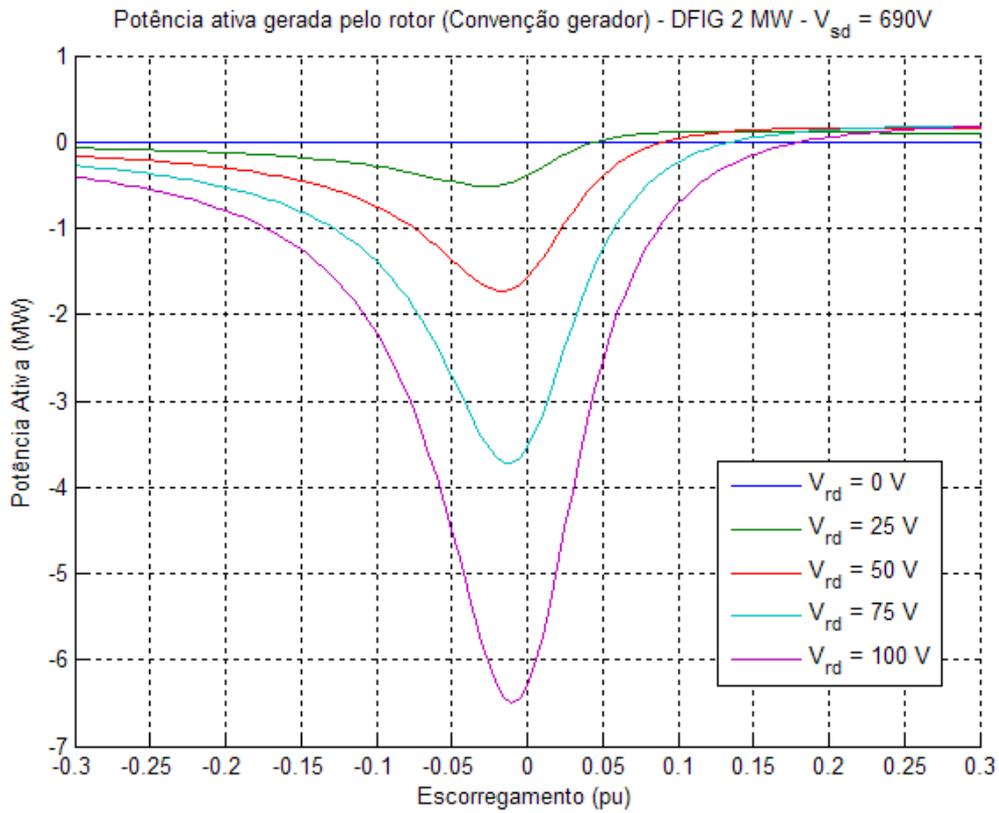


Figura 3-16 - Potência ativa do rotor do DFIG em função do escorregamento para  $V_s=690 V$  e  $V_{rq}=0 V$

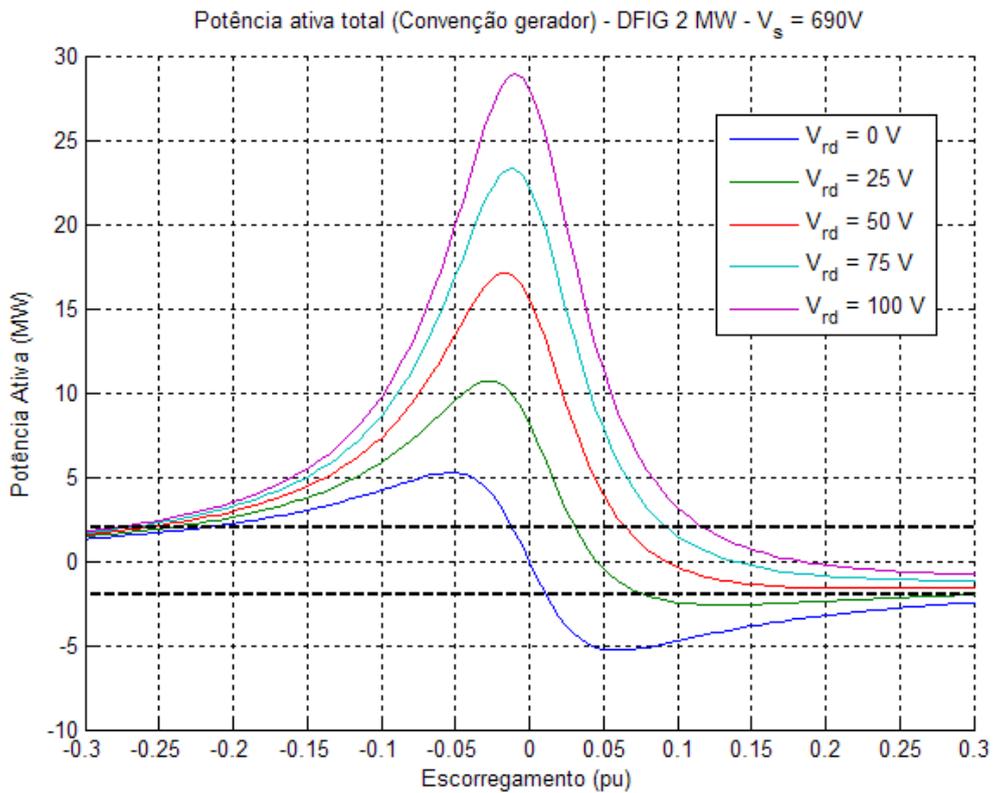


Figura 3-17 - Potência ativa total do DFIG em função do escorregamento para  $V_s=690 V$  e  $V_{rq}=0 V$

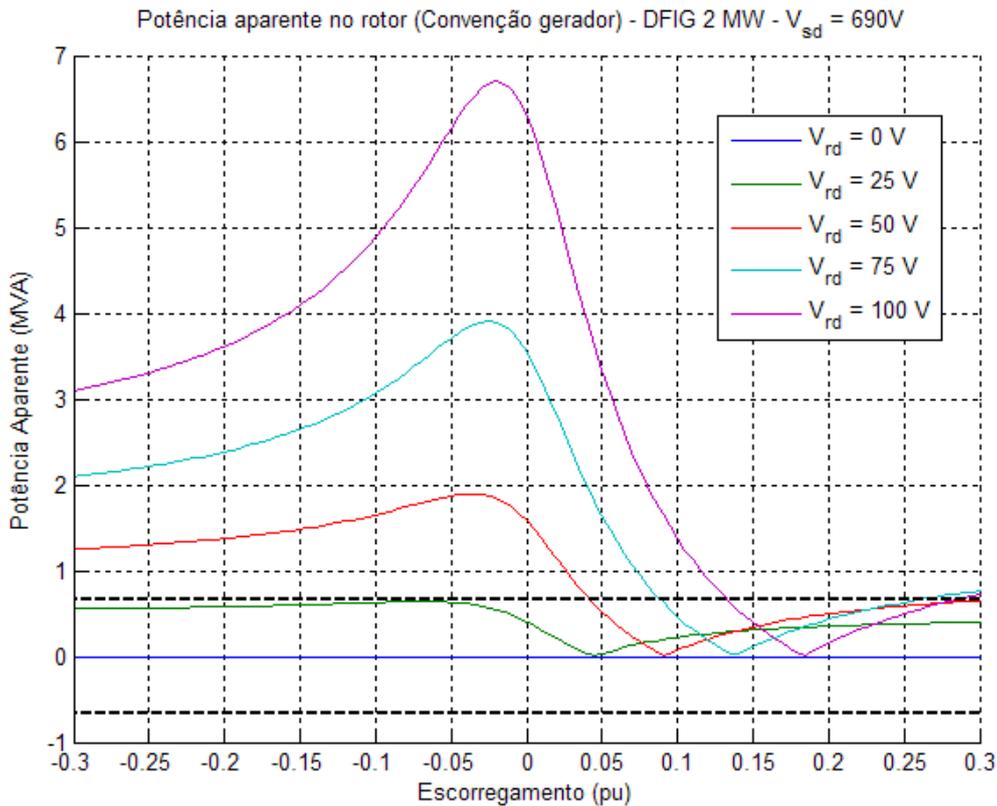


Figura 3-18 - Potência aparente no rotor do DFIG em função do escorregamento para  $V_s=690$  V e  $V_{rd}=0$  V

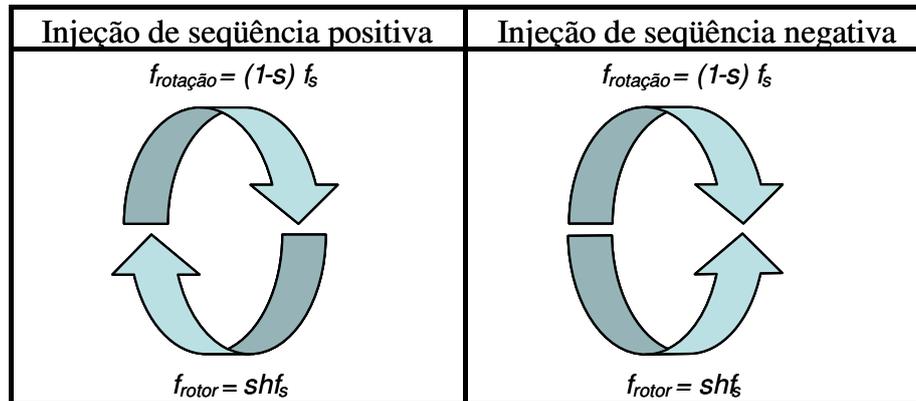
### 3.5.2 Propagação de harmônicos no DFIG

Os conversores estáticos, que são utilizados no DFIG para controlar o fluxo de energia pelo rotor, são emissores de distorções harmônicas. As correntes harmônicas geradas pelo equipamento interagem com o sistema elétrico e com a máquina, provocando alterações nas formas de onda da tensão, em função da impedância vista por cada um dos conversores.

A alteração da frequência dos harmônicos é uma característica especial do DFIG. As distorções emitidas pelo conversor do lado da máquina interagem de forma bastante particular com a máquina: a frequência das correntes injetadas no rotor é transformada no estator da máquina. Essa transformação é devida ao escorregamento da máquina e ao sentido de rotação dos campos girantes gerados pelas correntes harmônicas. Esses efeitos combinados culminam com o aparecimento de harmônicos de frequências não-inteiras no estator, que, posteriormente, se propagarão pelo sistema.

Os harmônicos injetados podem ser de sequência zero, positiva ou negativa e a máquina pode estar girando com escorregamento positivo (velocidade subsíncrona) ou negativo (velocidade supersíncrona). As injeções de sequência positiva giram no mesmo sentido da máquina. Assim, o campo girante visto do estator gira com a frequência das

correntes injetadas no rotor somada à frequência elétrica de rotação da máquina. Para as injeções de sequência negativa, a frequência do campo girante visto de estator é dada pela subtração entre a frequência das correntes de rotor e a frequência elétrica de rotação da máquina. As injeções de sequência zero não induzem campos girantes na máquina e, portanto, não se propagam pelo sistema.



**Figura 3-19 - Sentido de rotação dos campos girantes das correntes harmônicas de rotor**

A figura 3-19 mostra o sentido de giro do campo girante em relação à máquina para injeções de sequência positiva e negativa. As frequências das correntes de estator podem ser calculadas a partir das frequências das correntes de rotor utilizando a equação (3.29),

$$f_{stat} = (1-s) \cdot f_n + g(h) \cdot s \cdot h \cdot f_n$$

$$g(h) = \begin{cases} +1, & h \rightarrow \text{sequência positiva} \\ -1, & h \rightarrow \text{sequência negativa} \end{cases}, \quad (3.29)$$

onde  $h$  é a ordem harmônica da corrente injetada e  $f_s$  é a frequência fundamental do sistema. Os harmônicos das correntes de rotor são considerados como múltiplos inteiros da frequência fundamental injetada pelo conversor de rotor, que varia em função do controle de velocidade da máquina.

Maiores detalhes das transformações das frequências das correntes de rotor para estator podem ser encontrados em Schulz (2003) e Machado (2006). Em Machado (2006), mostra-se o aparecimento de uma frequência de 140 Hz na corrente do estator da máquina em função da injeção de uma corrente de 7º harmônico pelo conversor de rotor, para a máquina operando com escorregamento de 22,31%.

### 3.5.3 Controle do conversor do lado do rotor

O controle das potências ativa da máquina e reativa do estator é realizado através do controle das correntes de rotor, orientadas na direção do fluxo de estator. Após a substituição do conjunto de equações (3.17) – (3.20) em (3.24) – (3.26), obtêm-se as expressões da potência ativa total do DFIG ( $P_{TOT}$ ), da potência reativa do estator ( $Q_s$ ) e do conjugado eletromagnético ( $T_e$ ), em função das correntes de rotor,  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$ , e do fluxo de estator de eixo direto,  $\lambda_{sd}$ :

$$P_{TOT} = \frac{3}{2} \omega_s (1-s) \frac{L_m}{L_{ss}} \lambda_{sd} i_{rq}, \quad (3.30)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \left\{ \left[ R_s \left( -\frac{L_m}{L_{ss}} i_{rq} \right) + \omega_s \lambda_{sd} \left[ \frac{\lambda_{sd} - L_m i_{rd}}{L_{ss}} \right] - \left[ R_s \left( \frac{\lambda_{sd} - L_m i_{rd}}{L_{ss}} \right) + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} \right] \left[ -\frac{L_m}{L_{ss}} i_{rq} \right] \right\}, \quad (3.31)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_{ss}} \lambda_{sd} i_{rq}. \quad (3.32)$$

A expressão da potência reativa pode ser simplificada se forem desprezadas a resistência de estator e a dinâmica do fluxo de estator, isto é,  $R_s \approx 0$  e  $d\lambda_{sd}/dt \approx 0$ . O fluxo  $\lambda_{sd}$  pode ser considerado aproximadamente constante para a sintonia das malhas, uma vez que o estator é alimentado com a tensão nominal da rede e sua resistência elétrica é baixa. Assim, obtém-se a expressão analítica simplificada da potência reativa:

$$Q_s = \frac{3}{2} \left\{ \frac{\omega_s \lambda_{sd}^2}{L_{ss}} - \frac{\lambda_{sd} \omega_s L_m i_{rd}}{L_{ss}} \right\}. \quad (3.33)$$

Com a orientação dos eixos coordenados segundo o fluxo de estator, consegue-se o desacoplamento dos efeitos dos canais de eixo direto e em quadratura das correntes de rotor nas potências ativa da máquina e reativa de estator. A potência reativa é controlada diretamente a partir do canal de eixo direto e a potência ativa e o conjugado eletromagnético são controlados a partir do canal de eixo em quadratura da corrente de rotor. Assim,

controlam-se totalmente os fluxos de energia na máquina a partir do conversor do lado do rotor.

As dinâmicas da potência ativa, reativa e do conjugado eletromagnético são não-lineares, pois envolvem multiplicações entre as variáveis de estado do sistema. A sintonia das malhas é, portanto, realizada para a condição nominal de operação. É esperado, portanto, uma diferença no desempenho do sistema de controle para outras condições operativas. As diversas simulações apresentadas em Oliveira (2004) mostram que o sistema é adequadamente controlado em todas as velocidades de vento admitidas pela turbina eólica.

Se a não-linearidade do núcleo magnético da máquina for desprezada, a dinâmica das correntes de rotor de eixo direto e em quadratura pode ser considerada linear e de primeira ordem, já que não há termos multiplicativos entre a corrente controlada e as outras variáveis de estado do sistema. Conforme mostrado pelas equações (3.34) e (3.35), os termos em que ocorrem multiplicações entre outras variáveis de estado do sistema são aditivos à dinâmica da variável controlada. Além disso, elas evidenciam o acoplamento existente entre as correntes de eixo  $d$  e  $q$ .

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_{rr} \frac{di_{rq}}{dt} + \left\{ (\omega_s - \omega_r) \left( \frac{L_m}{L_{ss}} \lambda_{sd} + \sigma L_{rr} i_{rd} \right) \right\} \quad (3.34)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_{rr} \frac{di_{rd}}{dt} + \left\{ L_m \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \sigma L_{rr} i_{rq} \right\} \quad (3.35)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_{ss} L_{rr}} \quad (3.36)$$

Para garantir um melhor desempenho do controle de corrente, a tensão sintetizada pelo conversor é constituída pela soma da saída do controlador de corrente com um termo de desacoplamento dependente da velocidade da máquina, da corrente do eixo oposto ao eixo da corrente controlada e do fluxo de estator. Como as correntes são orientadas segundo o fluxo de estator, presume-se o conhecimento do ângulo  $\theta_{\lambda_s}$ , que é obtido a partir de um estimador de fluxo. As figuras 3-10 e 3-21 mostram o diagrama de blocos das malhas de controle das correntes de rotor de eixo  $d$  e  $q$ , respectivamente.

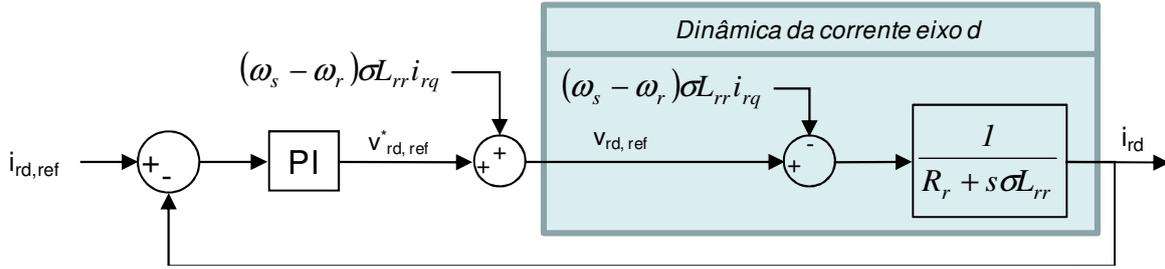


Figura 3-20 - Diagrama de blocos da malha de controle de corrente de rotor de eixo  $d$

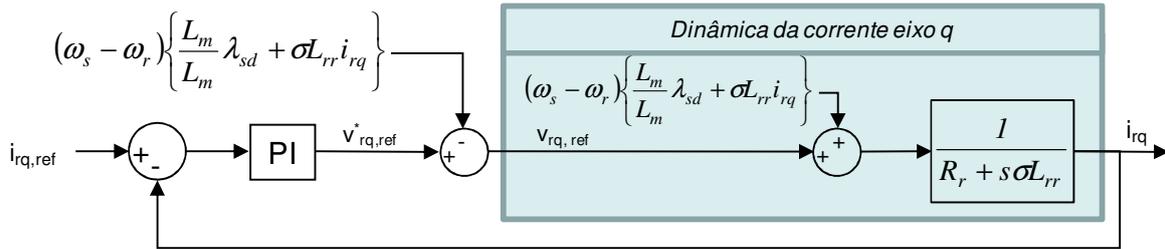


Figura 3-21 - Diagrama de blocos da malha de controle de corrente de rotor de eixo  $q$

O projeto dos controladores do sistema é realizado pelo método de alocação de pólos. Definem-se os ganhos dos controladores de corrente com base na banda de passagem do conversor, que é função da frequência de chaveamento. Além disso, para garantir que não haverá saturação da saída dos controladores, existe uma limitação para a tensão solicitada pelo sistema de controle. Esta tensão deve ser inferior à máxima tensão de saída dos conversores, que é função da tensão do barramento CC.

A função de transferência em malha fechada,  $G_{ir,cl}(s)$ , que depende das constantes da máquina  $R_r$ ,  $\sigma$ , e  $L_{rr}$ , representa a dinâmica do controle das correntes de rotor de eixo  $d$  e  $q$ :

$$G_{ir,cl}(s) = \frac{sk_{p,ir} + k_{i,ir}}{s^2 \sigma L_{rr} + s(R_r + k_{p,ir}) + k_{i,ir}} \quad (3.37)$$

Os ganhos proporcional e integral dos controladores PI são representados por  $k_{p,ir}$  e  $k_{i,ir}$ , respectivamente.

Os pólos do sistema em malha fechada foram alocados de tal forma que as frequências de passagem sejam de 200 Hz e 20 Hz. A frequência de chaveamento do conversor é de 5 kHz. As referências das correntes de rotor são geradas por malhas externas, que controlam a potência ativa fornecida pela usina e a potência reativa do estator da máquina.

O fluxo de potência reativa pelo sistema elétrico pode ser controlado via estator do DFIG, controlado pelo conversor do lado de rotor, ou via conversor do lado de rede. Neste

trabalho, foram utilizadas referências nulas para a potência reativa injetada na rede, tanto pelo conversor do lado de rede, como pelo estator da máquina. O controle de potência reativa de estator gera as referências de corrente rotor de eixo direto.

A operação da turbina no ponto de máxima eficiência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) é garantida se a relação de velocidades for mantida em seu valor ótimo ( $\lambda_{\text{ótimo}}$ ). Para isso, podem ser utilizadas três diferentes estratégias de controle: (i) controle da velocidade do gerador em função da velocidade do vento; (ii) controle da potência ativa fornecida pelo DFIG em função da sua velocidade; (iii) controle do conjugado eletromagnético do gerador em função da sua velocidade. O controlador do sistema fornece a referência para o canal da corrente de rotor de eixo em quadratura.

Neste trabalho, para obter a extração máxima da potência eólica, foi adotado o controle de potência ativa do DFIG. A referência de potência do sistema é gerada a partir da equação (3.38):

$$P_{ref} = \min \left[ \frac{1}{2} C_P(\lambda_{\text{ótimo}}, \beta) A \rho_{ar} \left( \frac{\omega_T R}{\lambda_{\text{ótimo}}} \right)^3 ; P_{nom} \right]. \quad (3.38)$$

Quando a potência ativa fornecida pela máquina à rede for inferior à potência ótima para a velocidade de giro da máquina, medida por um transdutor de velocidade, o sistema solicita um aumento da corrente de eixo em quadratura para que a máquina acelere até que se atinja o ponto de máxima eficiência. Em função da resposta dinâmica lenta desse sistema, não é possível manter a turbina na velocidade de maior eficiência durante transitórios rápidos no regime de ventos. Por outro lado, são evitados os picos de corrente provenientes das solicitações imediatas de alteração de velocidade da estratégia de controle de velocidade.

As figuras 3-22 e 3-23 mostram as malhas de controle de potência ativa e reativa de estator do DFIG. Por serem muito mais rápidas, as malhas de corrente são representadas por um ganho unitário.

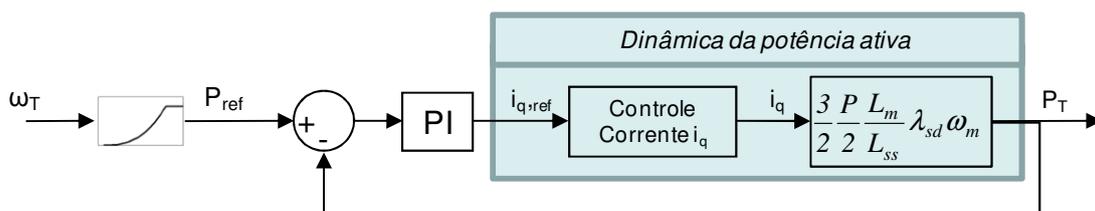


Figura 3-22 - Malha de controle de potência ativa da turbina

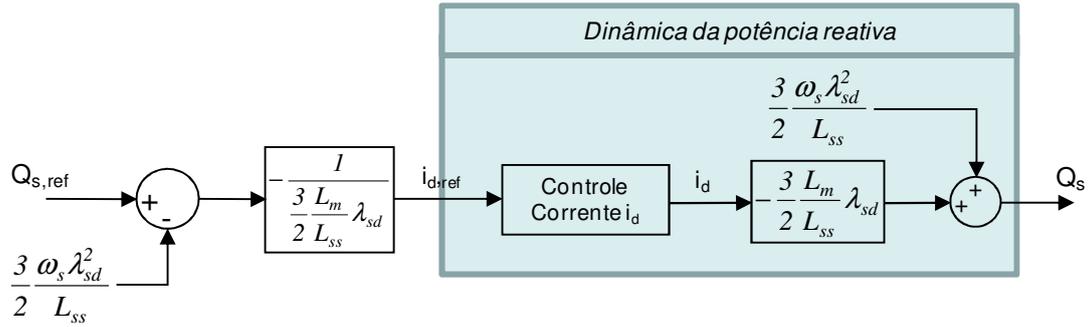


Figura 3-23 - Controle em malha aberta de potência reativa do estator

O controle da potência reativa é realizado em malha aberta, isto é, a referência de corrente de eixo direto é gerada diretamente a partir da equação (3.31). O controle da potência ativa é realizado em malha fechada e a função de transferência desse sistema,  $G_{P,cl}(s)$ , pode ser obtida a partir de (3.30) e da função de transferência do controlador PI:

$$G_{P,cl}(s) = \frac{k_{p,P} \left( s + \frac{k_{i,P}}{k_{p,P}} \right) \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_{ss}} \lambda_{sd} \omega_m}{s + k_{p,P} \left( s + \frac{k_{i,P}}{k_{p,P}} \right) \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_{ss}} \lambda_{sd} \omega_m}, \quad (3.39)$$

onde  $k_{p,P}$  e  $k_{i,P}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador de potência ativa, respectivamente. O ganho proporcional do controlador de potência ativa é calculado como o inverso do ganho de regime permanente do sistema. O ganho integral é definido de forma que a frequência de passagem do sistema esteja uma década abaixo da menor frequência de passagem da malha de corrente de eixo em quadratura.

Apesar da equação de potência reativa ser não-linear, uma vez que é resultado da multiplicação da velocidade mecânica do motor pela corrente de eixo em quadratura, sintoniza-se o sistema para a velocidade nominal de operação. A eficiência do sistema de controle, para velocidades diferentes da nominal, depois de verificada em simulação, foi considerada satisfatória.

### 3.5.4 Controle do conversor do lado da rede

A principal função do conversor do lado de rede é manter constante a tensão do barramento de corrente contínua, independentemente da potência que flui pelo circuito de rotor. A regulação eficiente da tensão do barramento CC aumenta a controlabilidade da

máquina em corrente. Para atingir esse objetivo, o sistema de controle deve garantir um equilíbrio entre a potência de entrada e a de saída dos conversores. Outra atribuição do conversor é injetar ou absorver potência reativa da rede dependendo dos requisitos solicitados pelo sistema elétrico. A injeção de reativos é limitada pela potência nominal do conversor e pela potência ativa circulante pelo rotor.

As potências ativa e reativa injetadas pelo conversor do lado de rede, representadas em variáveis de eixo  $d$  e  $q$ , são descritas por (3.40) e (3.41):

$$P_{rede} = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{d,gsc} + v_{qs} i_{q,gsc}), \quad (3.40)$$

$$Q_{rede} = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{d,gsc} - v_{ds} i_{q,gsc}), \quad (3.41)$$

onde o subscrito  $s$  refere-se a variáveis de estator e o subscrito  $gsc$  se refere ao conversor do lado da rede.

Uma das alternativas para associar os controles de potência apenas a componentes de corrente de um único eixo de referência é orientar o sistema de coordenadas segundo a tensão da rede. Assim, as potências ativa e reativa passam a ser controladas independentemente através dos canais de eixo direto e eixo em quadratura, respectivamente.

A dinâmica da corrente injetada na rede é descrita, em referencial síncrono, por (3.42) e (3.43) em função da indutância do filtro de saída do conversor ( $L_f$ ), da indutância da rede ( $L_g$ ) e da resistência da rede ( $R_g$ ):

$$v_{d,gsc} = R_g i_{d,gsc} + (L_f + L_g) \frac{di_{d,gsc}}{dt} + \{e_d - \omega_s (L_f + L_g) i_{q,gsc}\}, \quad (3.42)$$

$$v_{q,gsc} = R_g i_{q,gsc} + (L_f + L_g) \frac{di_{q,gsc}}{dt} + \{e_q + \omega_s (L_f + L_g) i_{d,gsc}\}, \quad (3.43)$$

onde  $e_d$  e  $e_q$  são as tensões da rede de eixo direto e eixo em quadratura.

A dinâmica do capacitor do filtro foi desconsiderada para o projeto dos controladores, por se tratar de uma elevada reatância capacitiva em 60 Hz. Maiores detalhes sobre o comportamento dinâmico do filtro serão apresentados na secção 3.7.

Observa-se um acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$ , que deve ser compensado pelo sistema de controle. As tensões da rede  $e_d$  e  $e_q$  são variáveis não-mensuráveis. Para fins de compensação, as tensões da rede são aproximadas pelas tensões de estator, que por sua vez são utilizadas para a orientação do sistema de eixos coordenados.

