



**UMA CONTRIBUIÇÃO PARA A MEDIÇÃO DE
DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS EM
INSTALAÇÕES DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

WESLEY RODRIGUES DE OLIVEIRA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

BRASÍLIA, SETEMBRO DE 2015

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**UMA CONTRIBUIÇÃO PARA A MEDIÇÃO DE
DISTRORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS EM
INSTALAÇÕES DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

WESLEY RODRIGUES DE OLIVEIRA

ORIENTADOR: ANÉSIO DE LELES FERREIRA FILHO

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

PUBLICAÇÃO: PPGEE.DM - 604/2015

BRASÍLIA/DF: SETEMBRO – 2015

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

UMA CONTRIBUIÇÃO PARA A MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES
HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS EM INSTALAÇÕES DE
GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

WESLEY RODRIGUES DE OLIVEIRA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA
ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO
PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.

APROVADA POR:



ANÉSIO DE LELES FERREIRA FILHO, Dr., ENE/UNB
(ORIENTADOR)



FRANCISCO DAMASCENO FREITAS, Dr., ENE/UNB
(EXAMINADOR INTERNO)



PAULO FERNANDO RIBEIRO, Dr., UNIFEI-MG
(EXAMINADOR EXTERNO)

Brasília, 18 de setembro de 2015.

FICHA CATALOGRÁFICA

OLIVEIRA, WESLEY RODRIGUES DE

Uma Contribuição para a Medição de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas em Instalações de Geração Fotovoltaica [Distrito Federal] 2015.

xvi, 85p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2015).

Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede

2. Harmônicas e Inter-harmônicas

3. Método de Prony

4. Filtro de Kalman

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

OLIVEIRA, W. R. (2015). Uma Contribuição para a Medição de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas em Instalações de Geração Fotovoltaica. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE.DM-604/2015, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 85p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Wesley Rodrigues de Oliveira.

TÍTULO: Uma Contribuição para a Medição de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas em Instalações de Geração Fotovoltaica.

GRAU: Mestre

ANO: 2015

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.



Wesley Rodrigues de Oliveira

Rua CP-25, Quadra CP-11, Lote 51 – Residencial Celina Park.
74373-280 Goiânia – GO – Brasil.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a **Deus**, pois é apenas por meio Dele que eu tenho tido a longanimidade da vida e a força para continuar caminhando.

À **minha esposa, Leticia**, pelo seu amor e paciência durante todo esse árduo processo. Uma das maiores realizações da minha vida é poder compartilhar os meus dias com você.

A toda a **minha família**, especialmente, ao meu irmão, Fernandinho, ao meu pai, José Carlos, e a minha mãe, Mida, por todos os esforços empreendidos na minha educação e na minha formação como ser humano.

Ao meu orientador, Prof. **Anésio de Leles Ferreira Filho**, manifesto os meus sinceros agradecimentos pela confiança e pela disposição nas longas horas de discussão das quais sempre pude extrair grande aprendizado. Agradeço também ao prof. **Jorge Cormane**, pelas revisões e pelo valioso auxílio na avaliação dos resultados.

À colega de mestrado **Jéssica Gonçalves** e a todos os colegas do **Laboratório de Qualidade da Energia e Smart Grids da UnB**, pela parceria e contribuição durante todo o processo de execução da pesquisa.

À **CAPES** pelo suporte financeiro inicial à realização deste trabalho.

À **Eletronorte** pelo apoio concedido para a realização deste trabalho. Agradeço também à **Embaixada da Itália** pela abertura e disponibilidade em nos auxiliar nas campanhas de medição no sistema fotovoltaico.

Aos professores do **Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da UnB** pela oportunidade ímpar de aprendizado.

*“The mind that opens to a new
idea, never returns to its original size”*
(A. Einstein)

Resumo

Uma Contribuição para a Medição de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas em Instalações de Geração Fotovoltaica

Autor: Wesley Rodrigues de Oliveira

Orientador: Prof. Dr. Anésio de Leles Ferreira Filho

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - FT/UNB

Brasília, 18 de setembro de 2015

O crescimento da geração fotovoltaica ao redor do mundo tem levantado a necessidade de se formalizar uma abordagem padrão de medição das emissões harmônicas e inter-harmônicas atreladas aos sistemas fotovoltaicos conectados à rede (SFCRs). Nesse cenário, alguns trabalhos têm adotado as recomendações dos padrões tradicionais IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30, que, dentre outros aspectos, estabelece que o processamento dos sinais ocorra via Transformada Discreta de Fourier (DFT) com uma janela de tempo retangular de 12 ciclos de 60 Hz e que a medição prossiga por pelo menos 7 dias. Para os SFCRs é esperada a ocorrência de harmônicas e de inter-harmônicas com algum grau de variação temporal, condições em que pode ser imprecisa a estimação das componentes espectrais pela DFT ou mesmo o período de uma semana ser insuficiente para o monitoramento. À luz desta realidade, este trabalho apresenta como contribuição uma metodologia de análise voltada para a adaptação desses dois parâmetros de medição ao contexto dos perfis de emissões esperados nos SFCRs. Para tanto, foi utilizada uma metodologia paramétrica de processamento de sinais baseada no método de Prony Modificado e no Filtro de Kalman. Esta metodologia viabilizou uma análise espectral com alta resolução em condições de variação temporal das magnitudes e serviu como referência de comparação dos resultados obtidos pelo processamento via DFT. Também foram empregados conceitos de processos aleatórios, tais como média de probabilidade e média temporal, para se compreender o comportamento intrínseco dos indicadores de distorção. Utilizando uma métrica de estabilização da média temporal, foi possível propor um período mínimo de medição. Essa metodologia foi aplicada a sinais reais de corrente oriundos de uma unidade de microgeração fotovoltaica, evidenciando que os parâmetros de medição a serem adotados para SFCRs podem ser diferentes daqueles tradicionalmente recomendados pela IEC.

Palavras-Chave: Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede; Harmônicas e Inter-Harmônicas; Transformada Discreta de Fourier; Método de Prony; Filtro de Kalman.

Abstract

A Contribution to the Measurement of Harmonic and Interharmonic Distortions in Photovoltaic Systems

Author: Wesley Rodrigues de Oliveira

Advisor: Prof. Dr. Anésio de Leles Ferreira Filho

Graduate Program in Electrical Engineering

Brasília, September 18th 2015

The growing of the photovoltaic generation (PV) around the world has led to the requirement of formalizing a standard measuring approach of the harmonic and interharmonic emissions related to the grid-connected photovoltaic systems (GCPS). Within this trend, some works have adopted the traditional standards IEC 61000-4-7 and IEC 61000-4-30, which establish among other aspects that the signal processing must be carried out by the Discrete Fourier Transform (DFT) with a 60 Hz 12-cycle rectangular time window and at least for a week. It is worthwhile to mention that it is expected the occurrence of harmonics and interharmonics in the GCPS with some level of time-varying behavior, which represent conditions in which could be the week-period insufficient to the measuring or could be misleading the estimation of the spectral components by the DFT.

That being stated, this work presents as contribution a methodology of analysis that addresses the problems related to the adaptation of these parameters to the context of the expected emissions from the GCPS. Having that in mind, it was employed a parametric methodology of signal processing based upon Modified Prony's method and Kalman Filtering. This methodology enabled a high resolution spectral analysis under time-varying conditions of the magnitudes and served as a baseline for the comparison of the results driven from the signal processing by the DFT with different time-window lengths. It was also used stochastic processes concepts such as probability mean and time mean to characterize the intrinsic behavior of the distortion indicators. Using a metric for the stabilization of the time mean, it was possible to propose a minimum measuring period. This methodology was used with real current signals from a PV system, which yielded to the conclusion that the measuring parameters to be adopted with GCPS can be indeed different from that recommended by IEC standards.

Keywords: Grid-Connected Photovoltaic Systems; Harmonics and Interharmonics; Power Quality; Discrete Fourier Transform; Prony's Method; Kalman Filtering.

SUMÁRIO

LISTA DE TABELAS	xix
LISTA DE FIGURAS	xxi
LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABERVIAÇÕES	xxiii
1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS	1
1.2 – DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	3
1.3 – OBJETIVOS E METAS DA DISSERTAÇÃO	4
1.4 – ESTADO DA ARTE	5
1.5 – ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	10
2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	11
2.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS	11
2.2 – DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS	11
2.2.1 - Definições e Conceitos	11
2.2.2 - Causas e Efeitos	13
2.2.3 - Padrão IEC para Medição de Distorções	14
2.3 – SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE.....	17
2.3.1 - Definições e Conceitos	17
2.3.2 - Inversores de Frequência	18
2.3.3 - Distorções de Forma de Onda em SFCRs.....	19
2.3.4 - Normas e Valores de Referência para SFCRs	20
2.4 – APLICAÇÃO DA DFT NA MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES	20
2.4.1 - Efeito do Tamanho das Janelas de Tempo nos resultados da DFT.....	21
2.4.2 - Sinais com Variações no Tempo.....	25
2.5 – MÉTODOS PARAMÉTRICOS PARA A MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES	26
2.5.1 - Método de Prony Modificado	27
2.5.2 - Filtro de Kalman	30
2.6 – ESTUDO DE PROCESSOS ALEATÓRIOS.....	33
2.6.1 Conceitos de Probabilidade e Estatística.....	33

2.6.2 Processos estocásticos	37
2.7 – CONSIDERAÇÕES FINAIS	40
3 – METODOLOGIA.....	41
3.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS	41
3.2 – MEDIÇÕES E FORMAÇÃO DO BANCO DE SINAIS	41
3.2.1 - Procedimento de medição e armazenamento	42
3.3 – METODOLOGIA DE ANÁLISE	43
3.3.1 - Simulações	43
3.3.2 - Avaliação das Janelas de Tempo	44
3.3.3 - Análise Estatística.....	47
3.4 – CONSIDERAÇÕES FINAIS	54
4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES	55
4.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS	55
4.2 – MEDIÇÕES EM UMA INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA	55
4.3 – AVALIAÇÕES COMPARATIVAS ENTRE MÉTODOS	58
4.4 – AVALIAÇÃO DAS JANELAS DE TEMPO	61
4.4.1 - Análise das tendências	65
4.5 – ANÁLISES ESTATÍSTICAS.....	67
4.5.1 - Avaliação da estacionariedade.....	70
4.5.2 - Análise das tendências e componentes aleatórias.....	72
4.5.3 - Avaliação dos períodos de medição.....	74
4.6 – CONSIDERAÇÕES FINAIS	75
5 – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	77
5.1 – TRABALHOS FUTUROS	79
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	81
APÊNDICE A1	85

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 - LIMITES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE PARA INVERSORES EM SFCRs. FONTE: ABNT 16149, 2013.....	20
TABELA 4.1- ESTIMAÇÃO DAS AMPLITUDES E DAS FREQUÊNCIAS PARA O SINAL SINTÉTICO.	60
TABELA 4.2 - DESCRIÇÃO DO CONJUNTO GLOBAL DAS SÉRIES DE THD E TID OBTIDAS EM 30 DIAS.....	69
TABELA A. 1- DISCREPÂNCIAS NORMALIZADAS DE PARA CADA INDICADOR E CADA DIA DA SEMANA PARA FORMAÇÃO DOS PARES ORDENADOS(J_N , ΔJ_N , PK_D) EMPREGADOS NAS REGRESSÕES DAS CURVAS DE TENDÊNCIA.....	85

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1- EXEMPLO DE SINAL COM DISTORÇÃO HARMÔNICA. ADAPTADO DE COSTA (2005).	12
FIGURA 2.2 - EXEMPLOS DE SINAIS COM DISTORÇÃO INTER-HARMÔNICA. ADAPTADO DE COSTA (2005).	12
FIGURA 2.3 - AGRUPAMENTO DA IEC 61000-4-7. FONTE: ADAPTADO DE HANZELKA & BIERÍ, 2004.	15
FIGURA 2.4 - COMPONENTES DOS SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA. FONTE: EPE, 2012.	18
FIGURA 2.5 - DIAGRAMA FUNCIONAL DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA DE DOIS ESTÁGIOS DE CONVERSÃO UTILIZADO EM SFCRs. FONTE: PINHO & GALDINO, 2014.	18
FIGURA 2.6 - MÓDULO DA DTFT DA FUNÇÃO JANELA RETANGULAR $w[N]$	22
FIGURA 2.7 - ANÁLISE ESPECTRAL VIA DFT COM JANELAS DE TEMPO DE (A) 1 CICLO E (B) 12 CICLOS.	23
FIGURA 2.8 - VALORES DE (A) THD E (B) TID TEÓRICOS E OBTIDOS VIA DFT COM JANELAS DE TEMPO DE 6 CICLOS E 12 CICLOS PARA SINAL VARIANTE NO TEMPO.....	26
FIGURA 2.9 - FUNÇÕES DE DISTRIBUIÇÃO COMPARADAS NO TESTE DE KOLMOGOROV-SMIRNOV.	37
FIGURA 3.1 - ESQUEMA DE MEDIÇÃO DOS SINAIS DE TENSÃO E CORRENTE DA INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA.	42
FIGURA 3.2 - ESQUEMA DA PRIMEIRA PARTE DA METODOLOGIA DE ANÁLISE.	44
FIGURA 3.3 - FLUXOGRAMA DO PROGRAMA QUE APLICA A METODOLOGIA PARAMÉTRICA AOS SINAIS.	46
FIGURA 3.4 - ABORDAGEM PARA ESTUDO DOS PROCESSOS ALEATÓRIOS THD(T) E TID(T)..	48
FIGURA 3.5 - EXEMPLO DE GRÁFICO DE PROBABILIDADE NORMAL.	49
FIGURA 4.1 - VISUALIZAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DE TENSÃO OBTIDAS NA INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA.	55
FIGURA 4.2- VISUALIZAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DE CORRENTE OBTIDAS NA INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA.	56
FIGURA 4.3 - FORMAS DE ONDA DE CORRENTE DA INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA. OBTIDAS E VISUALIZADAS POR MEIO DO SOFTWARE DO MEDIDOR ELSPEC® G4500.....	57
FIGURA 4.4 - VISUALIZAÇÃO DA POTÊNCIA ATIVA GERADA EM CADA FASE DA INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA.	57

FIGURA 4.5 - VISUALIZAÇÃO DA FORMA DE ONDA DO SINAL SINTÉTICO.	58
FIGURA 4.6 - DIAGRAMAS TEMPO-FREQUÊNCIA OBTIDOS POR MEIO (A) DA DFT COM JANELA DE 12 CICLOS E (B) DA METODOLOGIA PARAMÉTRICA PK.	59
FIGURA 4.7 - COMPORTAMENTO TEMPORAL DOS ÍNDICES THD E TID PARA O SINAL SINTÉTICO.	60
FIGURA 4.8 - VALORES DE THD OBTIDOS POR MEIO DA DFT PARA DIFERENTES JANELAS DE TEMPO AO LONGO DE UM DIA DE MEDIÇÃO.	62
FIGURA 4.9 - VALORES DE TID OBTIDOS POR MEIO DA DFT PARA DIFERENTES JANELAS DE TEMPO AO LONGO DE UM DIA DE MEDIÇÃO.	62
FIGURA 4.10 - VALORES DE THD E TID EM UM INTERVALO DE 5 MINUTOS.	63
FIGURA 4.11 - VALORES DIÁRIO E SEMANAL DE THD ₉₅ OBTIDOS AO LONGO DE UM PERÍODO DE 7 DIAS.	64
FIGURA 4.12 - VALORES DIÁRIO E SEMANAL DE TID ₉₅ OBTIDOS AO LONGO DE UM PERÍODO DE 7 DIAS.	64
FIGURA 4.13 - EXEMPLO DO PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DAS DISCREPÂNCIAS NORMALIZADAS.	66
FIGURA 4.14 - CURVAS EXPRESSANDO AS DISCREPÂNCIAS COMO FUNÇÃO DO NÚMERO DE JANELAS.	67
FIGURA 4.15 - COMPORTAMENTO DO INDICADOR THD (A) EM CADA UM DOS 30 DIAS E (B) AO LONGO DAS QUATRO SEMANAS COMPREENDIDAS NO CONJUNTO DE DIAS CONSIDERADO.	68
FIGURA 4.16 - COMPORTAMENTO DO TID (A) EM CADA UM DOS 30 DIAS E (B) AO LONGO DAS QUATRO SEMANAS COMPREENDIDAS NO CONJUNTO DE DIAS CONSIDERADO.	69
FIGURA 4.17 – (A) MÉDIA TEMPORAL EM 30 DIAS, (B) MÉDIA DE PROBABILIDADE E (C) MÉDIA TEMPORAL A CADA DIA DO INDICADOR THD.	70
FIGURA 4.18 – (A) MÉDIA TEMPORAL EM 30 DIAS, (B) MÉDIA DE PROBABILIDADE E (C) MÉDIA TEMPORAL A CADA DIA DO ÍNDICE TID.	71
FIGURA 4.19 – IDENTIFICAÇÃO DAS COMPONENTES DETERMINÍSTICAS DOS PROCESSOS ALEATÓRIOS (A) THD(T) E (B) TID(T).	72
FIGURA 4.20 - GRÁFICOS DE PROBABILIDADE NORMAL PARA AS V.A.S(A) THD _A (T _K ,D) E (B) TID _A (T _K ,D) PARA TODOS OS INSTANTES T _K	73
FIGURA 4.21 - TESTES DE PERÍODOS DE MEDIÇÃO PARA O INDICADOR (A) THD E (B) TID. ..	74

LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABERVIAÇÕES

Nomenclatura e Abreviações

SFCR	Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
SPPM	Seguimento do Ponto de Potência Máxima
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
RMS	<i>Root Mean Square - Raiz do valor quadrático médio</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform - Transformada Discreta de Fourier</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter - Inversor Fonte de Tensão</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion - Distorção Harmônica Total</i>
TID	<i>Total Interharmonic Distortion - Distorção Inter-harmônica Total</i>
PK	Prony-Kalman
PM	Prony Modificado
DC	Direct Current
CA	Corrente Alternada

Símbolos

$P_u\%$	Percentil de $u\%$ (Ex. P5%, P95%, P99%)
$G_{sg,n}$	Subgrupo n de harmônicas
$G_{isg,n}$	Subgrupo n de inter-harmônicas
THD_{95}	Valor P95% do THD
TID_{95}	Valor P95% do TID
Ω	Frequência Digital
J_n	Janela de tempo retangular de n ciclos de 60 Hz
DFT1	DFT com janela de 1 ciclo de 60 Hz (16 ms)
DFT6	DFT com janela de 6 ciclos de 60 Hz (100 ms)
DFT12	DFT com janela de 12 ciclos de 60 Hz (200 ms)
DFT60	DFT com janela de 60 ciclos de 60 Hz (1 s)

T_S	Período de Amostragem
f_S	Frequência de Amostragem
T_F	Período Fundamental de Fourier
\mathbf{x}_n	Vetor \mathbf{x} no instante/iteração n
\mathbf{A}_n	Matriz \mathbf{A} no instante/iteração n
$y[n]$	Sinal digital ou sequência discreta indexada por n
$\hat{y}[n]$	Sinal estimado obtido por meio de um modelo paramétrico discreto
$\delta[n]$	Sequência discreta impulso unitário ($\delta[n] = 1$ se $n = 0$)
$e[n]$	Sequência discreta de erro de modelagem
$Y(\Omega)$	Transformada de Fourier de tempo discreto de $y[n]$
$Y[k]$	Transformada Discreta de Fourier de $y[n]$
ζ	Evento ou resultado de um experimento aleatório
$E[X]$	Esperança matemática de uma variável aleatória X (média μ_X)
σ_X	Desvio-padrão de uma variável aleatória X
$X(t)$	Processo aleatório $X(\zeta, t)$ ou função amostra do processo aleatório $X(\zeta, t)$
d	Dia ou realização dos processos aleatórios THD(t) ou TID(t)
$THD(t_k, d)$	d -ésima realização do processo aleatório THD(t) amostrada no instante t_k
$TID(t_k, d)$	d -ésima realização do processo aleatório TID(t) amostrada no instante t_k
$\langle X(t) \rangle$	Média de probabilidade de um processo aleatório $X(t)$ ($E[X(t)]$)
\bar{X}	Média amostral de uma variável aleatória X
s	Desvio-padrão amostral de uma variável aleatória X
$\sigma_{\bar{X}}$	Desvio-padrão do estimador da média amostral \bar{X}
$\bar{X}[n]$	Média temporal sequencial do processo aleatório amostrado $X(t_k)$
p.u.	Valor de medida por unidade

1 - INTRODUÇÃO

1.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O aumento da demanda por energia elétrica frente às pressões sócio-econômicas e às questões ambientais tem motivado a busca por fontes alternativas de energia. Nesse contexto, a energia solar fotovoltaica destaca-se ainda como uma das fontes renováveis mais promissoras do mundo.

Os sistemas fotovoltaicos têm experimentado nas últimas décadas um crescimento significativo ao redor do mundo, atingindo a potência instalada de 139 GWp¹ em 2013 (EPIA, 2014). Atréados a esta tendência, dois aspectos importantes podem ser destacados: a atenuação gradual dos custos e a maior integração à rede.

Embora tradicionalmente mais elevados do que o de outras fontes renováveis, os custos da geração fotovoltaica têm diminuído em decorrência do amadurecimento tecnológico experimentado principalmente em países desenvolvidos (EPE, 2012). No que diz respeito à integração, atualmente mais de 95% dos sistemas fotovoltaicos no mundo estão conectados à rede (EPE, 2014).

No Brasil, esses números ainda são modestos. Em 2009, estimava-se cerca de 20 MWp de potência instalada, dos quais apenas 153 kWp eram conectados à rede (Januzzi, Varella & Gomes, 2009). Entretanto, nos últimos anos, alguns incentivos nacionais têm permitido a mudança desse quadro. A Resolução Normativa ANEEL 482/2012 estabeleceu as condições básicas para a interligação da geração distribuída e o edital de P&D ANEEL nº 13/2011 estimulou a inserção de 25 MWp na rede através de projetos de plantas de geração centralizada (EPE, 2012). Espera-se, com o amadurecimento da cadeia produtiva e a expansão da geração distribuída urbana, que em 2023 a potência fotovoltaica instalada chegue a 835 MWp, com 810 MWp provenientes de instalações residenciais e comerciais de micro (potência menor ou igual a 100 kWp) e minigeração (potência maior do que 100 kWp e menor ou igual a 1 MWp) (EPE, 2014).

¹Wp (Watt-pico) é a unidade de potência ativa de saída de um gerador fotovoltaico, sob condições padrões de ensaio: potencia elétrica de pico sob temperatura de 25 °C e irradiância 1.000 W/m² (Pinho & Galdino, 2014).

Em função das expectativas geradas em torno desse cenário, a integração de instalações fotovoltaicas à rede elétrica tem se configurado como um importante tema de investigação. A interligação dessas fontes acrescenta considerável complexidade no gerenciamento da qualidade da energia elétrica (QEE) nos sistemas de distribuição, pois, além da variabilidade inerente da energia produzida, essa integração está pautada na utilização de inversores de frequência que podem culminar em elevados níveis de distorções de forma de onda (Ribeiro, Duque & Paulillo, 2013).

A investigação dos níveis de distorções harmônicas e inter-harmônicas configura-se como uma das principais atividades no estudo da QEE em sistemas de potência. Para este propósito, destaca-se a existência de alguns protocolos que estabelecem os procedimentos de quantificação e os limites de conformidade para o fenômeno. No âmbito nacional, cita-se o Módulo 8 do PRODIST (ANEEL, 2014), que estabelece, por exemplo, os indicadores de distorção harmônica total e individual de tensão. No contexto internacional, destaca-se o padrão IEC 61000-4-7 (IEC, 2002), que se constitui ainda como uma das principais referências técnicas do tema.

Pode-se dizer que há algum tempo esses protocolos têm sido debatidos sob a ótica tradicional do sistema de potência, onde até então a integração de fontes de geração distribuída não era uma premissa, mas uma exceção à regra. Por isso, a especificação de um procedimento padrão para medir as emissões de sistemas fotovoltaicos conectados à rede (SFCR) ainda não tem sido uma prioridade (Ortega, Hernandez & Garcia, 2012). Todavia, as características peculiares das distorções geradas nesses sistemas e o notável crescimento da sua participação na matriz energética sugerem um novo paradigma de redes elétricas, em que se torna imperativa a adoção de padrões de medição específicos.

No Brasil podem ser observadas poucas medidas nessa direção, em que se destaca a norma técnica ABNT 16149 (ABNT, 2013). O objetivo dessa norma é estabelecer parâmetros para a interligação dos sistemas fotovoltaicos às redes de distribuição. É interessante mencionar que os aspectos de QEE enfatizados pela ABNT estão pautados nas práticas e limites do PRODIST (ANEEL, 2014). Contudo, uma característica particular da norma técnica é a menção às distorções de corrente, que atualmente não são requeridas pela ANEEL. Ainda assim, os procedimentos de quantificação e medição adotados pela ABNT também consistem da adaptação do padrão da IEC.

1.2 – DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

A revisão dos principais protocolos de quantificação das distorções de forma de onda evidencia que a maior parte deles adota procedimentos similares aos preceituados pelos padrões IEC 61000-4-7 (IEC, 2002) e IEC 61000-4-30 (IEC, 2008). No primeiro documento encontram-se as especificações dos métodos de cálculo que viabilizam a medição das distorções. No segundo, são destacados os períodos de medição do fenômeno.

Para a etapa inicial de obtenção dos espectros dos sinais, a IEC 61000-4-7 recomenda a Transformada Discreta de Fourier (ou DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*) com a adoção de uma janela de tempo retangular de 12 ciclos de 60 Hz (ou 200 ms). Em seguida, um conjunto adicional de métodos de cálculo é proposto, culminando no principal indicador de distorção das normas de QEE: a distorção harmônica total (ou THD, do inglês *Total Harmonic Distortion*). Os valores do índice THD dependem da correta estimação das magnitudes das harmônicas por meio da DFT.

Todavia, é conhecido o fato de que a análise de Fourier demanda que o sinal processado esteja em regime permanente e seja periódico com a janela de tempo selecionada (Testa et. al., 2007). Disto desprende que medições imprecisas dos perfis de distorção podem emergir na ocorrência de variação temporal das harmônicas ou na presença de inter-harmônicas cujo período não seja um múltiplo inteiro da janela de tempo selecionada. Vale destacar que para os SFCRs espera-se de antemão a ocorrência de ambos os fenômenos.

Embora esses dois aspectos culminem inexoravelmente em erros na aplicação da DFT, pode-se ponderar que a seleção de um ou outro tamanho de janela de tempo possa viabilizar a mitigação das imprecisões atreladas ao processo de medição. Entretanto, uma complexidade que decorre desse processo de escolha é o *trade-off* associado à situação conflitante em que, ao se tentar atenuar o efeito das inter-harmônicas, alterando-se o tamanho da janela, pode-se acentuar o efeito do outro fenômeno. Haja vista a dificuldade de se estabelecer um parâmetro geral para todas as situações do sistema de potência, esta é uma questão que carece de estudos na área de QEE (Ribeiro, Duque & Paulillo, 2013).

Outro ponto merecedor de destaque é a seleção do período mínimo de medição, que no caso da IEC 61000-4-30 é recomendado como sendo de 7 dias. Considerando-se o perfil

variável das distorções nos sistemas fotovoltaicos, conjectura-se que tal período seja insuficiente para uma caracterização mais extensiva do fenômeno. Tanto o período de medição quanto a janela de tempo para aplicação da DFT são parâmetros cuja escolha poderia ser consubstanciada nas condições dos sinais nos SFCR.

No entanto, essa abordagem demanda a composição de uma metodologia de análise que oriente esse processo de decisão. Portanto, formula-se o seguinte problema para esta dissertação: *Como realizar a escolha de uma janela de tempo que viabilize a mitigação das imprecisões na medição das distorções de forma de onda em instalações fotovoltaicas por meio da aplicação da DFT? O período de medição de 7 dias é suficiente para realizar a caracterização do fenômeno em estudo?*

1.3 – OBJETIVOS E METAS DA DISSERTAÇÃO

Levando-se em consideração os aspectos previamente mencionados, o presente trabalho tem o objetivo de propor uma metodologia de análise que viabilize a adequação do procedimento de medição de distorções da IEC aos sinais oriundos de um sistema fotovoltaico conectado à rede. Especificamente, almeja-se: (i) identificar a influência do tamanho da janela de tempo na análise via DFT das distorções harmônicas e inter-harmônicas presentes nos sinais; e (ii) avaliar se o período de 7 dias recomendado pela IEC é suficiente para realizar a caracterização estatística do fenômeno.

As seguintes metas são formuladas para se alcançar os objetivos propostos:

- Adquirir os sinais de tensão e corrente em uma instalação de microgeração fotovoltaica por, no mínimo, 30 dias;
- Identificar e implementar um método de referência que viabilize uma análise espectral dos sinais com alta resolução em condição de variação temporal das magnitudes das harmônicas e das inter-harmônicas;
- Avaliar comparativamente o comportamento dos indicadores de distorção global quando do emprego da DFT com diferentes janelas de tempo;
- Realizar análises estatísticas sobre os indicadores de distorção harmônica e inter-harmônica para: descrição do seu comportamento, avaliação dos critérios de estacionariedade e proposição de um período de medição.

1.4 – ESTADO DA ARTE

A avaliação dos níveis de distorção de forma de onda de tensão e corrente no ponto de conexão das instalações fotovoltaicas às redes de distribuição representa um dos tópicos de pesquisa mais recentes na área de QEE. Algumas das linhas nas quais esse tema tem se desenvolvido são: emissões e diagnósticos dos níveis de distorção, técnicas e métodos de quantificação e medição das distorções.

Devido à necessidade inicial de se compreender os padrões de distorção atrelados à geração fotovoltaica, pode-se dizer que os diagnósticos de QEE representam ainda grande parte das investigações (Hernandez, Ortega & Medina, 2013). De forma geral, essas pesquisas demonstram por meio de medições que, no caso da fotovoltaica, as distorções de corrente são bastante superiores às aquelas observadas na tensão, situando-se na maioria dos casos acima dos limites de conformidade e valores de referência comumente praticados (Block et. al., 2014; Chicco, Schlabbach & Spertino, 2009).

Esta situação ocorre principalmente por conta do emprego de inversores de frequência que, nas condições de baixa potência gerada e, portanto, de pequenas correntes fundamentais, elevam os níveis de distorção (Golovanov et. al., 2013). De fato, uma evidência importante extraída da literatura é a de que o nível de potência de saída do SFCR é um dos principais fatores que afetam o nível de distorção harmônica e inter-harmônica da corrente (Hernandez, Ortega & Medina, 2013; Patsalides et. al., 2007).

A complexidade das distorções observadas nos sinais de corrente também sugere o levantamento de questões mais desafiadoras quanto à formulação de uma metodologia de medição padrão para SFCRs. Neste tópico, pode ser citado o trabalho de Ortega, Henandez & Garcia (2012) que, ensejando a formulação de um padrão de monitoramento e avaliação de distorções para SFCRs, realizaram uma revisão extensiva dos procedimentos de medição de harmônicas praticados em diversos padrões internacionais da IEC e do IEEE.

Considerando-se as características da geração fotovoltaica, eles levantaram propostas que, a princípio, cobrem todos os aspectos demandados por um protocolo de medição, a saber: equipamentos de medição com a qualificação classe A da IEC 61000-4-7; estimação dos espectros via DFT com janela retangular de 200 ms; cálculo do THD e dos indicadores de

distorção individual para as harmônicas ímpares conforme os métodos de cálculo da IEC 61000-4-7; agregação dos índices em intervalos de 3s e 10 min, com um período de medição de 7 dias, conforme recomendado pela IEC 61000-4-30; quantificação dos índices por meio dos percentis de 99% diário e 95% semanal; classificação dos valores gerados na quantificação de cada indicador em classes de intervalos de potência de 0-10%, 10-20%, ..., 90-100% da potência nominal. É importante destacar também a recomendação que os autores apresentam de se excluir do conjunto de dados gerados as medições realizadas durante as horas de nenhuma radiação solar.

As principais contribuições do trabalho de Ortega, Henandez & Garcia (2012) residiram na proposição de uma avaliação de conformidade em que os valores dos indicadores resultantes das agregações de 10 min, devidamente quantificados e classificados, são comparados com limiares que podem variar entre 10-48% para o THD e entre 5-40% para as harmônicas individuais ímpares. O limiar é definido de acordo com a relação de grandeza entre o nível de potência nominal da instalação e nível de curto-circuito do barramento, de forma que, se o SFCR apresenta potência elevada, então o limiar é menor, isto é, mais conservador.

Hernandez, Ortega & Medina (2013) aprofundaram na questão do procedimento de medição das distorções. Utilizando dados decorrentes de várias campanhas de medição de 7 dias em uma única planta de minigeração fotovoltaica, eles demonstraram, por meio de análise de variância (ANOVA) e de modelos de regressão linear, a interdependência entre as distorções de corrente e dois parâmetros: o nível de potência de saída da instalação, e a presença de harmônicas de tensão originárias da rede no ponto de conexão. Os autores provaram com esse procedimento a forte dependência que as distorções de corrente apresentam com relação ao nível de potência de saída da instalação.

Explorando esse fato, eles também propuseram uma metodologia de previsão das distorções em sistemas fotovoltaicos baseada em medições dos índices de distorção e da potência gerada, tomadas durante uma semana por ano. O objetivo dos autores era identificar um modelo de dependência entre as grandezas que, ao longo de 1 ano, viabilizasse inferências sobre os níveis de distorção com simples medições de potência. A metodologia proposta consiste de: realizar uma regressão por mínimos quadrados sobre os pares de valores constituídos pela medida de potência e o percentil de 99% do THD de

corrente obtido a cada intervalo de 3s; avaliar a distribuição de probabilidades da potência medida no período de 7 dias; e, com base no modelo de dependência, inferir sobre a distribuição de probabilidades do THD.

Nos trabalhos citados acima, podem ser percebidas importantes contribuições na direção de se consolidar uma abordagem padrão para a medição e quantificação das distorções em instalações fotovoltaicas. Contudo, é importante observar a incorporação de algumas premissas que decorrem da generalização dos procedimentos da IEC 61000-4-7 e da IEC 61000-4-30. Estas, por sua vez, configuram-se também como temas individuais de pesquisa. Podem ser citadas, por exemplo, algumas investigações acerca dos métodos de cálculo dos indicadores de distorção.

Em Aiello et. al. (2006) foram realizados experimentos e medições em uma instalação fotovoltaica de pequeno porte visando a uma comparação entre algumas possíveis formas de se calcular o THD quando da aplicação dos agrupamentos da IEC 61000-4-7. Do estudo, os autores demonstram que o emprego dos subgrupos se mostra bastante útil para os sinais provenientes de um inversor fotovoltaico. Golovanov et. al. (2013), por outro lado, propôs um índice de distorção harmônica total para as correntes cujo denominador é um valor constante atrelado à corrente nominal da instalação fotovoltaica, destacando que tal abordagem poderia ser mais representativa da energia das distorções.

É oportuno reportar a ausência de um indicador explícito para inter-harmônicas. Em parte, isso ocorre devido às dificuldades já conhecidas em identificá-las e medi-las precisamente (Testa et. al., 2007). Nesse quesito, entretanto, pode ser mencionado o recente trabalho de Yang (2015) que, avaliando as emissões de fontes eólicas, sugere um índice chamado distorção inter-harmônica total (ou TID, do inglês *Total Interharmonic Distortion*) que consiste da generalização do THD para os subgrupos de inter-harmônicas da IEC.

Dois aspectos adicionais ainda podem ser considerados na revisão em curso: as técnicas de processamento dos sinais e o período de monitoramento. No que diz respeito ao período de medição, não foram encontrados muitos trabalhos que discutam as razões para se adotar 7 dias ou outro período para as distorções de SFCRs. Porém, aludindo a outras áreas de investigação, pode ser citado o trabalho de Feitosa (2009) que, por meio de um conjunto de procedimentos estatísticos, recomendou, em detrimento dos 7 dias da IEC, um período de

13 semanas para o monitoramento do fator de desequilíbrio de tensão.

Do ponto de vista de processamento de sinais, a presença de inter-harmônicas e a variação da potência gerada nos SFCRs antagonicamente demandam como recursos de análise alta resolução espectral e robustez às variações temporais. Conforme já mencionado, a recomendação da IEC de se adotar a DFT com uma janela de tempo retangular de 200 ms como método padrão de análise inevitavelmente culmina em erros no processo de medição das distorções harmônicas e inter-harmônicas. Todavia, muitos trabalhos na literatura têm apresentado soluções avançadas para esta questão.

Inicialmente, a tendência mais natural é a adaptação de técnicas baseadas na própria DFT. Cita-se nesse sentido o trabalho de Bracale et. al. (2007) que demonstra como o uso de janelas de tempo especiais (janelas tipo *Hanning*) viabiliza uma diminuição dos erros atrelados à estimação do espectro e, portanto, ao cálculo dos subgrupos IEC. Entretanto, outros trabalhos ressaltam que o uso dessas janelas acarreta na redução da resolução espectral final (Costa, 2005). A própria IEC 61000-4-7 restringe o uso dessas janelas somente às situações em que há dessincronização na aquisição do sinal.

Miron, Cziker e Chindris (2008) apresentaram uma abordagem recursiva que utiliza a adaptação do tamanho de janelas de tempo retangulares baseada na avaliação da posição e energia das inter-harmônicas obtidas. Essa proposição pode elevar o tempo de processamento, o que a princípio poderia ser compensado quando se considera as implementações computacionais eficientes da DFT (ou FFT, do inglês, *Fast Fourier Transform*).

No trabalho de Carvalho et. al. (2012) são apresentados alguns métodos de análise tempo-frequência capazes de acompanhar as variações temporais das harmônicas. Pode ser citada nesse sentido a Transformada de Fourier Recursiva com Janela Deslizante (ou SWRFT, do inglês *Sliding Window Recursive Fourier Transform*). A SWRFT consiste da aplicação da DFT a um sinal com uma janela de tempo de tamanho fixo que é atualizada a cada nova amostra, eliminando a amostra mais antiga, ou seja, ela “*desliza*” no tempo. Por ser recursivo, esse método apresenta um custo de processamento reduzido, mas, por utilizar uma janela de tamanho fixo, ainda está sujeito aos erros atrelados ao problema da resolução espectral (Carvalho et. al., 2012). Por outro lado, se para resolver essa questão, o

tamanho da janela for aumentado, então a capacidade de rastreamento no tempo pode ser prejudicada.

Na literatura observa-se também a adoção de outros métodos e princípios de análise, como o emprego de técnicas paramétricas que viabilizam elevada resolução espectral para o estudo de inter-harmônicas e também o acompanhamento da magnitude das componentes. Neste grupo, podem ser citados o método de Prony e o Filtro de Kalman (Bracale et. al., 2008; Sachin & Singh, 2011). O Filtro de Kalman é um método paramétrico recursivo que permite, por exemplo, rastrear as variações de magnitude das harmônicas e das inter-harmônicas do sinal (Costa, 2005).

O método de Prony permite estimar as frequências de um sinal com uma resolução quase ilimitada que independe da janela de tempo corresponder a um número inteiro de períodos do sinal (Bracale et. al., 2008). Contudo, deve-se mencionar que esse método apresenta alta sensibilidade aos ruídos de medição. Além disso, considerando-se que a estimação das frequências é um problema não-linear, ele pode apresentar um custo computacional elevado, muitas vezes justificável apenas para análises *offline* (Costa, 2005).

Conforme mencionado, é grande a diversidade de soluções factíveis para o problema de processamento dos sinais oriundos dos sistemas de potência. Todavia, entende-se que a escolha de um ou outro método deve considerar não apenas as características dos sinais, mas também a aplicação a que se destina. Chicco, Schlabbach & Spertino (2009) destacaram em seu trabalho a ocorrência de inter-harmônicas de baixa frequência nos sinais de corrente de SFCRs, de onde se constata a importância da resolução espectral para a análise. Quanto à variação temporal, a revisão dos trabalhos da literatura mostra que, em função das variáveis de entrada da geração fotovoltaica, esta ocorre principalmente sobre as magnitudes com latências que variam de 1s a 5s (Henandez, Ortega & Medina, 2013). Em outras aplicações do sistema de potência podem existir variações bem mais rápidas. Por outro lado, se a aplicação é online, em medidores, por exemplo, espera-se um custo computacional que não seja proibitivo à execução contínua de um protocolo de medição.

A ponderação de todos os aspectos supramencionados sugere que o princípio de análise constante nas normas, baseado na DFT, possa ser adaptado para o contexto dos SFCRs, sendo necessária a definição do tamanho da janela de tempo para a quantificação e

medição das distorções. As definições desse parâmetro e do período de monitoramento representam os dois objetivos específicos estabelecidos para esta dissertação.

1.5 – ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Para alcançar os objetivos ora apresentados, organizou-se este trabalho de acordo com os seguintes capítulos:

- No capítulo 2, são apresentados todos os aspectos teóricos envolvidos no trabalho, com a exposição dos conceitos sobre distorções de forma de onda e sistemas fotovoltaicos, e com o detalhamento dos métodos empregados.
- No capítulo 3, descreve-se a metodologia de aquisição e análise dos sinais obtidos em uma instalação de microgeração fotovoltaica.
- No capítulo 4, os resultados são apresentados. A investigação está dividida em simulações, avaliação da influência das janelas de tempo e análises estatísticas.
- No capítulo 5, são apresentadas as conclusões do trabalho e as propostas para trabalhos futuros.

2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, são destacadas as definições, causas e efeitos das distorções harmônicas e inter-harmônicas, bem como os procedimentos para medi-las que podem ser encontrados nos padrões IEC 61000-4-7/61000-4-30. Em seguida, realiza-se uma breve descrição dos aspectos de sistemas fotovoltaicos que os relacionam às distorções de forma de onda. Por ser a base da maior parte dos padrões de medição vigentes, discorre-se sobre o processamento dos sinais com a Transformada Discreta de Fourier, o impacto das janelas de tempo e a problemática em questão. São destacados dois métodos alternativos que podem ser empregados na tarefa de estimação dos espectros: o método de Prony e o Filtro de Kalman. Por fim, realiza-se uma exposição dos conceitos que subsidiam o estudo do comportamento dos indicadores de distorção enquanto processos aleatórios.

2.2 – DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS

2.2.1 - Definições e Conceitos

Idealmente, as formas de onda de tensão e corrente que circulam nos sistemas de distribuição de energia elétrica deveriam corresponder a uma senóide com frequência de 60 Hz. Contudo, tal condição raramente ocorre nos sistemas reais, onde fenômenos como distorções de forma de onda podem ser observados.

Essas distorções podem ser caracterizadas em termos de harmônicas e inter-harmônicas. Na análise espectral de sinais as harmônicas são definidas como componentes que ocorrem em frequências que são múltiplos inteiros de 60 Hz (IEEE-519, 2014). As inter-harmônicas são componentes espectrais que cujas frequências não são múltiplos inteiros da fundamental de 60 Hz (Hanzelka & Bierí, 2004).

Para uma visualização do impacto que essas componentes causam na forma de onda observada, a seguir são apresentados alguns exemplos. A Figura 2.1 exibe um sinal com frequência nominal de 60 Hz e amplitude de 1 p.u. ao qual foram adicionadas duas harmônicas: uma de 3ª ordem, com 0,1 p.u., e outra de 5ª ordem, com 0,08 p.u..

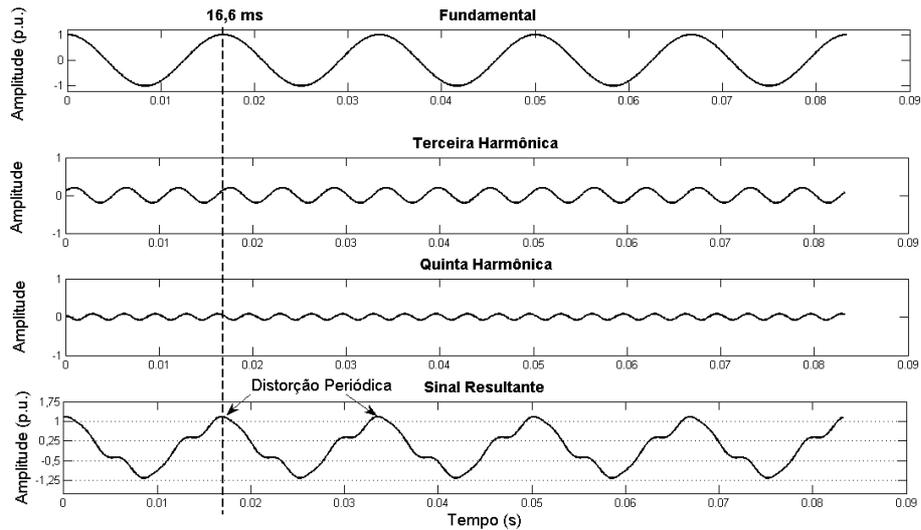


Figura 2.1- Exemplo de sinal com distorção harmônica. Adaptado de Costa (2005).

Da Figura 2.1 é possível perceber que as harmônicas representam distorções periódicas da forma de onda. Assim, independentemente da faixa e do conteúdo harmônico, o seu impacto pode ser completamente percebido a cada ciclo inteiro da fundamental.

As Figuras 2.2 (a) e (b) demonstram a influência das inter-harmônicas no aspecto final da forma de onda de um sinal com frequência de 60 Hz em duas situações: (a) na presença de uma componente com frequência de 330 Hz e amplitude de 0,2 p.u.; e (b) na presença de uma componente de 20 Hz com amplitude de 0,2 p.u..

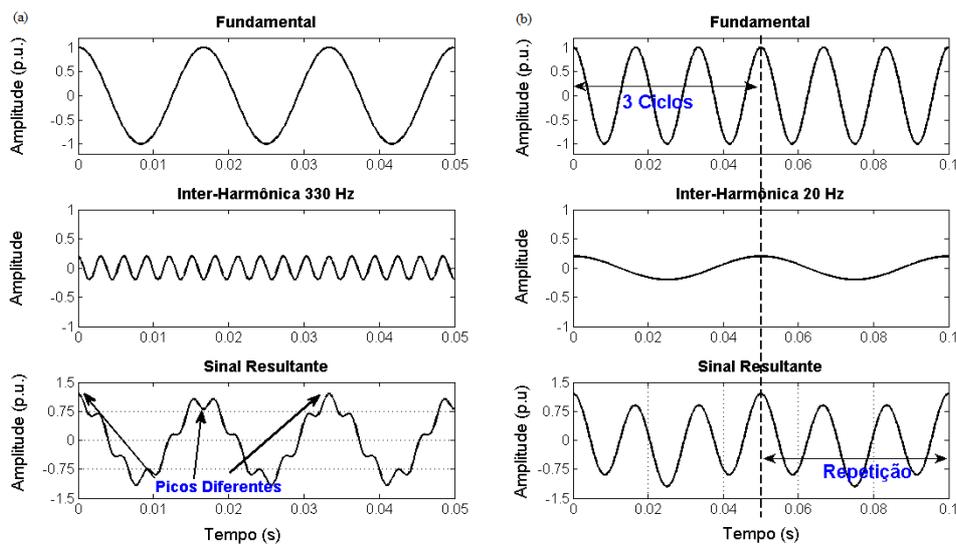


Figura 2.2 - Exemplos de sinais com distorção inter-harmônica. Adaptado de Costa (2005).

Nas Figuras 2.2 (a) e (b) é possível notar o comportamento aperiódico das distorções de

forma de onda com relação à frequência da fundamental. Especificamente, a Figura 2.2 (a) enfatiza a alteração dos picos do sinal a cada ciclo de 60 Hz. A Figura 2.2 (b), por outro lado, indica a mudança do período fundamental do sinal resultante. É importante ressaltar que, embora apresentados para inter-harmônicas diferentes, os dois efeitos mencionados podem ser percebidos na presença de ambas as componentes.

Ressalta-se que os fenômenos são estacionários, no sentido de que os sinais se encontram em regime permanente. Entretanto, o comportamento aperiódico causado pelas inter-harmônicas com a hipótese de que o sinal tem o período fundamental de 16,6 ms pode ser equivocadamente percebido como uma variação no tempo, pois essas distorções não serão periódicas em 60 Hz.

2.2.2 - Causas e Efeitos

Tanto as harmônicas quanto as inter-harmônicas são causadas pelo funcionamento de cargas não-lineares (Testa et. al., 2007). Por cargas não lineares, entende-se o conjunto de dispositivos e elementos elétricos em que a relação entre os valores de tensão e de corrente não obedecem à lei de Ohm. Especificamente para o caso das inter-harmônicas, destaca-se como principal mecanismo de geração a operação de equipamentos não-lineares que conectam dois sistemas AC de frequências diferentes, como os inversores de frequência (Hanzelka & Bierí, 2004).

No tocante aos efeitos nos sistemas de potência, existe uma grande quantidade de trabalhos sobre este tema para o caso das componentes harmônicas. Resumidamente, pode-se dizer que decorrem da presença dessas componentes: interferência em sistemas de comunicação; mau funcionamento de equipamentos eletrônicos e dispositivos de proteção; perdas júllicas adicionais em condutores; oscilações mecânicas e deterioração da vida útil de máquinas elétricas (Singh, 2007; Lee, 1998).

Com relação às inter-harmônicas, existe uma menor quantidade de investigações sobre os seus efeitos. Trata-se de um tema avançado na área de QEE, que carece de tratamentos metodológicos mais consolidados no tocante à medição. Além de serem precursoras de impactos semelhantes aos atrelados às harmônicas, alguns autores destacam que essas componentes podem culminar em efeitos específicos, como a saturação de transformadores

de corrente e o fenômeno de cintilação luminosa (Hanzelka & Bierí, 2004; Testa et. al., 2007). Este último, conhecido como *flicker*, ocorre devido à flutuação de tensão que, por sua vez, está atrelada à presença de inter-harmônicas de baixa frequência (Macedo, 2009).

2.2.3 - Padrão IEC para Medição de Distorções

A IEC criou dois padrões aplicáveis à medição de harmônicas e inter-harmônicas: a IEC 61000-4-30 e a IEC 61000-4-7. Esses documentos representam a base de alguns dos principais protocolos nacionais e internacionais voltados à medição de distorções. A seguir, são exibidas as definições de alguns termos empregados neste trabalho.

Os protocolos representam conjuntos de procedimentos técnicos voltados para a medição de um indicador de QEE. Em geral, excetuando-se as características específicas de cada protocolo, tais procedimentos podem ser divididos entre métodos de cálculo, métodos de agregação e métodos de quantificação do parâmetro em análise (Oliveira, 2012).

Os métodos de agregação referem-se aos cálculos utilizados para agrupar vários valores de um parâmetro em um único valor representativo a intervalos de tempo específicos. Esse aspecto dos protocolos de medição não é investigado neste trabalho.

No caso das distorções, os métodos de cálculo referem-se: i) aos algoritmos de processamento de sinais que viabilizam a estimação dos espectros; ii) aos procedimentos de agrupamento; e iii) às fórmulas matemáticas que permitem o cálculo dos indicadores relacionados.

Os métodos de cálculo que produzem os valores dos indicadores de distorções são referenciados na IEC 61000-4-7. Este padrão compreende a instrumentação e a medição de componentes harmônicas e inter-harmônicas, na faixa de frequência de 0-9,0 kHz, que são sobrepostas à fundamental dos sistemas de potência de 50 Hz ou 60 Hz (IEC, 2002). No tocante à instrumentação, além de classificar os instrumentos em duas classes de precisão, o padrão IEC 61000-4-7 determina a presença dos seguintes blocos funcionais: entradas com filtro *anti-aliasing*; circuitos ADC (*Analog to Digital Converter*); unidade de sincronização; e unidade de processamento digital de sinais.

A unidade de sincronização deve viabilizar a aquisição de uma janela de tempo retangular de 200 ms do sinal, com um erro máximo permissível de 0,03% no tempo (IEC, 2002). Assim, este requisito remete à necessidade de utilização de algum procedimento de sincronização, como um algoritmo *PLL* (do inglês, *Phase Locked Loop*).

Com relação à unidade de processamento de sinais, para a obtenção dos espectros a IEC recomenda a aplicação da Transformada Discreta de Fourier utilizando a janela de tempo de 200 ms (12 ciclos de 60 Hz). Este aspecto da recomendação IEC, que será discutido em maiores detalhes na seção 2.4, resulta em um espectro com resolução de 5 Hz.

Ainda no conjunto de métodos de cálculo, a IEC propõe o agrupamento de barras espectrais, representado na Figura 2.3.

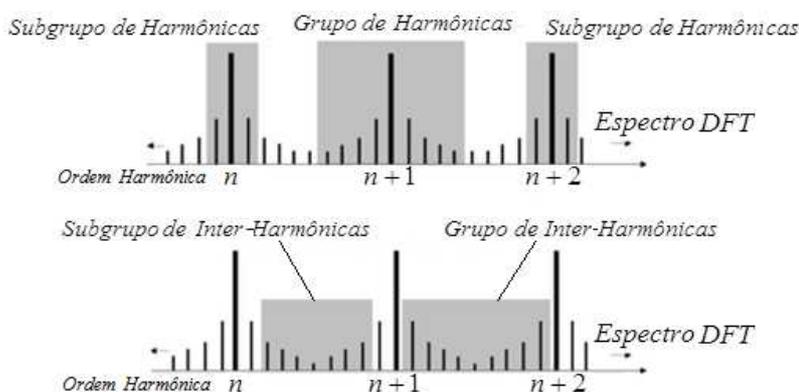


Figura 2.3 - Agrupamento da IEC 61000-4-7. Fonte: adaptado de Hanzelka & Bierí, 2004.

Da Figura 2.3, ilustra-se o conceito que define as amplitudes RMS dos diversos grupos e subgrupos da IEC. O subgrupo da n -ésima harmônica, por exemplo, tem seu valor eficaz dado pelo agrupamento das duas barras espectrais imediatamente adjacentes à barra harmônica. O subgrupo n de inter-harmônicas engloba todas as barras entre as harmônicas consecutivas de ordem n e ordem $n+1$, com exceção daquelas que são imediatamente adjacentes a estas. A magnitude do subgrupo n de harmônicas é calculada conforme definido em (2.1). Em (2.2) define-se a magnitude do subgrupo de inter-harmônicas n , situado entre a n -ésima e $(n+1)$ -ésima harmônicas.

$$G_{sg,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 (C_{k+i})^2 \quad (2.1)$$

$$G_{isg,n}^2 = \sum_{i=2}^{10} (C_{k+i})^2 \quad (2.2)$$

Onde: $G_{sg,n}$ é o n -ésimo subgrupo de harmônicas; C_k é a barra espectral correspondente à n -ésima harmônica; e $G_{isg,n}$ é o n -ésimo subgrupo de inter-harmônicas. Nota-se em (2.2) que o somatório é realizado de 2 a 10 porque, com a resolução de 5 Hz, existe um conjunto de 11 barras entre duas harmônicas consecutivas, mas a primeira e a última barras são excluídas do subgrupo. Neste trabalho considera-se o uso de (2.1) e (2.2) após a obtenção dos espectros, pois, conforme estabelece o padrão IEC 61000-4-30, os subgrupos devem ser utilizados na determinação dos índices globais de distorção.