A função de transferência  $G_{igsc,cl}(s)$  apresentada em representa a dinâmica das correntes de eixo  $d$  e  $q$  em malha fechada:

$$G_{igsc,cl}(s) = \frac{k_{p,igsc}}{(k_{p,igsc} + R_g) + s(L_f + L_g)}, \quad (3.44)$$

onde  $k_{p,igsc}$  refere-se ao ganho proporcional dos controladores de corrente.

As correntes devem ser fornecidas pelo conversor do lado da rede através da síntese das tensões de eixo  $d$  e  $q$  solicitadas pelos controladores. O pólo do sistema foi alocado de tal forma que a frequência de passagem do sistema em malha fechada seja de 200 Hz, garantindo a sua operação em uma banda inferior à banda do conversor e à frequência de ressonância do filtro, cujo projeto é apresentado na secção 3.7. Apesar de não se garantir erro nulo em regime permanente com o controlador proporcional, ele é pouco significativo para o ganho proporcional utilizado, uma vez que  $\omega_c(L_f + L_g) \gg R_g$ . Além disso, o sistema é estável para quaisquer ganhos positivos.

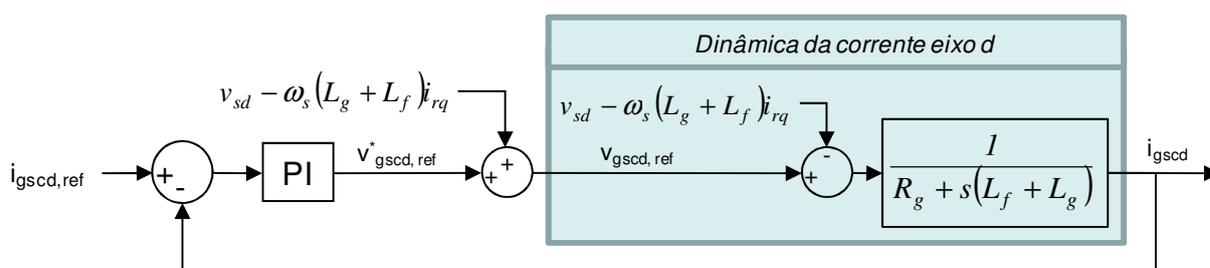


Figura 3-24 - Controle de corrente de eixo  $d$  do conversor do lado da rede

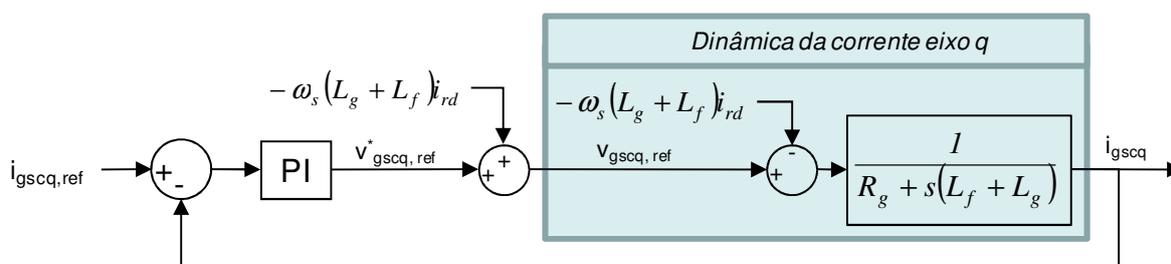
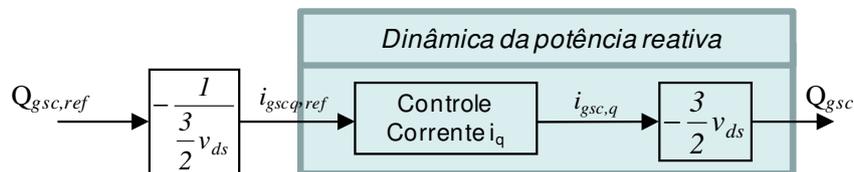


Figura 3-25 - Controle de corrente de eixo  $q$  do conversor do lado da rede

As figuras 3-24 e 3-25 mostram as malhas de controle das correntes de eixo  $d$  e  $q$  do conversor do lado da rede. Observa-se que é necessário conhecer o valor do ângulo da tensão do estator da máquina para a realização da transformação de Park (KOVACS, 1984).

Os controles de corrente existem em decorrência da dependência, em relação às mesmas, das variáveis de controle do conversor do lado de rede: a potência reativa e a tensão do barramento CC. A potência reativa gerada pelo conversor do lado da rede é totalmente desacoplada da potência reativa do conversor do lado do rotor. Conforme mostrado por Akagi (1984), não existe troca de potência reativa entre os conversores. Por outro lado, a potência ativa nos conversores deve se manter equilibrada para que não haja elevação ou diminuição da tensão do barramento CC. Assim, o conversor do lado de rede é responsável pelo intercâmbio com a rede da potência gerada ou consumida pelo circuito de rotor.

De forma semelhante ao controle de reativos do estator da máquina, o controle da potência reativa gerada pelo conversor de rede é realizado em malha aberta, isto é, a partir do valor de referência  $Q_{gsc,ref}$ , obtém-se diretamente o valor de referência da corrente de eixo  $q$ , respeitando, obviamente, os limites máximos de corrente do conversor. A figura 3-26 mostra o diagrama de blocos desse sistema de controle. Neste trabalho, utilizou-se um valor nulo para  $Q_{gsc,ref}$ , o que implica na geração de uma referência de corrente de eixo  $q$  também nula.



**Figura 3-26 - Controle em malha aberta da potência reativa do conversor do lado da rede**

Na figura 3-27 são mostradas as variáveis do conversor do lado de rede que influenciam o desempenho do controle da tensão do *link* CC. A dinâmica da tensão do barramento é não-linear e a análise do sistema de controle pressupõe a linearização das equações em torno de um ponto de operação. Assim, a sintonia do controlador PI da tensão CC só garante o desempenho pré-estabelecido na região de operação para o qual ele foi sintonizado. A garantia de desempenho adequado em outras regiões de operação deve ser analisada em simulação. A aplicação de técnicas de controle de sistemas não-lineares para a tensão do barramento CC é apresentada em Mullane (2005) e Yazdani (2006).

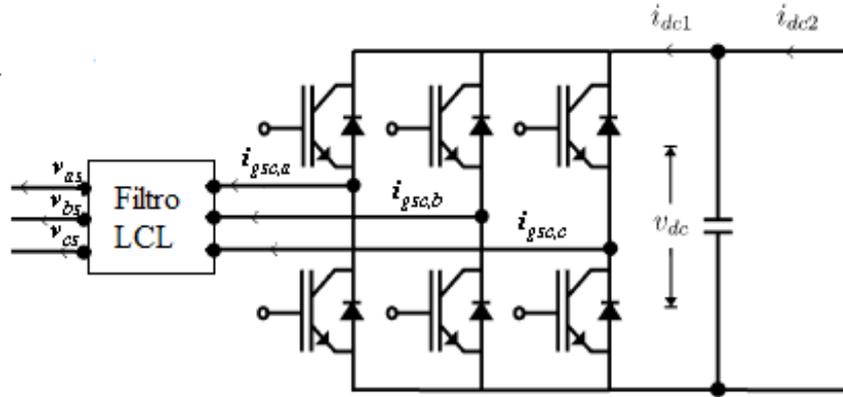


Figura 3-27 - Conversor do lado da rede

A equação diferencial não-linear (3.45) correlaciona as tensões e correntes no conversor a partir do balanço de potência ativa no barramento CC:

$$v_{dc} i_{dc2} - \frac{3}{2} v_{sd} i_{gsc,d} = v_{dc} \left( C \frac{dv_{dc}}{dt} \right), \quad (3.45)$$

onde  $i_{dc1}$ ,  $i_{dc2}$ ,  $v_{dc}$  e  $C$  são a corrente de saída, a corrente de entre, a tensão e a capacitância do barramento CC, respectivamente.

Desconsiderando as perdas no conversor, a potência fornecida pelo conversor do lado do rotor,  $i_{dc2}v_{dc}$ , subtraída da potência ativa fornecida à rede,  $(3/2)v_{sd}i_{gsc,d}$ , deve ser igual à potência armazenada no capacitor do barramento CC,  $v_{dc}(Cdv_{dc}/dt)$ . A linearização da equação em torno do ponto de operação  $v_{dc} = v_{dc0}$ ,  $i_{dc2} = i_{dc20}$ ,  $v_{sd} = v_{sd0}$  e  $i_{gsc,d} = i_{gsc,d0}$  é mostrada por (3.46):

$$\frac{d\Delta v_{dc}}{dt} = -\frac{3v_{sd0}}{2Cv_{dc0}} \Delta i_{gsc,d} - \frac{3i_{gsc,d0}}{2Cv_{dc0}} \Delta v_{sd} + \frac{3v_{sd0}i_{gsc,d0}}{2Cv_{dc0}^2} \Delta v_{dc} + \frac{1}{C} \Delta i_{dc2}. \quad (3.46)$$

A figura 3-28 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle da tensão do link CC. A equação (3.46) mostra que uma melhor robustez do sistema de controle frente às variações da potência ativa circulante pelo rotor e às variações da tensão no estator da máquina pode ser obtida se for aplicada uma estratégia de controle *feedforward*, onde os termos de antecipação são dependentes da corrente  $i_{dc2}$  e da tensão  $v_{sd}$ . Esta estratégia de controle, contudo, não foi utilizada neste trabalho.

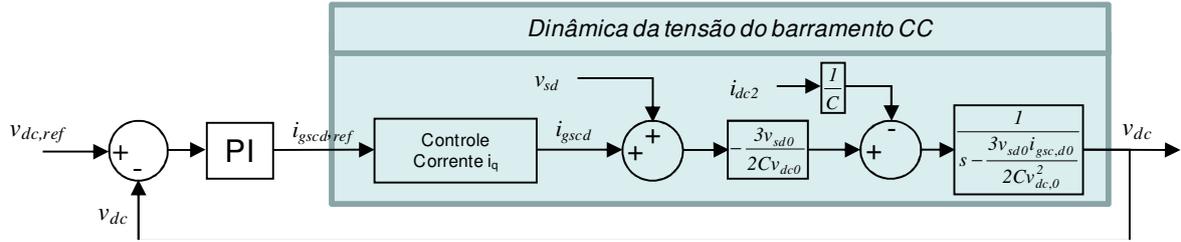


Figura 3-28 - Malha de controle de tensão do barramento CC

A função de transferência desse sistema em malha fechada,  $G_{v_{dc},cl}(s)$ , é mostrada em (3.47):

$$G_{v_{dc},cl}(s) = \frac{-G_{igsc,d}(sk_{p,dc} + k_{i,dc})}{s^2 - s(G_{igsc,d}k_{p,dc} + G_{vdc}) - G_{igsc,d}k_{i,dc}}, \quad (3.47)$$

em que  $G_{igsc,d} = \frac{3v_{sd0}}{2Cv_{dc0}}$  e  $G_{vdc} = \frac{3v_{sd0}i_{gsc,d0}}{2Cv_{dc,0}^2}$ , e as variáveis  $k_{p,dc}$  e  $k_{i,dc}$  representam os

ganhos proporcional e integral do controlador PI, respectivamente.

Como já era esperado, o ganho do sistema é negativo, pois um incremento na corrente de eixo direto do conversor causa redução no valor da tensão do barramento CC. Portanto, os ganhos proporcional e integral devem possuir valores negativos, sendo escolhidos de tal forma que a frequência de passagem do sistema esteja uma década abaixo da frequência de passagem da malha de corrente, ou seja, 20 Hz e 2 Hz.

### 3.6 Modelo do conversor

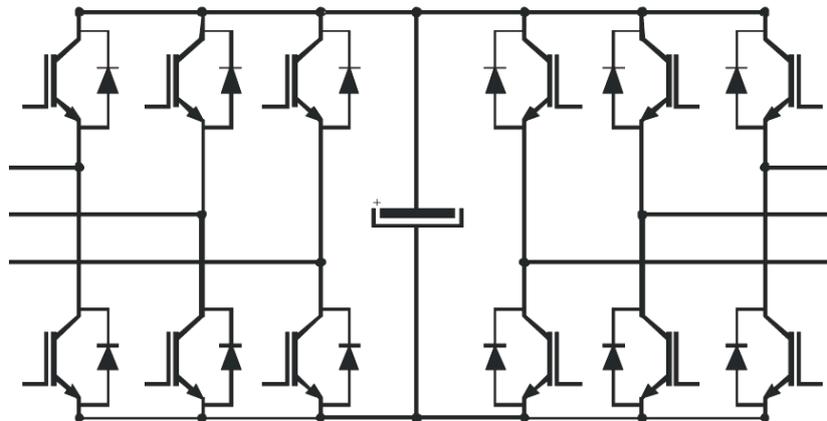
Os conversores estáticos aplicados na configuração do DFIG são constituídos de dois conjuntos trifásicos de chaves a comutação forçada interconectados por um barramento de corrente contínua. Os conversores devem ser capazes de sintetizar as tensões nominais da máquina (690 V) na frequência de escorregamento solicitada, que varia entre -30% a 30% da frequência da rede, conduzir a corrente nominal do circuito de rotor, que, para a máquina de 2 MW é da ordem de 700 A, e suprir potência reativa para sistema, caso haja necessidade e o mesmo seja dimensionado para isto.

O dispositivo semiconductor utilizado para integrar os conversores é o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), por ser um dispositivo totalmente controlável, e por apresentar uma potência de saída elevada a uma faixa de frequência de chaveamento bastante ampla, se

comparada com outros semicondutores (ERICKSON, et al., 2004), (SKVARERINA, 2002). A frequência de chaveamento dos inversores utilizada foi de 5 kHz. Este é um valor aceitável para o IGBT nesta faixa de potência (cerca de 800 kVA), e que garante uma solução de compromisso entre as perdas de chaveamento e as distorções harmônicas geradas.

A fidelidade da representação dos conversores estáticos garante uma maior previsibilidade das emissões das distorções harmônicas, uma vez que esta é a sua principal fonte. O modelo implementado em simulação considera os IGBT's como chaves ideais, em paralelo com um resistor de perdas (que, para fins de simulação, também tem a função de amortecer as instabilidades numéricas).

Os conversores utilizados pela turbina em estudo estão conectados de acordo com a topologia *back-to-back* de dois níveis apresentada na figura 3-29, onde a tensão do barramento CC é controlada em 2500 V. Por apresentar diversas vantagens em faixas de potência mais elevadas, a aplicação de conversores multiníveis tem crescido nos últimos anos. Um exemplo de aplicação desses conversores em sistemas eólicos pode ser encontrado em (YAZDANI, et al., 2006).



**Figura 3-29 - Conversores na topologia *back-to-back* conectados ao rotor do DFIG**

O projeto do capacitor do barramento CC é realizado de forma que as flutuações da tensão no barramento ( $\Delta V_{cc}$ ) estejam abaixo de um limite especificado quando ocorre a máxima variação da potência fornecida pelo rotor da máquina ( $\Delta P$ ) durante o intervalo em que o controlador da tensão CC não é capaz de drenar esta potência ( $\Delta t_{V_{cc}}$ ). Este tempo é considerado como o tempo de resposta da malha de controle da tensão CC. O projeto de forma conservadora do capacitor é realizado em detalhes por (OLIVEIRA, 2004). Técnicas de otimização dos elementos armazenadores de energia são utilizadas em (ALAKULA, M.; E., Persson J., 1994), (CARLSSON, 1998), onde são computados os efeitos da tensão da rede

( $e_g$ ) e da indutância do filtro de saída do conversor ( $L_f$ ) para o cálculo das flutuações de tensão no barramento e, conseqüentemente para o projeto do capacitor.

A síntese da tensão CA pelos conversores é comandada através da modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*), que define o tempo de disparo dos transistores e o conjunto a ser comandado. O comando utilizando a técnica PWM tem como objetivo principal minimizar as distorções em baixas frequências, pois garante que grande parte dos harmônicos gerados estejam localizados na faixa da frequência de chaveamento. Consegue-se, desta maneira, reduzir os custos com o filtro do lado CA, que passa a poder ser dimensionados com frequência de corte mais elevada, quando comparada ao chaveamento de seis pulsos. Cálculos analíticos das distorções harmônicas geradas pelos conversores utilizando diversas estratégias de PWM podem ser encontrados em (HOLMES, et al., 2003).

A distorção gerada pelos conversores depende da função de chaveamento utilizada pelo PWM. Uma das técnicas mais comuns e de mais fácil implementação é denominada PWM seno-triângulo, que consiste na comparação do sinal da referência de tensão com uma onda portadora, usualmente uma onda triangular, de frequência muito mais elevada. Nesta técnica, a tensão de saída de cada fase é controlada independentemente das outras fases. A figura 3-30 mostra a estrutura do PWM seno-triângulo em diagrama de blocos (HOLTZ, 1994). O detalhamento da função de chaveamento do PWM seno-triângulo e algumas discussões acerca da influência dos distúrbios nas variáveis do sistema nas distorções harmônicas produzidas pelo conversor podem ser encontrados em Saniter (2002) e em Saniter (2003).

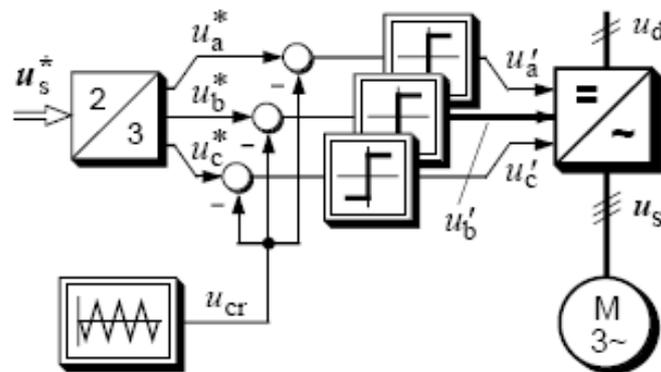


Figura 3-30 - Diagrama de blocos do PWM Seno-Triângulo (HOLTZ, 1994)

A figura 3-31 exemplifica as variáveis envolvidas na estratégia de modulação PWM seno-triângulo. A onda portadora triangular de 5 kHz é comparada com as referências das

tensão das fases solicitadas ao conversor do lado de rede, cuja frequência fundamental é de 60 Hz. Como as tensões de referência são obtidas a partir das variáveis de saída dos controladores de corrente, elas não são ondas senoidais puras.

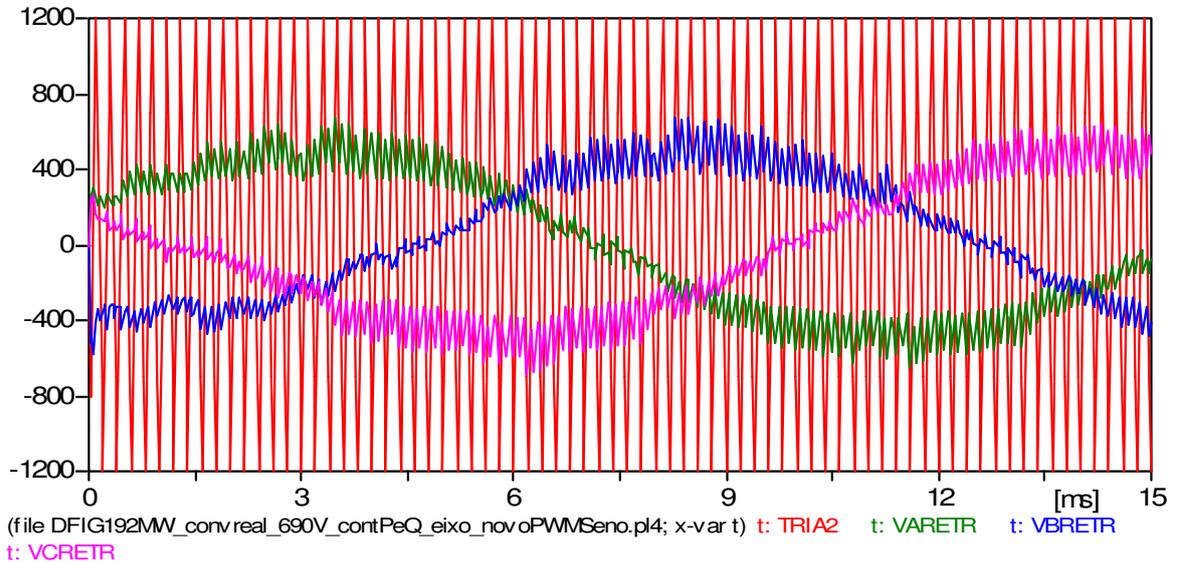


Figura 3-31 - Comparação entre a onda triangular portadora e as referências de tensão para as fases

A síntese das tensões CA através da modulação PWM também pode ser realizada utilizando diretamente os vetores espaciais de referência. Esta técnica é denominada PWM vetorial, que é baseada nos vetores de tensão impressos pelo conversor em função do estado das chaves. A figura 3-32 mostra os vetores de tensão  $u_1, \dots, u_6$  que podem ser sintetizados pelo conversor estático.

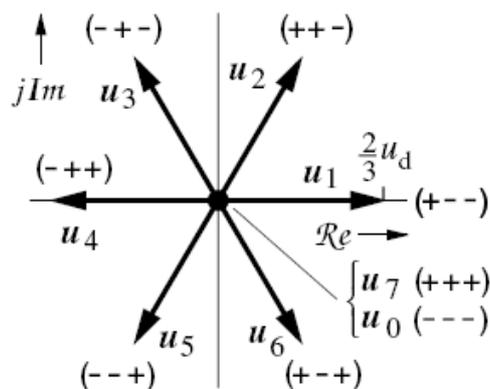


Figura 3-32 - Vetores de tensão sintetizados pelo conversor em função do estado das chaves

O estado das chaves de cada vetor é indicado entre parênteses, onde o valor (+) indica que a chave superior do braço está ligada e o valor (-) indica que a chave inferior do braço

está ligada. Os vetores  $u_0$  e  $u_7$  sintetizam tensão nula das três fases, correspondendo às três chaves inferiores ligadas e às três chaves superiores ligadas, respectivamente. Verifica-se que a diferença entre dois vetores de tensão adjacentes é sempre no estado de apenas um braço do conversor.

A largura dos pulsos é calculada de maneira que a tensão média gerada a cada período de chaveamento pelos vetores adjacentes seja igual ao valor instantâneo da tensão de referência. Portanto, em cada período, identificam-se os vetores de estado adjacentes e, em seguida, calcula-se o tempo necessário de atuação desses dois estados. O tempo restante deve ser preenchido com vetores nulos, para que a tensão média não seja alterada. A figura 3-33 mostra um exemplo de localização do vetor de referência entre os vetores  $u_a$  e  $u_b$ , genericamente identificados.

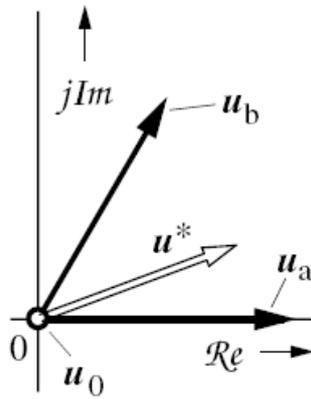


Figura 3-33 - Estados adjacentes ao vetor de referência

As equações para o cálculo dos tempos de cada um dos estados das chaves são apresentadas por (3.48) e (3.49):

$$\frac{1}{T_{sw}} (t_a \overline{u_a} + t_b \overline{u_b}) = \overline{u_s^*}(t), \quad (3.48)$$

$$t_0 = T_{sw} - t_a - t_b, \quad (3.49)$$

onde os sub-índices  $a$  e  $b$  são correspondentes aos estados adjacentes e sub-índice  $0$  refere-se ao vetor nulo. Os valores  $u_s^*(t)$  e  $T_{sw}$  correspondem ao vetor tensão de referência e ao período de chaveamento, respectivamente.

A técnica PWM vetorial pode ser implementada utilizando o processamento digital proposto por Seixas (1988). Os tempos em que o estado de cada par complementar de chaves deve permanecer em “1” (chave superior ligada) são calculados segundo as equações (3.50) – (3.52):

$$\tau_1(k) = \tau_j(k) - \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_j^*(k) + \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_a^*(k), \quad (3.50)$$

$$\tau_2(k) = \tau_j(k) - \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_j^*(k) + \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_b^*(k), \quad (3.51)$$

$$\tau_3(k) = \tau_j(k) - \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_j^*(k) + \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_c^*(k), \quad (3.52)$$

em que,

$$\tau_j(k) = a_j(k) \cdot T_{sw} \quad (3.53)$$

e

$$a_j(k) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{3}{2 \cdot V_{DC}} v_j^*(k), & \text{se } -\frac{V_{DC}}{3} \leq v_j^*(k) \leq \frac{V_{DC}}{3} \\ 0 & , \text{ se } v_j^*(k) < -\frac{V_{DC}}{3} \\ 1 & , \text{ se } v_j^*(k) > \frac{V_{DC}}{3} \end{cases} . \quad (3.54)$$

A tensão  $v_j^*$  corresponde à tensão intermediária entre as três fases, cujos valores são  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ . Depois de calculados, os intervalos devem ser centralizados no período de chaveamento, a fim de que se obtenha o menor número de alterações dos estados das chaves em cada ciclo.

A comparação do desempenho das estratégias vetorial e seno-triângulo segundo o critério de emissão de distorções harmônicas é apresentada em Holtz (1994). A figura de mérito utilizada para caracterizar o desempenho é o fator de perdas, definido como o valor RMS da corrente harmônica gerada pelo conversor em relação à corrente harmônica gerada pelo conversor convencional a 6 pulsos. Mostra-se que esse desempenho é dependente do

índice de modulação. Para índices de modulação reduzidos, o desempenho da estratégia vetorial é semelhante ao PWM seno-triângulo. Para índices de modulação mais elevados, o PWM vetorial gera distorções menores.

### 3.7 Filtro LCL

O filtro de conexão do conversor com a rede elétrica é de fundamental importância para que os limites de emissão de harmônicos estabelecidos pelas normas internacionais sejam obedecidos (IEC61000-3-6, 1996), (IEEE519, 1992), (ONS, 2008). Critérios como a eficiência da atenuação, o custo dos elementos passivos e as perdas resistivas devem ser cuidadosamente tratados durante a seleção do tipo de filtro e também na especificação dos seus componentes.

Em Pradeep (2004) apresenta-se uma metodologia para a otimização do projeto dos filtros LC e LCL, utilizando os critérios de perdas resistivas, peso e custo. Os elementos passivos dos filtros são projetados de forma que os requisitos de tensão e corrente no ponto de conexão com o sistema elétrico especificados pela norma (IEEE519, 1992) sejam atendidos. As variáveis perdas, peso e custo são, então, avaliadas em função do valor dos elementos passivos. Além disso, o autor mostra que o filtro LCL tem maior robustez frente às variações da impedância da rede.

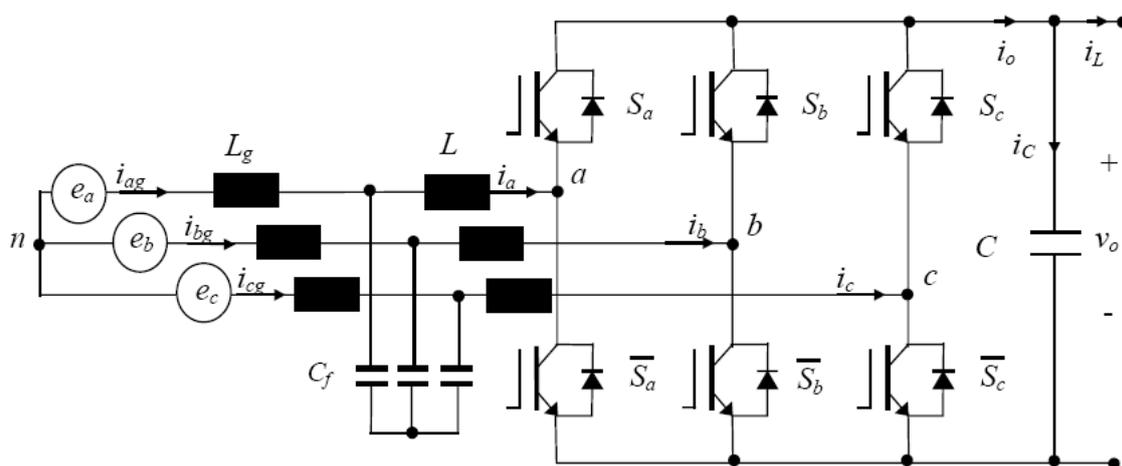


Figura 3-34 - Conexão dos conversores com a rede elétrica através do filtro LCL

Apesar de ser um filtro com maior número de componentes, e, portanto, de projeto mais complexo, o filtro LCL tem algumas vantagens sobre os filtros L e LC, usualmente utilizados. Para atenuação equivalente ao filtro LCL, o filtro L exige um elevado valor de

indutância, aumentando os custos e o volume do filtro. Em comparação ao filtro LC, além de uma maior atenuação, o filtro LCL gera menores estresses de corrente no instante de conexão com a rede (WANG, et al., 2003). Neste trabalho, utilizou-se o filtro LCL para a atenuação dos harmônicos gerados pelo conversor, em função do seu melhor desempenho em comparação às outras soluções passivas analisadas. A figura 3-34 mostra a conexão do filtro ao conversor e à rede.