O principal indicador de distorção referenciado nas normas técnicas nacionais e internacionais é o THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*). Em (2.3) apresenta-se a definição da IEC 61000-4-7 para o indicador.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H (G_{sg,h})^2}}{G_{sg,1}} \quad (2.3)$$

Onde: $G_{sg,h}$ é o valor RMS do subgrupo da harmônica de ordem h . O somatório é efetuado até a harmônica de maior ordem H , e $G_{sg,1}$ é o valor RMS do subgrupo da fundamental.

Para as inter-harmônicas, é possível o emprego de um indicador semelhante, denominado no presente trabalho como Distorção Inter-harmônica Total, ou simplesmente TID, do inglês *Total Interharmonic Distortion*, definido de acordo com (2.4).

$$TID = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{IH} (G_{isg,n})^2}}{G_{sg,1}} \quad (2.4)$$

Onde: $G_{isg,n}$ é o valor RMS do n -ésimo subgrupo de inter-harmônicas. O somatório é efetuado até o subgrupo IH de inter-harmônicas, e $G_{sg,1}$ é o valor RMS do subgrupo da fundamental. Indicadores individuais também podem ser estabelecidos para harmônicas ou subgrupos de inter-harmônicas específicos.

Por fim, têm-se os métodos de quantificação que consistem de uma gama de procedimentos que permitem, com base na análise de um conjunto de medições tomado ao longo de um ou mais dias, obter um único valor representativo do indicador no período (Ortega, Hernandez & Garcia ,2012).

A IEC 61000-4-30 indica o período mínimo de uma semana para a observação das distorções. A quantificação dos índices consiste na determinação dos percentis de 95% dos períodos diário e semanal do conjunto de valores obtidos. O percentil de 95%, doravante simbolizado por P95%, é o valor estatístico que foi ultrapassado em apenas 5% dos registros de dados. Esses procedimentos de quantificação expostos no padrão IEC são incorporados à metodologia de análise desta dissertação.

2.3 – SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE

Caracterizado o fenômeno em estudo, faz-se necessária, para o completo entendimento do objeto de investigação desta dissertação, a exposição de alguns aspectos de sistemas fotovoltaicos. Vale destacar a existência de uma extensa e consolidada literatura técnica sobre o assunto, de forma que tal exposição objetiva tão somente a indicação de características consideradas relevantes para a motivação do estudo em curso.

2.3.1 - Definições e Conceitos

Os sistemas fotovoltaicos se dividem em dois grandes grupos: isolados e conectados à rede elétrica (Pinho & Galdino, 2014). No primeiro grupo, enquadram-se sistemas voltados para o consumo próprio, usualmente com o emprego de algum subsistema auxiliar de armazenamento. No segundo grupo, encontram-se os Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede (SFCCR), que podem ser centralizados ou distribuídos. Estes se diferenciam pela potência gerada e pela área ocupada (EPE, 2012).

Funcionalmente, pode-se dizer que um sistema fotovoltaico é composto por um bloco gerador, um bloco opcional de armazenamento e um bloco de condicionamento de potência (Januzzi, Varella & Gomes, 2009). A Figura 2.4 apresenta uma visualização dos equipamentos relacionados a cada bloco em cada tipo de sistema fotovoltaico.

Da Figura 2.4, é possível notar que o bloco gerador está presente em todos os sistemas, pois ele contém os arranjos de módulos fotovoltaicos, cabeamentos e estruturas de suporte. O bloco de armazenamento consiste de acumuladores elétricos da energia gerada, comum a sistemas isolados. O bloco de condicionamento de potência é parte fundamental dos SFCCRs, sendo constituído por dispositivos de proteção e por inversores de frequência.



Figura 2.4 - Componentes dos sistemas de geração fotovoltaica. Fonte: EPE, 2012.

2.3.2 - Inversores de Frequência

Os inversores de frequência são conversores de potência que convertem a tensão contínua do gerador fotovoltaico em tensão alternada apropriada para a utilização pela rede elétrica (ABNT, 2013). Em SFCRs, esses equipamentos também executam o controle de estabilidade da tensão e a sincronização necessária para operação em paralelo com a rede.

O funcionamento dos inversores está baseado no chaveamento de dispositivos semicondutores. Grande parte dos inversores de SFCRs são autocomutados, o que significa que as chaves eletrônicas entram em estado de condução ou de corte a qualquer instante do ciclo de acordo com a lógica de controle empregada. Em geral, o controle especifica os parâmetros utilizados em uma estratégia PWM (*Pulse Width Modulation*) que determina a sequência de chaveamento dos elementos semicondutores. A Figura 2.5 apresenta um diagrama genérico dos blocos funcionais constitutivos de um inversor fotovoltaico.

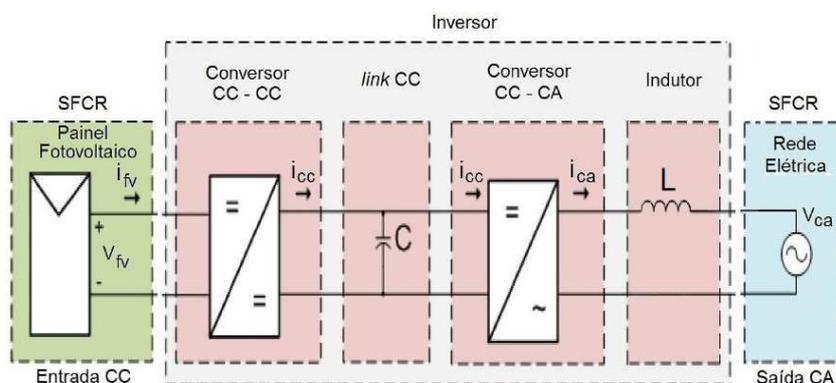


Figura 2.5 - Diagrama funcional de um inversor de frequência de dois estágios de conversão utilizado em SFCRs. Fonte: Pinho & Galdino, 2014.

Na Figura 2.5 nota-se a presença de um módulo inversor, isto é, de um conversor DC-CA. Com relação à configuração desse conversor, a mais comumente utilizada é conhecida como fonte de tensão ou VSI (*Voltage Source Inverter*), que se caracteriza pela manutenção de uma tensão constante no *link DC* da entrada do circuito. Essa característica e o controle da tensão atrelado ao chaveamento PWM são importantes para os SFCRs, pois eles viabilizam o atendimento dos requisitos de desempenho estabelecidos pelas normas quanto à qualidade da tensão CA de saída.

Nos sistemas fotovoltaicos é comum o uso de inversores de dois estágios, tal como representado na Figura 2.5. O estágio conversor DC-DC é responsável por gerar uma tensão adequada no link DC do inversor. Além de estabilizar a tensão proveniente dos módulos fotovoltaicos, esse estágio pode alterá-la segundo um algoritmo SPPM (*Seguimento do Ponto de Potência Máxima*), otimizando o processo de geração de energia (Pinho & Galdino, 2014). Nota-se também a presença de um filtro de linha que objetiva mitigar surtos e distorções de corrente causadas pelas operações de chaveamento na saída.

2.3.3 - Distorções de Forma de Onda em SFCRs

Devido a sua característica operacional de chaveamento, os inversores apresentam um comportamento não-linear que faz com que os sistemas fotovoltaicos representem fontes de distorções de corrente e tensão na rede. Conseqüentemente, o THD é o principal parâmetro de QEE especificado na seleção de inversores de frequência para SFCRs (Pinho & Galdino, 2014).

Mais especificamente, muitos tipos de filtros e estratégias de chaveamento têm sido desenvolvidos visando à mitigação do THD na tensão. Contudo, tais procedimentos não são tão eficazes no que se refere às emissões de corrente (Patsalides et. al., 2007).

No caso específico das correntes, os SFCRs apresentam características que culminam em um comportamento variante no tempo para as distorções harmônicas e inter-harmônicas, tais como: a operação de controle para sincronização com a rede; a implementação do algoritmo SPPM; e a própria variação da curva de geração fotovoltaica (Hernandez, Ortega & Medina, 2013; Chicco, Schlabbach & Spertino, 2009).

2.3.4 - Normas e Valores de Referência para SFCRs

Com relação aos aspectos normativos, no Brasil pode ser citada a norma ABNT 16149/2013. Ela estabelece recomendações para a interligação dos sistemas fotovoltaicos às redes de distribuição, especificando valores de referência para as distorções provenientes dos inversores de frequência. Os valores estabelecidos na norma para as distorções harmônicas de corrente, referenciadas à corrente fundamental na condição de potência nominal do inversor, estão reproduzidos na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Inversores em SFCRs.
Fonte: ABNT 16149, 2013

THD	< 5,0%
3 ^a a 9 ^a (Ímpares)	< 4,0%
11 ^a a 15 ^a (Ímpares)	< 2,0%
17 ^a a 21 ^a (Ímpares)	< 1,5%
2 ^a a 8 ^a (Pares)	< 1,0%
10 ^a a 32 ^a (Pares)	< 0,5%

É oportuno ressaltar que, no caso da ABNT, os procedimentos de medição e os valores de referência recomendados resultam da generalização dos protocolos convencionais para o caso da geração fotovoltaica. Estes, por sua vez, adotam como método de cálculo principal a Transformada Discreta de Fourier, a partir deste ponto, referenciada apenas por DFT (do inglês *Discrete Fourier Transform*). Para uma compreensão das implicações da escolha desse método, faz-se necessária uma breve revisão teórica sobre o assunto.

2.4 – APLICAÇÃO DA DFT NA MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES

Para o monitoramento das distorções em um sinal analógico $y(t)$ por meio da DFT, deve-se inicialmente submetê-lo a um processo de amostragem com intervalo T_s . O resultado desse processo é a sequência discreta $y[n]$, que representa as amostras de $y(t)$ nos instantes de tempo $t = nT_s$, com n inteiro. Caracteriza-se como uma implicação deste modelo de processo de amostragem o fato de o espectro de $y[n]$ corresponder a uma replicação periódica do espectro de $y(t)$ multiplicado por $1/T_s$ (Oppenheim & Schaffer, 1998).

A análise espectral do sinal digital representado pela sequência discreta $y[n]$ pode ser teoricamente realizada com a Transformada de Fourier de Tempo Discreto (ou *DTFT*, do inglês *Discrete-Time Fourier Transform*), apresentada em (2.5).

$$Y(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y[n]e^{-j\Omega n} \quad (2.5)$$

Onde: $Y(\Omega)$ é a DTFT do sinal discreto $y[n]$; e Ω é a frequência digital, expressa em *rad* e situada em um domínio contínuo $(-\pi, \pi)$. O domínio da frequência digital Ω é limitado entre $(-\pi, \pi)$ porque a maior frequência representada em sinais digitais é $fs/2$, onde $fs = 1/T_s$, de forma que $\Omega_{MAX} = 2\pi \frac{1}{2T_s} T_s = \pi$ (Oppenheim & Schaffer, 1998).

2.4.1 - Efeito do Tamanho das Janelas de Tempo nos resultados da DFT

Considerando-se que a DTFT é uma função contínua em Ω com período 2π , faz-se necessária uma abordagem que permita lidar com a questão prática de armazenamento e processamento limitados das máquinas digitais. Segue então a formulação da DFT, apresentada em (2.6).

$$Y[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y[n]e^{-jk \frac{2\pi}{N} n} \quad (2.6)$$

A DFT de $y[n]$, $Y(k)$, pode ser percebida como uma amostragem de N pontos da DTFT nas frequências $\Omega_k = k2\pi/N$ *rad*. Além da amostragem temporal que conduziu a $y[n]$, implicitamente, admite-se a existência de uma segunda operação realizada sobre o sinal amostrado: um janelamento (ou truncamento) de N pontos amostrais.

O janelamento influencia os resultados do processamento de sinais via DFT. Para se compreender esse aspecto, uma formulação mais geral de (2.6) é introduzida em (2.6.1).

$$Y[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w[n]y[n]e^{-jk \frac{2\pi}{N} n} \quad (2.6.1)$$

Nessa nova versão, há a presença explícita de uma função janela $w[n]$ que multiplica o sinal $y[n]$. A janela de tempo padrão empregada na IEC é a retangular, que não causa a deformação do sinal no tempo. Em (2.6.2) está indicada a sua formulação matemática.

$$w[n] = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq N \\ 0, & \text{c.c.} \end{cases} \quad (2.6.2)$$

A Figura 2.6 exibe o espectro de magnitude obtido a partir da DTFT da função janela retangular, $W(\Omega)$.

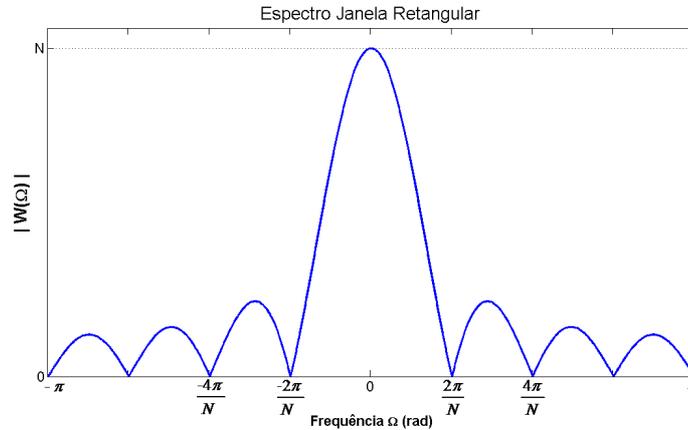


Figura 2.6 - Módulo da DTFT da função janela retangular $w[n]$.

Nota-se da Figura 2.6 que a janela retangular é simétrica e centralizada com amplitude máxima em $\Omega_0=0 \text{ rad}$, com os zeros localizados exatamente nas frequências $\Omega_k= k2\pi/N$, k inteiro. A multiplicação de $y[n]$ pela função janela $w[n]$ no domínio do tempo discreto implica que a DFT realiza, no domínio da frequência digital, uma amostragem nas frequências $\Omega_k= k2\pi/N$ do espectro de $R(\Omega)$ que, de acordo com (2.6.3), é o resultado da convolução de $W(\Omega)$ com o espectro de $y[n]$, $Y(\Omega)$ (Oppenheim & Schaffer, 1998).

$$R(\Omega) = \int_{-\pi}^{\pi} Y(\theta)W(\Omega - \theta)d\theta \tag{2.6.3}$$

Por meio da expressão (2.6.3) pode ser analiticamente verificada a influência que uma janela retangular de tamanho pré-definido exerce sobre os resultados da análise de um sinal com composição espectral conhecida. Para exemplificar, realiza-se adiante uma exposição baseada em exemplos numéricos, com uma abordagem semelhante à encontrada em Testa et. al. (2007) e em Li, Xu & Tayjasant (2003).

Para tal, considera-se inicialmente um sinal hipotético $y(t)$ composto pela fundamental de 60 Hz; pela quinta harmônica de 300 Hz e por uma inter-harmônica de baixa frequência de 30 Hz. As amplitudes dessas componentes são, respectivamente: 1,0 p.u., 0,20 p.u. e 0,30 p.u.. Para ser processado com a DFT, este sinal é inicialmente submetido a um processo de amostragem à taxa de 960 Hz (ou 16 amostras por ciclo de 60 Hz). Disto decorre que as frequências digitais correspondentes no sinal $y[n]$ serão: $\Omega_1 = 2\pi/16 \text{ rad}$; $\Omega_5 = 10\pi/16 \text{ rad}$; e $\Omega_{IH} = \pi/16 \text{ rad}$. A Figura 2.7 apresenta os resultados da análise espectral desse sinal

empregando-se a DFT com as janelas retangulares de: (a) 1 ciclo ($N = 16$ amostras); e (b) 12 ciclos ($N = 192$ amostras).

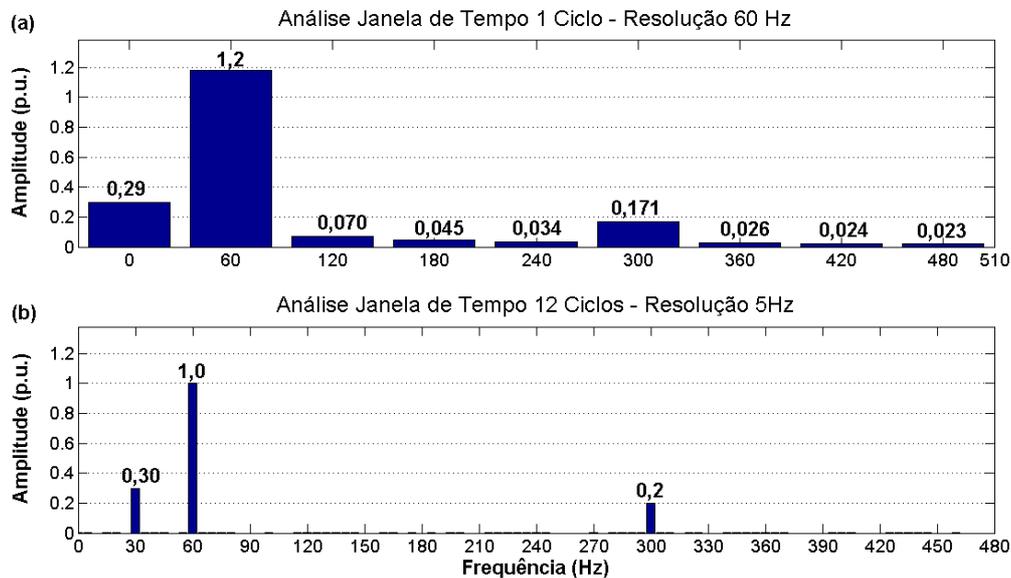


Figura 2.7 - Análise espectral via DFT com janelas de tempo de (a) 1 Ciclo e (b) 12 Ciclos.

Da Figura 2.7 (a), nota-se que, utilizando a janela de 1 ciclo, o espectro obtido via DFT resulta em diversas barras espectrais harmônicas não existentes, inclusive em uma componente DC com energia elevada. Além de não ter sido possível identificar a componente inter-harmônica de 30 Hz, as amplitudes da componente fundamental e da quinta harmônica foram estimadas incorretamente: 1,2 p.u. e 0,17 p.u., respectivamente. Por outro lado, a Figura 2.7 (b) mostra que as amplitudes e as frequências das componentes espectrais são corretamente estimadas empregando-se a janela de 12 ciclos.

Os resultados do exemplo da Figura 2.7 (a) podem ser explicados considerando-se (2.6.3). Conforme supracitado, a DFT representa uma amostragem de $R(\Omega)$ nas frequências $\Omega_k = k2\pi/N$, k inteiro. Para a janela de 1 ciclo, segue que $\Omega_k = k2\pi/16$, e, portanto, as frequências de $y[n]$ passíveis de serem visualizadas são: $\Omega_1 = 2\pi/16 = 1 \times 2\pi/16$ e $\Omega_5 = 10\pi/16 = 5 \times 2\pi/16$. A componente inter-harmônica não poderá ser amostrada nesta análise espectral, pois não existe k inteiro tal que $\Omega_{IH} = \pi/16 = k2\pi/16$. Além disso, devido à convolução em (2.6.3) e aos zeros da janela retangular (localizados em $k2\pi/16$, Figura 2.6) não coincidem com a frequência $\Omega_{IH} = \pi/16$, segue que uma parcela da energia desta componente espectral aparecerá no resultado do cálculo das demais componentes visualizáveis. Por esta razão, pode-se observar o surgimento de componentes espúrias no espectro da DFT com janela de 1 ciclo.

Para a análise com a janela de 12 ciclos, na Figura 2.7 (b), segue que $\Omega_k = k2\pi/192$. Disto decorre que todas as frequências de $y[n]$ serão visualizáveis, pois: $\Omega_1 = 2\pi/16 = 12 \times 2\pi/192$; $\Omega_5 = 10\pi/16 = 60 \times 2\pi/192$; e $\Omega_{11} = \pi/16 = 60 \times 2\pi/192$. A amostragem de $R(\Omega)$ culminará nas estimativas corretas das amplitudes das barras espectrais, pois as frequências de $y[n]$ estarão localizadas exatamente nos zeros da janela retangular (neste caso, localizados em $k2\pi/192$, Figura 2.6).

O fenômeno apresentado no exemplo acima é conhecido na literatura como espalhamento espectral e decorre do erro de resolução atrelado ao janelamento inadequado do sinal (Testa et. al., 2007). Considerando-se esses aspectos, um requisito básico de sincronização deve acompanhar a análise espectral a partir da DFT: o sinal amostrado $y[n]$ deve ser truncado em um número inteiro de ciclos do sinal original (Li, Xu & Tayjasant, 2003).

Deve-se mencionar que um ciclo inteiro do sinal não significa necessariamente uma janela múltipla de $(1/60)s$, mas sim uma janela T_F que corresponda a um múltiplo inteiro do mínimo múltiplo comum de todos os períodos do sinal (Hanzelka & Bierí, 2004). Essa janela de tempo é conhecida como período fundamental de Fourier. Assim, para o exemplo apresentado, bastava utilizar a janela de tempo $T_F = 1/30$ s, que corresponderia a 2 ciclos de 60 Hz – $N = 32$ amostras – ou um múltiplo desta, como no caso dos 12 ciclos utilizados.

Conforme apresentado ao longo desta subseção, se a janela de tempo T_F possuir N amostras, então a resolução de espectro da DFT é $2\pi/N$ rad ou $2\pi/T_F$ rad/s. Se a frequência fundamental admitida no algoritmo for igual à nominal de 60 Hz, então necessariamente a janela de tempo deve ser igual à $T_F = (p \times 1/60)$, p inteiro, e a resolução espectral final pode ser calculada de forma mais prática empregando-se (2.7).

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T_F} \quad [rad / s] \Rightarrow \Delta f = \frac{60}{p} \quad [Hz] \quad (2.7)$$

A IEC 6100-4-7 recomenda a utilização de uma janela de tempo retangular de 12 ciclos para sistemas de 60 Hz, o que culmina em uma resolução espectral de 5 Hz. No exemplo apresentado, esta janela foi mais do que suficiente para realizar a estimativa correta do espectro do sinal. Contudo, deve-se mencionar que, para um caso genérico, a escolha de T_F tal como definido acima é bastante complexa, pois ela pressupõe que se conheçam *a priori* todas as frequências do sinal a ser analisado (Testa et. al., 2007).

Visando à mitigação do problema de espalhamento espectral exposto nesta subseção, alguns trabalhos na literatura sugerem, por exemplo, a adoção de janelas tipo *Hanning* para a aplicação da DFT (Bracale et. al., 2007). Contudo, além da questão da resolução espectral reduzida, a aplicação dessas janelas especiais aos sinais analisados só é realmente eficaz quando estes são estacionários (Costa, 2005).

2.4.2 - Sinais com Variações no Tempo

A princípio, a medição de distorções somente pode ser realizada com sinais em regime permanente, pois sinais variantes no tempo possuem um espectro infinito e não podem ser corretamente descritos apenas por suas harmônicas (IEC, 2002). Contudo, os sinais oriundos de sistemas de potência e, mais especificamente, das instalações de geração fotovoltaica raramente são estacionários.

Assim, a variação do sinal dentro da janela culminará também no espalhamento espectral, que impacta nos valores finais dos indicadores obtidos via DFT com janela retangular. A título de exemplo, suponha-se que, para o sinal da subseção anterior, a magnitude da fundamental apresente uma variação entre 0,8 p.u. e 1,0 p.u. por meio de uma função de decaimento e crescimento linear a cada 200 ms. A componente harmônica de 300 Hz e a inter-harmônica de 30 Hz permanecem inalteradas. Nesse caso, como são conhecidos os comportamentos de cada componente do sinal, o espectro e todos os indicadores de distorção que dele decorrem são conhecidos a cada nova amostra do sinal.

Esse fato permite estabelecer a curva do comportamento no tempo dos dois indicadores THD e TID. A Figura 2.8 apresenta o comportamento esperado para (a) o THD, e (b) o TID. São ilustrados também os valores obtidos quando do emprego da DFT com as janelas de tempo retangulares de 6 ciclos (curvas azuis) e 12 ciclos (curvas vermelhas) de 60 Hz.

Das Figuras 2.8 (a) e (b) verifica-se que a adoção da janela de 6 ciclos culminou em indicadores de distorção com comportamentos temporais próximos àqueles previstos teoricamente. Devido à latência das variações impostas ao sinal (200 ms), a janela de 6 ciclos, menor do que os 12 ciclos da IEC, viabilizou uma descrição mais adequada da energia das distorções no tempo. Deve-se mencionar que a opção pela menor janela de tempo resulta na alteração da resolução espectral final de 5 Hz para 10 Hz.

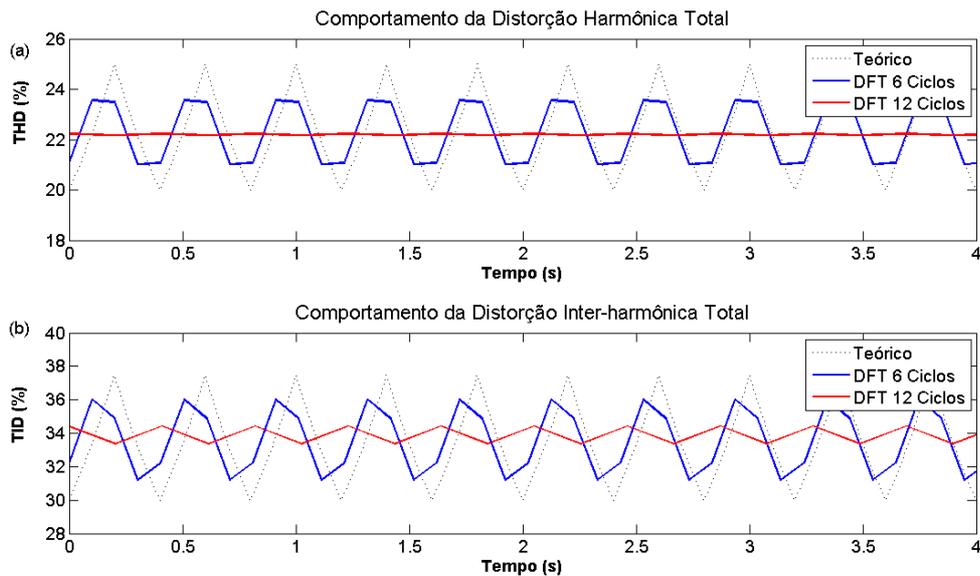


Figura 2.8 - Valores de (a) THD e (b) TID teóricos e obtidos via DFT com janelas de tempo de 6 ciclos e 12 ciclos para sinal variante no tempo.

Da discussão acima resulta a existência de um *trade-off* relacionado à escolha de uma janela de tempo para a aplicação da DFT: janelas grandes resultam em uma maior resolução espectral, mas podem estar sujeitas aos efeitos das variações temporais das componentes espectrais; por outro lado, janelas de tempo pequenas viabilizam o acompanhamento mais eficaz das variações das distorções, mas diminuem a resolução.

É oportuno destacar que, devido aos aspectos ora apresentados, a IEC não exclui a possibilidade de se utilizar outros princípios de análise. Na próxima seção é apresentada uma metodologia paramétrica híbrida que viabiliza uma análise espectral com alta resolução em condições de variação temporal das magnitudes das componentes.

2.5 – MÉTODOS PARAMÉTRICOS PARA A MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES

Algoritmos de análise espectral baseados em métodos paramétricos empregam um modelo específico para o sinal de dados. Tais modelos são baseados em parâmetros que podem ser estimados por meio de um conjunto de amostras do próprio sinal (Sachin & Singh, 2011).

Dentre os métodos paramétricos passíveis de serem aplicados, pode-se mencionar o método de Prony e o Filtro de Kalman. Costa (2005) apresenta uma metodologia de estimação de harmônicos e inter-harmônicos em sistemas de potência baseada na aplicação conjunta desses dois métodos. Em tal metodologia, o autor utiliza uma nova versão do

método de Prony, chamada de Prony Modificado, para estimar as frequências das componentes espectrais. A filtragem de Kalman é empregada no rastreamento, isto é, no acompanhamento da evolução temporal das amplitudes. Nesta dissertação, essa metodologia é adaptada para uma comparação com a metodologia da IEC.