Considerando que a rede elétrica não é fonte de harmônicos de tensão e simplificando o seu modelo de impedância de curto-circuito, representa-se o ponto de conexão das turbinas por uma fonte de tensão ideal de 60 Hz atrás de uma reatância. Conforme mostrado por Arrilaga (2003), modelar a rede em altas frequências apenas pela reatância de 60 Hz pode ser impreciso. Porém, a determinação da impedância em função da frequência pressupõe um maior conhecimento das barras do sistema interconectadas ao ponto de conexão da usina, dos filtros presentes nas outras barras, das compensações reativas, entre outros.

O comportamento dinâmico do filtro é descrito pela função de transferência (3.55), que relaciona a corrente de saída do filtro,  $i_g(s)$ , e a tensão sintetizada pelo conversor do lado de rede,  $v_{gsc}(s)$ :

$$G_{ivf}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{gsc}(s)} = \frac{1 + sC_f Z_d(s)}{s^3 L_g L C_f + s^2 (L_g + L) C_f Z_d(s) + s(L_g + L)}, \quad (3.55)$$

onde  $L_g$  é a indutância da rede,  $L$  é a indutância na saída do conversor,  $C_f$  é a capacitância do filtro e  $Z_d$  é a impedância utilizada para o amortecimento do ponto de ressonância do filtro.

A função de transferência (3.56) correlaciona as correntes de entrada,  $i_{gsc}(s)$ , e saída do filtro,  $i_g(s)$ :

$$G_{iif}(s) = \frac{i_g(s)}{i_{gsc}(s)} = \frac{1 + sC_f Z_d(s)}{s^2 L_g C + sC_f Z_d(s) + 1}. \quad (3.56)$$

A resposta em frequência de (3.56) permite um melhor entendimento sobre o comportamento ressonante do filtro. A impedância  $Z_d(s)$ , conectada em série com o capacitor do filtro, é o elemento responsável pela atenuação do ganho na frequência de ressonância. O amortecimento passivo é tipicamente realizado com um resistor de amortecimento ou com uma associação paralela resistor-indutor. Outras técnicas de amortecimento foram estudadas

por Wang (2003), onde foram detalhadas as respostas em frequência de diversas topologias de amortecimento do filtro LCL. Além do problema da ressonância, como o projeto das malhas de corrente do conversor do lado da rede desconsidera o pólo inserido pelo capacitor, o sistema passa a operar próximo da instabilidade caso o amortecimento seja ineficiente (LISERRE, et al., 2001).

O projeto dos elementos do filtro é realizado segundo Liserre (2001). Os indutores são dimensionados para que o limite pré-estabelecido do *ripple* de corrente não seja ultrapassado. Além disso, o filtro deve ser adequadamente amortecido, para que sejam evitadas ressonâncias e instabilidades do controle de corrente.

Limita-se o valor da indutância por razões de custo e devido às quedas de tensão de 60 Hz nesse elemento, utilizando-se, tipicamente, o limite de 0.1 pu. O capacitor é dimensionado de forma que a potência reativa gerada por ele não exceda entre 5% a 15% da potência nominal da usina. As perdas resistivas e a redução da capacidade de atenuação do filtro limitam o valor do resistor de amortecimento. A frequência de ressonância deve estar distante das regiões críticas, que são a frequência fundamental e a frequência de chaveamento.

A indutância equivalente do lado da rede foi considerada como a indutância do transformador elevador ao qual a usina está conectada. Trata-se de uma visão conservativa, pois existem outras indutâncias em série com o trafo, que irão promover uma maior atenuação para altas frequências. A indutância do lado do conversor é dimensionada para que o fator de atenuação da corrente na entrada pela corrente na saída na frequência de chaveamento seja de 15%. A frequência de corte do filtro foi especificada de forma a estar na região compreendida entre 10 vezes a frequência fundamental e metade da frequência de chaveamento. Após a fase de especificação dos componentes, deve-se realizar uma simulação do sistema para verificar se as distorções emitidas pelo conversor são atenuadas de forma satisfatória.

As figuras 3-35 e 3-36 mostram as respostas em frequência das funções de transferência  $G_{iv}(s)$  e  $G_{ij}(s)$  do filtro projetado utilizando o resistor como método de amortecimento. A resposta é mostrada para alguns valores da resistência de amortecimento, que é calculada em função da reatância do capacitor na frequência de ressonância. Valores reduzidos do resistor garantem atenuações maiores, mas causam maiores picos de ressonância, podendo provocar problemas de estabilidade no sistema. Valores muito elevados do resistor provocam diminuição da atenuação do filtro. Em Machado (2006) mostra-se o efeito do baixo amortecimento nas correntes injetadas pela usina na rede. Utiliza-se um

resistor com valor de 200% da reatância capacitiva na frequência de ressonância, a fim de garantir o adequado amortecimento do filtro.

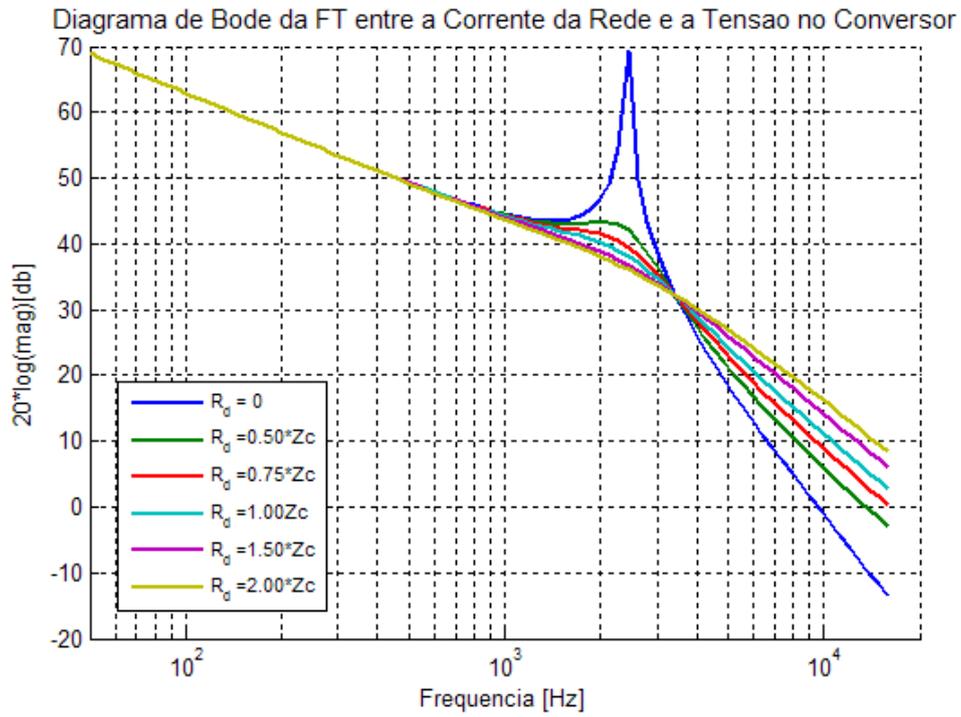


Figura 3-35 - Diagrama de Bode da função de transferência entre a corrente da rede e a tensão do conversor para amortecimento do filtro com resistor

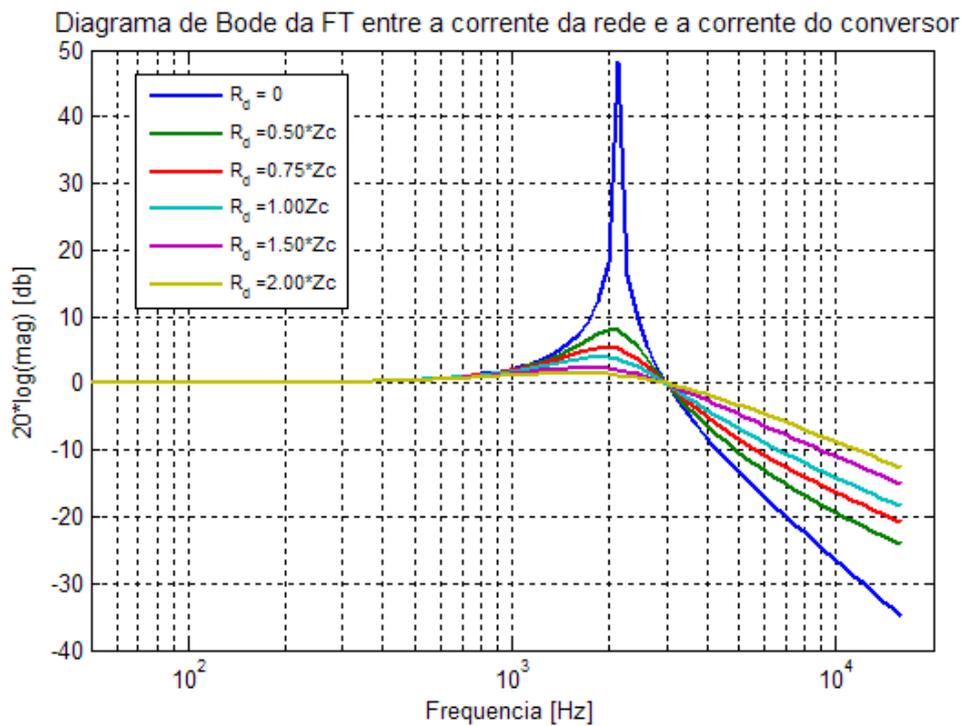


Figura 3-36 - Diagrama de Bode da função de transferência entre a corrente da rede e a corrente do conversor para amortecimento do filtro com resistor

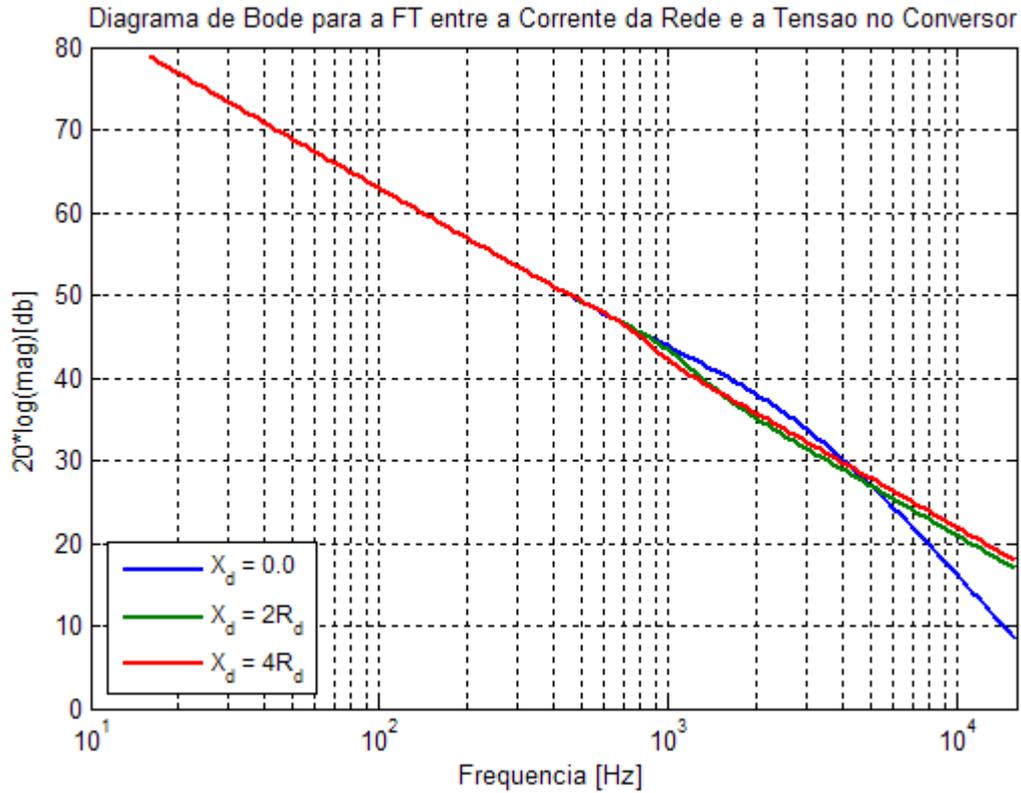


Figura 3-37 - Diagrama de Bode da função de transferência a entra a corrente da rede e a tensão do conversor para amortecimento com associação paralela resistor-indutor

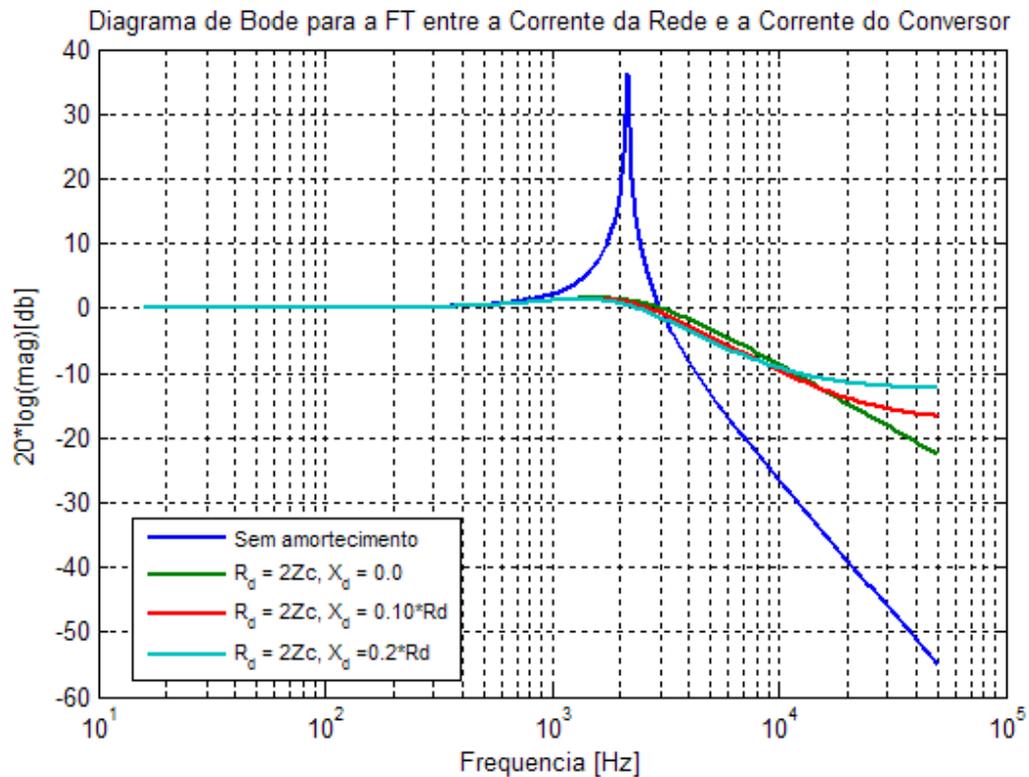


Figura 3-38 - Diagrama de Bode da função de transferência a entra a corrente da rede e a corrente do conversor para amortecimento com associação paralela resistor-indutor

As figuras 3-37 e 3-38 mostram as respostas em frequência das funções de transferência do filtro amortecido pela associação de um resistor de 200% da reatância capacitiva em paralelo com um indutor de amortecimento. O indutor foi dimensionado de forma que a sua reatância indutiva na frequência de ressonância seja superior ao valor do resistor, para que não haja redução do efeito do amortecimento resistivo nesta frequência. Com a inclusão do indutor, é provocado um aumento da atenuação na região após a frequência de ressonância e uma redução nas perdas resistivas do filtro, uma vez que, em baixas frequências, as correntes circularão pelo indutor. Entretanto, para as altas frequências, o indutor anula o efeito do decaimento provocado pela capacitância. Assim, a atenuação em altas frequências é 20 dB/década menor, se comparada com a atenuação resistiva pura.

### 3.8 Modelo da linha de transmissão

A injeção de harmônicos em linhas de transmissão é ponto de atenção em estudos de acesso de cargas não-lineares aos sistemas elétricos. Em razão do seu comportamento de parâmetros distribuídos, que pode ser aproximado por uma associação série de indutâncias e capacitâncias, é de se esperar que a linha possua diversas frequências de ressonância. A injeção de harmônicos nessas frequências pode provocar sobretensões e sobrecorrentes no sistema, podendo causar o seu desligamento, em função da atuação dos dispositivos de proteção. A representação distribuída de uma linha é mostrada na figura 3-39 (MAMIS, 2003).

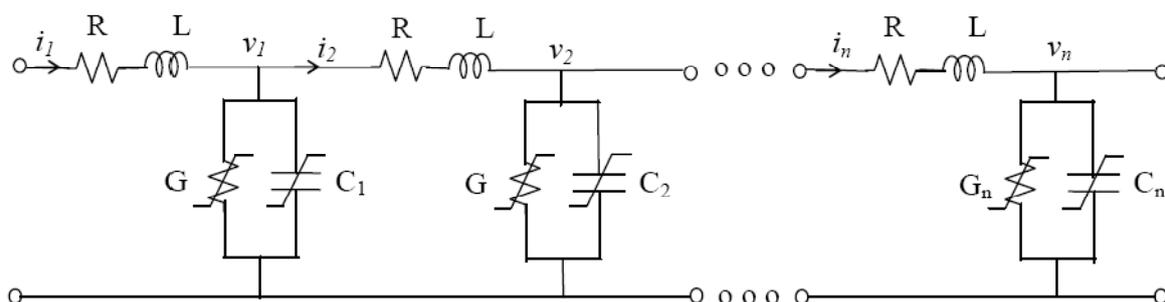


Figura 3-39 - Linha de transmissão representada por n circuitos tipo  $\pi$  em série

A partir de um elemento infinitesimal do circuito equivalente, as tensões e correntes ao longo de uma linha de transmissão monofásica podem ser descritas no domínio da frequência pelas equações (3.57) e (3.58):

$$-\frac{\partial}{\partial z} v(z, \omega) = [R(\omega) + j\omega L(\omega)]i(z, \omega), \quad (3.57)$$

$$-\frac{\partial}{\partial z} i(z, \omega) = [G(\omega) + j\omega C(\omega)]v(z, \omega), \quad (3.58)$$

onde  $\omega$  representa a frequência angular,  $R$ , a resistência série da linha,  $L$ , a indutância,  $G$ , a condutância *shunt*,  $C$ , a capacitância, e  $v(z, \omega)$  e  $i(z, \omega)$  são a tensão e a corrente no ponto  $z$  da linha, respectivamente.

Solucionando o sistema de equações, obtém-se o circuito  $\pi$  equivalente da linha de transmissão, apresentado na figura 3-40.

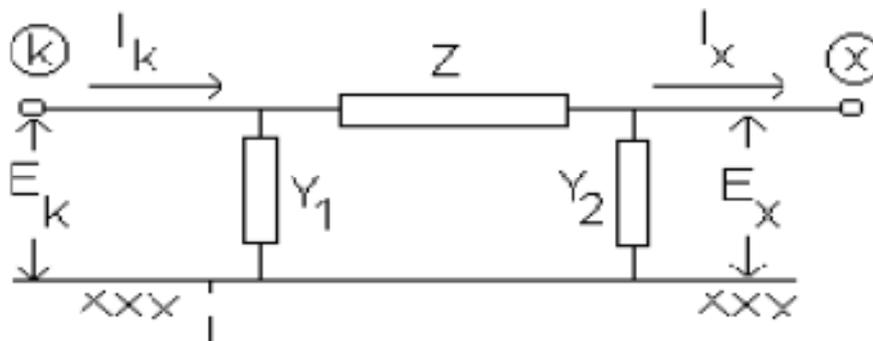


Figura 3-40 - Circuito  $\pi$  equivalente de uma linha de transmissão (ARAÚJO, et al., 2005)

A dependência dos parâmetros com a frequência aumenta significativamente a complexidade dos cálculos. Conforme mostrado por Gomes (2001), a variação da indutância interna da linha com a frequência promove a atenuação das frequências elevadas. Porém, o cálculo desses valores exige o conhecimento de parâmetros que não eram conhecidos no momento da simulação, como a resistividade do solo e a geometria da linha. Neste trabalho, portanto, foi escolhido o modelo de linha cujos parâmetros independem da frequência. Além disso, o efeito das perdas é modelado de forma concentrada, com resistores equivalentes no início e no fim de uma linha sem perdas (ARAÚJO, et al., 2005).

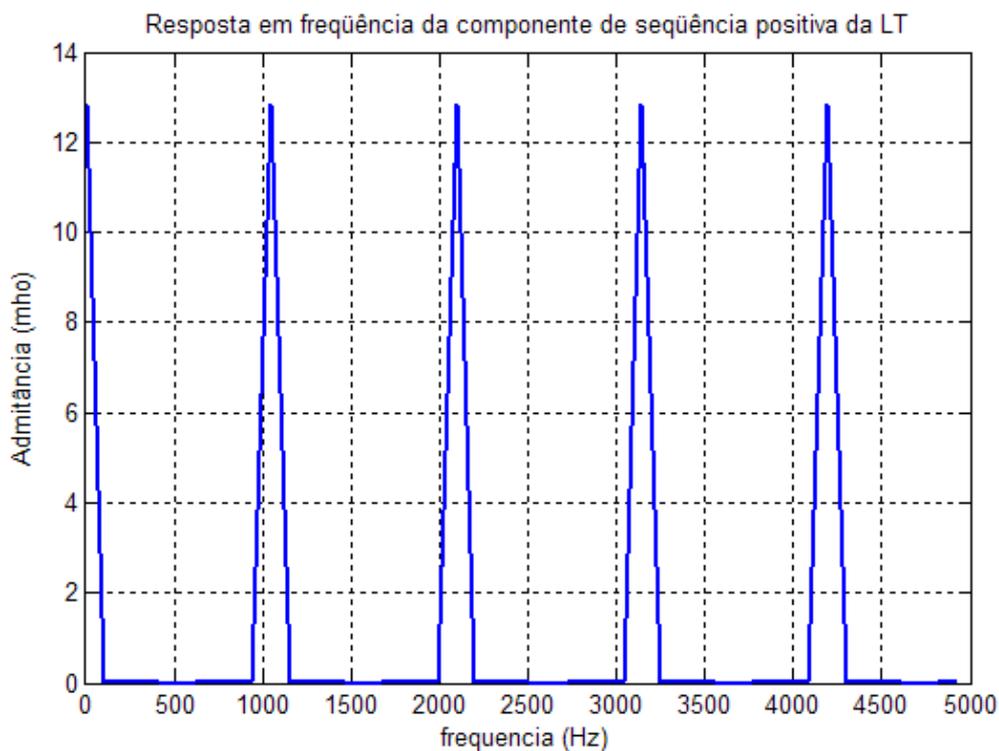
Desprezando a resistência série e a condutância *shunt* da linha, a impedância série e a admitância *shunt* são descritas por (3.59) e (3.60):

$$Z(\omega) = j\sqrt{\frac{l}{c}} \sin(\omega\sqrt{lc}x) \quad (3.59)$$

$$Y_1(\omega) = Y_2(\omega) = j\sqrt{\frac{c}{l}} \tan\left(\frac{\omega\sqrt{lc}}{2}x\right) \quad (3.60)$$

onde  $l$  é a indutância por unidade de comprimento, dada em henry/km,  $c$  é a capacitância por unidade de comprimento, dada em farad/km, e  $x$  é o comprimento da linha.

Para o cálculo da impedância equivalente da linha vista pelo lado da usina, em função da frequência, considera-se nula a tensão da rede (princípio da superposição). Assim, a impedância pode ser calculada diretamente através da associação em paralelo dos elementos  $Z(\omega)$  e  $Y_1(\omega)$ .



**Figura 3-41 - Admitância de seqüência positiva da LT de conexão da usina eólica à rede básica**

A figura 3-41 mostra a resposta em frequência da admitância de seqüência positiva da linha de conexão da usina eólica à rede básica, que possui 140 km de comprimento e tensão nominal de 230 kV (Anexo A). Conforme esperado, observa-se um comportamento cíclico da frequência de ressonância, que ocorre nos pontos onde o comprimento da linha é múltiplo da metade do comprimento de onda da fonte geradora, conforme mostra a equação (3.61):

$$x = k \cdot \frac{\lambda}{2}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.61)$$

sendo que  $\lambda$  é o comprimento de onda, dado por  $\lambda = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{lc}}$ .

Os pontos de ressonância devem ser analisados durante o projeto do filtro, para que as emissões da carga não-linear sejam adequadamente atenuadas. Caso contrário, poderão ocorrer sobretensões e sobrecorrentes no sistema. Em Machado (2006), mostra-se o efeito da atenuação ineficiente dos harmônicos de frequências próximas aos pontos de ressonância da linha nas correntes injetadas pela usina na rede.

### 3.9 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os aspectos teóricos da modelagem matemática dos elementos e as características particulares do sistema de geração eólica em estudo, como as frequências de ressonância e a ordem dos harmônicos gerados. Também foram discutidas as diretrizes de projeto de alguns componentes críticos para o desempenho adequado desse sistema, como o filtro de conexão do conversor e os ganhos dos controladores PID. Os detalhes da implementação dos modelos no *software* ATP estão fora do escopo deste trabalho. Parte do detalhamento desse conteúdo pode ser encontrada no trabalho desenvolvido por Pinheiro (2004).

A partir dos modelos implementados, obtêm-se as formas de onda da corrente injetada e da tensão no ponto de acoplamento comum (PCC – *point of common coupling*). As características desses sinais ao longo do tempo quantificam a qualidade da energia gerada pela usina, que é dependente do ponto de operação da usina que, por sua vez, é uma função de uma grandeza estocástica: a velocidade do vento.

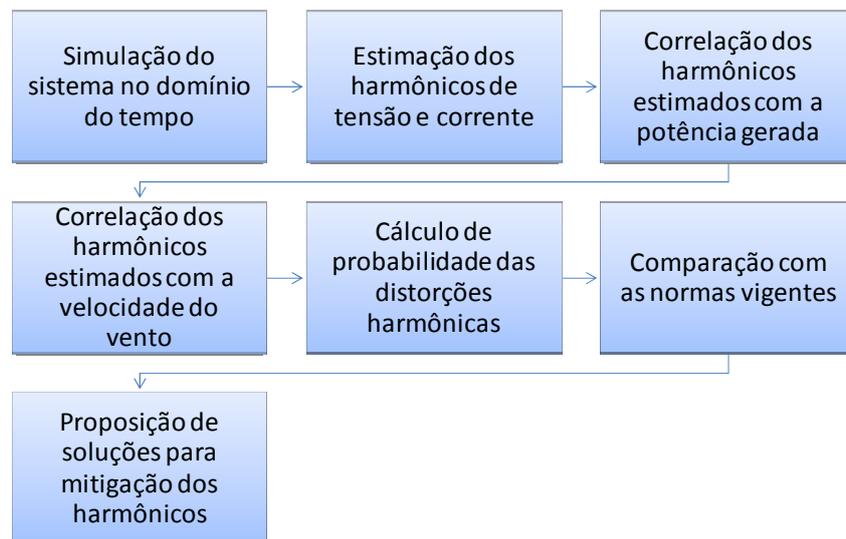
No Capítulo 4 serão apresentados os resultados das simulações realizadas, utilizando como entrada de dados as velocidades de vento esperadas para o local de instalação da usina. Aplicando o estimador de melhor desempenho, selecionado e sintonizado no Capítulo 2, aos sinais de corrente e tensão, descrevem-se as componentes harmônicas geradas pela usina ao longo do tempo e, conseqüentemente, quantifica-se de forma abrangente a qualidade da energia gerada segundo o critério de distorções harmônicas.

# CAPÍTULO 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados apresentados nesta secção objetivam quantificar o grau de compatibilidade de uma usina eólica em termos da probabilidade de geração das distorções harmônicas. Para isso, foi aplicada a metodologia proposta na Figura 4-1.

De posse dos resultados da simulação do sistema no domínio do tempo, que tem como entrada de dados o perfil da velocidade do vento, estimam-se as distorções harmônicas geradas pela usina ao longo do tempo utilizando o KF sintonizado conforme o Capítulo 2. A potência gerada pela a usina, também obtida em simulação, é, posteriormente, correlacionada com os harmônicos estimados. A correlação dos harmônicos e inter-harmônicos gerados pela usina em função da potência entregue é um dos requisitos de acessibilidade para um sistema de geração eólica sugeridos pela norma IEC 61400-21 (2008).

Como a potência eólica depende da velocidade de vento, conforme mostrado pela equação (3.10), torna-se possível correlacionar a velocidade do vento do local de instalação da usina com os harmônicos gerados.



**Figura 4-1 - Fluxograma para descrição estatística das distorções harmônicas**

A velocidade do vento em uma determinada região pode ser descrita por uma função de densidade de probabilidade, tipicamente a distribuição de Weibull. A partir da correlação

entre as distorções geradas e a velocidade de vento, definem-se as curvas de densidade de probabilidade da amplitude de cada ordem harmônica de tensão e corrente no PCC. Assim, é possível descrever o grau de compatibilidade do equipamento com o sistema elétrico segundo a metodologia proposta pela norma IEC61000-3-6 (1996).

As curvas que descrevem o comportamento estatístico das distorções harmônicas são de grande utilidade na fase de projeto da usina, por serem ferramentas de tomada de decisão para a definição das estratégias de mitigação dos harmônicos. Se apenas os distúrbios mais prováveis forem mitigados, certamente é possível reduzir custos com filtros. Por exemplo, em potências reduzidas e, conseqüentemente, em baixas velocidades de vento, as distorções harmônicas geradas pelos conversores são significativamente maiores. Porém, se a probabilidade de ocorrência desses eventos for pequena, o investimento em filtros para atenuação dessas distorções elevadas pode não se justificar.

A metodologia proposta será aplicada à usina eólica que seria construída na região de Caetité. Esta usina foi projetada com 96 turbinas de 2 MW, totalizando uma potência instalada de 192 MW. Para a simulação da mesma, foi realizado um equivalente dinâmico dos geradores. De acordo com esta simplificação, o sistema de geração é modelado apenas por um gerador equivalente conectado à rede, cuja potência máxima gerada é calculada pelo somatório das potências individuais dos geradores. Além da potência da usina, todos os parâmetros do modelo são ajustados em função do número de turbinas, inclusive o projeto dos controladores, que devem ser calculados para as faixas de corrente do gerador equivalente (OLIVEIRA, 2004).

A figura 4-2 mostra o diagrama unifilar do sistema elétrico. O gerador equivalente é conectado à barra de Caetité (CTT) por um transformador elevador, que eleva o nível de tensão do gerador (690 V) para o nível de tensão da barra CTT (para 34.5 kV). Após a elevação para níveis de transmissão, as duas linhas de 230 kV transportam a energia gerada para a barra de Bom Jesus da Lapa (BJL), que é considerada como ponto de acoplamento comum. O terminal emissor da linha de transmissão possui um reator manobrável de 50 kVAr. Os parâmetros do sistema e do gerador podem ser encontrados no Anexo A.

A figura 4-3 representa o perfil estatístico anual das velocidades do vento medidas no local de instalação da usina de Caetité. Apresentam-se o histograma das frequências relativas das velocidades do vento, a função de probabilidade cumulativa dos valores medidos e os ajustes destas curvas às funções da densidade de probabilidade e da probabilidade cumulativa de Weibull. Os parâmetros das funções de Weibull são estimados por máxima verossimilhança, utilizando o algoritmo já implementado na plataforma MATLAB<sup>®</sup>. Maiores

detalhes sobre a estimação dos parâmetros da função de Weibull podem ser encontrados em (CONRADSEN, et al., 1984).

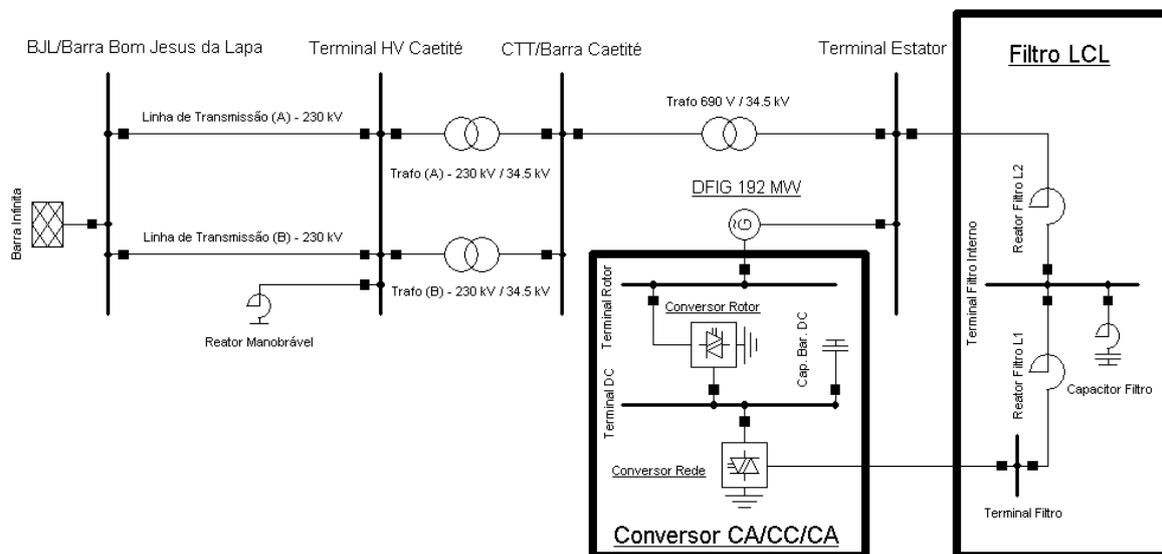


Figura 4-2- Sistema elétrico de Caetité

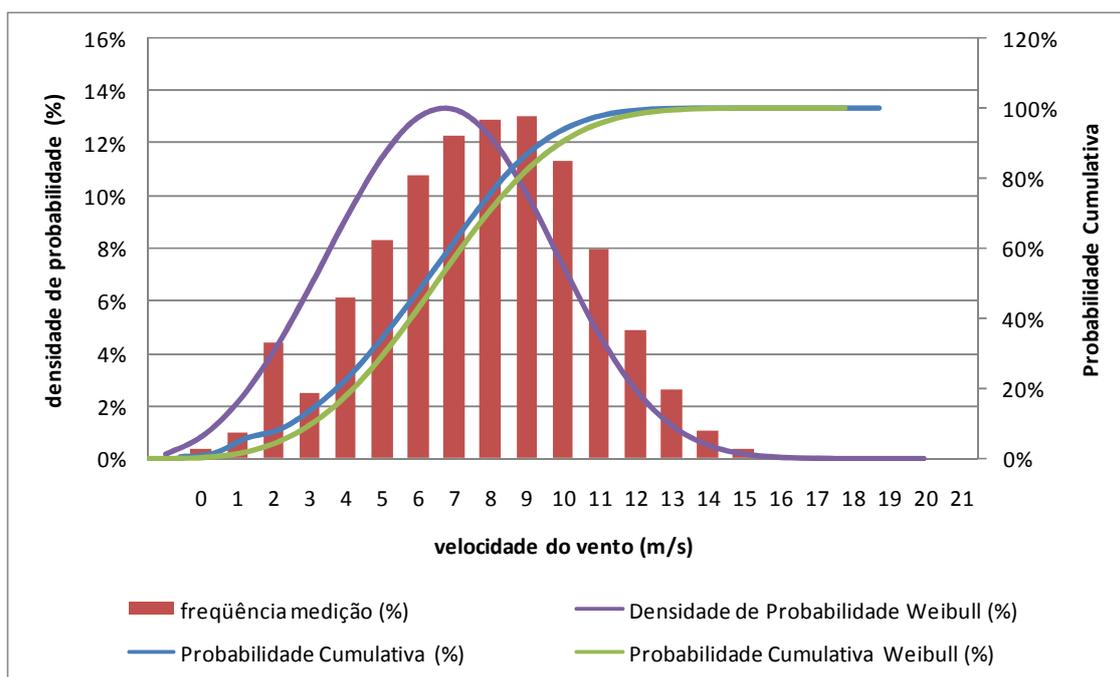


Figura 4-3 - Distribuição das velocidades de vento em Caetité

O estudo do comportamento do sistema no domínio da frequência tem grande importância para a compreensão dos dados encontrados nas simulações no domínio do tempo. A técnica utilizada para os estudos no domínio da frequência é denominada

escaneamento em frequência ou *frequency scan* (ARRILAGA, et al., 2003). Inicialmente, calcula-se a matriz de impedâncias própria e de transferência do barramento onde a fonte de harmônicos está conectada. Uma vez determinada a matriz, aplica-se uma fonte de tensão ou de corrente de frequência variável e amplitude unitária. Com esses valores, é possível determinar a corrente e a tensão em todos os barramentos do sistema. O software de simulação ATP/ATPDraw<sup>®</sup> possui o algoritmo de escaneamento em frequência implementado. É possível, então, utilizando o *software*, determinar a impedância equivalente vista de qualquer ponto do sistema em função da frequência.

O comportamento do sistema elétrico frente à injeção de harmônicos pode ser analisado através da correlação entre as variáveis no PCC e na barra de conexão da fonte de harmônicos. Por se tratar de um conversor fonte de tensão, o estudo da resposta em frequência do sistema é realizado considerando que a fonte emissora de harmônicos é uma fonte de tensão. A figura 4-4 apresenta a admitância de transferência da barra do conversor para a barra B JL, calculada através da divisão da amplitude da corrente injetada na barra B JL pela tensão aplicada pelo conversor em seus terminais. A figura 4-5 apresenta a amplitude da tensão na barra B JL para cada 1 pu de tensão aplicado nos terminais do conversor, em função da frequência da fonte emissora. A figura 4-6 permite verificar as distorções de tensão que podem aparecer nos terminais do estator do DFIG em função da frequência dos harmônicos de tensão nos terminais do conversor do lado de rede.

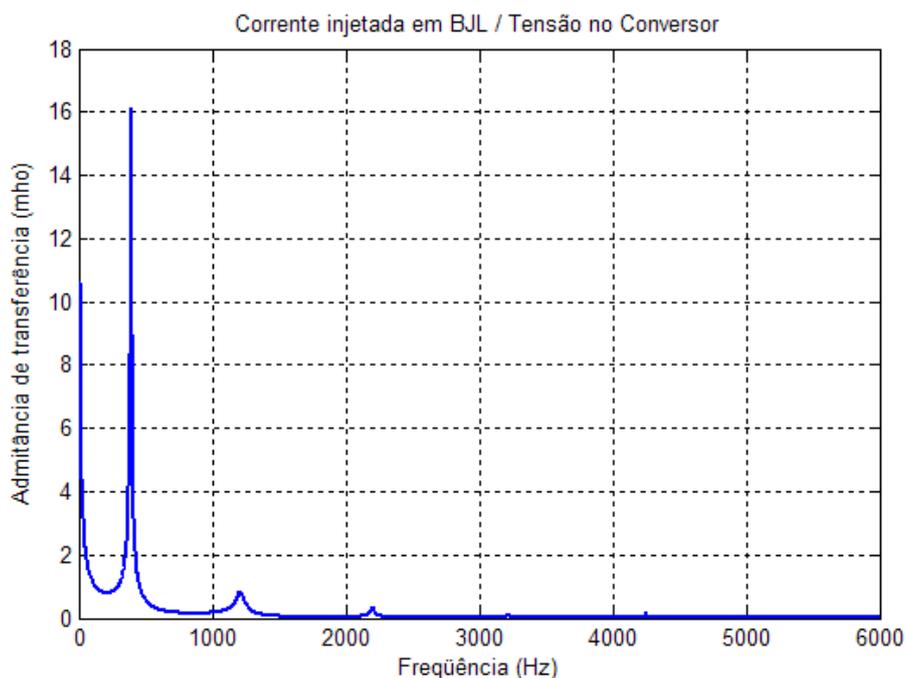


Figura 4-4 - Corrente injetada em B JL por unidade de tensão do conversor do lado da rede

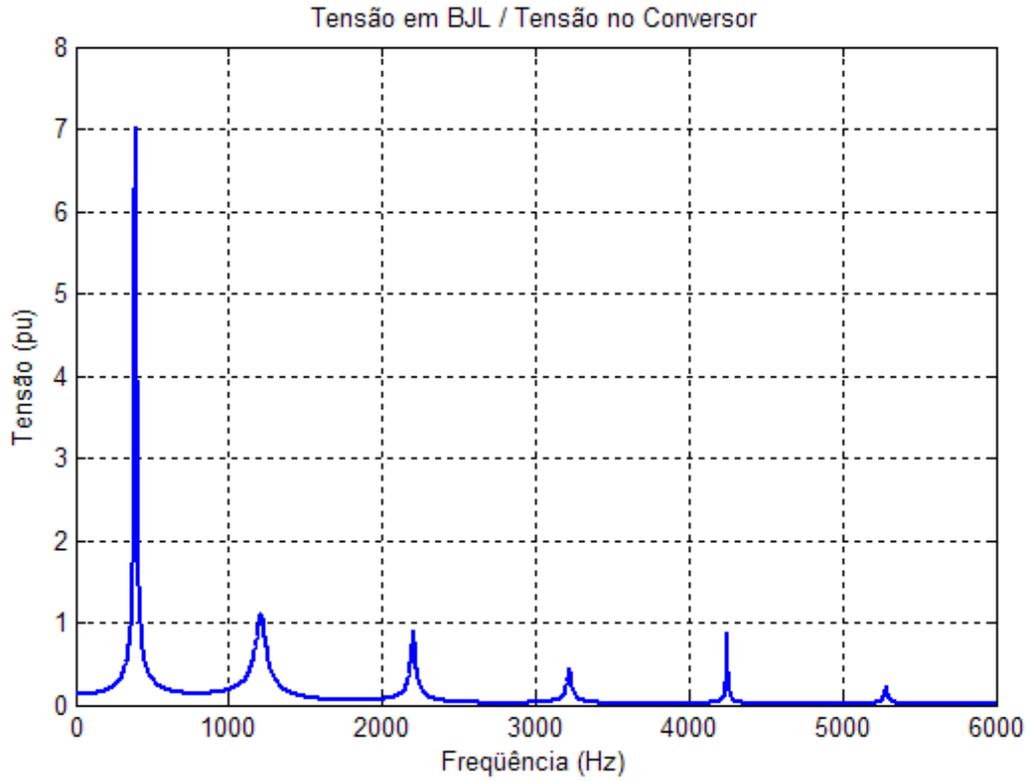


Figura 4-5 - Tensão em BJT por unidade de tensão do conversor do lado da rede

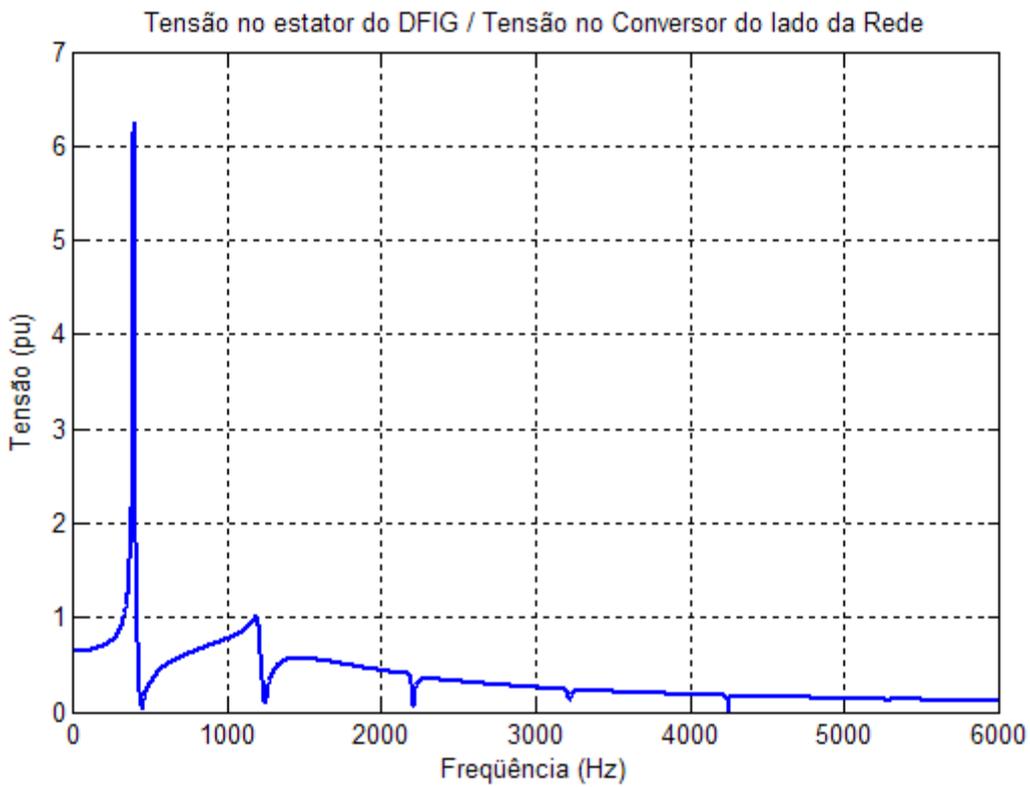


Figura 4-6 - Tensão no estator do DFIG por unidade de tensão no conversor do lado da rede

O resultado da simulação da usina de Caetité no domínio do tempo em ATPDraw<sup>®</sup> é apresentado nas figuras 4-7 a 4-17. Utilizou-se a estratégia de modulação seno-triângulo para os conversores estáticos e o amortecimento da ressonância do filtro foi realizado via resistor. Para provocar a excursão completa do sistema de geração por toda a faixa de potência, aplicou-se a rampa de vento apresentada na figura 4-7. Sabe-se que variações abruptas como esta não são reais, porém, para fins de simulação, essa excursão permite a análise do comportamento do sistema em toda a faixa de potência no menor intervalo de tempo possível. Para aumentar o rendimento na extração da potência eólica, o sistema de controle atua no sentido de acelerar a turbina conforme pode ser mostrado na figura 4-8.

A figura 4-9 mostra o fluxo de potência no gerador equivalente de 192 MW durante a transição de baixa potência para a potência nominal. No decorrer desse período, em função da máquina estar entregando uma potência ativa para a rede inferior à potência de máximo rendimento na velocidade da máquina, o sistema de controle do conversor do lado do rotor atua na corrente de eixo em quadratura para que a máquina acelere. Verifica-se pela figura que, em baixas velocidades, o circuito de rotor consome potência ativa e em velocidades maiores, o fluxo de potência no rotor ocorre no sentido máquina-rede.

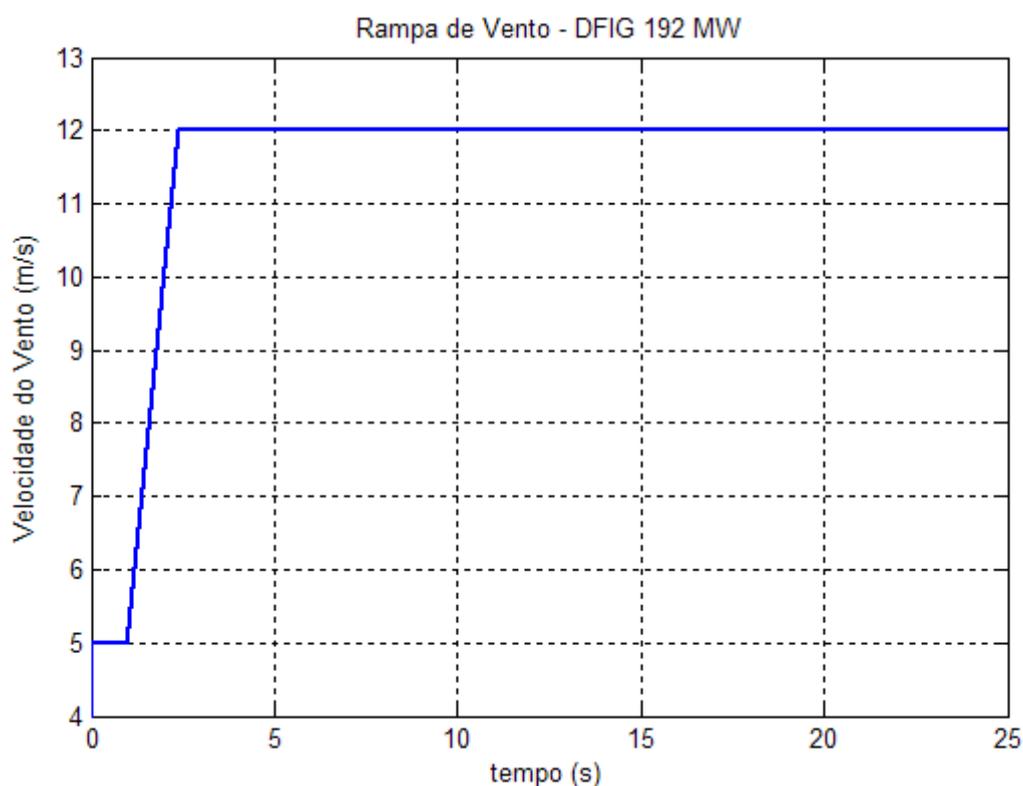


Figura 4-7 - Rampa de vento aplicada à usina

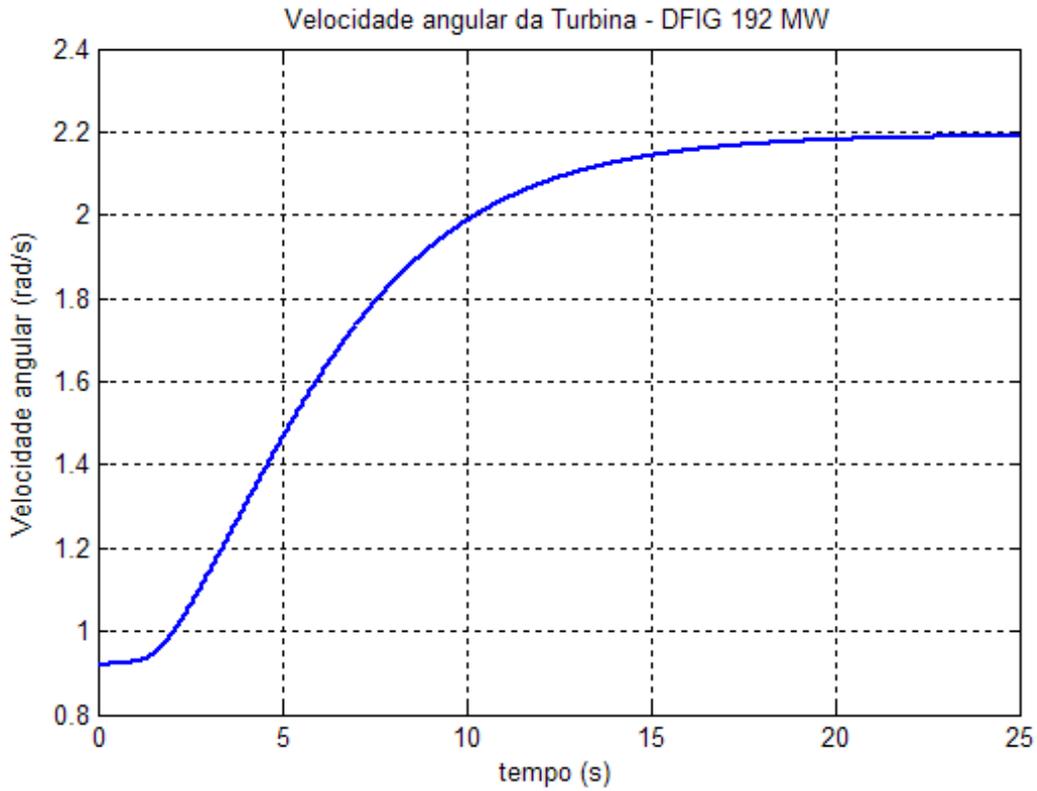


Figura 4-8 - Velocidade angular da turbina eólica

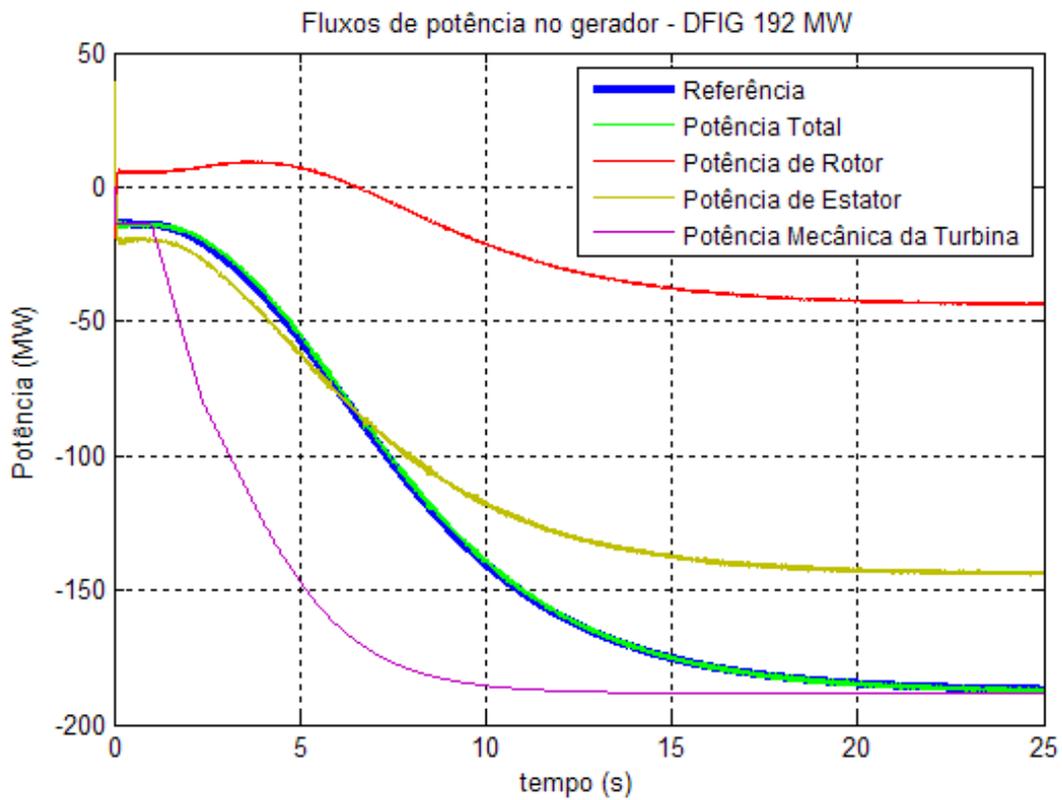
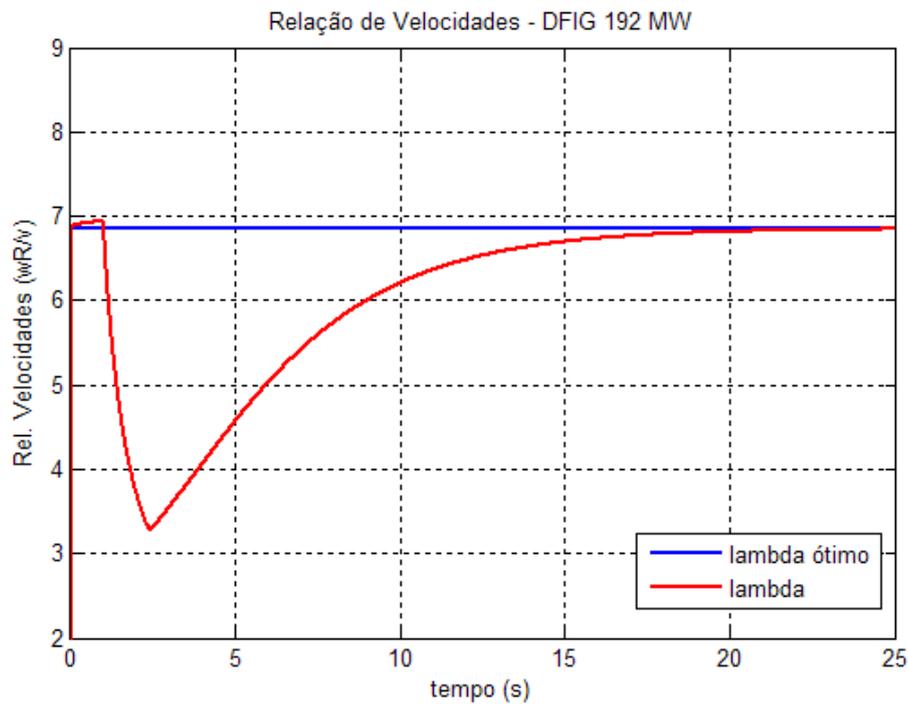


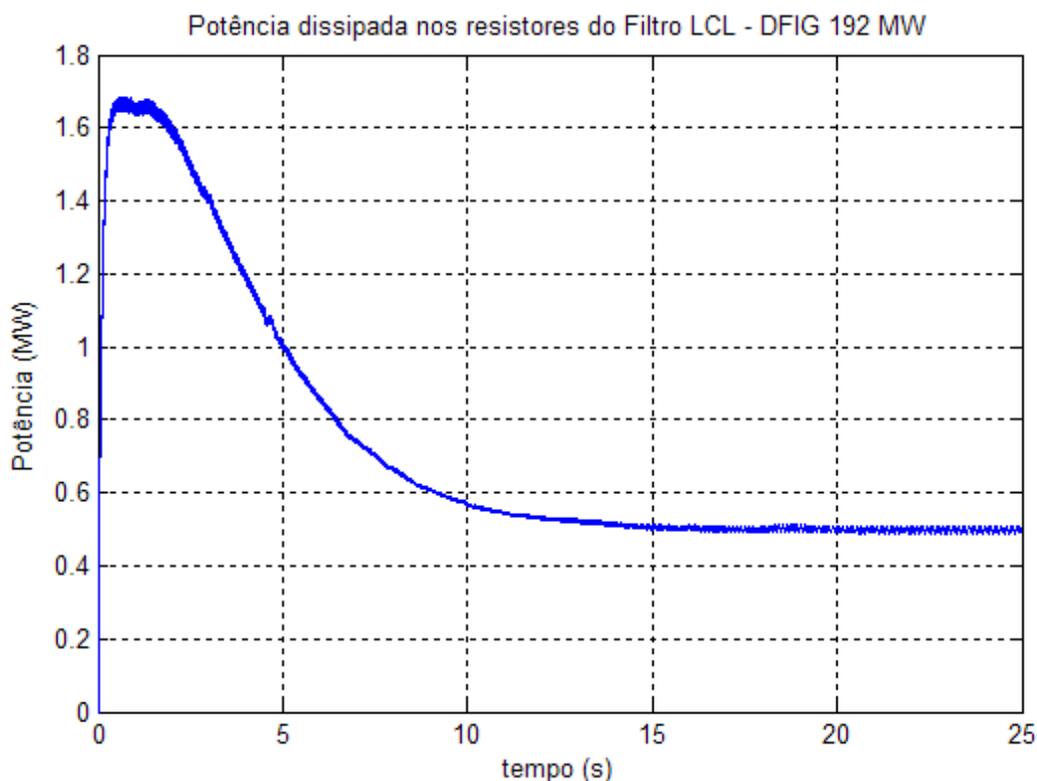
Figura 4-9 - Fluxo de potência ativa no DFIG

Devido à utilização do controle de potência, o tempo de resposta do sistema é elevado. Como consequência da lentidão dessa dinâmica, não se consegue operar instantaneamente na curva de máximo rendimento durante transitórios de vento muito rápidos. Isto pode ser comprovado pela figura 4-10, onde a relação de velocidades  $\lambda_u$  da turbina não é mantida durante o período de aceleração da turbina. Em contrapartida, os transitórios de corrente na máquina são muito inferiores, quando comparados aos de usinas com controle de velocidade (OLIVEIRA, 2004).