2.5.1 - Método de Prony Modificado

O método de Prony é uma técnica paramétrica que permite modelar uma sequência $y[n]$ de N amostras do sinal de dados como uma combinação de p senóides exponencialmente amortecidas, cada uma delas baseada em dois parâmetros complexos (Marple, 1987).

Em sua versão tradicional, o método se baseia no ajuste dos $2p$ parâmetros do modelo a um conjunto $N \gg 2p$ de amostras do sinal de dados, o que conduz a um problema sobredeterminado (Marple, 1987). O modelo do sinal também é adaptado para uma versão de senóides não-amortecidas, conforme apresentado em (2.8).

$$\hat{y}[n] = \sum_{k=1}^p (h_k z_k^{n-1}) + \sum_{k=1}^p (h_k^* (z_k^{n-1})^*) \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (2.8)$$

Onde: $\hat{y}[n]$ é o sinal estimado do modelo; T_S é a taxa de amostragem; $h_k = A_k \exp(j\theta_k)$ é o parâmetro complexo que contém a informação de amplitude A_k e de fase θ_k da k -ésima senóide; e $z_k = \exp(j\omega_k T_S)$ representa o parâmetro que contém a informação de frequência ω_k . Considerando-se que uma senóide é representada pela soma de duas exponenciais complexas conjugadas, a ordem do sistema é usualmente indicada por um número par $2p$. Dessa forma, os $4p$ parâmetros do modelo consistem de h_k , z_k , e os seus complexos conjugados $(h_k)^*$ e $(z_k)^*$, respectivamente.

Prony propôs um método para a determinação dos parâmetros z_k e z_k^* em que estes são considerados pólos do polinômio de coeficientes a_m definido em (2.9).

$$\Phi(z) = \prod_{k=1}^p a_0 (z - z_k) = \sum_{m=0}^p a_m z^{p-m} \quad (2.9)$$

Os coeficientes do polinômio apresentado em (2.9) são determinados a partir da resolução de um sistema linear sobredeterminado que emprega as amostras de $y[n]$. Uma vez obtidos esses coeficientes, os pólos z_k podem ser resolvidos para a equação $\Phi(z) = 0$. Os parâmetros h_k são então obtidos a partir da resolução de outro sistema linear

sobredeterminado resultante de $\hat{y}[n] = y[n]$, $n = 1, 2, \dots, N$. Para a solução desses dois sistemas sobredeterminados, deve-se recorrer a um algoritmo de mínimos quadrados. Este aspecto do método é importante porque ele implica que qualquer ruído aditivo presente no sinal de dados é ajustado pelas exponenciais complexas do modelo (Marple, 1987).

O método de Prony Modificado (ou método PM) desenvolvido por Costa (2005) é um método paramétrico que se baseia no princípio de filtragem atrelado à aplicação do método de Prony clássico. O autor demonstra que os coeficientes do polinômio em (2.9) relacionam-se com os coeficientes b_k dos filtros digitais f_k , definidos em (2.10).

$$\mathbf{f}_k = [1 \ b_k \ 1] , \ b_k = -2 \cos(\omega_k T_s) \quad k=1, 2, \dots, p \quad (2.10)$$

Os filtros \mathbf{f}_k têm a propriedade de, individualmente, extrair a componente de frequência ω_k do sinal. Assim, se um sinal $y[n]$ contiver p componentes senoidais, a sucessiva aplicação de $(p-1)$ filtros \mathbf{f}_k resulta no sinal y_p apresentado em (2.11).

$$y_p = \prod_{k=1}^{p-1} (b_k - b_p) [A_{cp} \cos(\omega_p T_s) + A_{sp} \sin(\omega_p T_s)] \quad (2.11)$$

em que o sinal resultante y_p apresenta apenas a componente de frequência ω_p e tem sua amplitude modificada pelo produto das diferenças do tipo $(b_k - b_p)$, A_{cp} e A_{sp} são as componentes retangulares da amplitude da componente ω_p .

Considerando-se a propriedade apresentada em (2.11), se o sinal $y[n]$ contiver p componentes, então, na ausência de ruídos, o procedimento de filtragem sucessiva apresentado em (2.12) resultará em um vetor de sinal residual, $\mathbf{y}_{p+1}[n]$, cuja norma será nula para um conjunto de coeficientes b_k adequadamente selecionados.

$$\begin{aligned} y_1[n] &= y[n], & n &= 1, 2, \dots, N \\ y_2[n] &= y_1[n-1] + b_1 y_1[n] + y_1[n+1], & n &= 2, 3, \dots, (N-1) \\ y_3[n] &= y_2[n-1] + b_2 y_2[n] + y_2[n+1], & n &= 3, 4, \dots, (N-2) \\ & \vdots & & \\ y_{p+1}[n] &= y_p[n-1] + b_p y_p[n] + y_p[n+1], & n &= (p+1), \dots, (N-p) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Caso as premissas estabelecidas para o processo de filtragem em (2.12) não sejam atendidas, o vetor de resíduos não será nulo, mas será mínimo (Costa, 2005). Estabelecido

o procedimento de filtragem, o método para se determinar o vetor \mathbf{b} de parâmetros b_k é baseado em um processo de otimização de *Newton*, em um algoritmo de três passos:

- (i) Escolher um vetor inicial \mathbf{b}^0 . Calcular \mathbf{y}_{p+1} por meio de (2.12) e a matriz jacobiana \mathbf{J} ;
- (ii) Corrigir \mathbf{b}^0 utilizando (2.13):
$$\mathbf{b}^1 = \mathbf{b}^0 - \mu \mathbf{J}^{-1} \mathbf{y}_{p+1} \quad (2.13)$$
- (iii) Repetir (i)-(ii) até a norma de \mathbf{y}_{p+1} ficar abaixo de uma determinada tolerância.

O jacobiano \mathbf{J} é uma matriz que expressa as derivadas de cada componente do erro, que é uma função de cada sinal parcial \mathbf{y}_i gerado no processo de filtragem em (2.12), com relação a cada um dos parâmetros b_k . Costa (2005) estabelece uma expressão analítica para o cálculo desse jacobiano. A constante μ em (2.13) auxilia na convergência do processo de otimização, podendo ser arbitrada ou escolhida a partir de outro método de otimização auxiliar. No método PM, uma vez obtido o vetor \mathbf{b} que contém os parâmetros b_k , as frequências do sinal podem ser obtidas de (2.10). Além disso, recorrendo-se a (2.11), as componentes do sinal analisado podem ser obtidas diretamente no tempo.

Nota-se que, por evitar o algoritmo de mínimos quadrados, o método *PM* é menos sensível à presença de ruídos. Para torná-lo ainda mais robusto com relação a este aspecto, Costa (2005) propõe um procedimento de filtragem iterativa baseado no emprego de um filtro FIR (do inglês, *Finite Impulse Response*) que aumenta a energia das componentes senoidais do sinal em relação à energia do ruído.

Para tal, deve-se considerar o vetor \mathbf{a} de tamanho $(p+1)$ que contém os coeficientes a_m do polinômio definido em (2.9). Este vetor se relaciona com os coeficientes b_k por meio da relação expressa em termos dos filtros \mathbf{f}_k em (2.14).

$$\mathbf{a} = \mathbf{f}_p * \mathbf{f}_{p-1} * \dots * \mathbf{f}_1 \quad (2.14)$$

onde $*$ representa o operador de convolução. O filtro digital representado por \mathbf{a} tem a propriedade de anular o sinal $y[n]$, o que significa que o seu espectro se anula nas regiões onde estão localizados os picos de energia do sinal de dados $y[n]$ (Costa, 2005).

O problema de se aumentar a energia das componentes do sinal se resume à seleção de um filtro FIR \mathbf{w} de ordem q que tenha o efeito inverso ao de \mathbf{a} , isto é, que atenda (2.15).

$$\mathbf{a} * \mathbf{w} = \delta[n] + e[n] \quad (2.15)$$

em que a convolução entre \mathbf{a} e \mathbf{w} deve resultar na sequência impulso unitário $\delta[n]$, sendo admitida a existência de uma sequência de erro $e[n]$ que deverá ser minimizada com uma escolha apropriada de \mathbf{w} .

O processo de filtragem FIR do sinal de dados pode ser intercalado com a aplicação do método PM, gerando o procedimento de filtragem iterativa descrito por Costa (2005), em que, até que não se note mudanças significativas nos coeficientes b_k : aplica-se PM ao sinal de dados $y[n]$; determina-se \mathbf{a} por meio de (2.14); escolhe-se \mathbf{w} por meio da minimização de $e[n]$; realiza-se a convolução de \mathbf{w} com $y[n]$, gerando o novo sinal de dados filtrado $y'[n]$; atualiza-se o vetor de sinal de dados $y[n]$ com o novo $y'[n]$.

Com o processo de filtragem iterativa FIR, o método PM se torna mais robusto à presença de ruídos. Realizando testes em sinais sintéticos, Costa (2005) destacou que o procedimento apresenta dificuldades de convergência sob níveis de ruído muito elevados, em situações em que a *relação sinal-ruído* é menor do que 10 dB.

O problema que permanece com o método PM é a seleção do número p de senóides do modelo, informação que raramente se conhece de antemão. Devido a este fato, alguns autores sugerem a superestimação da ordem, o que pode tornar ainda mais oneroso o processamento. O método PM com a filtragem iterativa pode ser inserido em um algoritmo onde a ordem p do modelo é alterada e algum critério de parada é avaliado, como, por exemplo, a norma do vetor de sinal residual ($\|\mathbf{y}_{p+1}[n]\|$) se tornar inferior a um limiar pré-estabelecido (Costa, 2005).

2.5.2 - Filtro de Kalman

Em sua versão clássica, o filtro de Kalman consiste de um algoritmo de estimação recursivo sobre parâmetros, comumente referenciados como estados, de sistemas lineares variantes no tempo (Faragher, 2012). Ele pertence à classe dos estimadores bayesianos lineares, que pressupõem a existência de modelos estatísticos do sistema. Nesse contexto, a saída do sistema pode ser representada por um processo aleatório, como o sinal de dados $y[n]$, que depende linearmente dos estados (parâmetros) variantes no tempo.

De forma geral, pode-se dizer que o algoritmo do filtro de Kalman consiste de dois estágios: um de predição e outro de atualização por meio de medição. Esses estágios empregam o modelo de espaço de estados apresentado em (2.16).

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{n+1} &= \Phi_n \mathbf{x}_n + \boldsymbol{\psi}_n \\ y[n] &= \mathbf{h}_n \mathbf{x}_n + \eta[n]\end{aligned}\quad (2.16)$$

Em que \mathbf{x}_n é o vetor ($p \times 1$) de estados no tempo n ; Φ_n é a matriz ($p \times p$) de transição de estados no tempo n que relaciona os estados \mathbf{x}_n e \mathbf{x}_{n+1} ; \mathbf{h}_n é o vetor ($1 \times p$) de acoplamento teórico no tempo n entre a medição $y[n]$ e o vetor de estados; $\boldsymbol{\psi}_n$ é um vetor ($p \times 1$) cujos elementos são não correlacionados no tempo, associado a um ruído de processo que apresenta matriz de covariância \mathbf{Q} ; $\eta[n]$ é um ruído branco de covariância r , associado ao erro de observação do processo $y[n]$.

A covariância r do ruído de medição $\eta[n]$ é definida por (2.16.1). Analogamente, define-se a covariância do vetor $\boldsymbol{\psi}_n$ em (2.16.2).

$$E[\eta[k]\eta[i]] = \begin{cases} r[k], & k = i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad (2.16.1)$$

$$E[\boldsymbol{\psi}_k \boldsymbol{\psi}_i^T] = \begin{cases} \mathbf{Q}_k, & k = i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad (2.16.2)$$

Onde $E[.]$ é o operador de esperança matemática (Papoulis & Pillai, 2002); $r[k]$ é um escalar determinado para cada instante k ; \mathbf{Q} é uma matriz ($p \times p$) determinada para cada instante k . Deve ficar subentendido das definições acima que os elementos do ruído de processo, $\boldsymbol{\psi}_n$, são não correlacionadas em um sentido temporal, isto é, a covariância entre $\boldsymbol{\psi}_i$ e $\boldsymbol{\psi}_k$ é nula quando $i \neq k$. A mesma observação pode ser feita para $\eta[n]$.

Para o problema de monitoramento das amplitudes de componentes espectrais, o modelo em (2.16) pode ser interpretado da seguinte maneira: o vetor de estados \mathbf{x}_n representa as amplitudes das harmônicas e inter-harmônicas (parâmetros a serem estimados), para as quais se admite a existência de variação temporal; $y[n]$ é uma medição do sinal de dados que se relaciona aos estados por meio de \mathbf{h}_n . Para tanto, considera-se que cada componente senoidal do sinal, $C_i[n]$, seja definida conforme indicado em (2.17) (Costa, 2005).

$$\begin{aligned}C_i[n] &= A_i \cos(\omega_i T_s n + \theta_i) \\ &= A_i \cos(\theta_i) \cos(\omega_i T_s n) - A_i \sin(\theta_i) \sin(\omega_i T_s n)\end{aligned}\quad (2.17)$$

Em que A_i é a amplitude da i -ésima componente; ω_i é a frequência e θ_i é a fase da componente; T_s é a taxa de amostragem. Com a notação em (2.17), pode-se estabelecer as relações dos componentes do vetor de estados \mathbf{x}_n com os parâmetros procurados por meio de (2.18). Os componentes de \mathbf{h}_n , chamados de regressores do modelo de estimação paramétrica, são calculados por meio das relações em (2.19). As frequências ω_i devem ser informadas para o algoritmo do Filtro e Kalman a partir dos resultados da aplicação de PM.

$$\begin{aligned} x_i[n] &= A_i[n] \cos(\theta_i) \rightarrow i = 1,3,5, \dots, 2p-1 \\ x_i[n] &= A_i[n] \sin(\theta_i) \rightarrow i = 2,4,6, \dots, 2p \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} h_i[n] &= \cos(\omega_i T_s n) \rightarrow i = 1,3,5, \dots, 2p-1 \\ h_i[n] &= -\sin(\omega_i T_s n) \rightarrow i = 2,4,6, \dots, 2p \end{aligned} \quad (2.19)$$

A etapa de predição do algoritmo de Kalman, a cada instante n , é realizada com base no modelo paramétrico introduzido por (2.16)-(2.19). Por “predição” deve-se entender o processo de estimação a priori do vetor de estados \mathbf{x}_n , simbolizada por $\hat{\mathbf{x}}_n^0$ (o sobrescrito zero simboliza a predição do estado atual). Naturalmente, a esta predição estão atrelados dois erros: o próprio erro do vetor de estados estimados $\hat{\mathbf{x}}_n^0$; e o erro da estimativa a priori do sinal de dados realizada por meio de (2.16), simbolizada por $\hat{y}^0[n]$. O primeiro erro é modelado estatisticamente por uma matriz de covariância \mathbf{P}_n , definida por (2.20).

$$\mathbf{P}_n = E \left[\left(\mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n^0 \right) \left(\mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n^0 \right)^T \right] \quad (2.20)$$

Em que $E[.]$ é o operador de esperança matemática (discutido adiante na seção 2.6). Na etapa de predição, esta matriz é simbolizada por \mathbf{P}_n^0 .

O ponto central do algoritmo que implementa o estimador de Kalman é a seleção, a cada instante n , de um ganho \mathbf{K}_n , chamado de ganho de Kalman, que minimiza os elementos da diagonal principal da matriz de covariância \mathbf{P}_n . Esse ganho é dado por (2.21).

$$\mathbf{K}_n = \mathbf{P}_n^0 \mathbf{h}_n^T \left(\mathbf{h}_n \mathbf{P}_n^0 \mathbf{h}_n^T + r[n] \right) \quad (2.21)$$

O ganho de Kalman é função do modelo estabelecido para o processo em (2.16). Ele viabiliza a segunda etapa do algoritmo, correspondente à atualização por medição, corrigindo, no instante n , as estimações do vetor de estados $\hat{\mathbf{x}}_n$ e da matriz de covariância \mathbf{P}_n . A demonstração das equações que descrevem o procedimento foge ao escopo deste trabalho, mas pode ser encontrada em detalhes em Faragher (2012) ou Costa (2005).

O modelo paramétrico estabelecido com o filtro de Kalman tem a vantagem de explicitar a variação temporal de seus parâmetros. Além disso, seu aspecto de linearidade e sua formulação recursiva garantem um custo de processamento moderado para modelos com ordens (número de senóides) que não sejam muito elevadas ($p < 150$).

Entretanto, vale destacar que o método é eficaz quando da informação correta das frequências do sinal (Costa, 2005). Para tal, o método PM precisa ser anteriormente aplicado ao sinal, o que por sua vez culmina em um elevado tempo de processamento. Por esta razão, a solução híbrida que decorre da aplicação conjunta dos dois métodos apresenta um custo computacional que justifica utilizá-la apenas como referência nas análises *offline* conduzidas nesta dissertação. No capítulo 3 é detalhado o procedimento de aplicação dessa metodologia de processamento dos sinais.

2.6 – ESTUDO DE PROCESSOS ALEATÓRIOS

Nos estudos de QEE é comum a suposição de que as harmônicas e as inter-harmônicas possam assumir um comportamento aleatório. No caso específico da geração fotovoltaica, os aspectos expostos ao longo deste capítulo indicam que esta é uma premissa razoável.

Por esse motivo, propõe-se neste trabalho a realização de um estudo, convenientemente chamado de análise estatística, sobre os indicadores de distorção THD e TID. Três metas são apresentadas para tal análise: (i) caracterizar o comportamento dos índices enquanto processos aleatórios; (ii) avaliar condições de estacionariedade dos índices; e (iii) inferir sobre os períodos de observação necessários com base nas informações estatísticas.

A seguir são expostas, de forma concisa, as bases matemáticas que fundamentam a realização dessa investigação. Com esse foco, não serão considerados em detalhes todos os conceitos de probabilidade, estatística e processos estocásticos que permeiam a discussão. Para mais detalhes, recomenda-se Meyer (2000) e Papoulis & Pillai (2002).

2.6.1 Conceitos de Probabilidade e Estatística

Inicia-se a presente exposição com o conceito de variável aleatória (V.A.). Uma variável aleatória X é uma função que associa um número real $X(\zeta)$ a cada resultado ζ no espaço

amostral A_X de um experimento aleatório (Meyer, 2000). Uma V.A. pode ser contínua ou discreta. Neste último caso, $X(\zeta)$ pode assumir valores em um conjunto finito ou infinito enumerável, S_X .

A *função de distribuição acumulada* da V.A. X , também abreviada como CDF (do inglês, *Cumulative Distribution Function*) e simbolizada por $F_X(x)$, é definida como a probabilidade do evento $\{X \leq x\}$. Matematicamente, $F_X(x) = P(X \leq x)$, para $-\infty < x < \infty$, onde P é a medida de probabilidade sobre o espaço amostral da V.A. X . Para uma V.A. discreta segue a definição em (2.22).

$$F_X(x) = \sum_j p_X(x_j) \quad (2.22)$$

Onde: o somatório é estendido a todos os índices j que satisfaçam à condição $x_j \leq x$; $p_X(x)$ é a *função de massa de probabilidade* da V.A. discreta X . A definição análoga para V.A.s contínuas é apresentada em (2.22.1).

$$F_X(x) = \int_{-\infty}^x f_X(s) ds \quad (2.22.1)$$

Em que $f_X(x)$ é a *função densidade de probabilidade* da V.A. contínua X .

Outro conceito também importante é o de distribuição conjunta. Para duas V.A.s genéricas X_1 e X_2 , define-se a CDF conjunta como a probabilidade de ocorrência simultânea dos eventos $X_1 \leq x_1$ e $X_2 \leq x_2$, conforme indicado por (2.22.2).

$$F_{X_1, X_2}(x_1, x_2) = P(X_1 \leq x_1, X_2 \leq x_2) \quad (2.22.2)$$

As V.A.s podem ser caracterizadas em termos de outras medidas. Dentre estas se destaca a esperança, que define a média (μ) conforme indicado em (2.23) para uma V.A. discreta X .

$$E[X] = \mu_X = \sum_j x_j p_X(x_j) \quad (2.23)$$

Em que o somatório é estendido para todos os valores x_j assumidos pela V.A. X . Analogamente, define-se a variância (σ^2) de X conforme em (2.24).

$$E[(X - E[X])^2] = \sigma_X^2 = \sum_j (x_j - E[X])^2 p_X(x_j) \quad (2.24)$$

Outros parâmetros importantes na caracterização de um fenômeno aleatório representado

por uma V.A. também podem ser extraídos das CDFs. Destaca-se dentre estes, os percentis. Um percentil P_u é o valor assumido por uma V.A. X que apresenta a probabilidade acumulada de $100.u\%$ de não ser excedido, conforme definido em (2.25).

$$u = F_X(P_u) = P(X \leq P_u) \quad (2.25)$$

Muitos procedimentos de quantificação dos fenômenos na área de QEE referenciam o percentil de 95% (ou P95%) como o parâmetro representativo de um conjunto de medições de um determinado indicador.

Para fenômenos aleatórios reais, nem sempre se tem disponível o conhecimento a respeito das funções de distribuição ou dos parâmetros que definem uma V.A.. No estudo de problemas reais, recorre-se geralmente à estatística, que se caracteriza como uma ciência baseada na teoria de probabilidades que permite estabelecer inferências sobre os fenômenos aleatórios com base em observações ou amostras dos mesmos (Meyer, 2000).

Uma classe de problemas que se destaca na estatística é a de estimação, que consiste de inferir algum conhecimento sobre os parâmetros ou a distribuição de uma população com base em um conjunto de dados coletados sobre a mesma (Papoulis & Pillai, 2002). Uma estimativa pode ser pontual ou por intervalos. No primeiro caso, destacam-se os estimadores pontuais da média μ e da variância σ^2 de uma V.A. X , calculados, respectivamente, conforme em (2.26) e (2.27).

$$\bar{X} = \sum_{n=1}^N X_n / N \quad (2.26)$$

$$s^2 = \sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2 / (N-1) \quad (2.27)$$

Onde: a média amostral, \bar{X} , e a variância amostral, s^2 , são calculadas sobre as amostras X_n obtidas em N observações do fenômeno. Deve-se mencionar que as observações X_n , extraídas da mesma população, são V.A.s independentes e idênticamente distribuídas, de sorte que os próprios estimadores formam novas V.A.s. Neste caso, pode-se demonstrar que \bar{X} é uma V.A. com média μ e variância σ^2/N (Papoulis & Pillai, 2002).

A estimação por intervalos consiste de se estabelecer um intervalo $[a, b]$ para o qual se pode afirmar que o parâmetro de interesse θ satisfaz $P(a < \theta < b) = \gamma$. Normalmente, a

probabilidade γ é chamada de nível de confiança e as constantes a e b são funções das observações X_1, X_2, \dots, X_n . O objetivo da estimação por intervalos é a minimização do comprimento $(b-a)$ do intervalo de forma que a restrição $P(a < \theta < b) = \gamma$ seja satisfeita (Papoulis & Pillai, 2002). Por exemplo, o intervalo ao nível de 95% de confiança da média μ de uma V.A. X normal com variância σ^2 conhecida é determinado conforme em (2.28).

$$\left[\bar{X} - \frac{1,96 \cdot \sigma}{\sqrt{N}}, \bar{X} + \frac{1,96 \cdot \sigma}{\sqrt{N}} \right] \quad (2.28)$$

Outra forma de se realizar inferências sobre uma população a partir de suas amostras relaciona-se aos testes de hipóteses. Uma hipótese estatística é uma suposição que se faz sobre a distribuição ou sobre os parâmetros que definem uma V.A.. O propósito do teste de hipóteses é estabelecer se, a um nível de significância α pré-estabelecido, as evidências experimentais permitem aceitar a hipótese de teste – também chamada de hipótese nula H_0 – em detrimento de uma hipótese alternativa H_1 (Meyer, 2000). O nível de significância α representa a probabilidade admitida de se rejeitar H_0 sendo ela verdadeira.

Neste trabalho emprega-se o teste de hipóteses para distribuições de *Komogorov-Smirnov*, detalhado conforme a seguir para uma V.A. X genérica (Papoulis & Pillai, 2002):

i) Hipótese Nula (H_0): $F_X(x) \equiv F(x)$, isto é, a CDF real, $F_X(x)$, é idêntica a uma CDF normal $F(x)$ conhecida analiticamente, onde os parâmetros de média e variância são estimados dos dados.

Hipótese Alternativa (H_1): $F_X(x) \neq F(x)$;

ii) Cálculo da variável de teste estatística, q , por meio de (2.29).

$$q = \left| \hat{F}(x) - F(x) \right| \quad (2.29)$$

Onde: $\hat{F}(x)$ é a função de distribuição empírica de X , estimada diretamente dos dados por meio de (2.29.1).

$$\hat{F}(x) = n_x / N \quad (2.29.1)$$

Onde: n_x representa o número de amostras X_i no conjunto de N observações que não excedem o valor x . Considerando-se que o número de amostras da V.A. X é grande (i.e. $N \geq 30$), se q está próximo de zero, então H_0 não pode ser rejeitada. Na prática, basta que q seja menor do que um limiar determinado em termos do nível de significância do teste. A Figura 2.9 ilustra o conceito do teste.

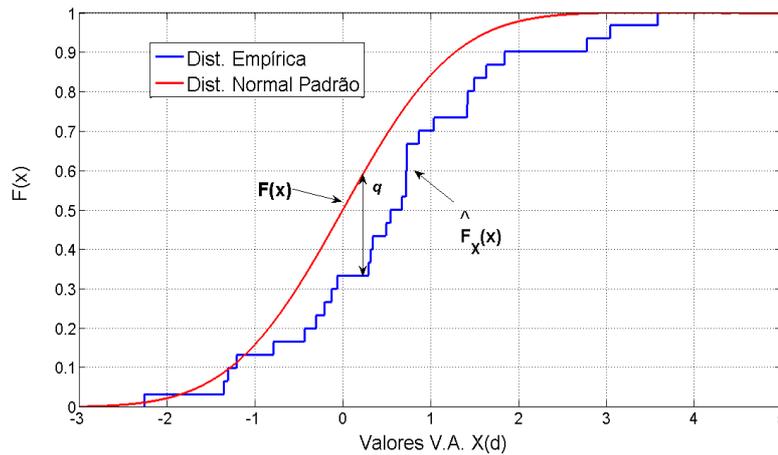


Figura 2.9 - Funções de distribuição comparadas no teste de Kolmogorov-Smirnov.

iii) Escolha do nível de significância α para o teste. Neste trabalho utiliza-se $\alpha = 5\%$. A hipótese H_0 não é rejeitada se, e somente se, (2.29.2) for satisfeita.

$$q < \sqrt{-\frac{1}{2N} \ln \frac{\alpha}{2}} \quad (2.29.2)$$

O teste de hipóteses de *Kolmogorov-Smirnov* é utilizado neste trabalho para avaliar as distribuições características das componentes aleatórias dos dados de THD e TID.

2.6.2 Processos estocásticos

Um processo estocástico (ou processo aleatório) $X(t, \zeta)$ é uma função que associa a cada resultado ζ no espaço amostral A_X de um experimento aleatório uma função do tempo $X(t)$ (Papoulis & Pillai, 2002). Sob tal definição, um processo aleatório pode ser pensado como uma família de funções temporais dependentes do parâmetro ζ . É comum simbolizar um processo aleatório simplesmente por $X(t)$. Neste trabalho, explicitar-se-á quando a referência for ao processo aleatório ou a uma realização (função amostra) do mesmo.

Um processo estocástico pode ser contínuo ou discreto, neste último caso significando que o mesmo é indexado por um conjunto de instantes t_k no domínio do tempo discreto. Se, por um lado, as realizações de uma V.A. resultam no vetor aleatório de observações X_1, \dots, X_n que se concretizam nas amostras, as realizações de um processo aleatório são funções que quando efetivamente amostradas resultam em séries temporais.