**Figura 4-10 - Relação de velocidades  $\lambda_u$  da turbina**

A potência dissipada nos resistores de amortecimento do filtro LCL é apresentada na figura 4-11. A variação da potência ao longo do tempo mostrada na figura ocorre devido à alteração provocada no regime de ventos e, conseqüentemente, da potência entregue pela usina ao sistema elétrico. Desta maneira, é possível correlacionar a potência da usina com a potência dissipada no resistor do filtro. Verifica-se que, quando a potência entregue pela usina é baixa, dissipa-se uma maior quantidade de calor nos resistores. Isto significa que, nesta situação, maiores correntes harmônicas circulam pelo filtro, e que os resistores devem ser projetados para dissipar esta potência. Pode-se concluir, portanto, que as distorções harmônicas geradas do pelo conversor do lado da rede são menores em potências próximas à nominal, não somente em termos relativos à componente fundamental, que também é maior, mas em valores absolutos.



**Figura 4-11 - Potência total dissipada nos resistores do filtro LCL**

As formas de onda da corrente e da tensão da fase A no ponto de acoplamento comum (barra B JL) são apresentadas nas figuras 4-12 a 4-17. O aumento da corrente injetada no PCC observado na figura 4-12 é decorrente do aumento da potência ativa entregue pela usina, que é provocado pela rampa de vento imposta ao sistema. As figuras 4-13 e 4-13 correspondem a um *zoom* da figura 4-12 nos instantes 2 s e 20 s, que correspondem aos instantes de elevada potência reduzida e potência nominal entregue pela usina à rede, respectivamente. Através da comparação dessas figuras verifica-se que as distorções harmônicas de corrente são bem maiores para faixas de potência reduzidas, conforme já mostrado pelo gráfico temporal da potência dissipada nos resistores do filtro.

Conforme pode ser verificado na figura 4-15, a amplitude da tensão no barramento B JL fica praticamente constante durante todo o transitório de vento na usina. Isto ocorre em função da elevada potência de curto-circuito do barramento em comparação com a potência nominal da usina e em função do controle adequado da injeção de reativos pelos conversores de rotor e estator. Pode-se verificar nas figuras 4-16 e 4-17 que as distorções de tensão no PCC, apesar de muito inferiores às distorções de corrente, são, da mesma maneira, maiores em baixa potência.

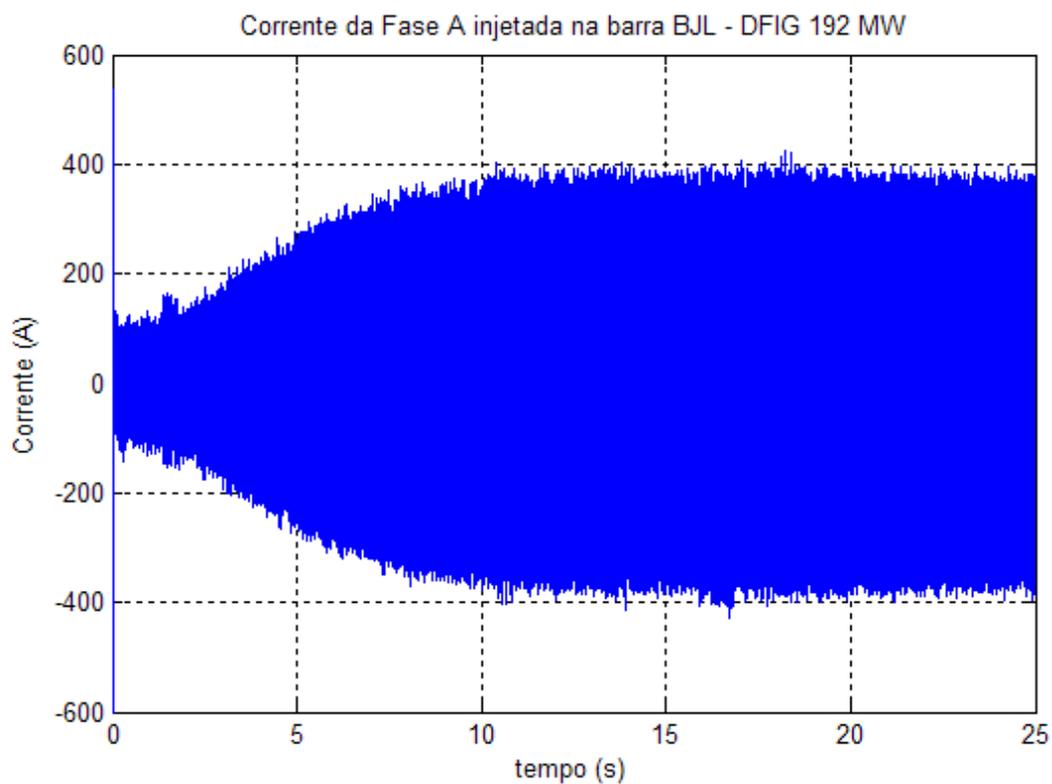


Figura 4-12 - Corrente injetada na barra de Bom Jesus da Lapa (BNL) durante o transitório de potência

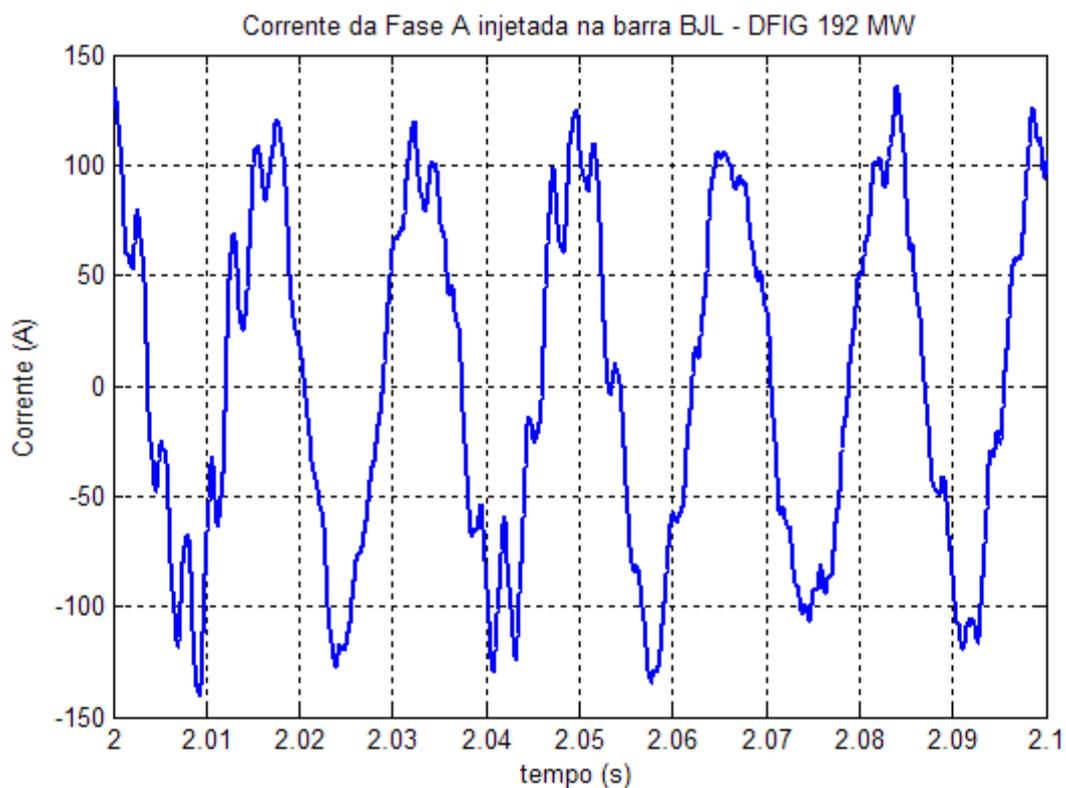


Figura 4-13 - Corrente injetada na barra BNL durante operação em baixa potência

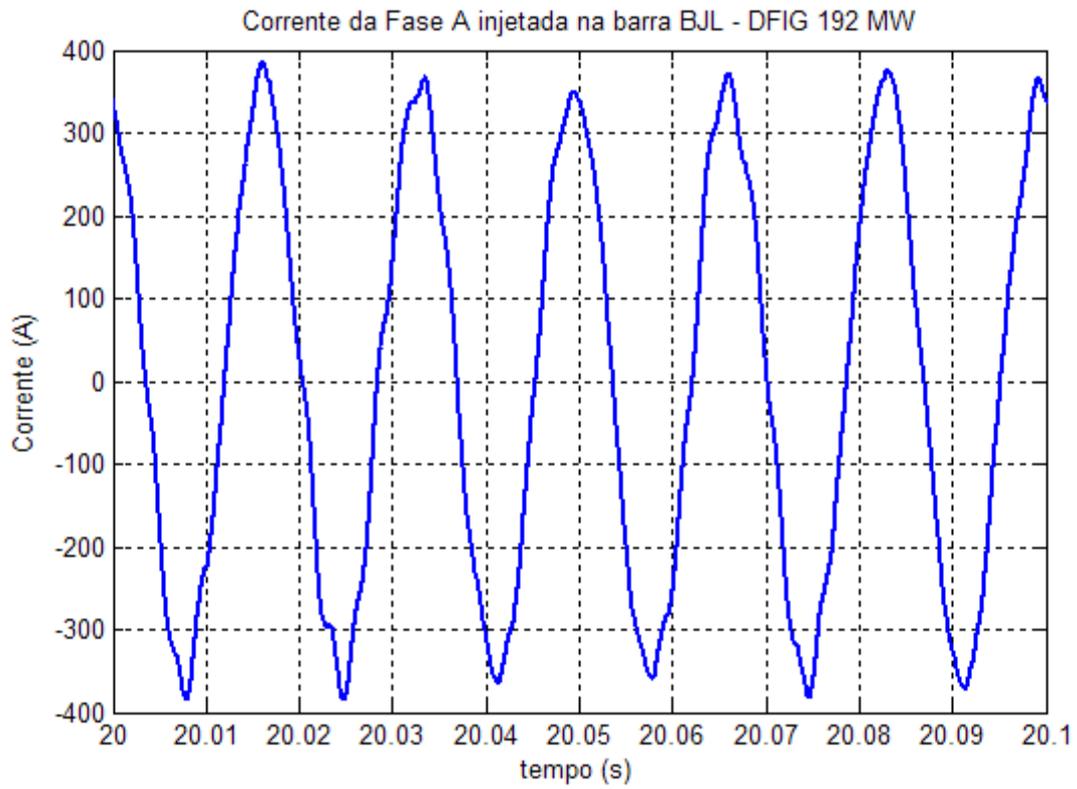


Figura 4-14 - Corrente injetada na barra BJJ durante operação em potência nominal

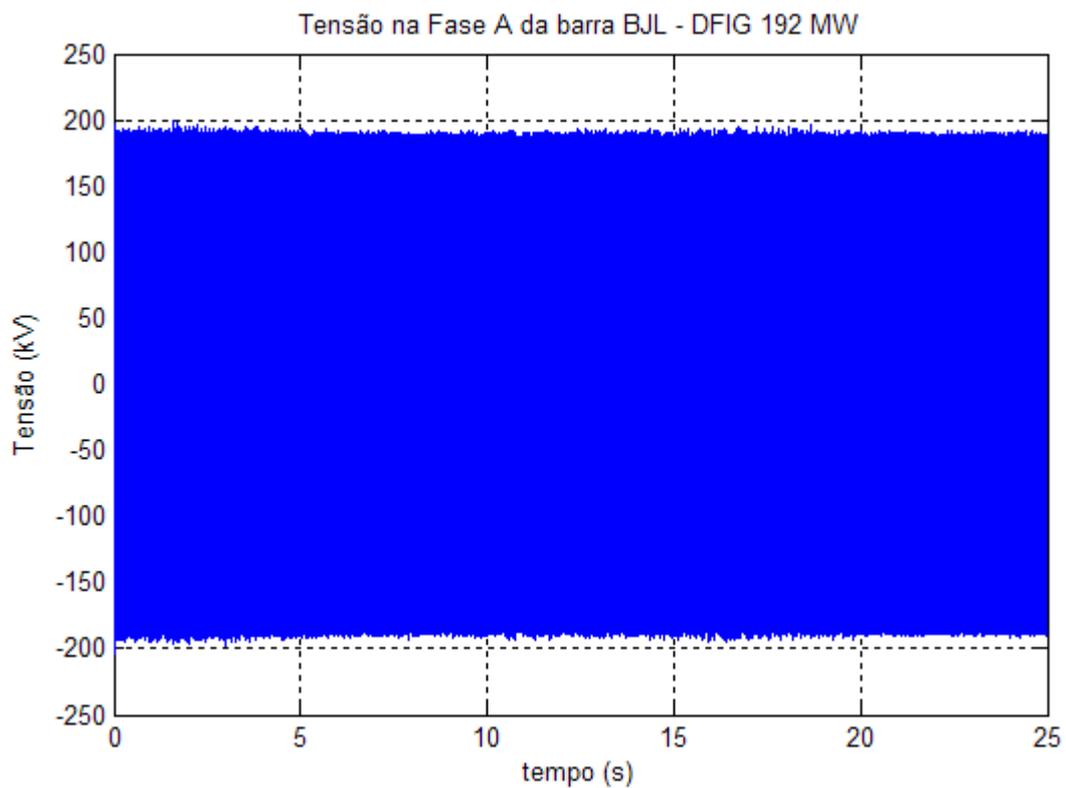


Figura 4-15 - Tensão na barra BJJ durante o transitório de potência

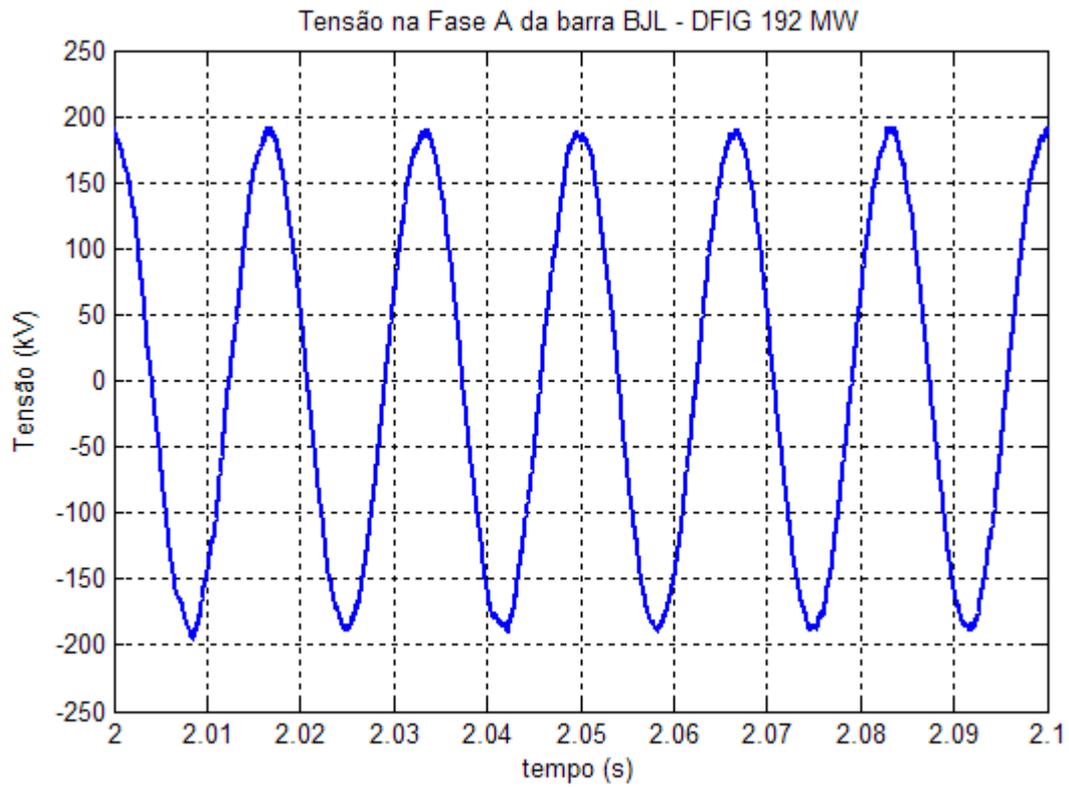


Figura 4-16 - Tensão na barra BIL durante operação em região de baixa potência

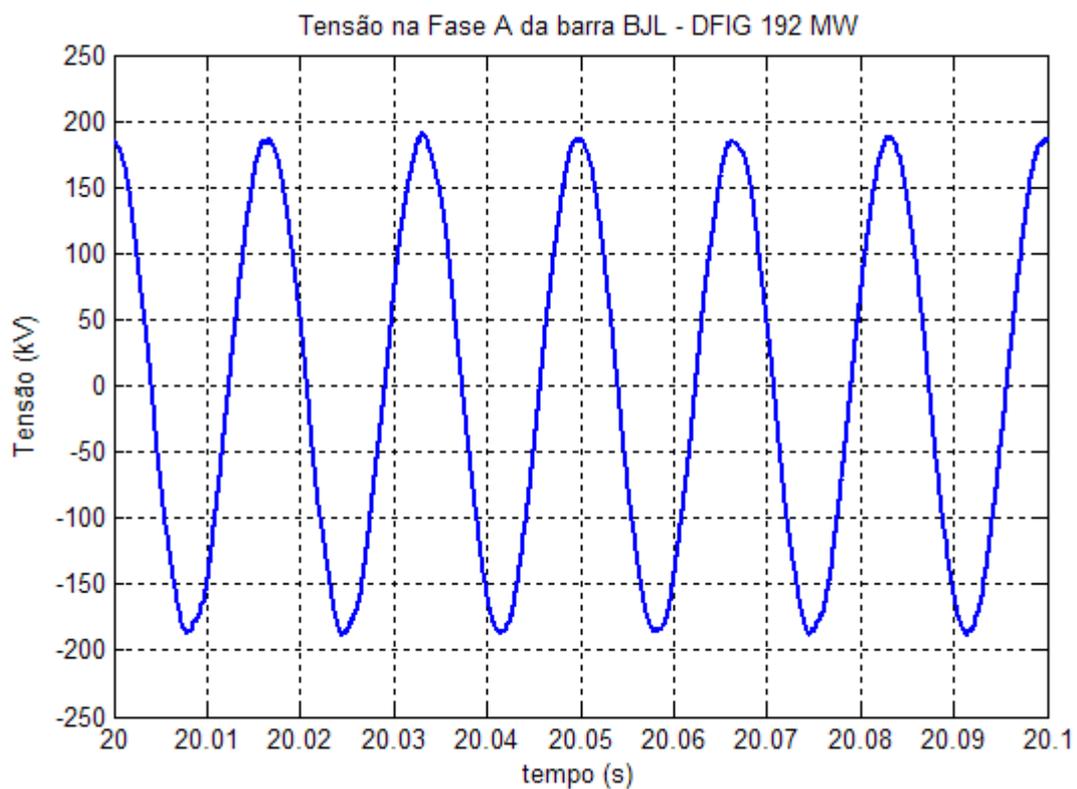
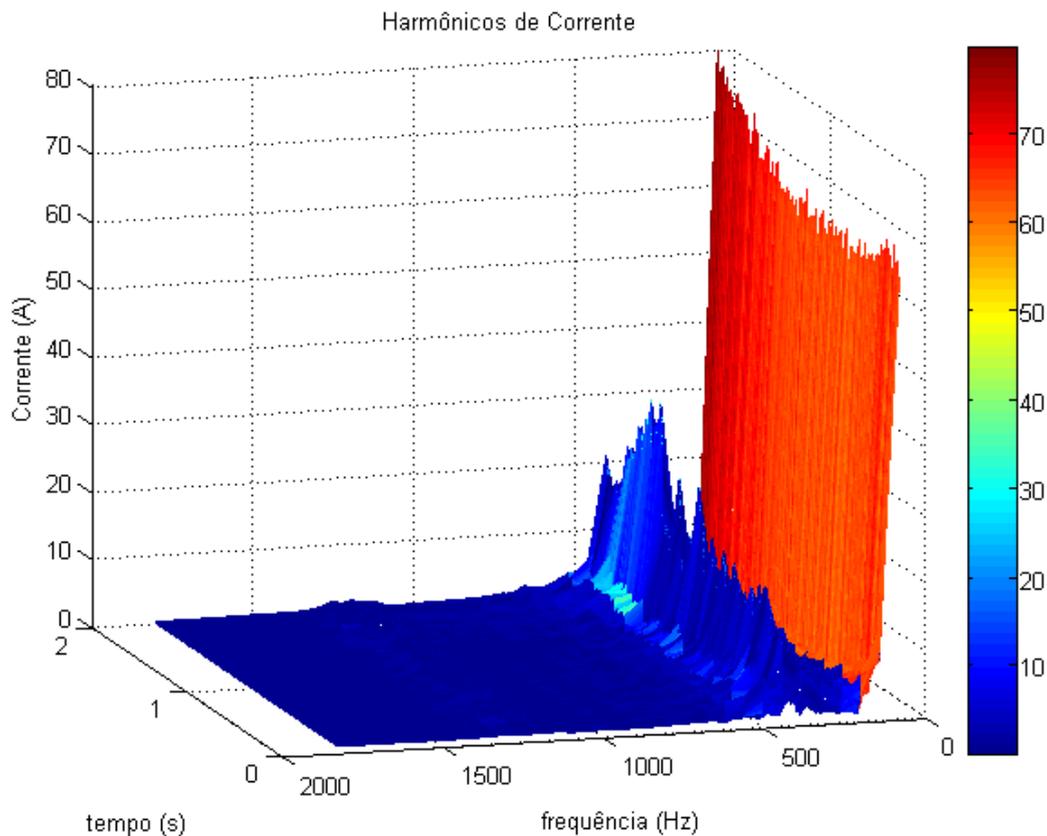


Figura 4-17 - Tensão na barra BIL durante operação em região potência nominal

Conforme apresentado no Capítulo 3, o espectro dos harmônicos de corrente pode apresentar inter-harmônicos variantes no tempo. Para obter melhor nas estimativas dos coeficientes, a distância entre as frequências a serem incluídas na matriz de observação,  $H_k$ , do modelo utilizado pelo Filtro de Kalman deve ser a menor possível. Desta maneira, evitam-se as oscilações das estimativas em torno do valor real, que ocorrem nos casos onde os harmônicos presentes no sinal não são modelados. Entretanto, como a faixa de frequência a ser estimada é muito ampla, a discretização muito reduzida causa um aumento proibitivo do esforço computacional, tornando inviável a resolução do problema.

Inicialmente, realiza-se a estimação dos harmônicos durante os primeiros 2 s da simulação no domínio do tempo, utilizando frequências igualmente espaçadas de 60 Hz, de 0 a 1800 Hz. O resultado da estimação é apresentado na figura 4-18. Mesmo para a frequência fundamental, verifica-se a existência de flutuações em torno do valor estimado, de forma semelhante às estimações apresentadas no Capítulo 2 nas condições em que os harmônicos não foram completamente modelados pelo estimador.



**Figura 4-18 - Identificação dos harmônicos da corrente injetada em BJL com matriz de transferência do KF preenchida apenas com múltiplos de 60 Hz**

A quantização do efeito conjunto dos harmônicos de um sinal genérico  $x(t)$  é usualmente realizada através do índice Distorção Harmônica Total (THD), descrito pela equação (4.1):

$$THD_x = \sum_{i=2}^n \frac{\sqrt{X_i^2}}{X_1}, \quad (4.1)$$

onde  $X_i$  é o valor eficaz da componente harmônica de  $i$ -ésima ordem do sinal  $x(t)$  e  $n$  é a máxima ordem harmônica computada pelo índice.

Para analisar as distorções geradas pelo DFIG, é necessário generalizar o conceito da THD, que só inclui frequências múltiplas da fundamental. Em (SCHULZ, et al., 2002), é definido o índice Distorção Harmônica Total incluindo Inter-harmônicos (THDz) com discretização de 0,125 vezes a frequência fundamental.

Este trabalho utiliza o conceito da THDz, porém não faz restrição quanto à discretização em frequência, conforme definido pela equação (4.2):

$$THDz_x = \sum_{ih=1}^{n_{ih}} \frac{\sqrt{X_{ih}^2 - X_1^2}}{X_1}, \quad (4.1)$$

onde  $ih$  é a ordem do harmônico ou inter-harmônico computado e  $n_{ih}$  é a máxima ordem pela THDz. As componentes computadas pela THDz serão todas aquelas modeladas pelo KF, isto é, que forem incluídas na matriz de observação  $H_k$ . Apesar de não ser normalizado, a esse indicador retrata com maior fidelidade as emissões do equipamento não-linear.

A figura 4-19 apresenta o resultado da THDz de corrente, que foi calculada a partir das estimativas obtidas com o KF, onde foram modelados apenas os múltiplos de 60 Hz. Nesse caso, o valor computado da THDz coincide com o valor da THD. As oscilações de frequência elevada mostradas no gráfico não refletem a variação lenta de potência da usina ao longo do tempo, portanto não são fidedignas à realidade. Essas flutuações apenas refletem as flutuações das estimativas dos harmônicos de corrente causadas pela modelagem incompleta do conteúdo harmônico do sinal. Essa característica do KF foi exemplificada na figura 2-32.