Em qualquer instante fixo t_k , pode-se determinar a CDF da V.A. $X(t_k) = X(t_k; \zeta)$, dada por $F(x; t_k) = P(X(t_k) \leq x)$. Esta função é chamada de função de distribuição de primeira ordem

do processo aleatório $X(t)$. A distribuição de segunda ordem do processo aleatório $X(t)$ é a função de distribuição conjunta dada por $F(x_1, x_2; t_1, t_2) = P(X(t_1) \leq x_1, X(t_2) \leq x_2)$. Este procedimento pode prosseguir para se obter as distribuições de terceira, quarta e n -ésima ordem. O conjunto formado por todas essas funções de distribuição permite caracterizar completamente o processo aleatório $X(t)$ (Papoulis & Pillai, 2002).

Em geral, a determinação do conjunto completo das funções de distribuição que descrevem um processo aleatório é inviável. Contudo, em muitas aplicações é suficiente a obtenção de propriedades estatísticas que dependem apenas das distribuições de primeira e segunda ordem do processo $X(t)$. Dentre estas, destaca-se o valor esperado de $X(t)$, que representa a média de probabilidade do processo aleatório, calculada conforme (2.30).

$$\langle X(t) \rangle = E[X(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} xf(x;t)dx \quad (2.30)$$

Onde: a média de probabilidade $\langle X(t) \rangle$ é calculada para cada instante t conhecendo-se a função densidade de probabilidade de primeira ordem $f(x;t)$.

Outra característica importante na descrição de um processo aleatório $X(t)$ é o valor esperado do produto $X(t_1)X(t_2)$, que representa a sua função de autocovariância, calculada conforme em (2.31) para um processo contínuo.

$$R(t_1, t_2) = E[X(t_1)X(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 f(x_1, x_2; t_1, t_2) dx_1 dx_2 \quad (2.31)$$

Em que a autocovariância $R(t_1, t_2)$ do processo $X(t)$ entre dois instantes t_1 e t_2 é calculada conhecendo-se a função densidade de probabilidade conjunta entre as V.A.s $X(t_1)$ e $X(t_2)$.

Sobre uma realização simples ζ_i do processo aleatório $X(t)$, que resulta na função amostra $X(t)$, é conveniente também definir outro tipo de média, conhecido como média temporal e calculada conforme (2.32).

$$X_T = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (2.32)$$

A integral em (2.32) tem significado se o limite existir e se ele for independente da escolha da janela de tempo T . Essa condição é satisfeita para processos estocásticos estacionários (Leon-Garcia, 2008), definidos adiante.

A avaliação de processos estocásticos costuma ser bastante simplificada sob as hipóteses de estacionariedade e ergodicidade. Um processo aleatório é estacionário se as suas propriedades estatísticas são invariantes a um deslocamento no tempo, o que significa que a distribuição da V.A. $X(t; \zeta)$ deve ser a mesma de $X(t+\tau; \zeta)$ (Papoulis & Pillai, 2002).

Um processo aleatório pode ser estacionário em um sentido estrito ou em um sentido amplo. No primeiro caso, é necessário que todas as funções de distribuição que caracterizam o processo $X(t)$ sejam independentes de um deslocamento na origem do tempo. Na prática, esta é uma condição muito mais difícil de ser verificada.

Um processo estocástico $X(t)$ é estacionário em um sentido amplo se a sua média de probabilidade $E[X(t)]$ é constante e se a sua função de autocovariância depende apenas do intervalo de tempo entre t_2 e t_1 , isto é, $R(t_1, t_2) = R(t_2-t_1)$. É importante observar que, mesmo sendo mais fraca, a estacionariedade em um sentido amplo implica também que a função de distribuição de primeira ordem do processo $X(t)$ seja invariante a translações no tempo (Papoulis & Pillai, 2002). Assim, a variância do processo $X(t)$ também será constante, enquanto que a sua autocovariância será dependente apenas de (t_2-t_1) .

No tocante à ergodicidade, um processo estocástico $X(t)$ é dito ergódico se a sua média de probabilidade é igual à média temporal de qualquer função amostra $X(t)$ obtida em uma realização ζ_i (Leon-Garcia, 2008). A ergodicidade implica que todas as estatísticas descritivas de um processo aleatório sejam invariantes no tempo. Conseqüentemente, o processo deve ser estacionário em um sentido estrito para que ele seja ergódico. Neste caso, ele poderia ser completamente caracterizado com apenas uma realização, culminando assim em um tempo de observação mínimo.

No caso dos indicadores de distorção THD e TID obtidos neste trabalho, não se dispõem de descrições analíticas do seu comportamento. Assim, a média temporal e a média de probabilidade são obtidas numericamente, por meio das formas discretas de (2.30) e (2.32), a serem apresentadas no capítulo 3.

2.7 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

A consolidação de um arcabouço teórico para o presente trabalho foi realizada neste capítulo por meio da revisão apresentada. Discorreu-se sobre a problemática relacionada à aplicação da DFT no processamento dos sinais. Por meio dos aspectos expostos, identificou-se a necessidade de um método de processamento de sinais que viabilize uma análise espectral com alta resolução em condições de variação temporal das magnitudes das componentes. Para tal, foram levantados dois métodos paramétricos: o método de Prony Modificado e o Filtro de Kalman. Esses dois métodos compõem uma metodologia híbrida que, por ser considerada mais robusta, será empregada como referência nas investigações que se seguem. A revisão dos conceitos de processos aleatórios consubstanciará a segunda parte da metodologia de análise deste trabalho, cuja ênfase é a investigação do comportamento dos índices de distorção THD e TID obtidos a partir das medições em uma instalação fotovoltaica real. No próximo capítulo é detalhada a metodologia de análise empregada nesta dissertação.

3 – METODOLOGIA

3.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo realiza-se uma descrição do procedimento de aquisição dos sinais a serem apresentados no capítulo 4. Na sequência, é detalhada a metodologia de análise proposta para a consecução dos objetivos estabelecidos neste trabalho. Essa metodologia está dividida em duas partes: avaliação das janelas de tempo e análise estatística. A primeira parte consiste da aplicação de métodos de estimação espectral que viabilizam, por meio de comparações, a identificação do tamanho de uma janela de tempo para uma medição apropriada das distorções harmônicas e inter-harmônicas via DFT. O termo “medição apropriada” deve ser entendido aqui como a condição em que os erros no cálculo do THD e do TID são mitigados na medida em que seus valores se aproximam daqueles advindos da aplicação da metodologia paramétrica Prony-Kalman, doravante referenciada como metodologia PK. Na segunda parte, visando à definição de um período de monitoramento para as distorções, adota-se um conjunto de procedimentos de análise estatística para caracterizar o comportamento estocástico dos indicadores.

3.2 – MEDIÇÕES E FORMAÇÃO DO BANCO DE SINAIS

O sistema de aquisição de dados empregado neste trabalho é baseado no analisador de qualidade da energia *ElspecTM BlackBox G4500*. Esse analisador permite armazenar as formas de onda brutas na memória de um computador.

O equipamento atende a maioria dos requisitos de instrumentação preceituados pelo padrão IEC 61000-4-7, dentre os quais podem ser citados: 4 canais para leitura de corrente AC e 4 para leitura de tensão AC; largura de banda de 25 kHz para medição de tensão e 12,5 kHz para medição de corrente; taxa de amostragem de até 1024 amostras por ciclo de 60 Hz (256 amostras/ciclo para corrente); conversor *ADC* de 16 bits; e algoritmo de sincronização *PLL* para janelas de 12 ciclos. Para medir os sinais da instalação fotovoltaica, selecionou-se a taxa de amostragem de 256 amostras/ciclo. Foram utilizados alicates transdutores que culminam nas seguintes características para o sistema de aquisição: para as tensões, faixa de 0-1 kV e uma precisão de $\pm 0,1\%$ da nominal; para as correntes, faixa de 0-300A e uma precisão de $\pm 1\%$ da leitura e $\pm 1A$.

Destaca-se também que o equipamento possui 32 GB de memória interna que, associada a um algoritmo proprietário de compressão de dados, viabiliza o armazenamento independente e ininterrupto de 30 dias de todas as formas de onda à taxa de amostragem selecionada. Os dados adquiridos foram descompactados e transferidos para um PC – e, posteriormente, para um HD (*Hard Disk*) portátil – por meio de uma aplicação proprietária do fabricante do equipamento.

3.2.1 - Procedimento de medição e armazenamento

Os dados coletados correspondem aos sinais trifásicos de tensão, corrente e potência ativa na saída dos inversores de frequência que conectam uma instalação de microgeração fotovoltaica da Embaixada da Itália no Brasil ao sistema de distribuição da Companhia Energética de Brasília (CEB). As medições foram realizadas na instalação conforme o esquema indicado na Figura 3.1.

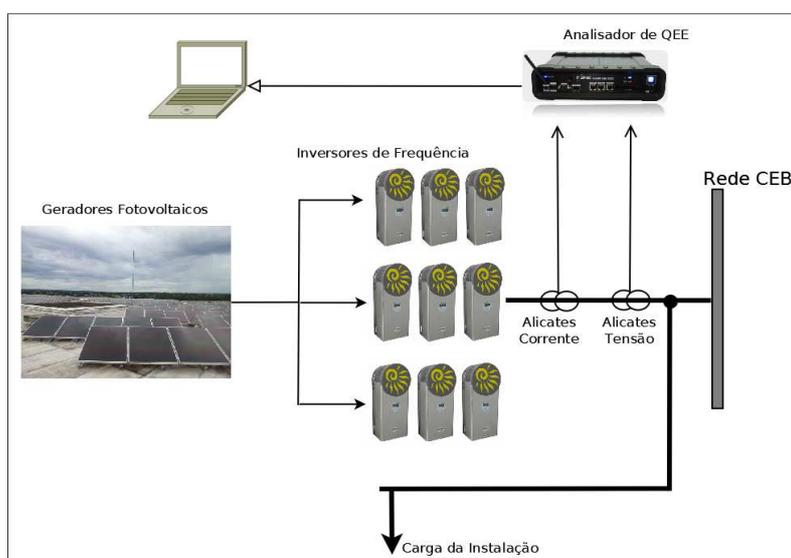


Figura 3.1 - Esquema de medição dos sinais de tensão e corrente da instalação fotovoltaica.

Da Figura 3.1, nota-se que a potência DC proveniente dos módulos fotovoltaicos é entregue à rede por meio de três inversores de frequência para cada fase. As características nominais desse sistema são: potência de 49 kWp, tensão de fase 220 V e corrente 0-127 A.

Embora o sistema de aquisição viabilize o armazenamento contínuo dos sinais, deve-se mencionar que uma grande quantidade de memória é requerida após a descompactação e transferência dos dados para formatos de arquivos tratáveis pelos programas desenvolvidos

no Matlab[®]. Por essa razão, optou-se por gerar e armazenar, a cada 30 s, arquivos com 1 s de aquisição dos sinais de dados das correntes, tensões e potências. Além disso, a observação preliminar do comportamento dos dados permitiu restringir para 8 horas o período diário de armazenamento. Esse procedimento resultou em 960 arquivos por dia, durante 30 dias seguidos. Os arquivos foram nomeados com o acrônimo comum “FOEMB” (“*Formas de Onda da EMBaixada*”), seguido da referência à data “<Dia>_<Mês>_<Ano>” e por um *Index* de ordenação: “FOEMB<Dia>_<Mês>_<Ano>Index.csv”.

3.3 – METODOLOGIA DE ANÁLISE

Todos os métodos e algoritmos que compõem esta metodologia de análise foram desenvolvidos no Matlab[®] versão 7.10 (R2011a). A escolha da metodologia PK como referência das análises pressupõe que esta seja validada por meio de simulações com um sinal sintético que incorpora algumas das características esperadas nos sinais reais.

3.3.1 - Simulações

As simulações consistem da comparação dos níveis de THD e TID obtidos a partir da estimação espectral pela metodologia PK e pela DFT utilizando uma janela de 12 ciclos de 60 Hz. Para tanto, seleciona-se o sinal sintético digital $y[n]$ descrito por (3.1).

$$y[n] = 200A[n]\sin(2\pi 60T_s n) + 50\sin(2\pi 300T_s n + 60^\circ) + 70\sin(2\pi 420T_s n - 45^\circ) - 10\sin(2\pi 1140T_s n) + 40\sin(2\pi 732T_s n + 30^\circ) + 40\sin(2\pi 48T_s n + 22,5^\circ) + 25\sin(2\pi 1250T_s n - 45^\circ) + r[n] \quad (3.1)$$

Onde: T_s é a taxa de amostragem de 128 amostras/ciclo de 60 Hz; $A[n]$ representa uma onda triangular que modula em 20% a amplitude da fundamental com período de 100 ms; $r[n]$ representa um ruído branco aditivo que culmina em uma relação sinal-ruído de 35 dB para o sinal. É oportuno ressaltar que, por meio de (3.1), as componentes harmônicas e inter-harmônicas do sinal sintético, bem como as suas amplitudes, são absolutamente conhecidas a qualquer instante de tempo, o que permite prever os valores dos indicadores THD e TID, e estabelecer as estatísticas de quantificação dos mesmos, como o P95%.

Além disso, as frequências invisíveis na resolução de 5 Hz (732 Hz e 48 Hz) e o termo de variação temporal representado pela modulação da fundamental permitem evidenciar algumas limitações do processamento pela DFT. Simula-se o monitoramento das

distorções do sinal sintético por 1 minuto, o que corresponde a 120 ciclos de 500 ms, o seu período fundamental de Fourier. Vale destacar que, mesmo sendo pequeno, o ruído de medição cria uma situação em que as estimativas do espectro por ambos os métodos, sobretudo pela metodologia PK, são prejudicadas.

3.3.2 - Avaliação das Janelas de Tempo

A Figura 3.2 traz um diagrama esquemático da primeira parte desta metodologia.

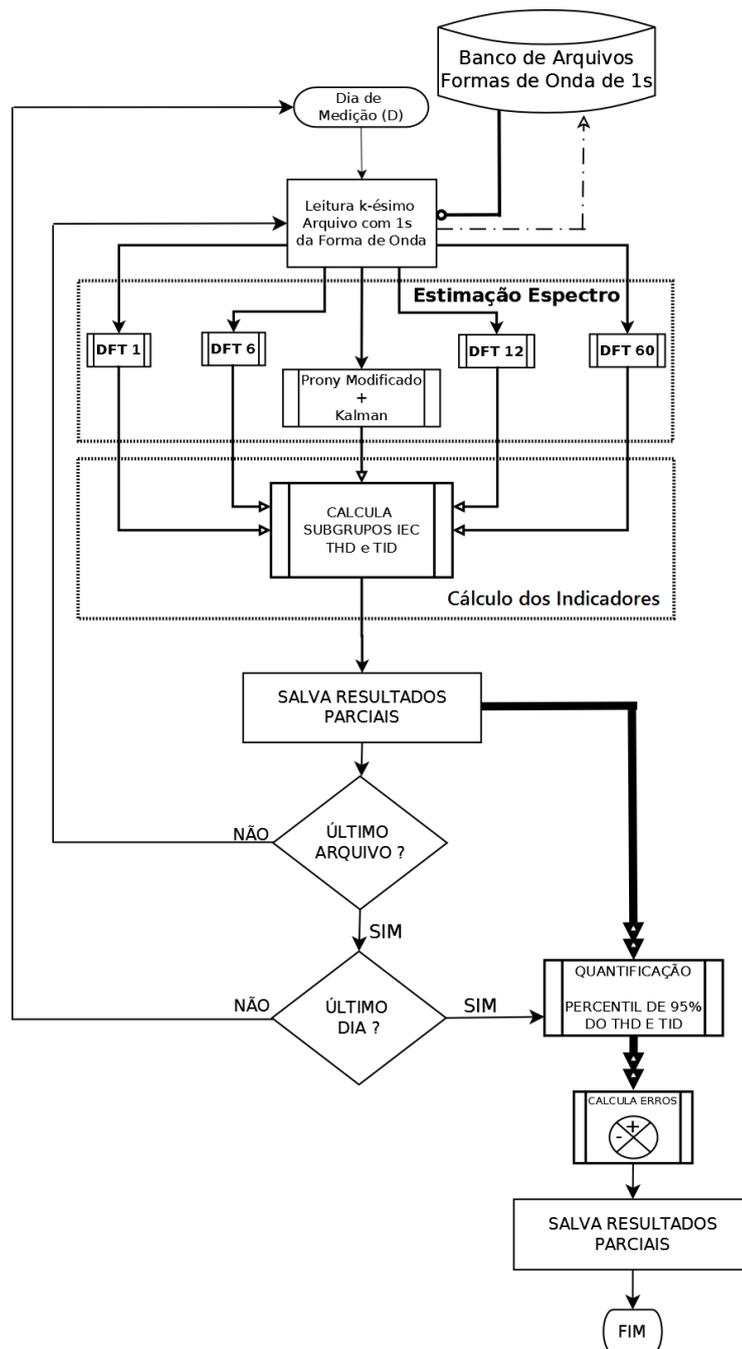


Figura 3.2 - Esquema da primeira parte da metodologia de análise.

Da Figura 3.2, é possível notar como é conduzida a avaliação do impacto do tamanho das janelas de tempo nos valores dos indicadores THD e TID obtidos por meio da DFT. Para cada dia de medição (D), realiza-se a leitura de um arquivo que contém uma aquisição de 1 s do sinal. O seu espectro é então obtido por meio do processamento via metodologia PK e via DFT com a adoção das seguintes janelas de tempo, definidas em termos do número de ciclos de 60 Hz: 1 ciclo (ou 16,6 ms), 6 ciclos (ou 100 ms), 12 ciclos (ou 200 ms) e 60 ciclos (ou 1s). Para facilitar a análise, as referências à DFT utilizando cada uma dessas janelas de tempo serão, respectivamente: DFT1, DFT6, DFT12 e DFT60.

Na sequência da abordagem padrão de medição, os espectros gerados por cada método passam pelo processo de subagrupamento definido no capítulo 2. O procedimento de cálculo dos subgrupos é adaptado em cada situação de acordo com a resolução espectral característica de cada método, a saber: 60 Hz para DFT1 (sem agrupamento), 10 Hz para a DFT6, 5 Hz para a DFT12 e 1 Hz para a DFT60. A princípio, a metodologia PK pode prover uma resolução ilimitada, mas neste trabalho opta-se por restringir a resolução do método à mínima frequência inteira possível, isto é, 1 Hz. A forma como ocorre o processamento dos sinais pela metodologia paramétrica será detalhada adiante.

Após a determinação dos subgrupos, calculam-se os valores de THD e TID segundo as equações definidas pelo padrão IEC e apresentadas no capítulo 2. Ressalta-se que, em decorrência da mudança do tamanho da janela, são diferentes os números de espectros que podem ser estimados por meio de cada método em cada arquivo. Portanto, do procedimento de cálculo dos subgrupos e dos indicadores, resultam de um único arquivo com 1 s de sinal de dados: 60 valores com a DFT1 (60 janelas de 1 ciclo em 1 s); 10 valores com a DFT6 (10 janelas de 6 ciclos em 1 s); 5 valores com a DFT12 (5 janelas de 12 ciclos em 1 s); e 1 valor com a DFT60 (1 janela de 60 ciclos em 1 s). A metodologia paramétrica tem uma característica recursiva que lhe permite atualizar a estimativa de espectro a cada nova amostra do arquivo, o que significa que podem ser obtidos 15.360 valores de THD e TID para um único arquivo de 1 s. Em vista desta situação, para a metodologia PK admite-se como valor representativo de um arquivo a média dos valores de THD e TID obtidos.

O procedimento acima prossegue sobre todos os arquivos, para cada dia, com o sucessivo armazenamento dos resultados que são gerados. Concluída a etapa de processamento sobre

todos os dias de medição, procede-se à quantificação dos valores P95% dos indicadores THD e TID gerados por cada método diariamente, semanalmente e para todo o período de 30 dias. Esses valores, referenciados, respectivamente, por THD₉₅ e TID₉₅, são repassados para uma função que calcula as diferenças que cada método baseado na DFT apresenta com relação à metodologia de referência. A medida de desempenho é a discrepância, definida como a diferença absoluta entre os valores observados.

A metodologia PK aplicada neste trabalho para a estimação dos espectros dos sinais foi adaptada do trabalho de Costa (2005) conforme indicado no fluxograma da Figura 3.3.

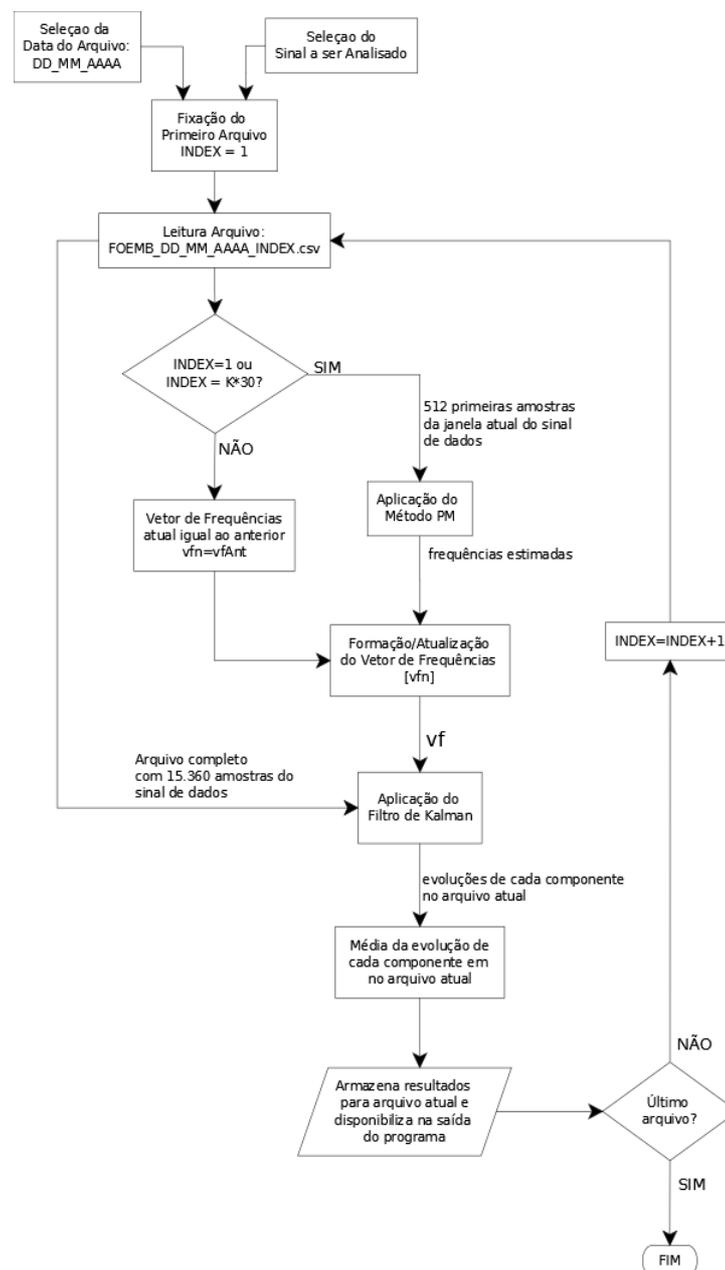


Figura 3.3 - Fluxograma do programa que aplica a metodologia paramétrica aos sinais.

Da Figura 3.3, nota-se que para cada novo arquivo de sinal de dados o programa aplica o método de Prony Modificado (PM) utilizando as primeiras 512 amostras se este arquivo for o primeiro do dia, ou se o seu *Index* de ordenação for um múltiplo de 30. Isto significa que o método de Prony é aplicado a cada 30 arquivos, ou seja, 15 minutos do período de monitoramento. Essa abordagem é empregada devido ao elevado tempo de processamento atrelado à etapa de estimação das frequências. O Filtro de Kalman é aplicado a todos os arquivos para rastrear as magnitudes das componentes. Para tanto, ele recebe como entrada um vetor Vf com as últimas frequências obtidas. Esse vetor é formado a partir de outro vetor Vf_{Ant} , que inicia o processo com um conjunto de frequências harmônicas pré-fixadas de 0 Hz a $50 \times 60\text{ Hz}$. As novas frequências estimadas por Prony, que não estejam presentes em Vf_{Ant} , são a ele adicionadas para formar a versão atualizada de Vf . O vetor Vf_{Ant} recebe então o vetor Vf atualizado para que, na próxima ocasião de aplicação de Prony, o procedimento de atualização seja repetido. A abordagem descrita acima é aplicada para cada conjunto diário de arquivos de sinal de dados.

A partir dos resultados advindos da aplicação dos procedimentos expostos nesta subseção, pode-se estabelecer inferências sobre o impacto da alteração do tamanho da janela de tempo nos valores dos indicadores THD e TID calculados via DFT.

3.3.3 - Análise Estatística

As distorções de forma de onda dos sinais de tensão e corrente dos SFCRs podem apresentar um comportamento estocástico (Hernandez, Ortega & Medina, 2013; Patsalides et. al., 2007). Esta premissa se configura como base da segunda parte desta metodologia de análise. A Figura 3.4 ilustra a interpretação dos indicadores THD e TID como os processos aleatórios THD(t) e TID(t), observados a cada 30s, 8 horas por dia, durante 30 dias.

Da Figura 3.4, nota-se que os conjuntos de medições de cada indicador tomados ao longo de cada dia d representam uma realização dos referidos processos aleatórios. Dessa forma, supondo que d seja uma V.A., as duas famílias de funções THD(t,d) e TID(t,d), $d = 1, 2, \dots, 30$, representam os dois processos aleatórios a serem estudados. O conjunto de valores de cada um desses processos em um instante de tempo fixo t_k , ao longo dos trinta dias (sentido vertical, Figura 3.4), constitui o conjunto de observações de cada uma das V.A.s THD($t_k;d$) e TID($t_k;d$), definidas sobre o espaço amostral dos dias.

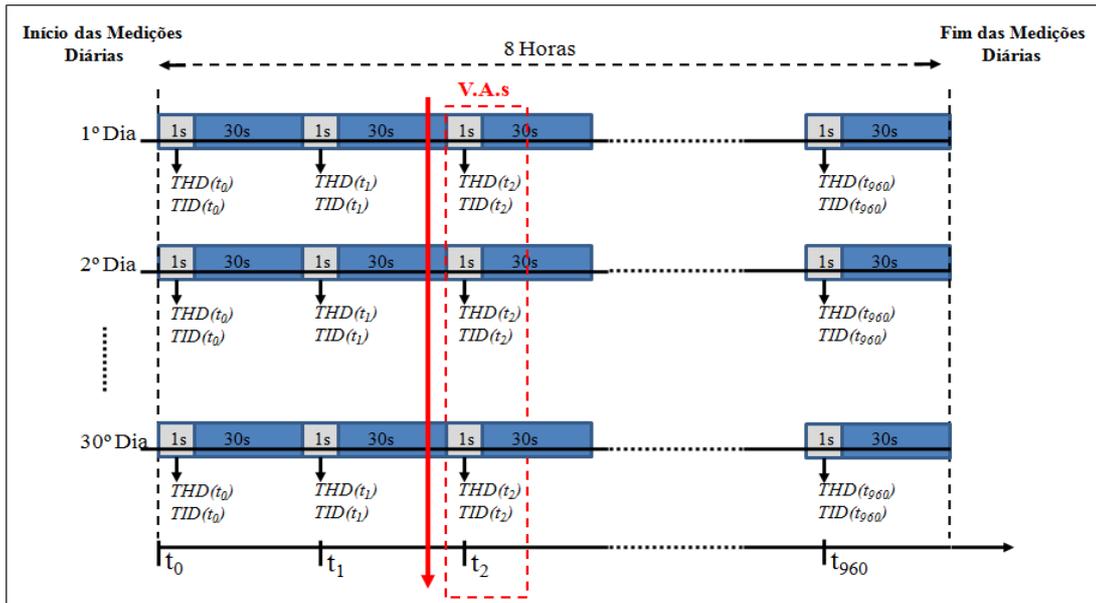


Figura 3.4 - Abordagem para estudo dos processos aleatórios THD(t) e TID(t).