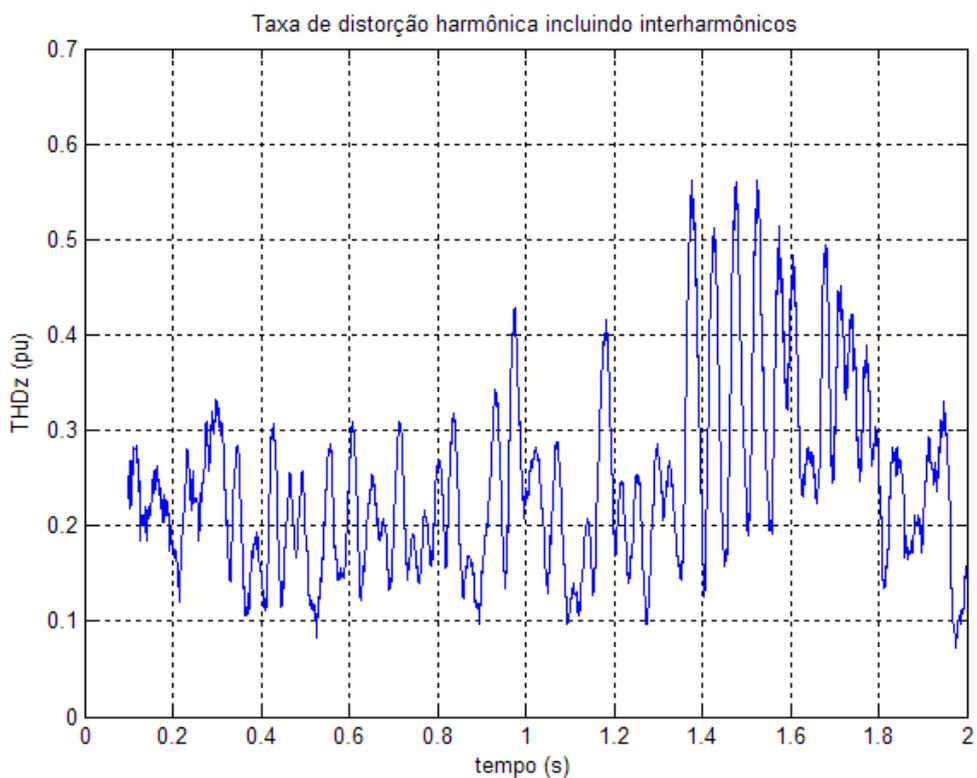


Figura 4-19 - THDz da corrente injetada na barra BJL (modelagem apenas dos múltiplos de 60 Hz)

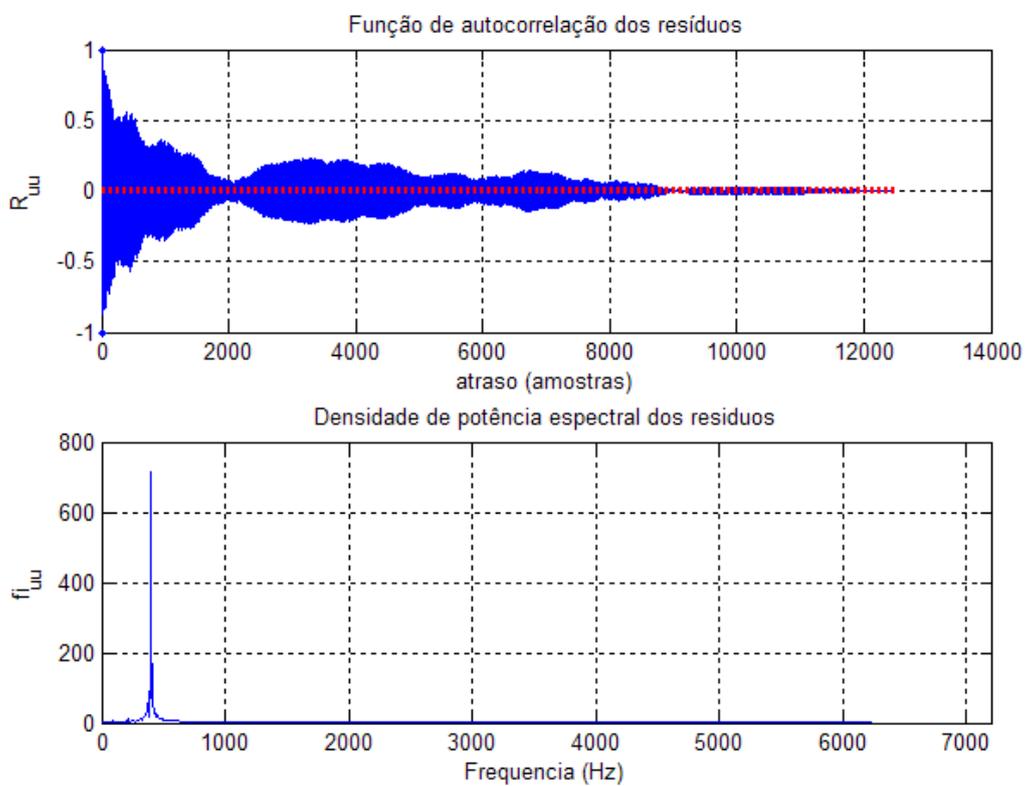


Figura 4-20 - Análise dos resíduos de estimação da corrente injetada em BJL (matriz de observação preenchida apenas com múltiplos de 60 Hz)

As componentes não modeladas podem ser identificadas com a análise da função de autocorrelação dos resíduos da estimação. A figura 4-20 apresenta a FAC e a densidade de potência espectral dos resíduos da estimação dos harmônicos de corrente. Verifica-se que existe grande autocorrelação do sinal e que a frequência mais significativa que não foi modelada está em torno de 400 Hz.

Para se obter maior exatidão nas estimativas dos harmônicos de corrente e tensão na barra B JL, foram incluídas as frequências indicadas pela análise de correlação dos resíduos apresentada na figura 4-20. As frequências inseridas na matriz de observação  $H_k$  não foram igualmente espaçadas. Em regiões próximas aos pontos de ressonância do sistema, mostrados nas figuras 4-4 e 4-5, foi necessário aumentar a amostragem em frequência. Em regiões onde a contaminação é desprezível, foram utilizados passos de frequência maiores, com o objetivo de reduzir o tempo de estimação e o espaço de armazenamento dos dados estimados.

As figuras a seguir apresentam graficamente as estimativas dos harmônicos de tensão e corrente em B JL durante o intervalo de 20 segundos da simulação, cujos resultados no domínio do tempo foram apresentados graficamente nas figuras 4-7 a 4-17. Com esses dados, é possível analisar as distorções em função da potência entregue pela usina, uma vez que a estimação é realizada em toda a faixa de operação.

As figuras 4-22 e 4-29 apresentam as estimativas em valores RMS dos harmônicos de corrente e tensão, respectivamente. Como a amplitude da componente fundamental é muito superior à dos harmônicos, a visualização de ambos no mesmo gráfico fica dificultada e, por esse motivo, são apresentados separadamente. As figuras 4-21 e 4-28 apresentam estimativas das componentes fundamentais de corrente e tensão, respectivamente.

A representação dos harmônicos em valores por unidade é mais representativa e permite a comparação com as normas vigentes (IEC61000-3-6, 1996), (IEEE519, 1992) e (ONS, 2008). As figuras 4-23 e 4-30 apresentam as amplitudes de corrente em tensão em  $pu$ , onde a base é a amplitude da componente fundamental.

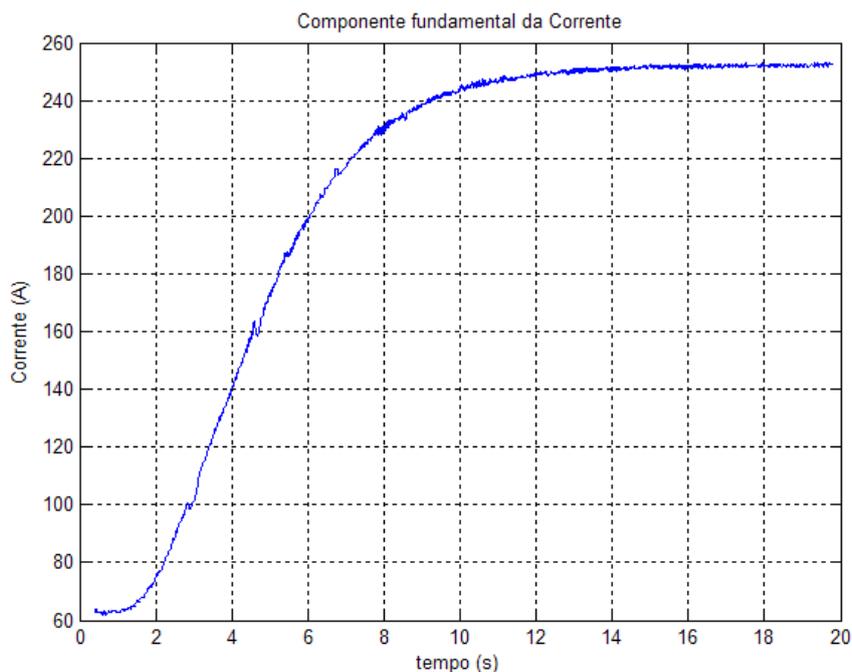
Os valores das THDz de corrente e tensão são apresentados nas figuras 4-25 e 4-32, respectivamente. Comparando os resultados com aqueles obtidos na figura 4-19, constata-se que uma parcela significativa das oscilações das estimativas causadas pela não modelagem dos inter-harmônicos foi eliminada.

As análises de correlação dos resíduos das estimativas dos harmônicos de corrente e tensão são apresentadas nas figuras 4-24 e 4-31, juntamente com as faixas de confiança de 95%. Verifica-se que a autocorrelação dos resíduos, apesar de ainda existente, diminuiu significativamente após a inclusão das novas frequências na matriz de observação utilizada

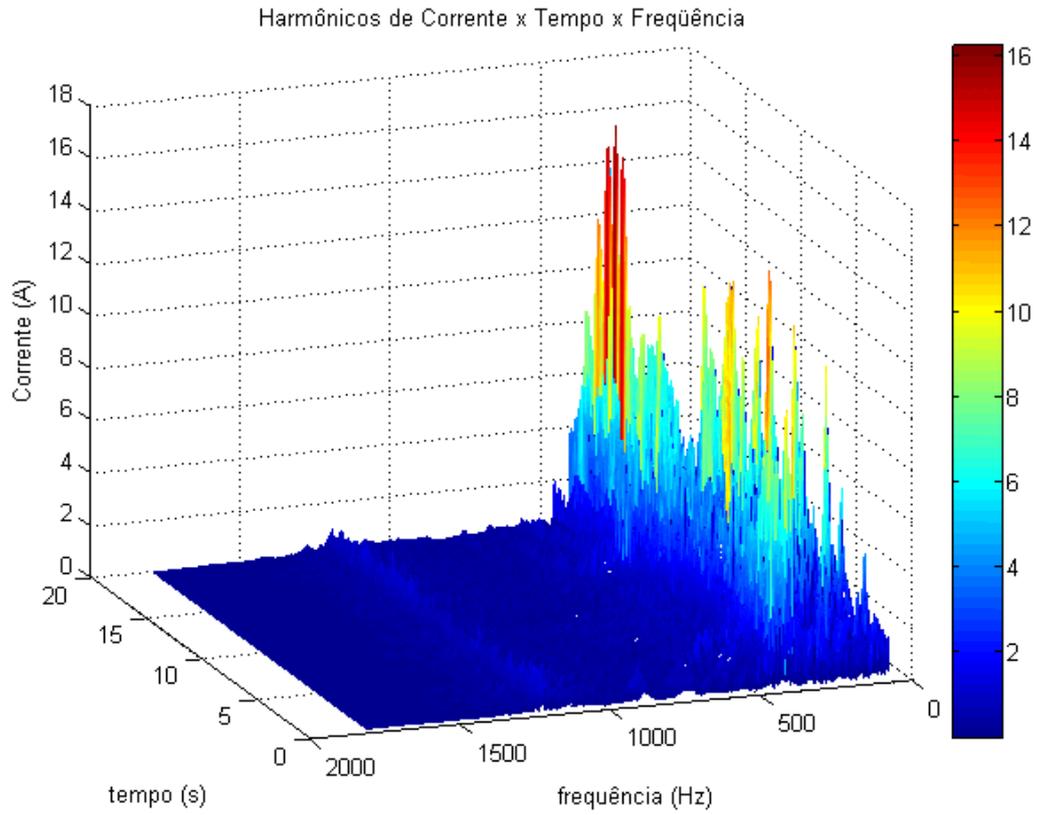
pelo KF. A função de densidade de potência espectral apresenta amplitudes bem inferiores às apresentadas na figura 4-20, indicando que as frequências foram adequadamente modeladas. O aumento do número de harmônicos modelados poderia reduzir ainda mais os níveis de correlação. Tal procedimento, contudo, aumentaria significativamente o esforço computacional, tornando proibitivo o tempo de simulação necessário para a estimação dos harmônicos.

A correlação das distorções harmônicas com a velocidade do vento não é realizada diretamente com a rampa de vento aplicada durante a simulação, pois, devido à dinâmica lenta, a usina não opera no ponto ótimo durante a rampa. Como o objetivo do estudo é analisar distribuição anual das distorções, considera-se que a operação estará em grande parte do tempo no ponto ótimo. Inicialmente, obtêm-se os gráficos que relacionam as distorções harmônicas com a potência total entregue pela usina. Para isso, é realizada a conversão do eixo de tempo para potência de referência, obtida do gráfico apresentado na figura 4-9. Uma vez definida a relação entre potência ativa e distorção harmônica, realiza-se a conversão da potência ativa para a velocidade do vento através da avaliação da equação (3.10) no ponto em que  $\lambda = \lambda_{\text{ótimo}}$ .

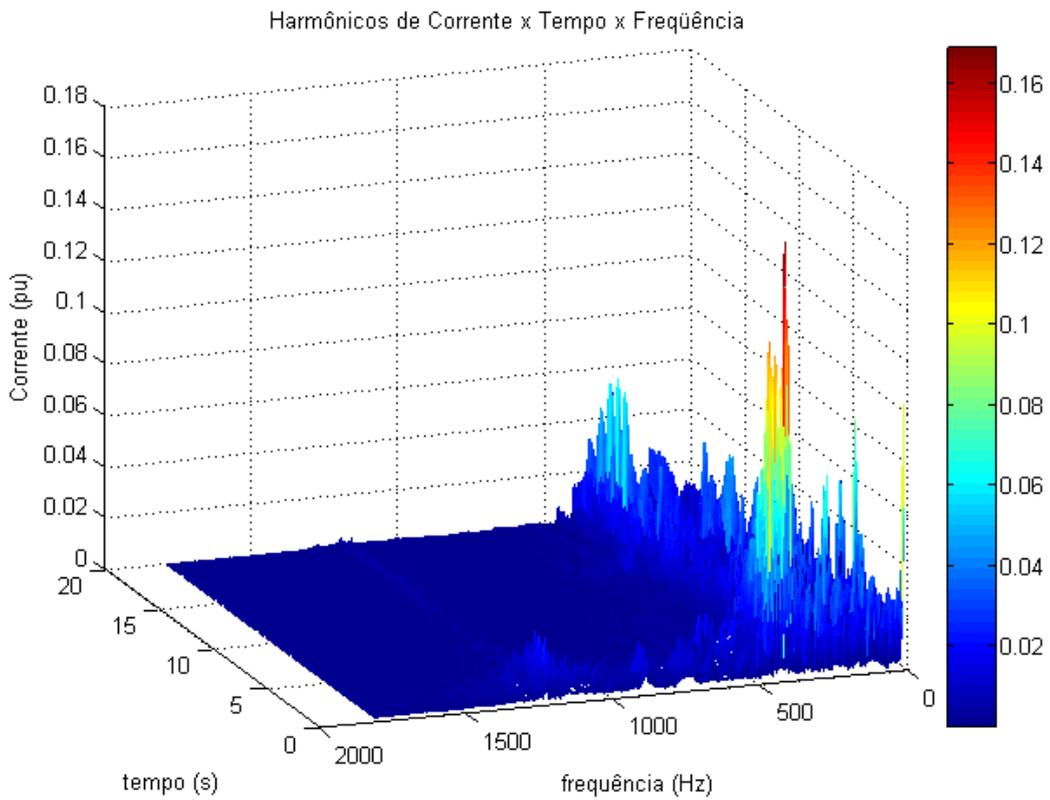
As figuras 4-24 e 4-31 mostram a relação entre a potência ativa entregue pela usina e as THDz de corrente e tensão na barra BJL, respectivamente. As figuras 4-27 e 4-34 correlacionam as THDz de corrente e tensão com a velocidade do vento.



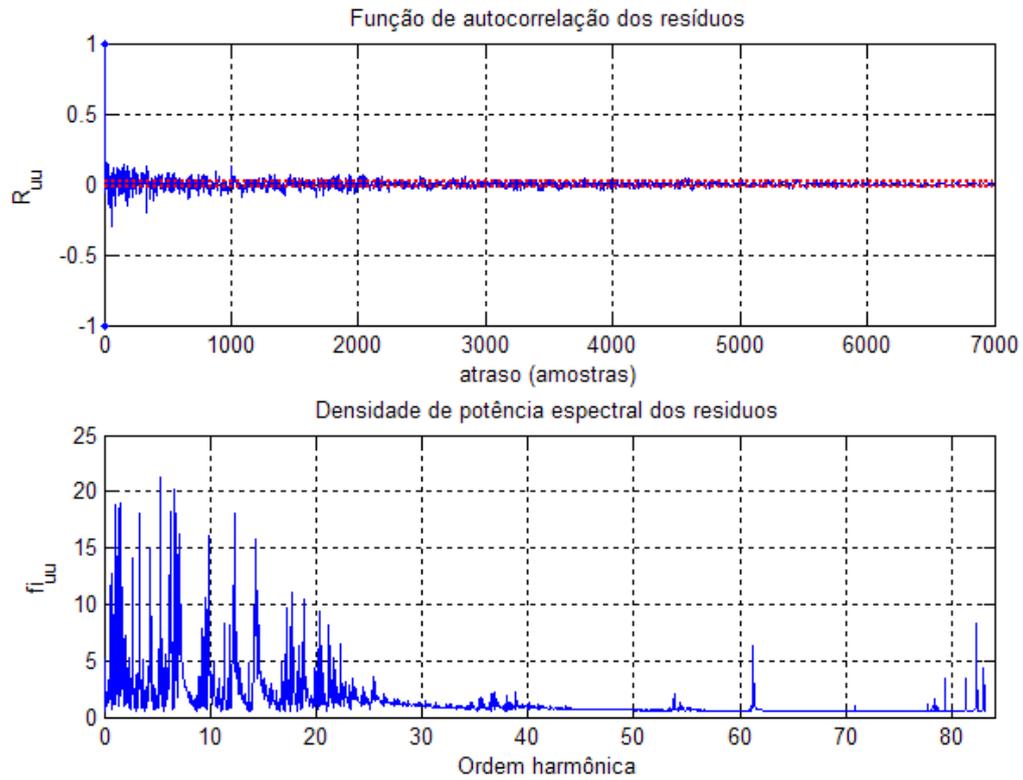
**Figura 4-21 - Componente fundamental RMS da corrente injetada na barra CTT**



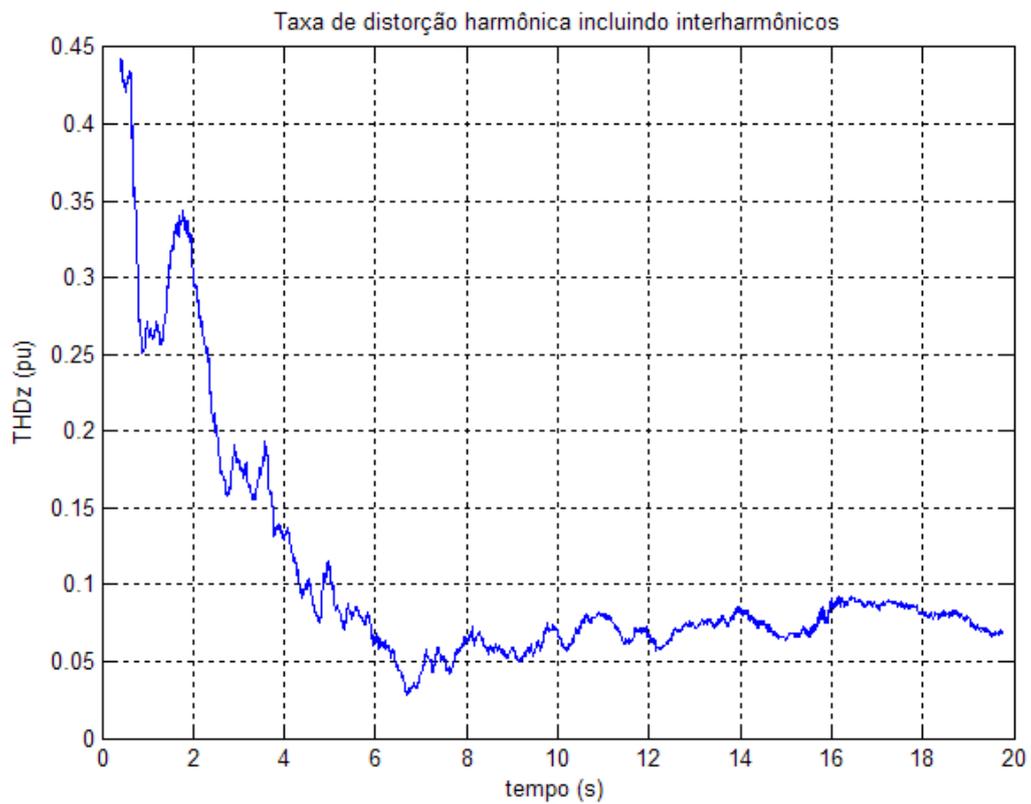
**Figura 4-22 - Amplitudes das correntes harmônicas injetadas na barra BJL (em valores RMS)**



**Figura 4-23 - Amplitudes das correntes harmônicas injetadas na barra BJL (em valores por unidade)**



**Figura 4-24- Análise dos resíduos da estimação dos harmônicos de corrente**



**Figura 4-25 - THDz da corrente injetada na barra BJJ**

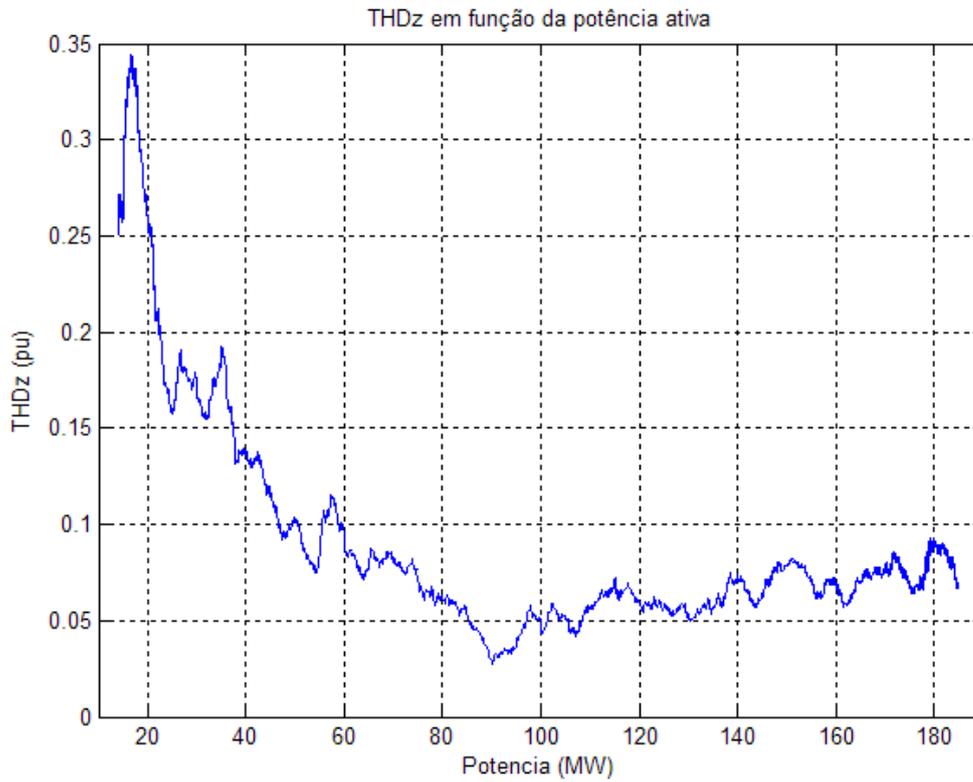


Figura 4-26 - THDz da corrente injetada na barra BJL em função da potência ativa entregue pela usina

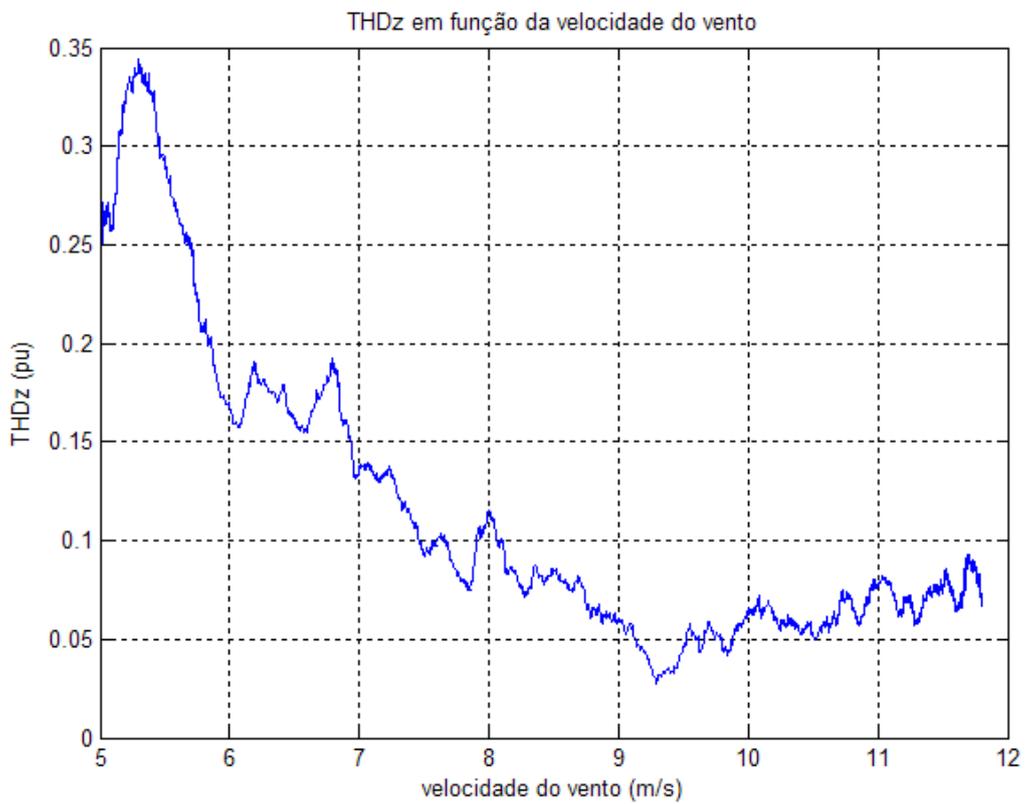
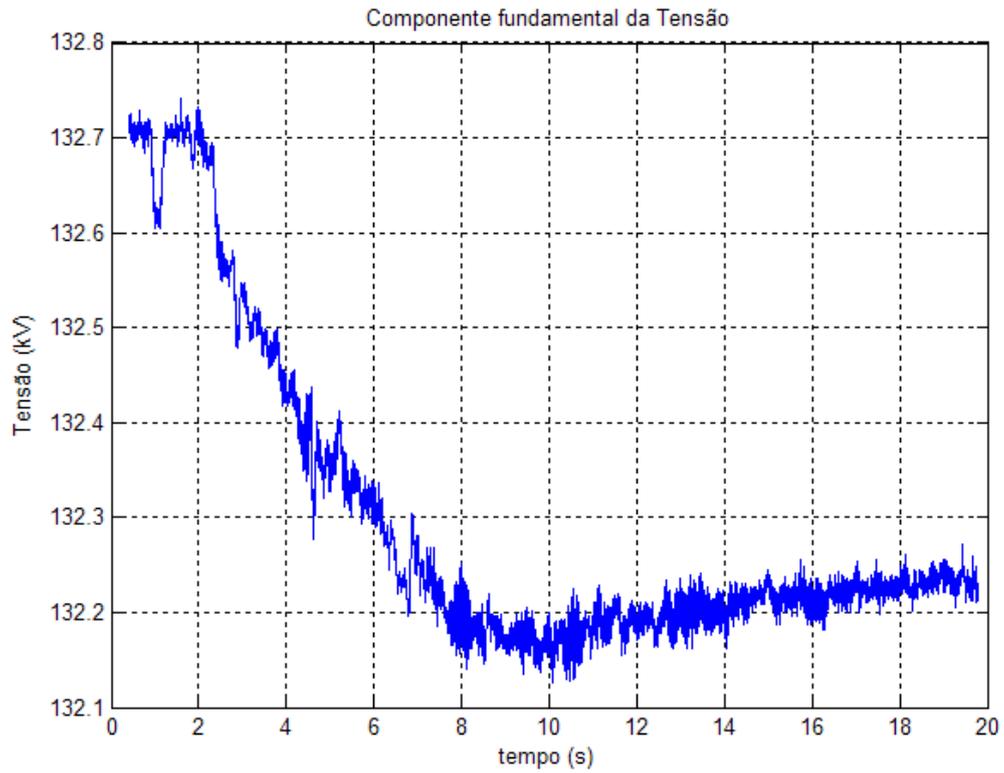
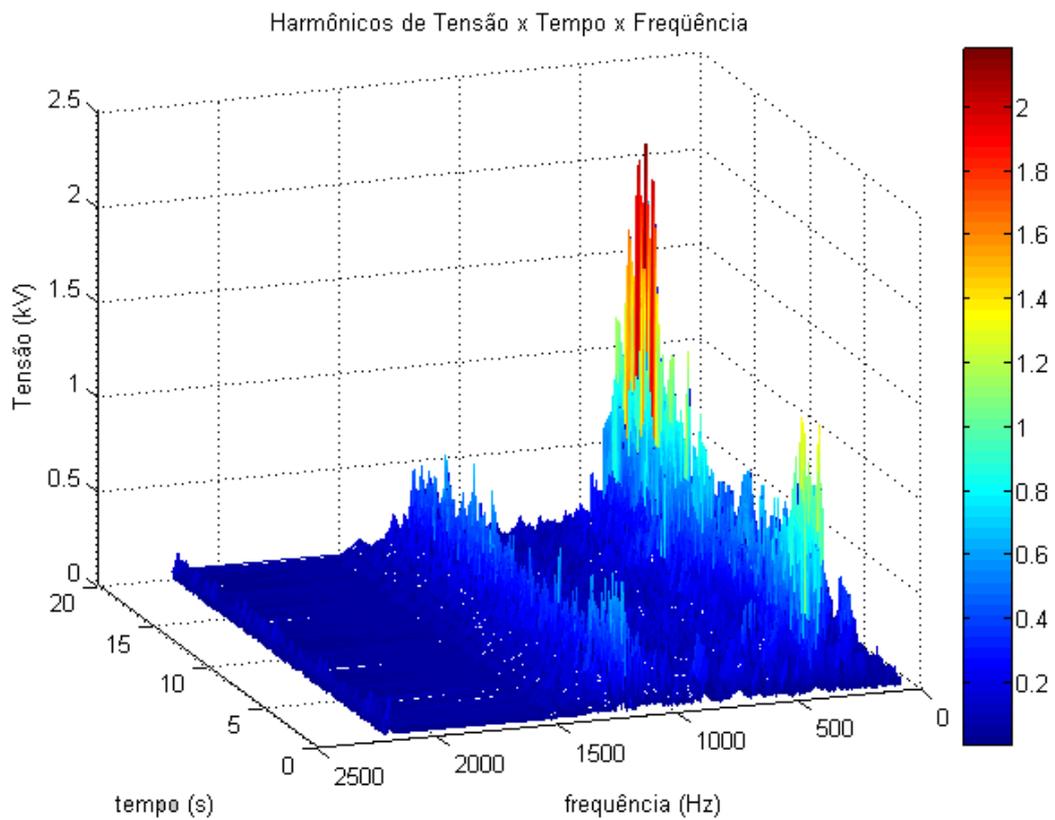


Figura 4-27 - THDz da corrente injetada na barra BJL em função da velocidade do vento



**Figura 4-28 - Componente fundamental RMS da tensão de fase na barra BJL**



**Figura 4-29 - Amplitudes das tensões harmônicas na barra BJL (em valores RMS)**

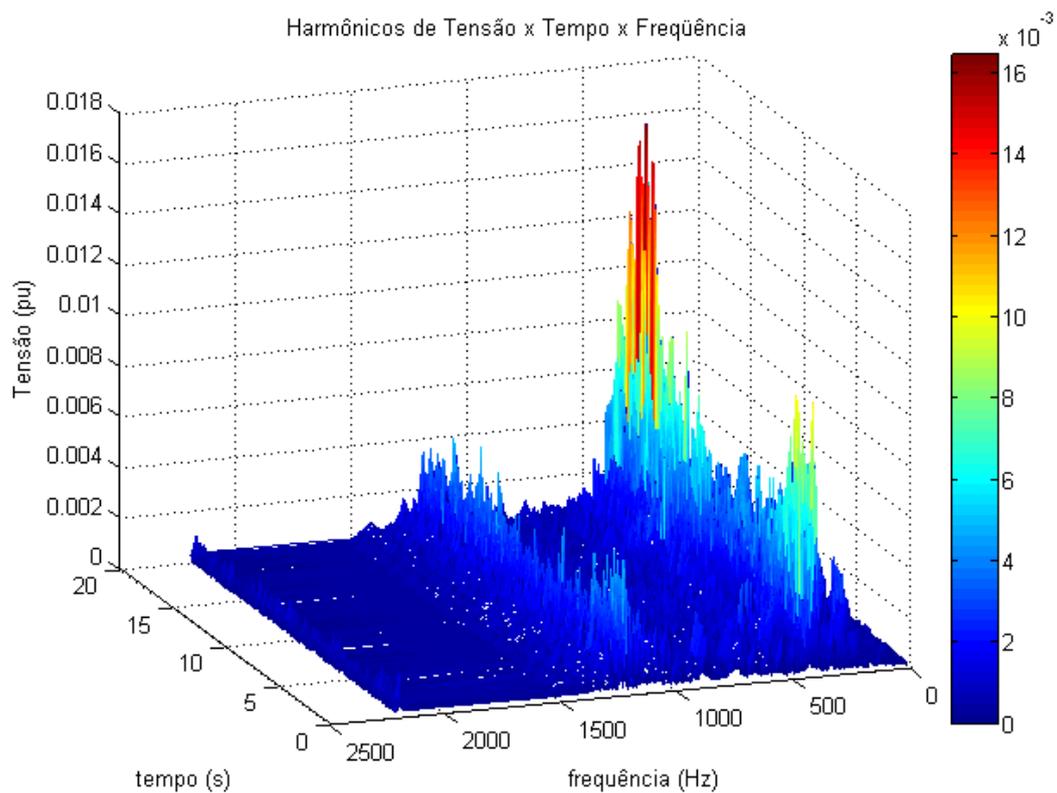


Figura 4-30 - Amplitude das tensões harmônicas na barra BJJ (em valores por unidade)

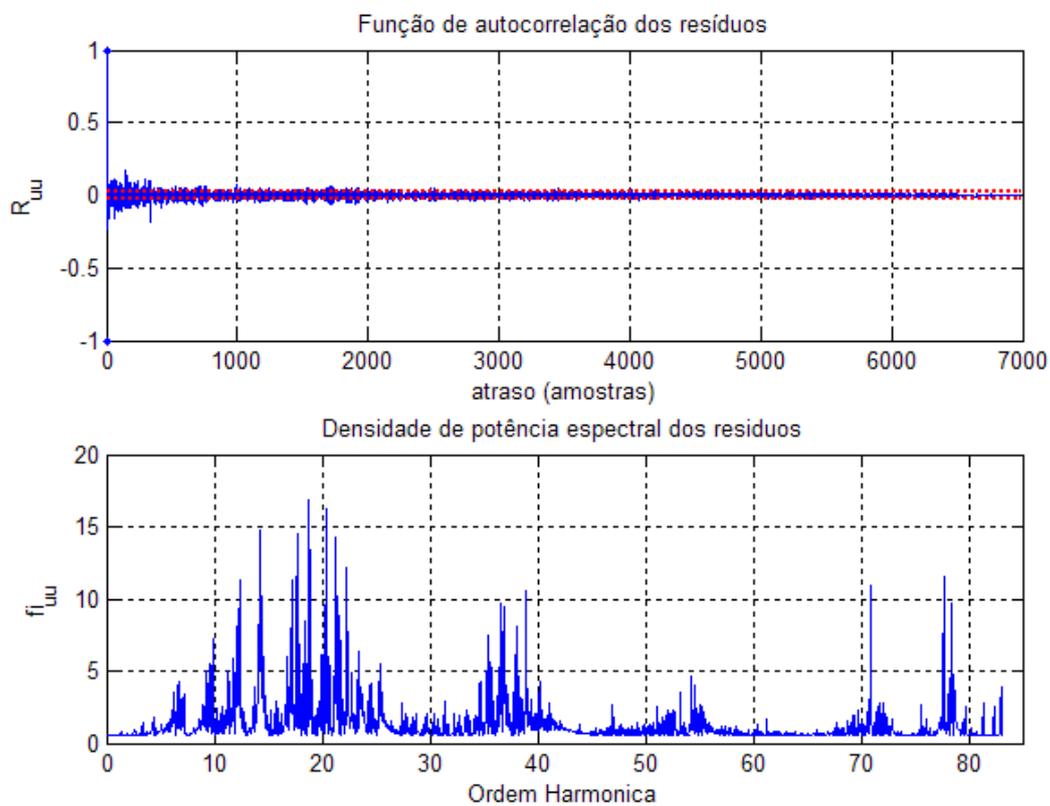
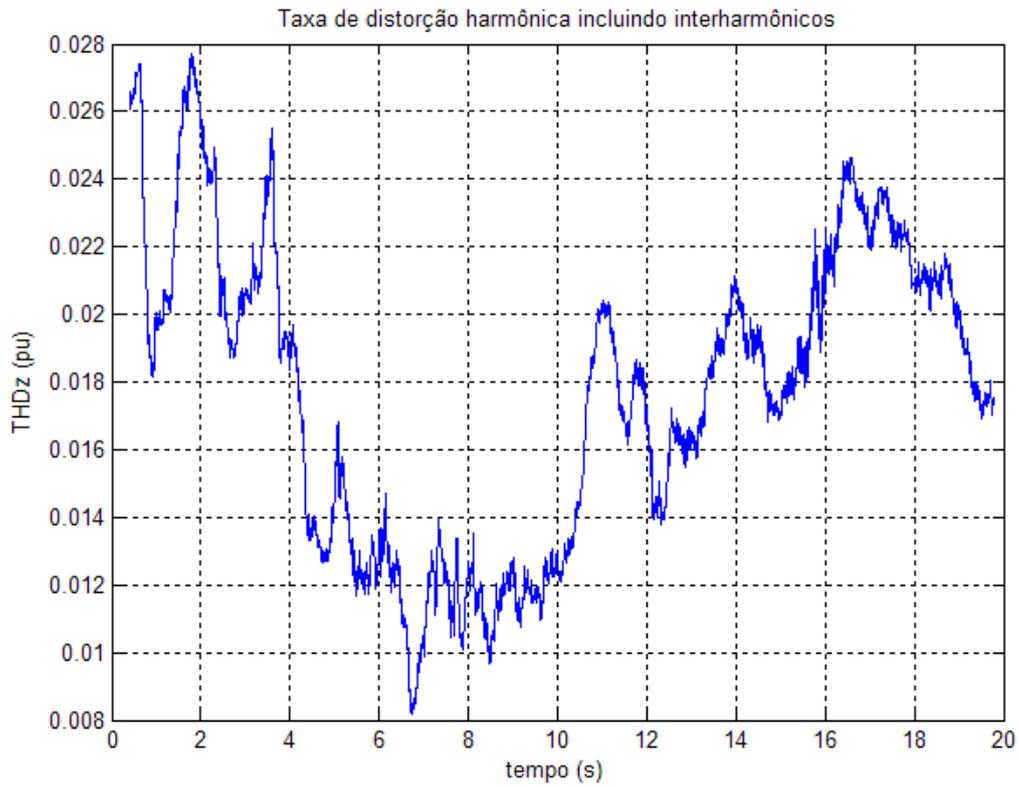
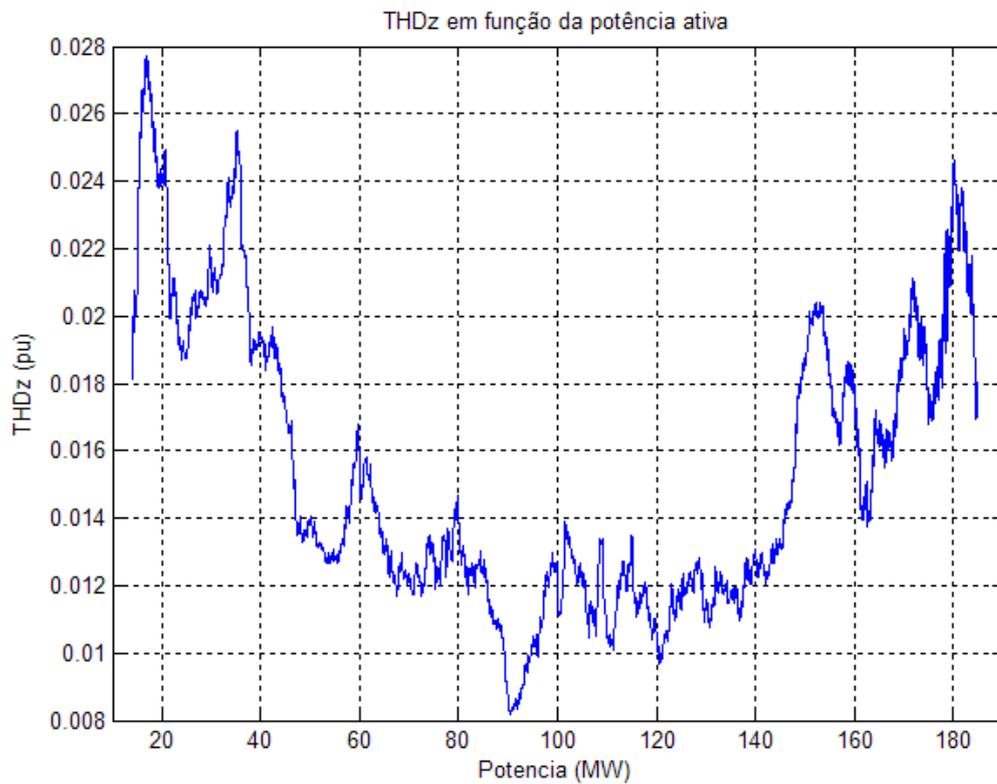


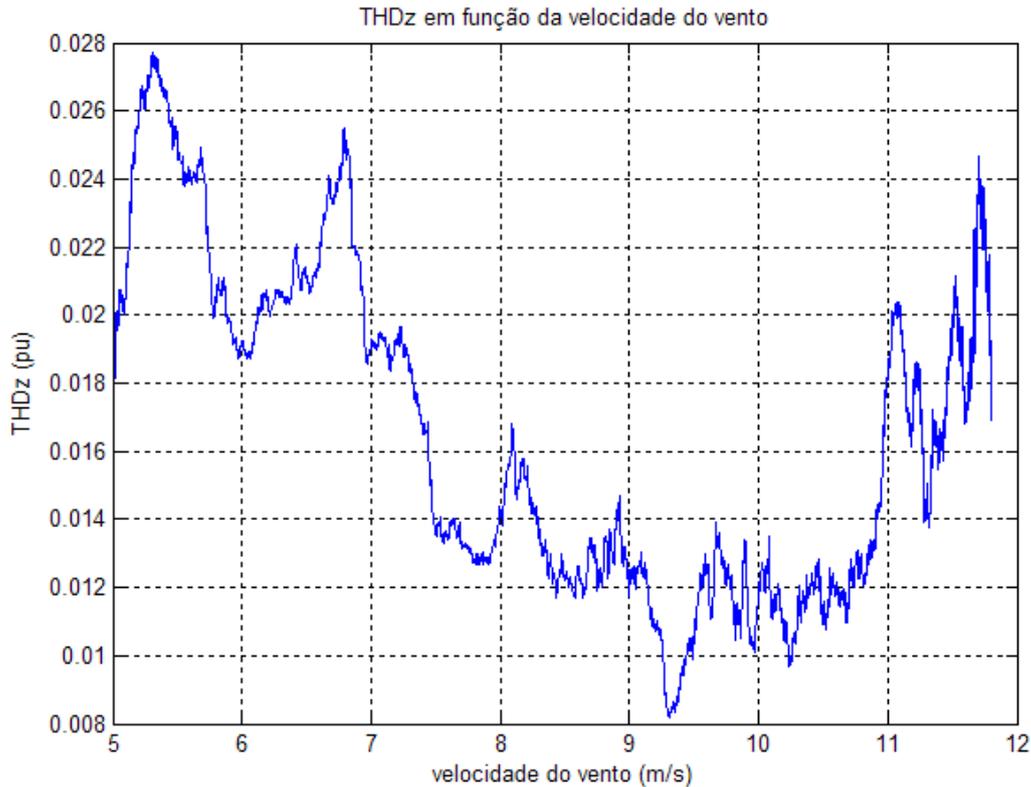
Figura 4-31 - Análise dos resíduos da estimação dos harmônicos de tensão



**Figura 4-32 - THDz da tensão na barra BJJ**



**Figura 4-33 - THDz da tensão na barra BJJ em função da potência ativa da usina**



**Figura 4-34 - THDz da tensão na barra BJJ em função da velocidade do vento**

A obtenção da distribuição de probabilidades das distorções harmônicas de corrente e tensão não pode ser obtida analiticamente, uma vez que a relação analítica entre essas variáveis não é conhecida. Mesmo que fosse calculada uma aproximação para os gráficos apresentados nas figuras 4-27 e 4-34, a determinação da distribuição de probabilidades seria dificultada, pois conforme pode ser verificado nesses gráficos, a função  $y = thd_z(v)$  não seria inversível.

O comportamento estatístico das distorções harmônicas é analisado através de simulações de Monte Carlo. São geradas 200.000 amostras de velocidades de vento com a distribuição de Weibull apresentada na figura 4-3. Para cada amostra da velocidade de vento gerada, determina-se a THDz correspondente utilizando a relação empírica mostrada no gráfico da figura 4-27. Cada valor obtido da THDz é armazenado em um vetor. Após a analisar todas as amostras, apresentam-se os resultados em um histograma e em um gráfico de probabilidade cumulativa. As figuras 4-35 e 4-37 apresentam os histogramas da THDz de corrente e tensão em valores por unidade, respectivamente. As figuras 4-34 e 4-36 apresentam as curvas de probabilidade cumulativa das distorções.

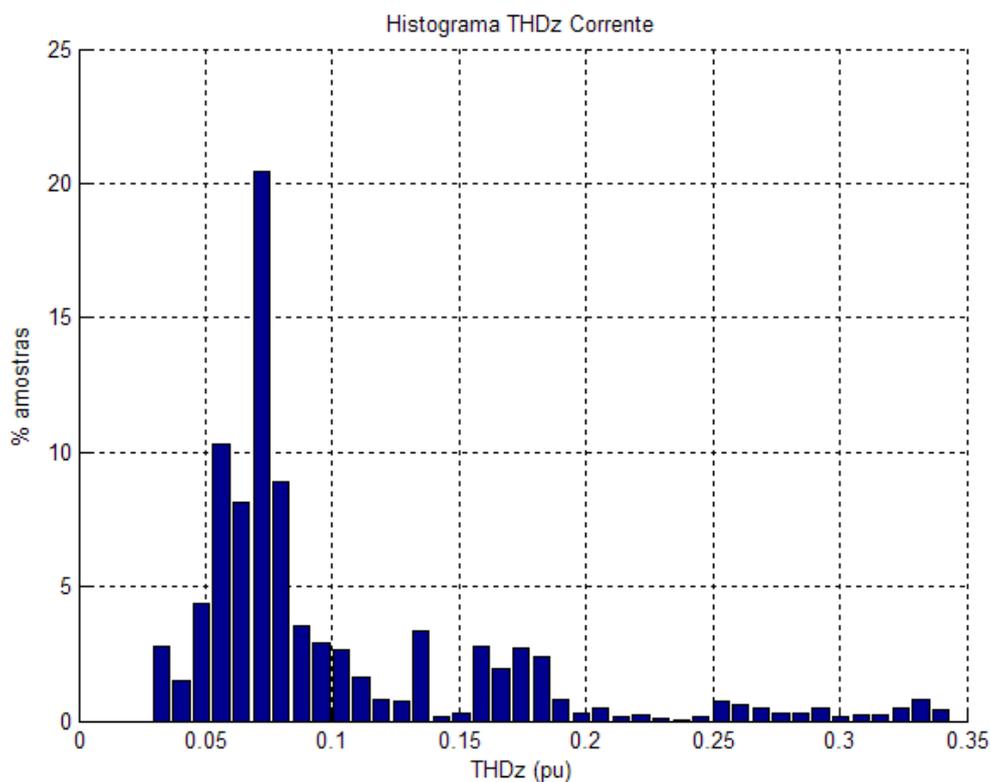


Figura 4-35 - Histograma da THDz da corrente injetada na barra BJL

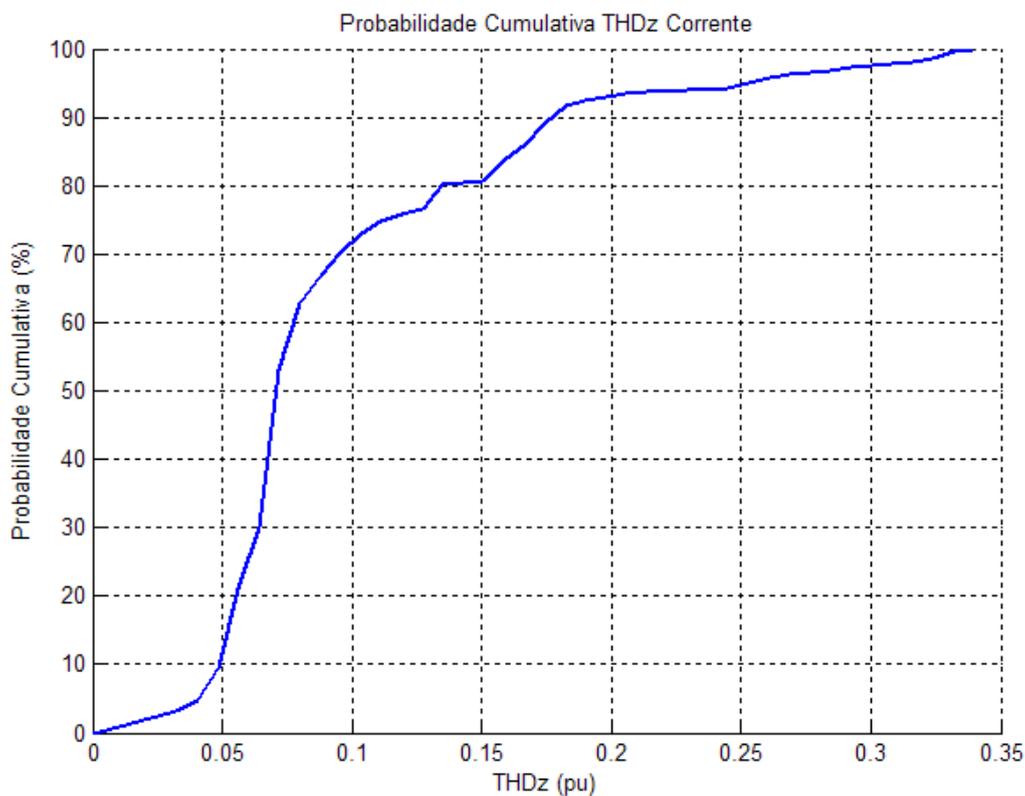


Figura 4-36 - Probabilidade cumulativa da THDz da corrente injetada na barra BJL

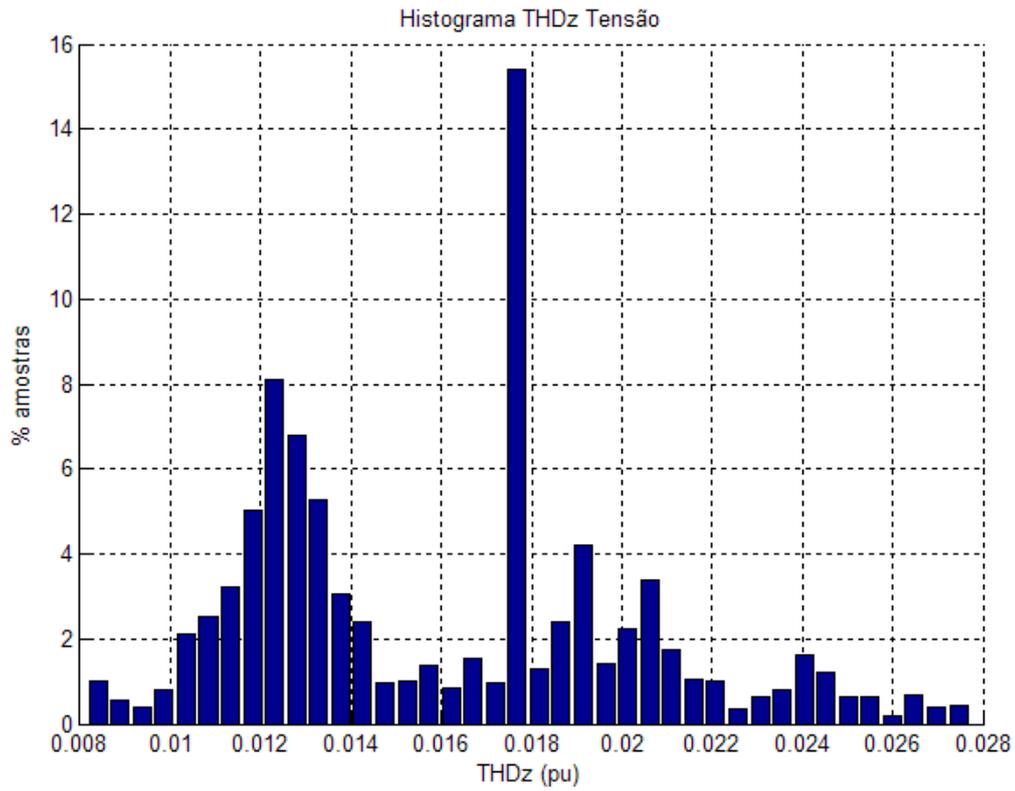


Figura 4-37 - Histograma da THDz da tensão na barra BJJ

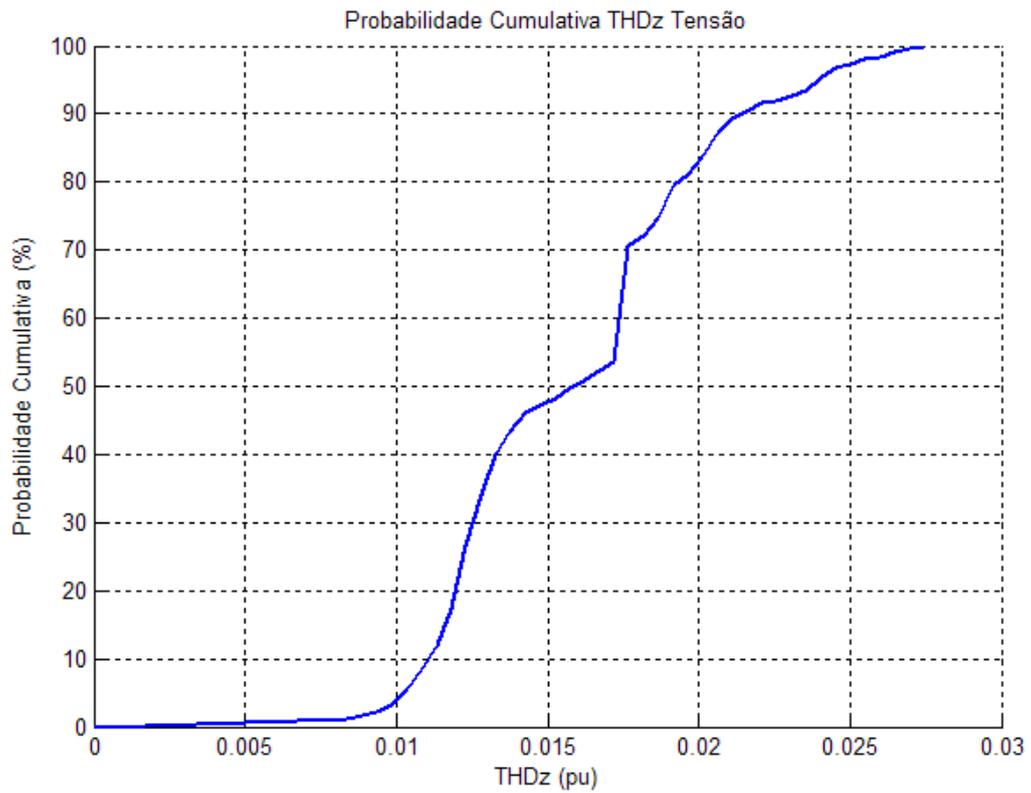


Figura 4-38 - Probabilidade cumulativa da THDz da tensão na barra BJJ

Os limites de THD de tensão e corrente permitidos pelas normas vigentes são apresentados no Anexo B. O guia IEEE 519 (1992) enfatiza os limites de corrente e a norma IEC 61000-3-6 (1996) e os Procedimentos de Rede do ONS (ONS, 2008) limitam as distorções de tensão. Apenas a norma IEC cita limites para as amplitudes de inter-harmônicos. Apesar disso, o indicador utilizado por essa norma para computar o efeito resultante das distorções é o THD. Esse índice, conforme apresentado pela equação (4.1), desconsidera os inter-harmônicos presentes no sinal. Conforme verificado nas estimações realizadas neste Capítulo, essas componentes não são desprezíveis, e devem, portanto, ser consideradas no estudo das emissões do sistema de geração eólica.