Os dados consistem dos valores de THD e TID gerados por meio da aplicação da metodologia PK a cada um dos arquivos que contêm as aquisições de 1 s do sinal de dados. Assim, cada um dos arquivos corresponde a um instante t_k em que os respectivos processos são amostrados. Cada subconjunto de valores diários representará uma série temporal (função-amostra). Os procedimentos adotados para analisar essas séries estão organizados nos três passos detalhados a seguir.

3.3.3.1 Descrição Estatística das Séries de Dados

Inicia-se a análise com a exposição gráfica das séries temporais de cada indicador. O objetivo é compreender inicialmente o comportamento dos dados, avaliando a necessidade de pré-processamentos, como a suavização ou o tratamento de medições aberrantes. Em seguida, determinam-se algumas estatísticas descritivas para o conjunto global (30 dias) de amostras dos respectivos processos aleatórios, a saber: P5%, mediana, P95% e P99%.

Nesta etapa, também é realizada a verificação da adesão a uma distribuição normal das variáveis aleatórias $THD(t_k; d)$ e $TID(t_k; d)$. Para tanto, utilizando-se as amostras correspondentes ao instante t_k (sentido vertical, Figura 3.4), adota-se o teste de hipóteses para distribuições de *Komogorov-Smirnov*, detalhado no capítulo 2. Esse teste é aplicado sobre todos os conjuntos correspondentes aos 960 instantes de tempo t_k , para ambos os indicadores. Em seguida, registra-se o percentual de instantes de tempo diários em que o

teste é positivo, ou seja, a hipótese de normalidade não é rejeitada ao nível de significância de 5%. Esse resultado é importante para compreender o comportamento intrínseco das componentes aleatórias nas séries de dados.

Para a avaliação do critério de normalidade também podem ser utilizados os gráficos de probabilidade normal. A Figura 3.5 exibe um exemplo desse tipo de gráfico para um conjunto de pontos extraídos de uma V.A. normal X com média 10 e desvio-padrão 5.

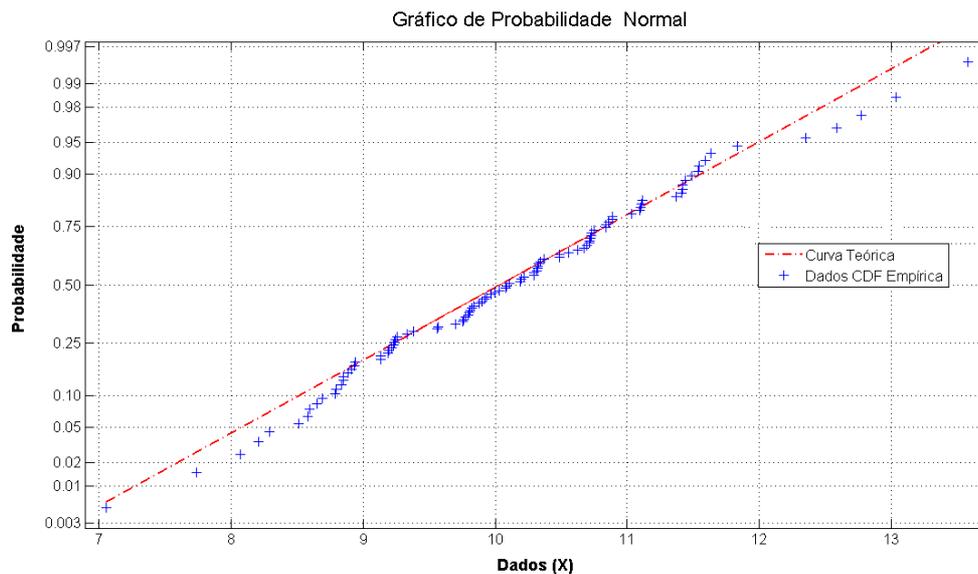


Figura 3.5 - Exemplo de gráfico de probabilidade normal.

Da Figura 3.5, nota-se que, para uma V.A. genérica X , da qual se extraem n amostras X_j , um gráfico de probabilidade normal consiste da plotagem de dois conjuntos de informações: os pares ordenados formados por X_j e pelo valor da CDF empírica do conjunto de dados avaliado em X_j (pontos azuis); e uma reta (vermelha) teórica formada pelos *quantis* q_u^k de uma variável aleatória hipotética X' normal cuja média (μ) e desvio-padrão (σ) correspondam, respectivamente, à média e ao desvio-padrão amostrais do conjunto de dados X_j . O k -ésimo u -quantil, q_u^k , de uma V.A. X genérica é valor que satisfaz $P(X \leq q_u^k) \leq k * u$. Por exemplo, o *quinto percen-(quan)til* é o valor $q_{1\%}^5$ tal que $P(X \leq q_{1\%}^5) \leq 5 * 1\% = 5\%$, ou seja, $q_{1\%}^5 = P5\%$. Para a construção do gráfico de probabilidade normal são usados os *quartis* ($u = 25\%$) da V.A. hipotética normal X' . Para tal, emprega-se a função *normplot* do Matlab[®] com os conjuntos de valores das V.A.s THD($t_k; d$) e TID($t_k; d$).

A hipótese de dados normais é considerada razoável se por meio dos gráficos de

probabilidade normal for observada, qualitativamente, uma distribuição aproximadamente linear dos pontos amostrais em torno da reta hipotética.

3.3.3.2 Médias dos Processos Aleatórios

Para realizar inferências sobre as condições de estacionariedade dos indicadores de distorção, dois tipos de média são utilizados neste trabalho: a média de probabilidade e a média temporal. Adiante são apresentadas as equações para o processo THD(t), mas todas as definições e cálculos são também aplicáveis ao processo TID(t).

A média de probabilidade é obtida a partir de observações feitas sobre várias realizações (dias) do processo aleatório em algum instante de tempo fixo t_k (Papoulis & Pillai, 2002). Isto significa que as médias de probabilidade são calculadas sobre os valores de $THD(t_k; d)$ conforme definido em (3.2). Tal equação corresponde à forma discreta da equação (2.30) apresentada no capítulo 2.

$$\langle THD(t_k) \rangle = \sum_i THD(t_k, i) p_i \quad (3.2)$$

Onde: $\langle THD(t_k) \rangle$ é a média de probabilidade do processo THD(t) no instante t_k ; e p_i é a frequência relativa de ocorrência do valor $THD(t_k, i)$ no conjunto de amostras da V.A. $THD(t_k; d)$. Nota-se que o cálculo em (3.2) remete à necessidade de que antes seja composto o histograma do conjunto de valores $THD(t_k; d)$ para a determinação das frequências relativas p_i . Uma formulação semelhante à apresentada por (3.2) deve ser utilizada para se calcular a média de probabilidade do processo aleatório TID(t).

A média temporal de um processo aleatório é definida como uma função do tempo, utilizando-se os valores das séries temporais diárias (sentido horizontal, Figura 3.4). Considerando-se que os processos aleatórios THD(t) e TID(t) são amostrados, neste trabalho trabalha-se como a forma discreta da equação (2.32) do capítulo 2. Para tanto, pode ser utilizada a formulação de média amostral, reescrita em (3.3.1) com as amostras das séries de dados do processo aleatório THD(t).

$$\overline{THD} = \sum_{n=1}^N THD[n] / N \quad (3.3.1)$$

Onde: a média \overline{THD} é calculada sobre N amostras $THD[n]$ do processo $THD(t)$. Contudo,

para os propósitos da investigação em curso, é importante compreender a evolução dessa média quando o seu cálculo prossegue sequencial e progressivamente sobre cada amostra das séries temporais diárias. Assim, para o acompanhamento da média temporal do processo THD(t), é adotada a formulação recursiva apresentada em (3.3).

$$\overline{THD}[n] = \overline{THD}[n-1] + \frac{1}{n} (THD[n] - \overline{THD}[n-1]) \quad (3.3)$$

Onde: $\overline{THD}[n]$ representa a média temporal do processo estocástico THD com o cálculo sendo executado sobre os primeiros n pontos amostrais $THD[n]$ extraídos das séries.

O cálculo em (3.3) pode prosseguir sobre as amostras de um dia ou ao longo de todo o conjunto de dados de 30 dias como uma série ininterrupta. A cada novo valor $THD[n]$ do processo THD(t), uma nova estimativa $\overline{THD}[n]$ da média é gerada a partir da atualização da estimativa anterior $\overline{THD}[n-1]$. No tocante ao indicador TID, um procedimento análogo é executado considerando-se as amostras do respectivo processo.

A comparação dos resultados obtidos com a execução dos procedimentos estabelecidos nesta seção permite estabelecer algumas inferências sobre o comportamento dos processos aleatórios THD(t) e TID(t). Primeiramente deve ser notado que, conforme apresentado no capítulo 2, para um processo estocástico estacionário em um sentido amplo, espera-se, minimamente, que a sua média de probabilidade se estabilize em um valor constante ao longo do período de realização considerado – neste caso, um dia com 8 horas de medição.

Além disso, pode-se admitir que o processo aleatório seja ergódico se a sua média temporal – calculada sequencialmente sobre as amostras obtidas ao longo dos dias de medição – se estabilizar em um valor próximo ao qual a média de probabilidade converge ao fim de um dia. O termo “próximo” deve ser entendido neste contexto como a situação em que a diferença entre ambos os valores apresenta média nula (Leon-Garcia, 2008).

A hipótese de estacionariedade e, sobretudo, a de ergodicidade representam abstrações que dificilmente se verificam em processos reais. Caso os resultados indiquem que ambas as hipóteses devem ser refutadas, o último recurso de análise utilizado para estabelecer uma caracterização concludente sobre o comportamento das séries é a identificação de componentes determinísticas. Para tanto, realiza-se a regressão, por meio do método dos

mínimos quadrados, de uma curva de tendência determinística para o conjunto global de dados de THD e outra para o conjunto global de dados de TID. No *Matlab*[®] isso pode ser feito por meio da função *lsqcurvefit* da *toolbox* de otimização.

As tendências determinísticas eventualmente identificadas podem ser extraídas das séries originais para realizar uma descrição mais detalhada das componentes aleatórias. Por exemplo, a reavaliação do teste de hipóteses de Kolmogorov-Smirnov sobre as séries resultantes para verificar a adesão dos dados a uma distribuição normal.

3.3.3.3 Avaliação dos Períodos de Medição

Neste trabalho, a proposição de um período de monitoramento das distorções da instalação fotovoltaica é realizada com base na observação do comportamento de uma métrica proposta por Feitosa (2009). Ela representa uma medida de estabilização das médias temporais dos processos THD e TID, definidas acima, quando os cálculos destas prosseguem cumulativa e progressivamente sobre as amostras obtidas ao longo dos dias.

O teste realizado sobre essa métrica é justificado por considerações estatísticas: com a sua estimativa incorporando cada vez mais amostras do fenômeno aleatório, a média temporal (que também é a média amostral neste caso) apresentará menor variação ao final do período de medição, culminando em uma redução gradual de sua incerteza (Feitosa, 2009).

Para o $THD(t)$, do qual foram extraídas as amostras $THD[n]$, definiu-se em (3.3) a formulação recursiva para a média temporal. Uma formulação semelhante pode ser obtida para o desvio-padrão do estimador $\overline{THD}[n]$. Para tal, considera-se inicialmente a variância amostral que, conforme discutido no capítulo 2, pode ser calculada por meio de (3.4.1).

$$S^2 = \frac{\sum_{n=1}^N (THD[n] - \overline{THD}[n])^2}{N-1} \quad (3.4.1)$$

Onde: a variância amostral S^2 é calculada sobre N amostras $THD[n]$ do processo aleatório $THD(t)$. Para N grande, sabe-se que a variância do estimador da média, $\sigma_{\overline{THD}}^2$, pode ser calculada conforme apresentado em (3.4.2) (Papoulis & Pillai, 2002).

$$\sigma_{THD}^2 \approx \frac{S^2}{N} \Rightarrow \sigma_{THD} \approx \frac{S}{\sqrt{N}} \quad (3.4.2)$$

Para acompanhar a evolução do *desvio-padrão do estimador da média* temporal $\overline{THD}[n]$, utiliza-se neste trabalho a formulação recursiva em (3.4).

$$S^2[n] = S^2[n-1] + \frac{1}{n} \left(\frac{n-1}{n} (THD[n] - \overline{THD}[n-1])^2 - S^2[n-1] \right) \quad (3.4.3)$$

$$\sigma_{THD}[n] = \frac{\sqrt{S^2[n]}}{\sqrt{n}} \quad (3.4)$$

Onde $\sigma_{\overline{THD}}[n]$ representa o *desvio-padrão do estimador da média* do THD, com o cálculo sendo executado sobre os primeiros n valores $THD[n]$ extraídos das séries. Nota-se que, sob tal definição, o cálculo é realizado sequencialmente sobre todas as amostras das séries temporais diárias para se avaliar a sua evolução.

Assumindo, sem perda de generalidade, uma distribuição normal, a métrica proposta por Feitosa (2009), doravante designada por métrica M , é calculada por meio de (3.5).

$$M[n] = \frac{2 \cdot 1,96 \cdot \sigma_{THD}[n]}{\overline{THD}[n]} \quad (3.5)$$

Em que a métrica M reflete a relação entre a média estimada até determinada amostra n , $\overline{THD}[n]$, e o tamanho do intervalo de 95% confiança da média, definido conforme em (2.28) no capítulo 2. Deve-se mencionar que (3.5) será aproximadamente válida para qualquer outra distribuição se N for grande (Papoulis & Pillai). No caso deste trabalho, como o cálculo sequencial da média prossegue, para cada índice, sobre 28.800 amostras obtidas ao longo de 30 dias, admite-se que (3.5) poderá ser utilizada com precisão razoável caso os dados não sejam totalmente normais.

Segundo (3.5), a métrica M é calculada a cada nova iteração dos algoritmos, para o acompanhamento da sua evolução na medida em que são incorporadas novas amostras. O critério utilizado para a avaliação do período de medição é apresentado em (3.6).

$$M[n] < 5\% \Rightarrow \text{Média Estável} \quad (3.6)$$

Conforme indicado em (3.6), o critério adotado para definir o período de medição das distorções estabelece que a métrica M deve ser inferior a 5%, isto é, o intervalo de 95% de

confiança da média deve ser inferior a 5% da própria estimativa realizada. A *n-ésima* amostra a partir da qual essa condição é verificada define a quantidade mínima de amostras de THD necessárias e, portanto, o período mínimo de medição. Enfatiza-se novamente que todas as formulações (3.4.1)-(3.6) são reaplicadas para o estudo do indicador TID.

3.4 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram detalhados os principais aspectos da metodologia de análise desta dissertação. Destaca-se o seu caráter *offline*, o que justifica a adoção de métodos e procedimentos que, embora não sejam comumente referenciados nos padrões técnicos vigentes, se prestaram para o alcance dos objetivos ora estabelecidos. Ela foi aplicada sobre os sinais reais obtidos na instalação de microgeração fotovoltaica e os resultados que decorreram da investigação são explorados em detalhes no capítulo 4.

4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados numéricos e gráficos advindos do emprego da metodologia de análise descrita no capítulo 3. Inicialmente são exibidos os sinais reais adquiridos em uma instalação de microgeração fotovoltaica. Tal exposição visa à indicação do comportamento da instalação a ser estudada, destacando-se os argumentos que consubstanciaram as escolhas relacionadas aos procedimentos de aquisição e análise dos sinais. Na sequência, com o objetivo de validar a metodologia PK como referência das análises, são expostos os resultados de uma avaliação comparativa entre esta e a DFT, conduzida com um sinal sintético que incorpora algumas características esperadas nos sinais reais. Em consonância com a problemática estabelecida neste trabalho, realiza-se uma avaliação do impacto do tamanho das janelas de tempo no processo de medição de distorções por meio da DFT. Finalizando a exposição do capítulo, apresenta-se a caracterização estatística dos dados de THD e TID advindos da aplicação da metodologia PK. O objetivo final dessa análise é discorrer sobre os períodos de medição das distorções.

4.2 – MEDIÇÕES EM UMA INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA

A Figura 4.1 apresenta uma visualização de 200 ms das formas de onda de tensão *fase-neutro* obtidas na saída dos inversores de frequência da instalação fotovoltaica.

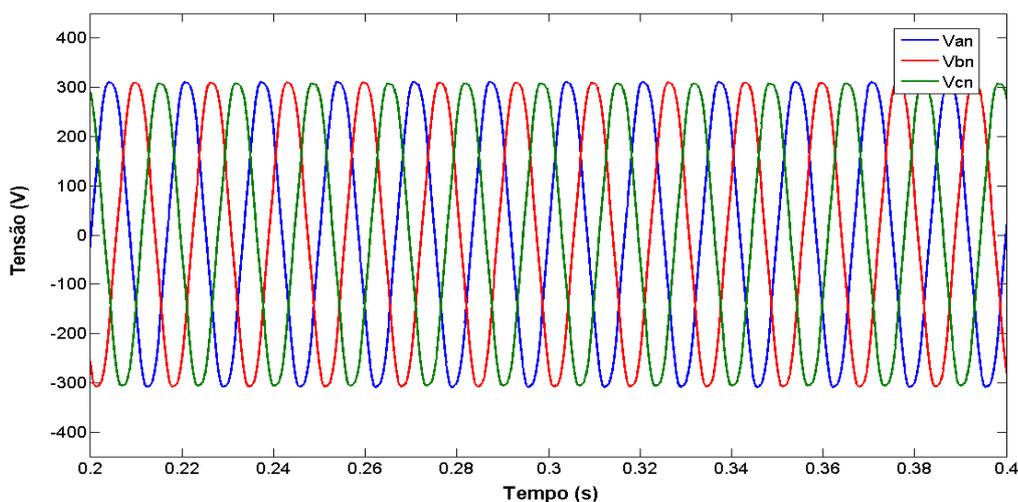


Figura 4.1 - Visualização das formas de onda de tensão obtidas na instalação fotovoltaica.

Na Figura 4.1 é possível notar que a forma de onda de tensão não apresenta distorções significativas. De fato, uma análise preliminar por meio da metodologia da IEC mostrou que o valor P95% do THD em todas as fases foi de 4,5% durante o período de 30 dias de medição. Além disso, os valores RMS das tensões exibiram pequenas taxas de variação, permanecendo na faixa de 210-230 V. Baseado nesse comportamento, neste trabalho optou-se por analisar apenas as distorções dos sinais de corrente da instalação fotovoltaica.

A Figura 4.2 traz uma visualização de 200 ms das formas de onda de corrente adquiridas na saída dos inversores de frequência do SFCR .

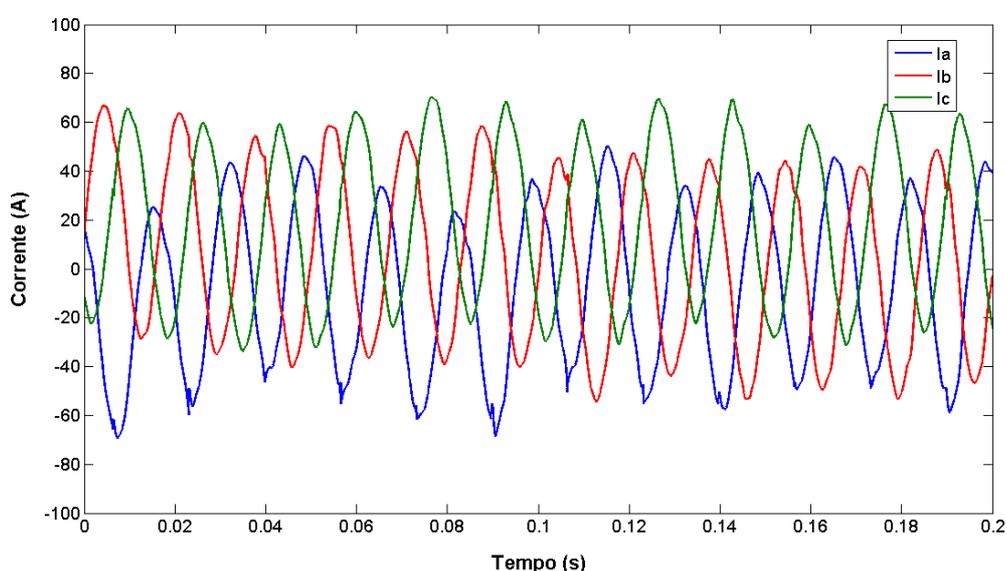


Figura 4.2- Visualização das formas de onda de corrente obtidas na instalação fotovoltaica.

Da Figura 4.2, observa-se que, no caso particular das correntes, há a ocorrência de um comportamento desequilibrado com níveis de distorções mais elevados, inclusive com a presença de inter-harmônicas evidenciado pelo envelope de modulação das formas de onda, conforme exemplificado no capítulo 2.

Visando atender aos objetivos do presente trabalho e considerando-se o grande volume de dados adquiridos nas medições, optou-se pela aplicação da metodologia de análise proposta no capítulo 3 somente para a corrente da fase A (ou I_a).

A Figura 4.3 ilustra o comportamento das formas de onda de corrente da instalação no período compreendido entre 06:00 e 18:00 de um dia de operação normal.

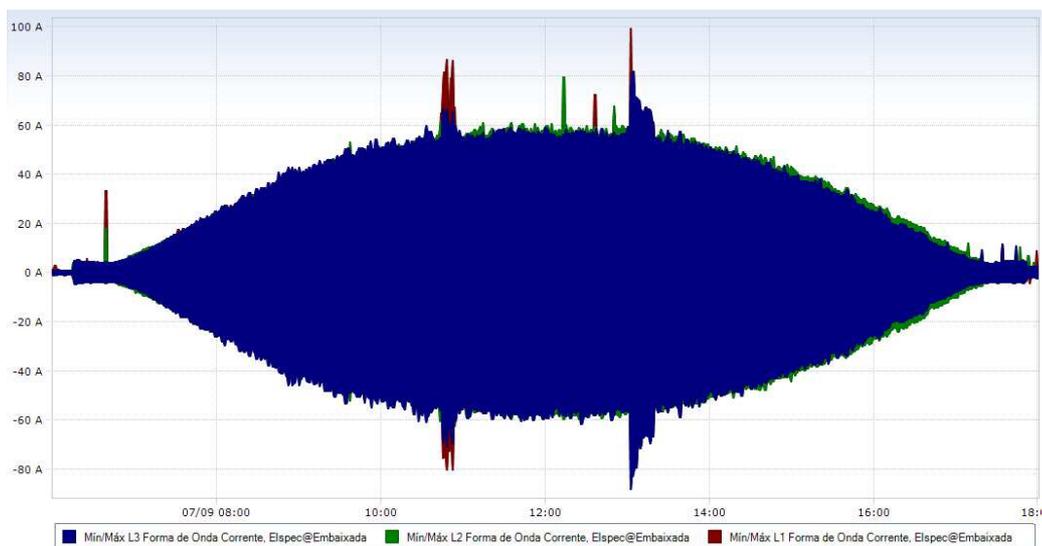


Figura 4.3 - Formas de onda de corrente da instalação fotovoltaica. Obtidas e visualizadas por meio do software do medidor Elspec[®] G4500.

Da Figura 4.3, nota-se que as correntes manifestam um comportamento variante no tempo. Mais especificamente, no tocante à amplitude, essa variação pode ser significativa no decorrer de um dia. Vale destacar que as variações de amplitude ocorrem com diferentes níveis de latência, tanto em intervalos de tempo da ordem de um segundo, quanto em intervalos da ordem de minutos. Nesse último caso, atribui-se tal característica à própria variação de potência injetada na rede pela instalação ao longo do dia.

A Figura 4.4 ilustra uma curva típica de potência ativa gerada nas três fases ao longo de três dias de medição.

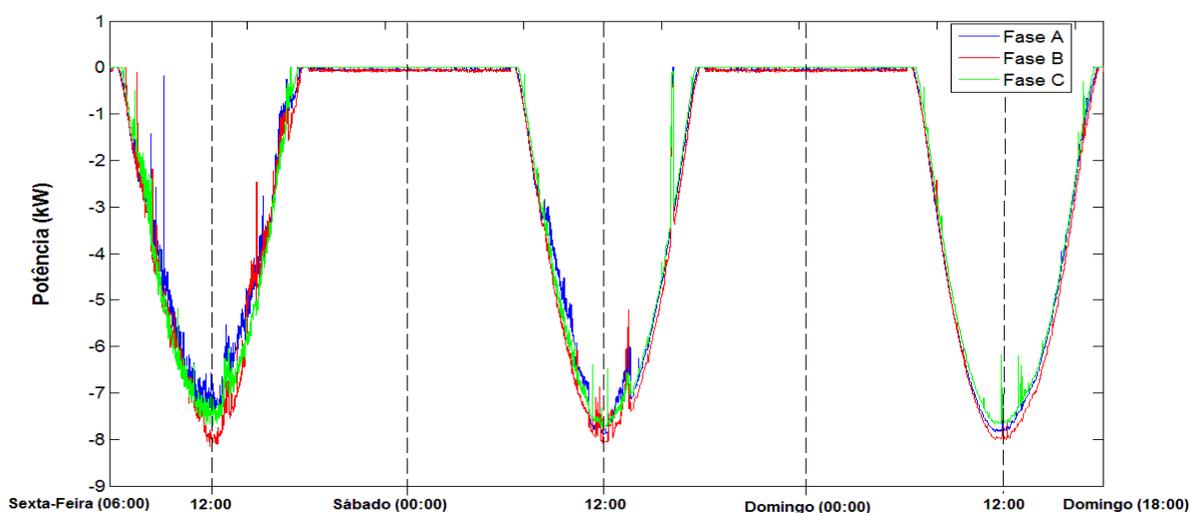


Figura 4.4 - Visualização da potência ativa gerada em cada fase da instalação fotovoltaica.

Da Figura 4.4, percebe-se que a instalação atinge o nível de plena potência ao meio-dia. A instalação gera energia por aproximadamente doze horas por dia, período de incidência solar significativa. Contudo, deve-se mencionar que o nível de potência situa-se acima do limiar de 25% da nominal apenas oito horas por dia.

Nas condições em que a potência gerada encontra-se abaixo da nominal, os sinais de corrente podem estar bastante corrompidos e exibir variações temporais rápidas da ordem de alguns ciclos. Como consequência, a medição preliminar das distorções realizadas pelo próprio analisador de QEE evidenciou a ocorrência de níveis de THDs superiores a 600%.

Esse comportamento é atribuído à deterioração de desempenho dos inversores nessas situações (Block et. al., 2014). Todavia, reitera-se que essas distorções são referenciadas a níveis de corrente bastante inferiores à corrente máxima do inversor, representando uma baixa condição de energia do ponto de vista da análise de potência.

Considerando-se os aspectos mencionados, neste trabalho optou-se por considerar para o estudo, aquisições de 8 horas por dia do sinal de corrente da fase A da instalação.

4.3 – AVALIAÇÕES COMPARATIVAS ENTRE MÉTODOS

A Figura 4.5 ilustra uma visualização de 500 ms da forma de onda do sinal sintético genérico utilizado na avaliação comparativa da metodologia híbrida PK com a DFT.