Os limites são especificados pelas normas em função da razão de curto-circuito do sistema SCR (*short-circuit ratio*), que pode ser calculada conforme a equação (4.3):

$$SCR = \frac{S_{CC}}{P_{USINA}}, \quad (4.1)$$

onde  $S_{CC}$  é potência de curto-circuito do PCC e  $P_{USINA}$  é a potência nominal da usina eólica.

Para a razão de curto-circuito da usina de Caetité, que é de 12,66, os limites de emissão de corrente são ultrapassados em 100 % das amostras. Isto significa que alterações devem ser realizadas nos subsistemas da usina a fim de mitigar as distorções de corrente. Apesar dos elevados níveis de distorção de corrente, as distorções de tensão na barra BJL estão dentro do limites das normas citadas.

Utilizando a metodologia proposta, diversas alternativas podem ser avaliadas para a solução do problema. A utilização de técnicas de modulação que gerem menor conteúdo harmônico e a instalação de filtros que atenuem as frequências próximas aos 400 Hz, que são as principais responsáveis elevação da THDz, podem promover a redução da circulação de correntes harmônicas pelo sistema elétrico. Depois de realizadas as alterações no sistema, é esperado que os gráficos de distribuição de probabilidade e probabilidade cumulativa das distorções sejam deslocados para esquerda. A avaliação das melhores técnicas para mitigação das distorções harmônicas está fora do escopo deste trabalho.

# CAPÍTULO 5. CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

## 5.1 Conclusões

Este trabalho apresentou uma metodologia alternativa para o estudo de harmônicos em sistemas que geram distorções não-múltiplas da frequência fundamental e que variam ao longo do tempo. Este é o caso dos sistemas de geração eólica com gerador de indução duplamente excitado, que foram utilizados neste trabalho como estudo de caso.

Inicialmente, foram demonstradas as deficiências da Transformada Rápida de Fourier para a estimação de sinais constituídos por harmônicos e inter-harmônicos variantes no tempo. Para estimar os parâmetros desses sinais com melhor desempenho, foram apresentadas três técnicas: o método de Mínimos Quadrados Recursivo, o método de Mínimos Quadrados Recursivo com Fator de Esquecimento e o Filtro de Kalman. Na literatura da área, esses estimadores já foram aplicados para a resolução de problemas semelhantes.

Os resultados das estimativas das distorções contidas nos sinais de teste obtidas com a aplicação do  $MQR_\lambda$  e do KF foram os melhores para sinais com harmônicos variantes no tempo, uma vez que o erro médio das estimativas geradas por eles foi menor em comparação com o MQR. Entretanto, o desempenho do KF mostrou-se menos sensível aos seus parâmetros de sintonia. Tal característica fez com que esse estimador fosse selecionado para rastrear os harmônicos e inter-harmônicos dos sinais no estudo de caso.

Para representar com fidelidade o comportamento real do sistema, faz-se necessário modelar com a maior exatidão possível os componentes da usina, principalmente os dispositivos não-lineares. Os modelos de cada subsistema foram implementados em um *software* de simulação no domínio do tempo conforme modelos validados e publicados na literatura técnico-científica.

Os principais sinais de interesse no estudo das emissões de harmônicos da usina eólica, que são a tensão e a corrente no ponto de acoplamento comum, foram obtidos por meio das simulações realizadas. O sinal de entrada da simulação é o perfil de vento da usina,

que foi modelado como uma rampa para permitir a excursão do sistema por toda a sua faixa de potência e permitir a realização da análise do sistema em todos os seus pontos de operação. O rastreamento do conteúdo harmônico desses sinais ao longo do tempo foi realizado pelo KF e posteriormente atenuado por um filtro passa-baixa.

Depois de estimadas, as distorções provocadas pela usina são caracterizadas em função da potência ativa entregue ao sistema elétrico. Considerando que, durante um período longo, na maior parte do tempo a operação da usina ocorre próximo ao ponto de rendimento ótimo, é possível correlacionar as distorções harmônicas com a velocidade do vento. Em função da velocidade do vento ser uma variável estocástica, descrita por uma função de densidade de probabilidade de Weibull, as distorções harmônicas também podem ser descritas por uma função de densidade de probabilidade, embora não necessariamente a função de Weibull.

Os resultados da simulação realizada indicam que as emissões de correntes harmônicas pela usina eólica estão fora dos limites estipulados pelas normas vigentes, sendo necessário implementar métodos para a sua mitigação. A utilização de técnicas de modulação mais eficientes e a aplicação de filtros para a redução dos harmônicos em torno de 400 Hz são alternativas a serem avaliadas nas próximas etapas do estudo, que deve ser realizado utilizando a mesma metodologia proposta. Isto é, depois de alterado o sistema, a distribuição anual de probabilidades das distorções deve ser avaliada e comparada com os limites estipulados pelas normas.

A metodologia proposta para a estimação dos harmônicos da usina pode ser estendida para o monitoramento *on-line* dos sinais medidos diretamente em campo, uma vez que os algoritmos apresentados são recursivos. Com as medições de campo é possível validar o modelo implementado em simulação.

Uma vez validado o modelo, pode-se utilizá-lo na fase de projeto da usina para promover, se necessário, alterações do sistema com o objetivo de reduzir as distorções ou simplificá-lo, a fim de reduzir os seus custos. Por exemplo, se houver uma baixa probabilidade de ocorrência de distorções elevadas, é possível economizar instalação de filtros. Ao contrário, se houver uma alta probabilidade de que as emissões excedam os limites das normas vigentes, é necessário investir no aumento da compatibilidade do equipamento com o sistema através da redução das emissões.

## 5.2 Propostas de Continuidade

Neste trabalho, a usina eólica estudada foi modelada por um equivalente dinâmico de 192 MW. No estudo de harmônicos, isto equivale à adição das amplitudes das correntes harmônicas de cada turbina. Estatisticamente, esta adição não é válida, uma vez que cada turbina está sujeita a diferentes regimes de vento. Desta maneira, as distorções harmônicas geradas em cada unidade são diferentes, com frequências e fases diferentes, e, portanto, não podem ser somadas. Em trabalhos futuros, pretende-se avaliar o efeito individual das turbinas nas distorções harmônicas emitidas por toda a usina. Espera obter gráficos que contemplem a THDz da corrente e da tensão no PCC em função do número de turbinas modeladas.

Nos estudos subseqüentes, espera-se aumentar o grau de complexidade dos modelos dos equipamentos e verificar, posteriormente se haverá alterações nas distorções computadas. Por exemplo, a representação mais precisa da impedância de curto-circuito da rede no PCC (ARRILAGA, et al., 2003) e a inclusão dos circuitos *snubber* e do tempo morto dos conversores (HALKOSAARI, et al., 2001) podem alterar significativamente os resultados das distorções harmônicas.

A fim de consolidar a metodologia de estimação e o modelo da usina, espera-se também projetar um sistema digital que implemente o algoritmo de estimação e permita a monitoração *on-line* das distorções dos sinais de tensão e corrente medidos em um DFIG projetado pela equipe do CPDEE/UFMG.

## ANEXO A. PARÂMETROS DO SISTEMA

Parâmetro	Valor
Potência	2 MW
Número de pás	3
Raio do rotor	37,5
Velocidade nominal	21,0085 rpm
Relação de Transmissão	111,5
Momento de Inércia	$3,5 \times 10^6 \text{ kg.m}^2$
Velocidade de vento mínima	5 m/s
Velocidade de vento máxima	25 m/s
Velocidade de vento nominal	12 m/s
Densidade do ar	$1,225 \text{ kg/m}^3$
Número de turbinas	96
Constante elástica do eixo de transmissão	$7,9146 \times 10^7 \text{ kg.m/rad}$
Constante de amortecimento do eixo de transmissão	$1,0497 \times 10^7 \text{ Nm.s/rad}$

**Tabela 1 - Parâmetros da turbina**

Parâmetro	Valor
Potência	2 MW
Tensão nominal	690 V
Pólos	4
Momento de Inércia	$59 \text{ kg.m}^2$
Resistência de estator	2,381 mΩ
Indutância de estator (magnetização + dispersão)	1,9577 mH
Resistência de rotor	2,381 mΩ
Indutância de rotor (magnetização + dispersão)	1,9448 mH
Indutância de magnetização	1,8941 mH

**Tabela 2 - Parâmetros do gerador**

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Tensão rede	230 kV
Indutância seq. (+) rede	58,6 mH
Indutância seq. (0) rede	25,2 mH
Resistência seq. (+) rede	1,2767 $\Omega$
Resistência seq. (0) rede	0,4535 $\Omega$
Potência de curto circuito	2390,6 MVA
Tensão primário Trafo elevador 1	690 V
Tensão secundário Trafo elevador 1	34,5 kV
Ligação Trafo elevador 1	YD-11
Indutância dispersão primário Trafo elevador 1	0,1765 $\mu$ H
Indutância dispersão secundário Trafo elevador 1	1,33 mH
Tensão primário Trafo elevador 2	34,5 kV
Tensão secundário Trafo elevador 2	230 kV
Indutância dispersão primário Trafo elevador 2	2,44 mH
Indutância dispersão secundário Trafo elevador 2	326,1 mH
Ligação Trafo elevador 2	YD-11
Comprimento da Linha de Transmissão	140 km
Número de Linhas em Paralelo	2
Indutância seq. (+) Linhas de Transmissão	1,32 mH/m
Indutância seq. (0) Linhas de Transmissão	4,27 mH/km
Resistência seq. (+) Linhas de Transmissão	91,8 m $\Omega$ /km
Resistência seq. (0) Linhas de Transmissão	488 m $\Omega$ /km
Capacitância seq. (+) Linhas de Transmissão	8,8 pF/km
Capacitância seq. (0) Linhas de Transmissão	5,9 pF/km
Reator Manobrável	2,806 H (50 kVA <sub>r</sub> /230 kV)

**Tabela 3 - Parâmetros do sistema**

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Tensão barramento DC	2500 V
Resistor amortecimento filtro LCL	6,1513 mΩ
Indutor filtro LCL	1,4734 μH
Capacitor filtro LCL	21,394 mF
Frequência de ressonância	2,418 kHz
Frequência de chaveamento	5 kHz
Ganho proporcional controlador corrente rotor	0,0015911
Ganho integral controlador corrente rotor	0,18461
Ganho proporcional controlador potência	0,017076
Ganho integral controlador potência	0,00013589
Ganho proporcional controlador corrente rede	0,0023144
Ganho proporcional controlador tensão CC	4924,4203
Ganho integral controlador tensão CC	56256,4463

**Tabela 4 - Parâmetros dos conversores e dos filtros**

# ANEXO B. LIMITES DE EMISSÃO DE HARMÔNICOS

Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
$I_{sc}/I_L$	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	THD
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

\* All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual  $I_{sc}/I_L$ .

where  
 $I_{sc}$  = maximum short-circuit at PCC.  
 $I_L$  = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

**Tabela 5 - Limites de emissão de correntes harmônicas em pontos de conexão com tensões acima de 161kV (IEEE519, 1992)**

Odd harmonics non multiple of 3			Odd harmonics multiple of 3			Even harmonics		
Order h	Harmonic voltage %		Order h	Harmonic voltage %		Order h	Harmonic voltage %	
	MV	HV-EHV		MV	HV-EHV		MV	HV-EHV
5	5	2	3	4	2	2	1,6	1,5
7	4	2	9	1,2	1	4	1	1
11	3	1,5	15	0,3	0,3	6	0,5	0,5
13	2,5	1,5	21	0,2	0,2	8	0,4	0,4
17	1,6	1	>21	0,2	0,2	10	0,4	0,4
19	1,2	1				12	0,2	0,2
23	1,2	0,7				>12	0,2	0,2
25	1,2	0,7						
>25	0,2 + $0,5 \frac{25}{h}$	0,2 + $0,5 \frac{25}{h}$						

NOTE – Total harmonic distortion (THD): 6,5 % in MV networks 3 % in HV networks.

**Tabela 6 - Limites de harmônicos de tensão no ponto de acoplamento comum para conexões às redes de média (1 kV <  $U_n$  < 35 kV) e alta tensão (35 <  $U_n$  < 230 kV) (IEC61000-3-6, 1996)**

# BIBLIOGRAFIA

**ACHILLES, S. and Poller, M. 2003.** Direct Drive Synchronous Machine Models for Stability Assessment of Wind Farms. *Proceedings of the Fourth International Workshop on Large Scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind Farms*. October, 2003.

**ACKERMANN, T. 2005.** *Wind Power in Power Systems*. s.l. : John Wiley & Sons, 2005.

**AGUIRRE, L. A. 2004.** *Introdução à identificação de sistemas – Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. 2ª Edição. s.l. : UFMG, 2004.

**AKAGI, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A. 1984.** Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*. May, 1984, Vol. IA 20, nº 3.

**ALAKULA, M.; E., Persson J. 1994.** Vector controlled AC/AC converters with a minimum of energy storage. *Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*. October, 1994.

**ANAYA-LARA, O., Ramtharan, G., Bossanyi, E. and Jenkins, N. 2006.** Assessment of structural dynamics for model validation of induction generator-based wind turbines. *The European Wind Energy Conference EWEC*. February, 2006.

**ARAÚJO, A. E. A. e Neves, W. L. A. 2005.** *Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia*. Belo Horizonte : Editora UFMG, 2005. p. 261. ISBN 85-7041-448-X.

**ARRILAGA, J. and Watson, N. R. 2003.** *Power System Harmonics*. 3rd edition. s.l. : John Wiley & Sons, 2003.

**BAGHZOUZ, Y., et al. 1998.** Time-Varying Harmonics: Part I – Characterizing Measured Data. *Probabilistic Aspects Task Force of the Harmonics Working Group Subcommittee of the Transmission and Distribution Committee, IEEE Transactions on Power Delivery*. July, 1998, Vol. 13, nº 3.

**BIANCHI, F. D., Battista, H. and Mantz, R. J. 2007.** *Wind Turbine Control Systems - Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. s.l. : Springer, 2007.

**BITTANTI, S. and M., Savaresi S. 2000.** Frequency tracking via extended Kalman Filter: parameter design. *Proceedings of the American Control Conference*. June, 2000.

—. **2000.** On the parametrization and design of an extended Kalman Filter frequency tracker. *IEEE transactions on automatic control*. September, 2000, Vol. 45, nº 9.

**BURTON, T., et al. 2001.** *Wind Energy Handbook*. 1st Edition. s.l. : John Wiley & Sons, 2001.

**Can/Am EMTP User Group. 1998.** *Alternative Transient Program (ATP) - Rule Book*. 1998.

**CARLSSON, A. 1998.** *The back-to-back converter control and design*. Licentiate thesis. Sweden : Lund Institute of Technology, 1998.

**COELHO, A. A. R. and Coelho, L. S. C. 2004.** *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*. s.l. : Editora UFSC, 2004.

**CONRADSEN, K., Nielsen, J.B. and Prahm, L. P. 1984.** Review of Weibull Statistics for Estimation of Wind Speed Distributions. *J. Climate Appl. Meteor.* 1984, Vol. 23, pp. 1173-1183.

**DASH, P.K., et al. 1996.** Harmonic estimation in a power system using adaptive perceptrons. *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*. November, 1996, Vol. 143, nº 6.

**DETTMANN, K. D., Schostan, S. and Schulz, D. 2007.** Wind Turbine Harmonics caused by Unbalanced Grid Currents. *CPE, Compatibility in Power Electronics*,. June, 2007.

**DOMMEL, H.W. 1987.** *EMTP Theory Book*. 1987.

**ERICKSON, R., et al. 2004.** Novel Power Electronics Systems for Wind Energy Applications: Final Report. s.l. : National Renewable Energy Laboratory, October, 2004.

**FITZGERALD, A. E., Kingsley Jr., C. and Umans, S. D. 2003.** *Electric Machinery*. Sixth Edition. s.l. : McGraw-Hill, 2003.

**FREIRE, K. S. 2006.** *Controle e integração de centrais eólicas à rede elétrica com geradores de indução duplamente alimentados*. Tese de Doutorado. São Paulo : USP, 2006.

**GIRGIS, A. A. and Hwang, T.L.D. 1984.** Optimal estimation of voltage phasors and frequency deviation using linear and non-linear Kalman filtering: theory and limitations. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. October 1984, Vol. PAS 103.

**GIRGIS, A. A., Chang, W. B. and Makram, E. B. 1991.** A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics. *IEEE Transactions on Power Delivery*. July, 1991, Vol. 6, nº 3.

**GOMES JUNIOR, S., PORTELA, C. e MARTINS, N. 2001.** Detailed Model of Long Transmission Lines for Modal Analysis of ac Networks. *International Conference on Power System Transients - IPST*. 2001.

**GOMES, J. S., Portela, C. and Martins, N. 2001.** Detailed Model of Long Transmission Lines for Modal Analysis of ac Networks. *Proc. Int. Conf. Power System Transients*. June, 2001.

**HALKOSAARI, T., Kuusela, K. and Tuusa, H. 2001.** Effect of Non-idealities on the Performance of the 3-phase Current Source PWM Converter. *IEEE Power electronics specialists conference – PESC*. Junho 2001, pp. 654-659.

**HANSEN, M. H., et al. 2005.** *Control design for a pitch-regulated, variable speed wind turbine*. Risø National Laboratory. Denmark : s.n., 2005.

**HANSEN, M. O. L. 2008.** *Aerodynamics of Wind Turbines*. 2nd edition. Earthscan : s.n., 2008.

**HOLMES, D. G. and LIPO, T. A. 2003.** *Pulse Width Modulation for Power Converters*. USA : John Wiley & Sons, 2003. ISBN 0-471-20814-0.

**HOLTZ, J. 1994.** Pulse width Modulation for Electronic Power Conversion. *Proceedings of the IEEE*. August, 1994, Vol. Vol. 82.

**IEC61000-3-6. 1996.** IEC 61000-3-6 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits – Section 6: Assessment of emission limits for distorting loads in MV and HV power systems. October, 1996.

**IEC61000-4-7. 2002.** IEC 61000-4-7 Electromagnetic compatibility (EMC), Part 4: Testing and measurement techniques, Section 7: General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation for power supply systems and equipment connected thereto. August, 2002.

**IEC61400-21. 2008.** IEC 61400-21 Wind Turbines, Part 21: Measurement and Assessment of Power Quality Characteristics of Grid Connected Wind Turbines. August, 2008. Edition 2.0.

**IEEE Interharmonic Task Force, CIGRÉ 36.05/CIREN 2 CC02 Voltage Quality Working Group. 1997.** *Interharmonics in Power Systems*. 1997.

**IEEE519. 1992.** IEEE Std 519-1992 IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. June, 1992.

**KENNEDY, K., Lightbody, G. and Yacamini, R. 2003.** Power System Harmonic Analysis using the Kalman filter. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*. July, 2003, Vol. 2.

**KOVACS, P. K. 1984.** *Transient Phenomena in Electrical Machines.* Amsterdam : Elsevier Science Publishers B. V., 1984.

**KRAUSE, P. C. 1989.** *Analysis of Electric Machinery.* 1st edition. s.l. : McGraw-Hill, 1989.

**LERCH, E. and Ruhle, O. 2005.** Dynamic simulation of DFIGs for wind power plants. *Power Engineering Conference, IPEC.* November, 2005.

**LI, C., Xu, W. and Tayjasanant, T. 2003.** Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement. *Electric Power Systems Research.* July, 2003, Vol. 66, pp. 39-48.

**LI, H. and Chen, Z. 2007.** Transient Stability Analysis of Wind Turbines with Induction Generators Considering Blades and Shaft Flexibility. *33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON).* November, 2007.

**LISERRE, M., Blaabjerg, F. and Hansen, S. 2001.** Design and Control of an LCL-Filter based Three-Phase Active Rectifier. *IAS'2001 - Proceedings of the 2001 IEEE Industry Applications Conference.* September, 2001, Vol. 1, pp. 299-302.

**LJUNG, L. 1999.** *System Identification - Theory for User.* 2nd edition. s.l. : Prentice-Hall, 1999.

**MACHADO, O. F., Pinheiro, E. L. R. e Silva, S. R. 2006.** Análise De Distorções Harmônicas Em Usinas Eólicas a Gerador De Indução Duplamente Excitado. *VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (INDUSCON).* 2006.

**MAMIS, M. S. 2003.** State-Space Transient Analysis of Single-Phase Transmission Lines with Corona. *IPST International Conference on Power Systems Transients.* 2003.

**MANNWELL, J. F., McGowan, J. G., Rogers, A.L. 2002.** *Wind Energy Explained – Theory, Design and Application.* s.l. : John Wiley & Sons, 2002.

**MATSUMOTO, E. Y. 2002.** *MATLAB 6.5 – Fundamentos de Programação.* 1ª Edição. s.l. : Editora Erica, 2002.

**MAYBECK, Peter S. 1979.** *Stochastic Models, Estimation, and Control.* s.l. : Academic Press, 1979. Vol. 1.

**MOHAN, N. 1990.** *Computer Exercises for Power Electronics Education.* Minneapolis : University of Minnesota, 1990.

**MULLANE, A., Lightbody, G. and Yacamini, R. 2005.** Wind-Turbine Fault Ride-Through Enhancement. *IEEE Transactions On Power Systems.* November, 2005, Vol. 20, nº 4.

**NETO, A. S. 2005.** *Análise e Controle de Centrais Eólicas a Velocidade Variável Utilizando ATPDraw*. Recife : Dissertação de Mestrado, UFPE, 2005.

**NETO, A. S., et al. 2004.** Variable Speed Wind Turbine Modeling Using ATPDraw. *VI Induscon*. 2004.

**NETO, A.S., et al. 2005.** Dynamic Analysis of Grid Connected Wind Farms Using ATP. *PESC - Power Electronics Specialists Conference*. 2005, pp. 198-203.

**OLIVEIRA, R. G. 2004.** *Controle e integração à rede elétrica de um sistema eólica com gerador de indução duplamente excitado*. Dissertação de Mestrado. Belo Horizonte : CPDEE/UFMG, 2004.

**ONS. 2008.** Procedimentos de Rede, Submódulo 2.8: Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes. Revisão 3, Julho de 2008.

—. **2008.** Procedimentos de Rede, Submódulo 3.6: Requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica. Revisão 3, Julho de 2008.

**OPPENHEIM, A. V. and Schafer, R. W. 1989.** *Discrete-time signal processing*. 2nd Edition. s.l. : Prentice Hall, 1989.

**PAPATHANASSIOU, S.A and Papadopoulos, M.P. 2006.** Harmonic analysis in a power system with wind generation. *IEEE Transactions on Power Delivery*. October, 2006, Vol. 21, nº 4, pp. 2006- 2016.

**PENNY, W. D. and Roberts, S. J. 1998.** Dynamic Linear Models, Recursive Least Squares and Steepest Descent Learning. *Technical Report*. October, 1998.

**PETERSSON, A. 2005.** *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD Thesis. Sweden : Chalmers University of Technology, 2005.

**PINHEIRO, E. L. R. 2004.** *Análise do Comportamento Dinâmico de Usinas Eólicas a Velocidade Variável utilizando o ATPDraw*. Belo Horizonte : Dissertação de Mestrado, CPDEE/UFMG, 2004.

**PRADEEP, V., Kolwalar, A. and Teichmann, R. 2004.** Optimized Filter Design for IEEE 519 Compliant Grid Connected Inverters. *IICPE - India International Conference on Power Electronics*. 2004.

**RABELO, B. and Hofmann, W. 2003.** Control of an optimized power flow in wind power plants with doubly-fed induction generators. *IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC*. June, 2003.

**SANITER, C., et al. 2002.** A small-signal frequency domain model of a controlled PWM converter. *IEEE Postgraduate Power Conference*. August, 2002.

**SANITER, C., et al. 2003.** Modelling the effects of AC system impedance unbalance on PWM converters using frequency coupling matrices. *IEEE Bologna PowerTech Conference*. June, 2003.

**SANITER, C., Hanitsch, R. and Schulz, D. 2003.** Using small signal frequency domain modeling for predicting harmonic and interharmonics distortions generated by two back-to-back PWM converters. *CIREN, 17th International Conference on Electricity Distribution*. 2003.

**SANITER, C., Schulz, D. and Hanitsch, R. E. 2003.** Harmonics and Interharmonics Generated by Wind Energy Converters-Measurements and a Novel Modelling Approach in the Frequency Domain. *Fourth International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind farms*. October, 2003.

**SANITER, C., Wood, A. and Hanitsch, R. 2004.** Modelling the effect of control signal variation on the generation of harmonics in PWM converters. *PCIM*. 2004.

**SCHOSTAN, S., Dettmann, K. D., Schulz, D. and Plotkin, J. 2007.** Investigation of an Atypical Sixth Harmonic Current Level of a 5 MW Wind Turbine Configuration. *EUROCON The International Conference on "Computer as a Tool"*. September, 9-12, 2007.

**SCHULZ, D., et al. 2002.** Comparative Power Quality Investigations of Variable Speed Wind Energy Converters with Doubly-fed Induction and Synchronous Generator. *PCIM Power Quality Conference*. May, 2002.

**SCHULZ, D., Tognon, E. and Hanitsch, R. 2003.** Investigation of the harmonic transformation properties of double fed induction generators in wind energy converters. *Proc. of PCIM Power electronics Conference*. May, 2003, pp. 21-26.

**SEIXAS, P. F. 1988.** *Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopiloteé*. Thèse de Docteur. Toulouse, France : INPT, 1988.

**SILVA, S. R., et al. 2003.** "Análise da Integração de Usinas Eólicas na Rede Elétrica. *V SBQEE*. Agosto de 2003.

**SKJELLNES, T. March, 2008.** *Digital Control of Grid Connected Converters for Distributed Power Generation*. Doctoral thesis. Trondheim : Norwegian University of Science and Technology, March, 2008.

**SKVARERINA, T. L. 2002.** "The Power Electronics Handbook", *CRC Press, 2002*; s.l. : CRC Press, 2002.

**SLOOTWEG, J. G. 2003.** *Wind Power - Modelling and Impact on Power System Dynamics*. PhD Thesis. 2003.

**TENTZERAKIS, S. T. and Papathanassiou, S. A. 2007.** An Investigation of the Harmonic Emissions of Wind Turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 22, NO. 1, March, 2007, Vol. 22, n° 1.

**WANG, T. C., et al. 2003.** Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. *PESC '03 Power Electronics Specialist Conference*. IEEE 34th Annual, June, 15-19, 2003, Vol. 2, pp. 779–784.

**WENZEL, G. M. 2007.** *Projeto Aerodinâmico de pás de turbinas eólicas de eixo horizontal*. s.l. : Trabalho de Conclusão de Curso, Engenharia Mecânica, PUC-RS, 2007.

**YAZDANI, A. and Iravani, R. 2006.** A Neutral-Point Clamped Converter System for Direct-Drive Variable-Speed Wind Power Unit. *IEEE Transactions On Energy Conversion*. June, 2006, Vol. 21, n° 2.

—. **2006.** An Accurate Model for the DC-Side Voltage Control of the Neutral Point Diode Clamped Converter. *IEEE Transactions On Power Delivery*. January, 2006, Vol. 21, n° 1.

**YU, Kent K. C., R., Watson N. and Arrillaga, J. 2005.** An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Harmonic State Estimation and Harmonic Injection Tracking. *IEEE Transactions on power delivery*. April, 2005, Vol. 20, n° 2.

**ZHANG, J., et al. 2008.** Pitch Angle Control for Variable Speed Wind Turbines. *DRPT*. April, 2008.