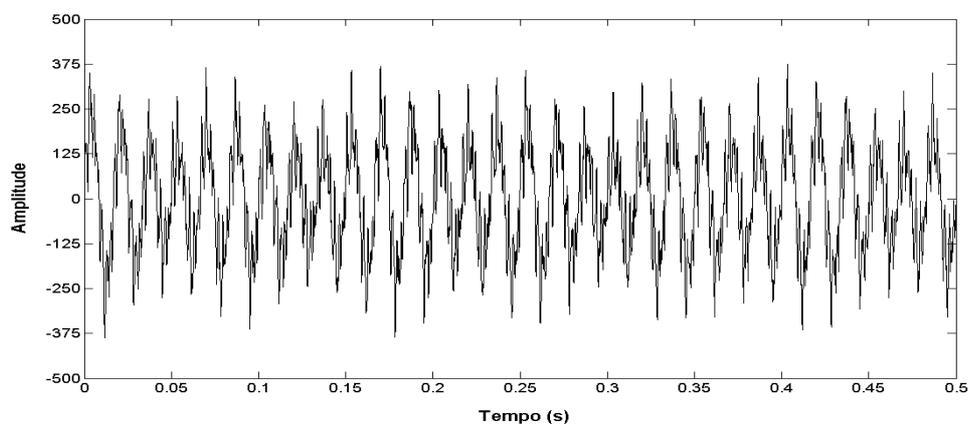


Figura 4.5 - Visualização da forma de onda do sinal sintético.

Da Figura 4.5, observa-se um elevado nível de modulação e distorção do sinal sintético. Conforme destacado no capítulo 3, duas características desse sinal são consideradas

importantes na presente análise: a ocorrência de inter-harmônicas dessincronizadas com a janela de tempo de 12 ciclos da IEC; e a variação temporal atrelada tanto à presença de ruídos quanto à modulação da amplitude da fundamental. É importante salientar que a sobreposição de um ruído de medição ao sinal pode introduzir erros nos resultados de ambos os conjuntos de métodos de análise espectral doravante testados.

A Figura 4.6 apresenta os diagramas tempo-frequência obtidos por meio da aplicação da DFT (Figura 4.6 (a)) e da metodologia PK (Figura 4.6 (b)). Esses diagramas expõem a evolução das amplitudes das componentes espectrais identificada por cada método em um intervalo de tempo de 5 segundos do período simulado.

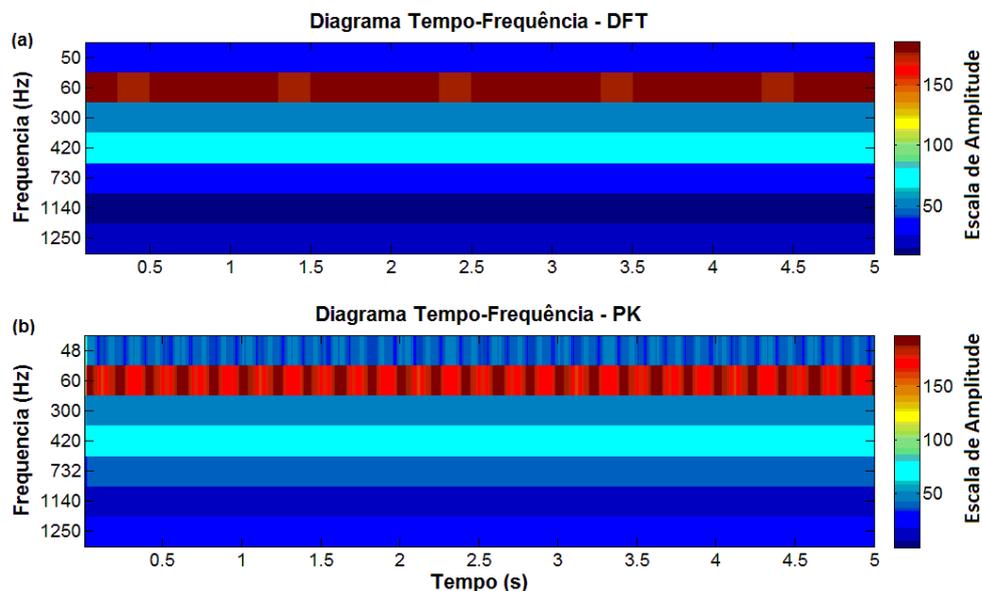


Figura 4.6 - Diagramas tempo-frequência obtidos por meio (a) da DFT com janela de 12 ciclos e (b) da metodologia paramétrica PK.

Da Figura 4.6 nota-se, por meio da mudança de cores e conforme a escala graduada da direita, a variação das amplitudes de cada componente de frequência ao longo do tempo. Vale destacar que cada método de cálculo estima várias barras espectrais, algumas com amplitudes mais significativas do que outras. Na presente análise, são exibidas apenas as sete componentes com maior energia, pois o sinal sintético foi construído a partir da contribuição de sete senóides com frequências harmônicas e inter-harmônicas de 60 Hz.

Na Tabela 4.1 estão indicadas as frequências e amplitudes estimadas por cada método, bem como os valores teóricos esperados para esses parâmetros. Os valores de amplitude representados correspondem ao P95% de cada componente no período de 1 minuto.

Tabela 4.1- Estimação das amplitudes e das frequências para o sinal sintético.

Frequências			Amplitudes		
DFT	PK	Teórico	DFT	PK	Teórico
50,0	48,0	48,0	30,8	42,0	40,0
60,0	60,0	60,0	185,2	195,9	198,1
300,0	300,0	300,0	50,4	50,2	50,0
420,0	420,0	420,0	70,2	70,1	70,0
730,0	732,0	732,0	30,5	40,2	40,0
1140,0	1140,0	1140,0	10,2	10,0	10,0
1250,0	1250,0	1250,0	25,3	25,2	25,0

Da Tabela 4.1, verifica-se que a DFT com a resolução de 5 Hz não identificou as frequências de 48 Hz e 732 Hz. O rastreamento de amplitudes foi mais eficaz com a metodologia PK, para a qual os valores obtidos ficaram mais próximos aos teóricos. Os métodos estimam espectros com comportamentos diferentes (Figura 4.6), em que a DFT detecta com menor eficácia a variação de amplitude da fundamental. Ressalta-se também que a metodologia PK apresentou um bom desempenho na identificação das frequências.

A Figura 4.7 apresenta a visualização dos comportamentos no tempo dos indicadores THD e TID calculados por meio dos espectros estimados por cada método. Para o cálculo desses indicadores foram utilizados também os métodos de cálculo dos subgrupos e as equações constantes no padrão IEC 61000-4-7, todas apresentadas no capítulo 2.

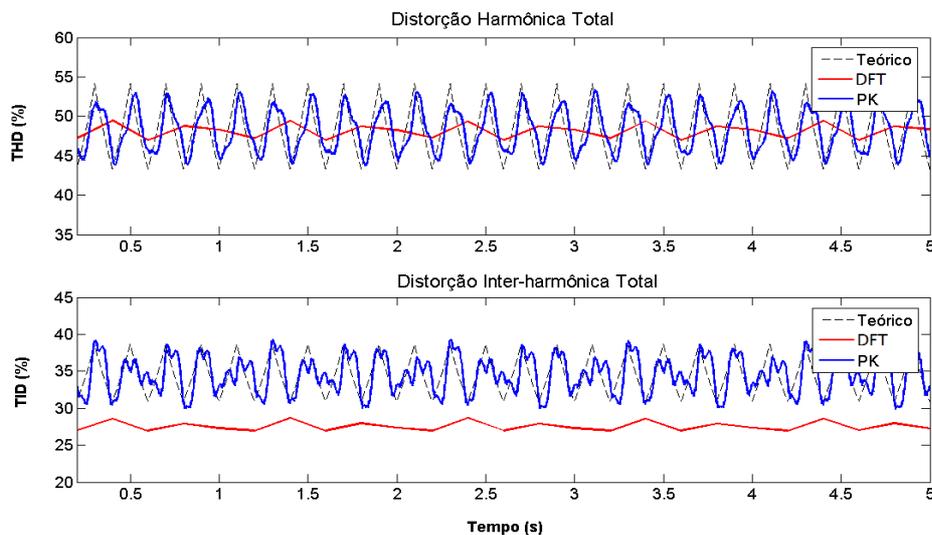


Figura 4.7 - Comportamento temporal dos índices THD e TID para o sinal sintético.

Da Figura 4.7, tomando-se como referência os valores de THD e TID representados pelas linhas pretas tracejadas, percebe-se que ao longo do período simulado os comportamentos dos indicadores no tempo obtidos via DFT situam-se mais distantes do esperado. Na simulação realizada, os valores P95% teóricos (ou esperados) do THD (THD₉₅) e do TID (TID₉₅) são, respectivamente, 53,5% e 38,2%. Aplicando-se a DFT, obtém-se, respectivamente, 49,5% e 28,6%. Empregando-se a metodologia PK, os valores de THD₉₅ e TID₉₅ são, respectivamente, 52,5% e 38,1%.

Os resultados acima evidenciam que a aplicação da DFT com uma janela de tempo de 12 ciclos culminou em diferenças de: *4,0 pontos percentuais* para o THD₉₅ e *9,6 pontos percentuais* para o TID₉₅. Com a metodologia PK essas diferenças foram de: *1,0 ponto percentual* para o THD₉₅ e *0,1 pontos percentuais* para o TID₉₅. Conforme sugere a Figura 4.6 e os resultados da Tabela 4.1, as diferenças nos valores finais dos indicadores refletem o impacto dos erros atrelados ao processo de estimação espectral por meio de cada método.

Com base no estudo realizado nesta subseção e nos resultados apresentados no trabalho de Costa (2005), conclui-se que a metodologia PK representa uma opção mais robusta para a análise de sinais que demandam resolução espectral e robustez às variações temporais das magnitudes das componentes. Por essa razão, ela será empregada como referência nas análises que se seguem.

4.4 – AVALIAÇÃO DAS JANELAS DE TEMPO

A partir desta seção são empregados os sinais reais de corrente obtidos no SFCR da Embaixada da Itália. Para esses sinais, calculam-se os índices THD e TID por meio da estimação espectral realizada tanto com a metodologia PK, quanto com a DFT com janelas de tempo de 1 ciclo, 6 ciclos, 12 ciclos e 60 ciclos de 60 Hz, referenciadas, respectivamente, por DFT1, DFT6, DFT12 e DFT60.

A Figura 4.8 ilustra o comportamento do indicador THD de corrente medido por meio da aplicação da DFT com as diferentes janelas de tempo ao longo de um dia de medição.

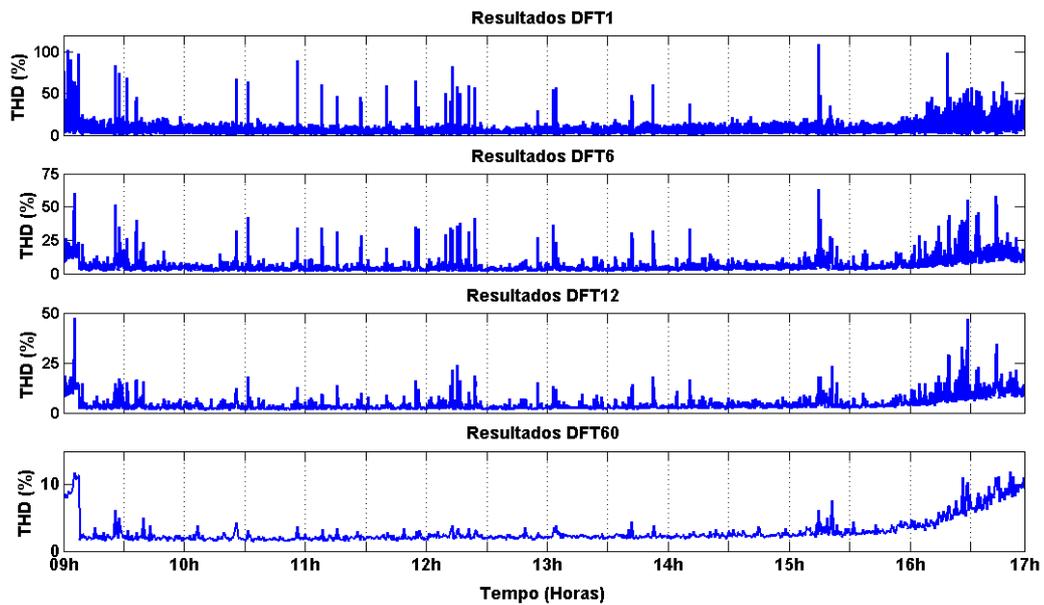


Figura 4.8 - Valores de THD da corrente I_a obtidos por meio da DFT para diferentes janelas de tempo ao longo de um dia de medição.

Na Figura 4.8, destacam-se as diferenças entre os valores máximos dos eixos das ordenadas de cada gráfico: 109% para a DFT1, 63% para a DFT6, 47% para a DFT12 e 12% para a DFT60. Depreende-se, a partir desses resultados, uma diminuição dos níveis de THD de corrente obtidos na medida em que se aumenta a janela de tempo. Deve-se mencionar, que, embora elevados, os picos observados nos gráficos possuem baixa frequência estatística, ocorrendo geralmente no início e no final do período diário.

A Figura 4.9 exibe o comportamento do TID de corrente medido por meio da aplicação da DFT com as diferentes janelas de tempo ao longo do mesmo período da Figura 4.8.

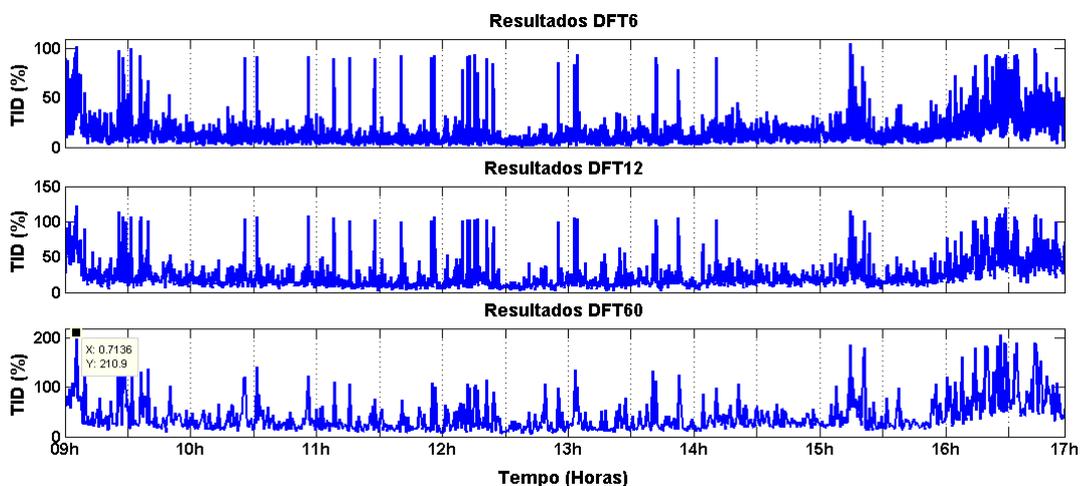


Figura 4.9 - Valores de TID da corrente I_a obtidos por meio da DFT para diferentes janelas de tempo ao longo de um dia de medição.

Na Figura 4.9, destacam-se novamente as diferenças entre os eixos das ordenadas de cada gráfico: 105% para DFT6, 120% para a DFT12, 211% para a DFT60. Para o caso do TID, nota-se uma tendência inversa à anterior, pois há o aumento dos níveis de TID de corrente na medida em que se aumenta o tamanho da janela. É importante reiterar que a DFT1, por não contemplar a análise de inter-harmônicas, sempre resulta em um TID = 0% e, por isso, não está indicada na figura acima.

A Figura 4.10 apresenta os valores de THD e TID de corrente gerados por cada método de cálculo em um período de 5 minutos de monitoramento do sinal. Também estão ilustrados os valores de referência obtidos por meio da metodologia PK.

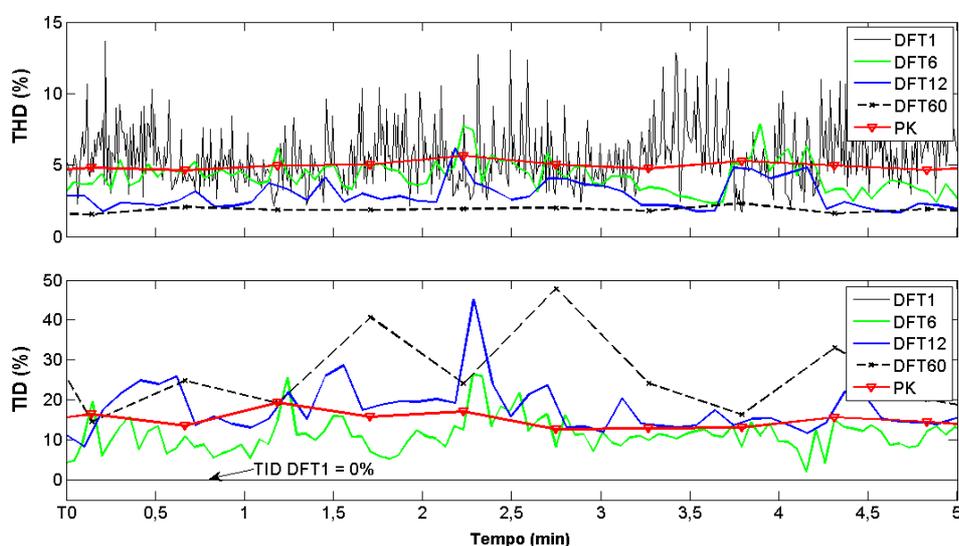


Figura 4.10 - Valores de THD e TID da corrente I_a em um intervalo de 5 minutos.

Da Figura 4.10, infere-se via comparação visual dos gráficos que, no caso do THD, a DFT1 e a DFT6 resultaram em níveis médios mais próximos àqueles observados com a metodologia PK. No caso do TID, os perfis identificados por meio da DFT6 e da DFT12 ficaram mais próximos ao perfil identificado por meio da metodologia de referência.

A Figura 4.11 traz os valores de THD_{95} de corrente decorrentes da quantificação dos valores gerados por meio de cada método de cálculo em um período de uma semana. São expostos os valores P95% diário e semanal.

Da Figura 4.11, percebe-se que os valores de THD_{95} obtidos por meio da DFT1 e da DFT6 estão, em geral, mais próximos daqueles obtidos por meio da metodologia PK.

Observando-se apenas os valores P95% da semana, verifica-se que a discrepância entre o valor obtido por meio da DFT1 e aquele obtido por meio da metodologia paramétrica foi de 2,1 pontos percentuais. Para a DFT6, essa discrepância foi de 2,5 pontos percentuais.

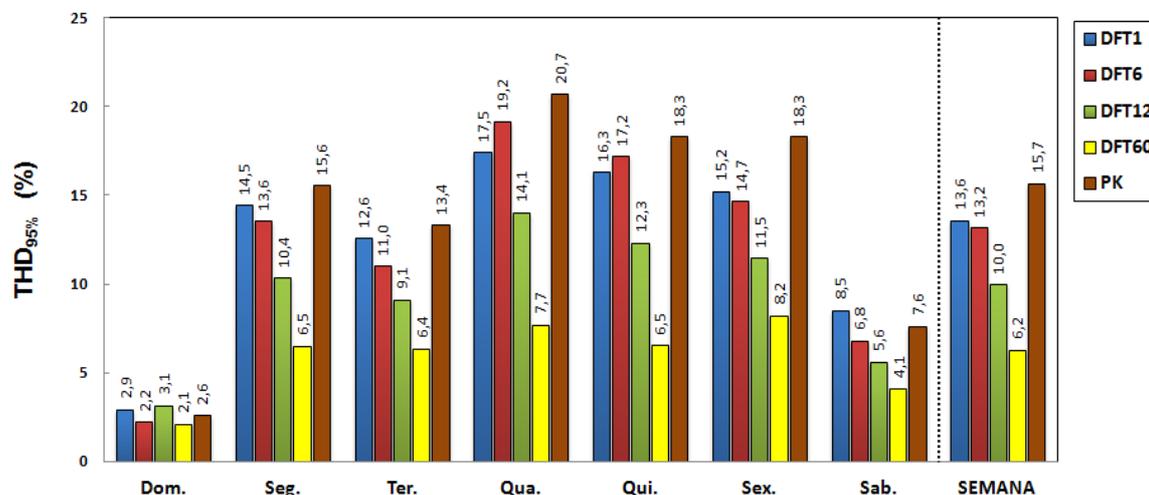


Figura 4.11 - Valores diário e semanal de THD₉₅ da corrente *Ia* em um período de 7 dias.

A Figura 4.11 evidencia que a diminuição do tamanho da janela de tempo adotada na aplicação da DFT acarreta na diminuição da discrepância do valor de THD₉₅ de corrente com relação àquele obtido por meio da metodologia PK. Além disso, a assertiva de que os picos da Figura 4.8 possuem baixa frequência estatística é confirmada pela observação de que os valores de THD₉₅ da Figura 4.11 são bastante inferiores aos valores máximos outrora apresentados.

A Figura 4.12 traz os valores de TID₉₅ de corrente obtidos por meio de cada método.

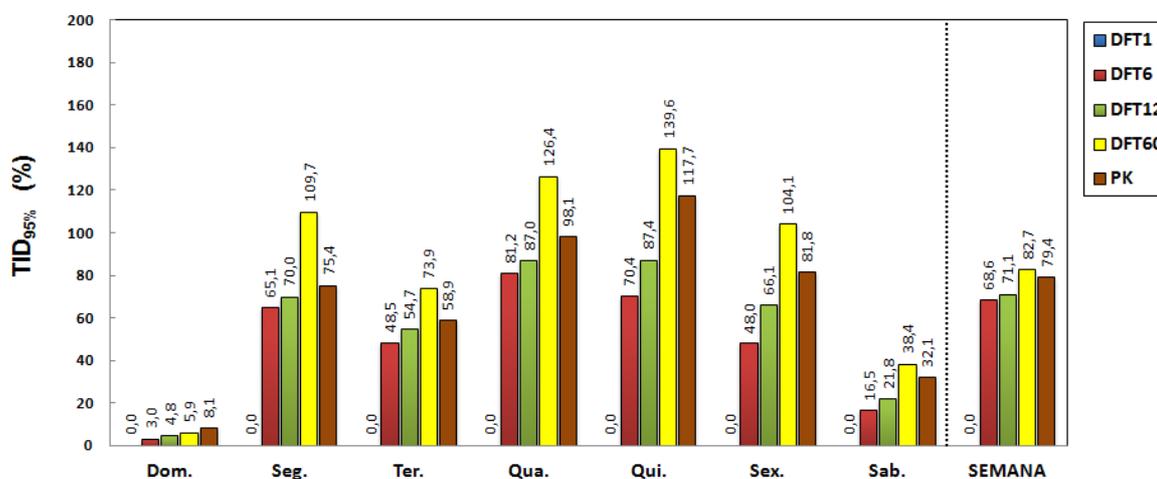


Figura 4.12 - Valores diário e semanal de TID₉₅ da corrente *Ia* em um período de 7 dias.

Da Figura 4.12 é possível observar que, com exceção da DFT1, todos os métodos indicam a ocorrência de níveis de TID mais elevados do que aqueles obtidos para o THD. Nota-se que, para o valor de TID_{95} quantificado ao final da semana, a DFT60 exibiu a menor discrepância com relação à metodologia paramétrica, de 3,3 *pontos percentuais*. Embora esse resultado sugira que, em geral, os níveis de TID obtidos via DFT60 estejam mais próximos àqueles da metodologia PK, devem ser considerados os valores diários de TID_{95} .

Nota-se na Figura 4.12 que, em quatro dos cinco dias de semana, a DFT12 apresentou a menor discrepância para o TID_{95} , a saber (em *pontos percentuais*): 5,4 na segunda-feira, 4,2 na terça-feira, 11,1 na quarta-feira e 15,7 na sexta-feira. Na segunda-feira, terça-feira e quarta-feira o segundo melhor desempenho foi o da DFT6. Esse fato sugere que um aumento indefinido do tamanho da janela de tempo não resulta necessariamente em um melhor desempenho na medição do TID via DFT. Especificamente nos dias de semana, em que os sinais demonstraram um nível mais significativo de variação temporal, entende-se que o espalhamento espectral causado por esse fenômeno na janela de 60 ciclos se torna mais proeminente do que aquele atrelado ao problema da resolução espectral das janelas de tempo menores. Não obstante, é possível notar na Figura 4.12 uma tendência inversa àquela da Figura 4.11: aumentando-se a janela de tempo utilizada com a DFT, diminui-se a discrepância com relação ao valor de TID calculado via metodologia PK.

4.4.1 - Análise das tendências

Nesta subseção, realiza-se uma análise detalhada das tendências observadas nas Figuras 4.11 e 4.12, considerando-se que as discrepâncias observadas entre os métodos baseados na DFT e a metodologia PK sejam influenciadas pelo tamanho da janela de tempo.

Para a avaliação dessa assertiva, os comportamentos dos índices THD_{95} e TID_{95} identificados nas Figuras 4.11 e 4.12 são investigados calculando-se as discrepâncias absolutas para cada parâmetro em cada dia, conforme (4.1).

$$D_{Jn,PK}^d = \left| \theta_{Jn}^d - \theta_{PK}^d \right| \quad (4.1)$$

Onde: $D_{Jn,PK}^d$ é a discrepância absoluta procurada; d indica o dia da semana sob avaliação; θ é o parâmetro de interesse, TID_{95} ou THD_{95} ; Jn indica uma janela de tempo de n ciclos

de 60 Hz; θ_{Jn}^d é o parâmetro de interesse calculado por meio da DFT com janela Jn no dia d ; θ_{PK}^d é o parâmetro de interesse calculado por meio da metodologia PK no dia d .

Deve ser considerado que os níveis de THD e TID de corrente mudam a cada dia de medição e, conseqüentemente, as discrepâncias absolutas apresentam valores diferentes ao longo da semana. Para lidar com essa questão, recorre-se a dois recursos. O primeiro deles é analisar separadamente as discrepâncias como função das janelas, utilizando-se os valores de discrepância absoluta calculados em cada dia. O segundo recurso consiste da normalização das discrepâncias por dia, conforme (4.2).

$$\Delta_{Jn,PK}^d = D_{Jn,PK}^d / \max_{Jn}(D_{Jn,PK}^d) \quad (4.2)$$

Onde: $\Delta_{Jn,PK}^d$ é a discrepância $D_{Jn,PK}^d$ normalizada pelo valor máximo das discrepâncias absolutas observadas no dia d .

O procedimento estabelecido por (4.1) e (4.2) é aplicado para cada um dos sete conjuntos de valores de THD₉₅ (Figura 4.11) e para cada um dos sete conjuntos de valores de TID₉₅ (Figura 4.12). A Figura 4.13 ilustra a aplicação do procedimento sobre o conjunto de valores de THD₉₅ da segunda-feira (Figura 4.11).

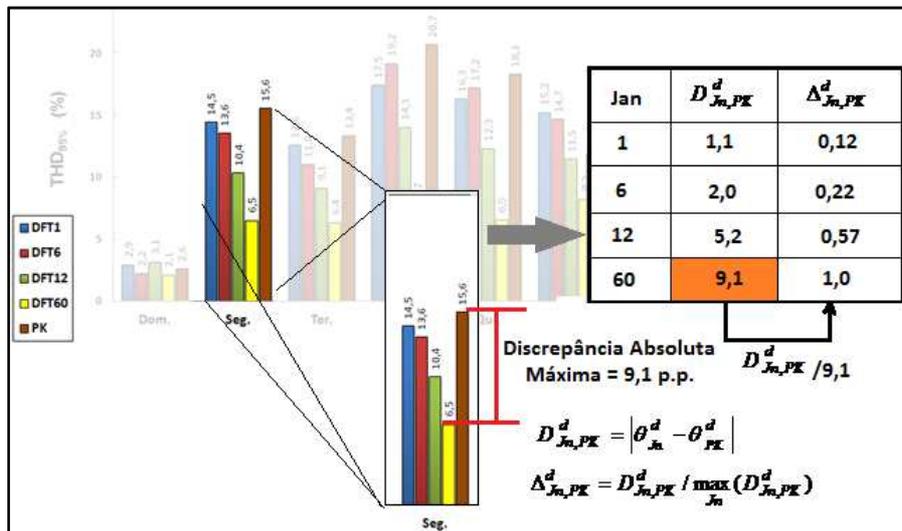


Figura 4.13 - Exemplo do procedimento de cálculo das discrepâncias normalizadas.

Da Figura 4.13, observa-se que, para o conjunto de valores de THD₉₅ obtido na segunda-feira, a DFT60 apresenta a maior discrepância absoluta (9,1 pontos percentuais). Esta é utilizada como denominador de normalização das discrepâncias dos outros métodos nesse dia. Com essa abordagem, as discrepâncias obtidas para cada parâmetro em dias diferentes

podem ser comparadas entre si e os pares ordenados do tipo $(Jn, \Delta_{Jn,PK}^d)$ são identificados. Considerando-se os sete conjuntos de valores (sete dias) de que se dispõe para cada indicador, são obtidos 56 pontos, sistematizados no Apêndice A1.

Por meio do método dos mínimos quadrados, esses pontos são utilizados na regressão de curvas de tendência que expressam as discrepâncias absolutas normalizadas de cada indicador como uma função do tamanho das janelas de tempo. A Figura 4.14 apresenta as curvas obtidas, os pontos experimentais resultantes do procedimento exposto nesta subseção e os intervalos de 95% de confiança em torno das curvas.

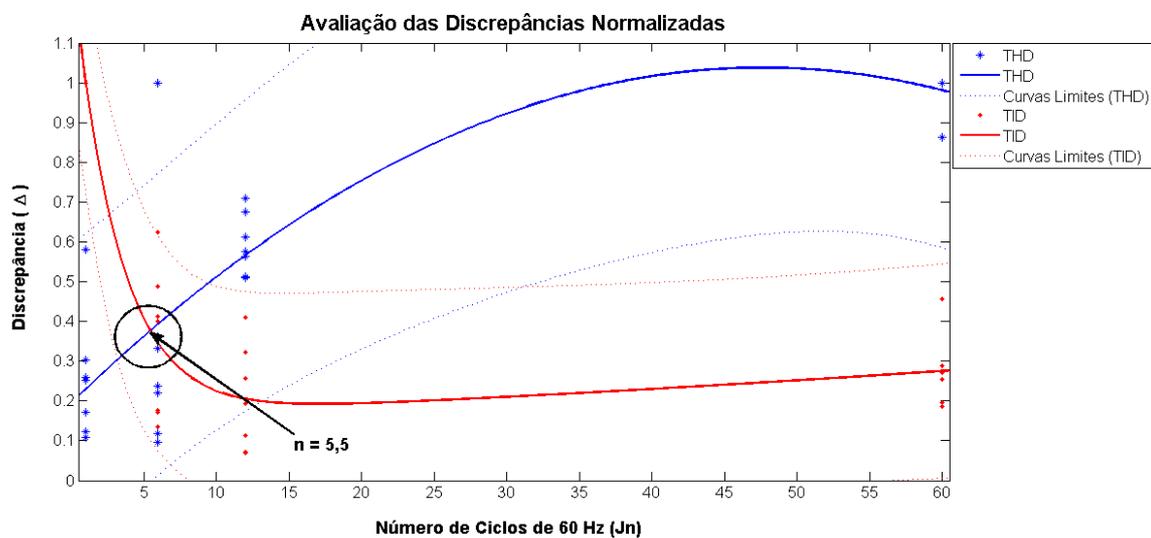


Figura 4.14 - Curvas expressando as discrepâncias como função do número de janelas.

Da Figura 4.14, verifica-se a adequação de um modelo exponencial duplo para o comportamento das discrepâncias do TID_{95} : uma componente de decaimento entre 1 e 12 ciclos, e outra componente de crescimento suave entre 15 e 60 ciclos. Para o THD_{95} ajusta-se um modelo polinomial de segunda ordem que evidencia o crescimento da discrepância com o aumento do tamanho da janela de tempo. Nota-se que a interseção entre as linhas de tendência ocorre para $Jn = 5,5$ ciclos, que está próxima da janela de 6 ciclos empregada nos testes. É oportuno ressaltar que, em três dos sete dias analisados, a janela de 6 ciclos representou a opção com menor discrepância para o THD_{95} , e, em quatro dos sete dias analisados, ela foi a segunda opção com menor discrepância para o TID_{95} .

4.5 – ANÁLISES ESTATÍSTICAS

Nesta seção realiza-se uma investigação sobre o comportamento das distorções na

instalação fotovoltaica. Conforme exposto no capítulo 3, admite-se que os indicadores THD e TID da corrente I_a representem processos estocásticos, para os quais cada conjunto de medições tomado ao longo de um dia consistirá de uma realização.

São considerados os valores de THD e TID de corrente advindos da aplicação da metodologia PK durante 30 dias, o que resulta em 30 séries temporais para cada índice. Após identificar flutuações voláteis no comportamento dos dados, optou-se por suavizá-los por um filtro de média móvel, a fim de discernir mais facilmente entre tendências e, principalmente, facilitar as manipulações e análises.

A Figura 4.15 ilustra o comportamento do indicador THD em: (a) cada um dos 30 dias, e (b) ao longo das quatro semanas completas (domingo-sábado) contidas nesse período.

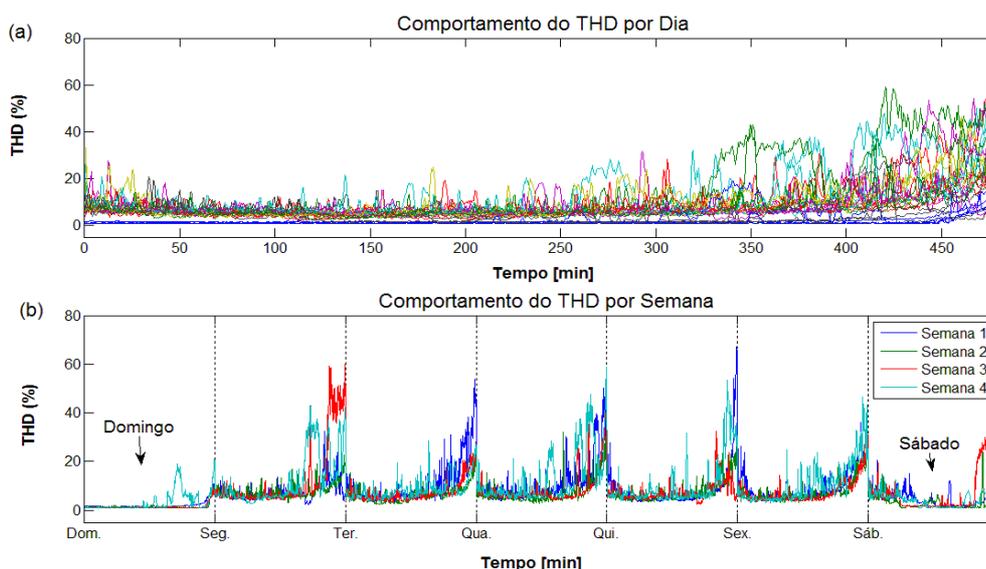


Figura 4.15 - Comportamento do indicador THD (a) em cada um dos 30 dias e (b) ao longo das quatro semanas compreendidas no conjunto de dias considerado.

Em consonância com as premissas estabelecidas, infere-se da Figura 4.15 (a) um comportamento variante no tempo para o indicador THD da instalação fotovoltaica. A Figura 4.15 (b) indica que os dias de semana apresentam níveis de distorção superiores àqueles observados nos finais de semana.

As Figuras 4.16 (a) e (b) a seguir ilustram o comportamento do indicador TID. Nota-se que, analogamente ao que foi observado nas Figuras 4.15 para o THD, o indicador de distorção inter-harmônica apresenta nos dias de semana um comportamento distinto

daquele observado nos dias de final de semana, o que reforça a hipótese da ocorrência de sazonalidade nas séries. Além disso, percebe-se a alteração dos níveis ao longo de um mesmo dia, o que inicialmente sugere a sobreposição de uma componente determinística nos dados. Vale destacar a semelhança entre os comportamentos demonstrados pelos dois indicadores, THD e TID, com os níveis de distorção se iniciando um pouco mais elevados, diminuindo ao longo do dia e, em seguida, voltando a aumentar no final do dia.

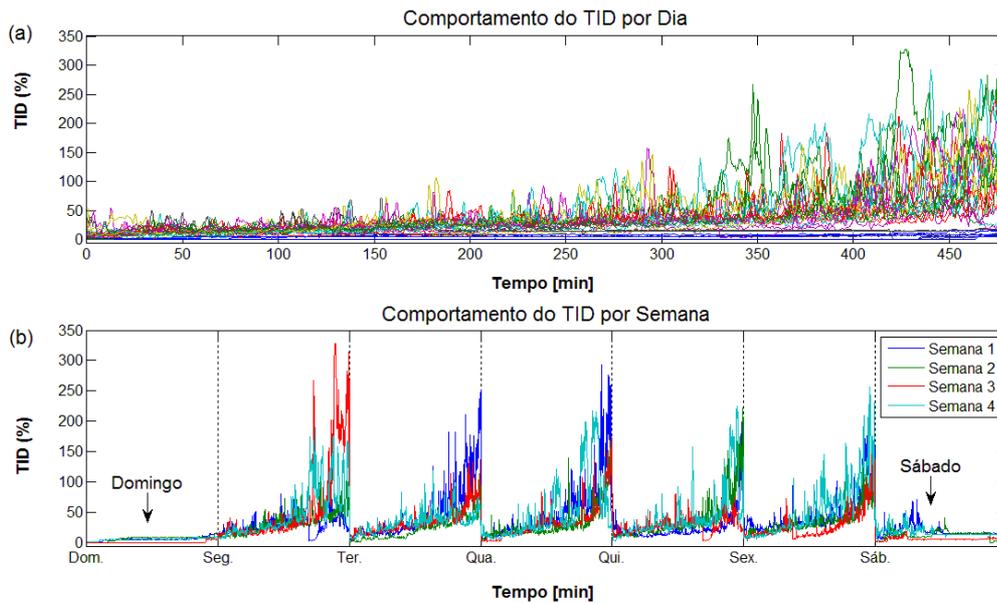


Figura 4.16 - Comportamento do TID (a) em cada um dos 30 dias e (b) ao longo das quatro semanas compreendidas no conjunto de dias considerado.

A Tabela 4.2 resume algumas das estatísticas descritivas extraídas do conjunto global das séries. Indica-se também nessa tabela (linha $\%t_kNormal$) o percentual de instantes de tempo diários t_k nos quais são positivos os testes de normalidade Kolmogorov-Smirnov realizados sobre cada uma das variáveis aleatórias representadas por $THD(t_k,d)$ e $TID(t_k,d)$.

Tabela 4.2 - Descrição do conjunto global das séries de THD e TID obtidas em 30 dias.

THD (%)		TID (%)	
P5%	1,02	P5%	2,31
<i>P50% (Mediana)</i>	5,70	<i>P50% (Mediana)</i>	20,85
P95%	21,92	P95%	97,40
P99%	40,03	P99%	178,47%
<i>% $t_kNormal$</i>	90%	<i>% $t_kNormal$</i>	97%

Da Tabela 4.2, nota-se que os valores os valores P5% e P99% se distanciam bastante das medianas, o que indica que as séries de THD e TID variam em uma ampla faixa ao longo dos 30 dias. Pela observação das Figuras 4.14 e 4.15, infere-se que isso ocorre, em parte, devido às diferenças entre os finais de semana e os dias de semana e, principalmente, em razão da variação dos níveis de distorção ao longo de um mesmo dia. Dos testes de hipóteses realizados sobre os dados pode ser constatado que em 90% dos instantes de tempo de um dia os dados de THD a hipótese de normalidade não pode ser refutada. Para o TID esse índice de foi de 97% dos instantes de tempo.

4.5.1 - Avaliação da estacionariedade

Para a avaliação da estacionariedade e da ergodicidade do processo aleatório THD(t), a Figura 4.17 traz o comportamento dos seguintes parâmetros: (a) média temporal sequencial calculada para todos os 30 dias; (b) média de probabilidade para cada instante t_k ; e (c) média temporal sequencial calculada separadamente ao longo de cada dia.

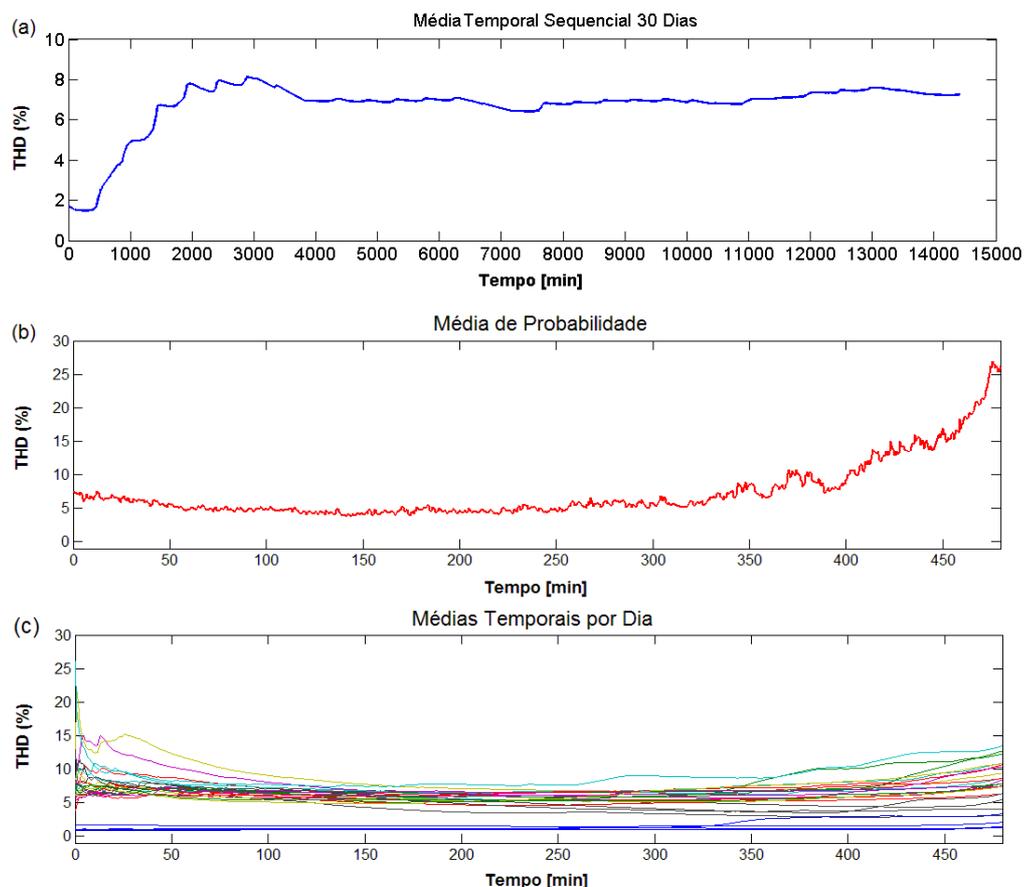


Figura 4.17 – (a) Média temporal em 30 dias, (b) média de probabilidade e (c) média temporal a cada dia do indicador THD.

Da Figura 4.17 (b), nota-se que a média de probabilidade do processo THD(t) não se estabiliza em um valor constante ao final de um dia. Esse resultado sugere a não-estacionariedade do processo THD(t) no período de realização diário. Comparando-se a Figura 4.17 (a) com a Figura 4.17 (b), percebe-se que a média temporal e a média de probabilidade não convergem para os mesmos valores, pois a média temporal converge para 7,30% ao final dos 30 dias e a média de probabilidade sequer se estabiliza, atingindo o valor de 26% ao final do dia. A Figura 4.17 (c) mostra que a média temporal sequencial calculada a cada dia resulta em níveis diferentes, não obstante o fato de suscitar a mesma tendência determinística. Esses resultados sugerem que a hipótese de ergodicidade não pode ser aplicada ao estudo do comportamento do indicador THD.

A Figura 4.18 ilustra, para o processo aleatório TID(t), os resultados da mesma análise realizada acima.

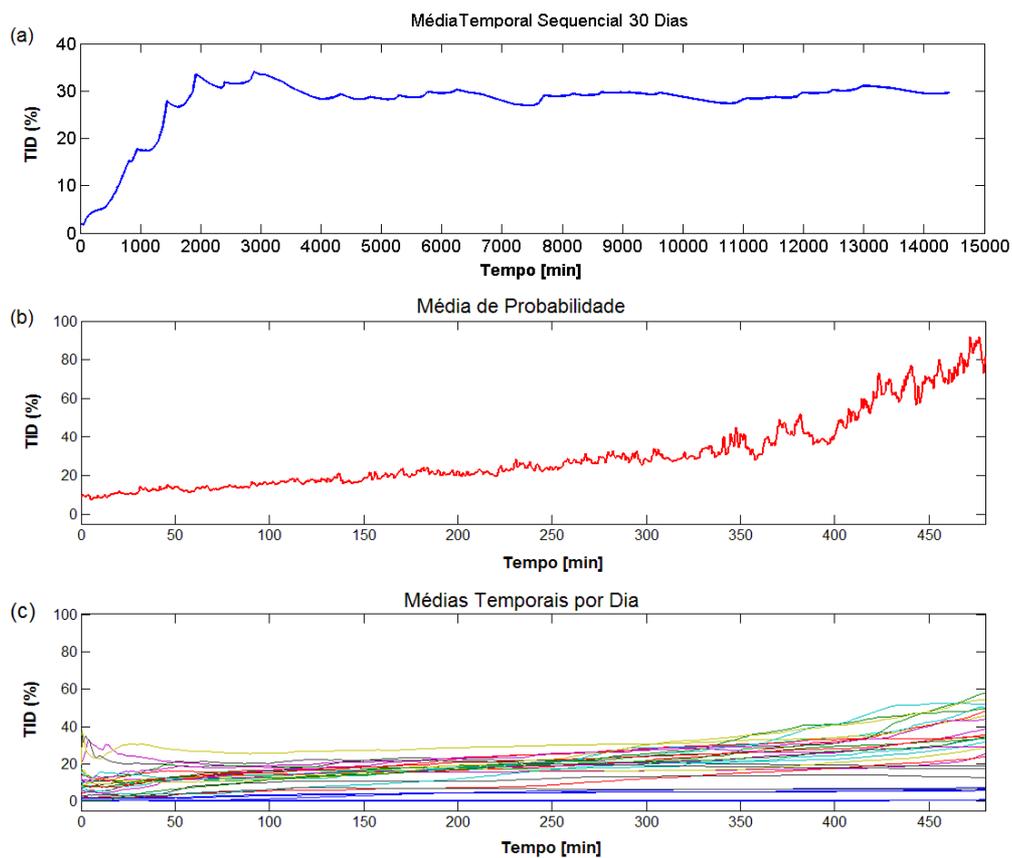


Figura 4.18 – (a) Média temporal em 30 dias, (b) média de probabilidade e (c) média temporal a cada dia do índice TID.

Das Figuras 4.18 (a) e (b), nota-se que a média temporal do processo TID(t) converge para 30% ao final dos 30 dias de medição e a média de probabilidade não se estabiliza,

atingindo o valor de 73% ao final do dia. Analogamente ao que foi constatado para o THD, infere-se das Figuras 4.18 (a), (b) e (c) que o TID(t) não representa um processo aleatório estacionário e que, portanto, não é ergódico.

Os resultados expostos nesta subseção indicam a ocorrência de tendências determinísticas sobre os processos aleatórios THD(t) e TID(t). Além disso, percebe-se que os dias de final de semana exibem níveis inferiores aos demais dias, o que evidencia sazonalidades.

4.5.2 - Análise das tendências e componentes aleatórias

Séries temporais que representam processos aleatórios $X(t)$ tais como os analisados nesta seção podem ser decompostas em três parcelas: uma determinística, $X_D(t)$, uma sazonal, $X_S(t)$, e uma aleatória, $X_A(t)$. Esse fato sugere uma análise adicional em que as parcelas sazonal e determinística sejam extraídas para que se realizem inferências mais precisas sobre as componentes aleatórias de cada processo. Para tanto, os dias de final de semana são extraídos do conjunto global de dados, restando 21 dias. Em seguida, por meio do método dos mínimos quadrados, são obtidas curvas de tendência que permitem explicitar os indicadores THD e TID como funções do tempo.

A Figura 4.19 ilustra as componentes determinísticas que se sobrepõem às séries diárias de cada indicador. As curvas indicadas representam polinômios de segunda ordem.

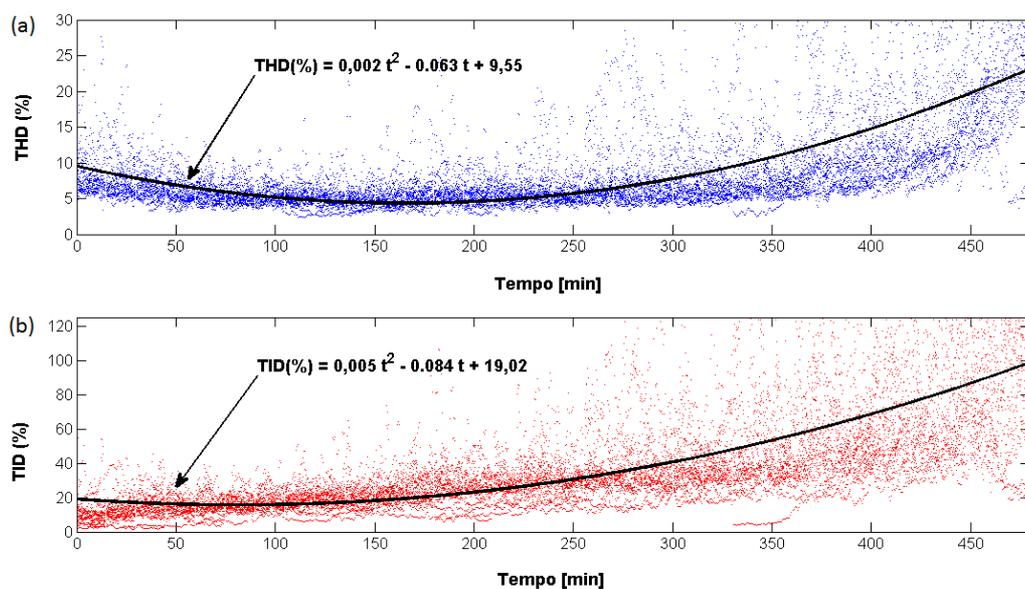


Figura 4.19 – Identificação das componentes determinísticas dos processos aleatórios (a) THD(t) e (b) TID(t).

Da Figura 4.19, destaca-se a semelhança entre as componentes determinísticas de cada processo aleatório THD(t) e TID(t). A extração dessas componentes de cada uma das séries de dados diárias resulta em novos subconjuntos que apresentam apenas a contribuição das componentes aleatórias. São gerados assim 21 subconjuntos (21 dias) que representam as séries de dados das componentes $THD_A(t)$ e $TID_A(t)$.

As análises realizadas nas subseções anteriores são reaplicadas sobre $THD_A(t)$ e $TID_A(t)$. Resulta deste procedimento que as respectivas médias temporais convergem para zero ao longo dos 21 dias, mas as médias de probabilidade não se estabilizam ao longo do período de realização de um dia. Os percentuais de instantes de tempo diários t_k nos quais são positivos os testes de normalidade Kolmogorov-Smirnov realizados sobre $THD_A(t_k, d)$ e $TID_A(t_k, d)$ são, respectivamente, 80% e 93%, inferiores aos apresentados na Tabela 4.2. Destaca-se que a extração das componentes determinísticas não impacta neste resultado, mas sim a retirada dos dados dos dias de final de semana. Este fato indica que a tentativa de se eliminar a componente sazonal das séries pela extração dos dias de final de semana não contribuiu para a descrição das componentes aleatórias dos processos TID(t) e THD(t).

A Figura 4.20 ilustra a avaliação de normalidade das V.A.s (a) $THD_A(t_k, d)$ e (b) $TID_A(t_k, d)$ por meio dos gráficos de probabilidade normal dos 960 instantes de tempo t_k .

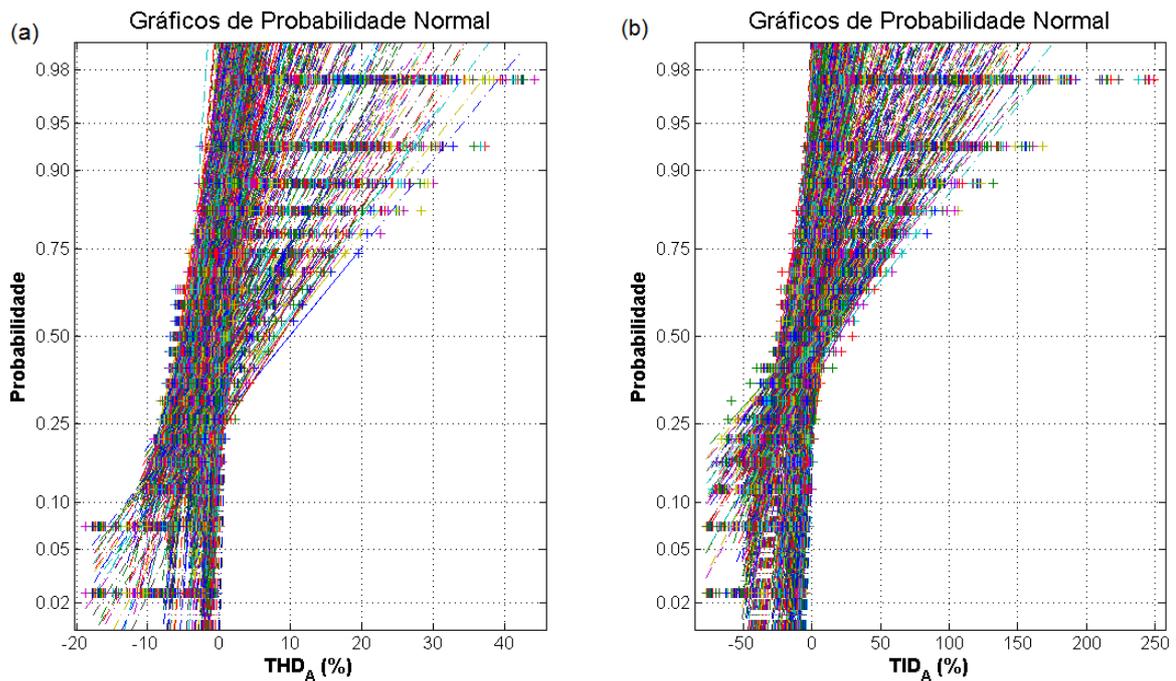


Figura 4.20 - Gráficos de probabilidade normal para as V.A.s (a) $THD_A(t_k, d)$ e (b) $TID_A(t_k, d)$ para todos os instantes t_k .

Da Figura 4.20, nota-se que a maior parte dos subconjuntos de dados de cada V.A. $THD_A(t_k, d)$ e $TID_A(t_k, d)$ se distribuem de forma aproximadamente linear em torno das retas de distribuição normal hipotéticas. Em associação aos percentuais obtidos na Tabela 4.2 com os testes de Kolmogorov-Smirnov, esse fato indica a tendência de normalidade das V.A.s $THD(t_k, d)$ e $TID(t_k, d)$. Destaca-se também a ocorrência de diferentes retas para cada instante de tempo, o que suscita a ocorrência de diferentes distribuições de primeira ordem e, portanto, confirma a não-estacionaridade dos respectivos processos aleatórios.

4.5.3 - Avaliação dos períodos de medição

Nesta subseção avalia-se a influência dos períodos de observação das distorções no comportamento da métrica M , definida no capítulo 3. São empregadas as séries de dados completas obtidas nos 30 dias de medição dos indicadores THD e TID. A Figura 4.21 exibe a evolução da métrica considerando-se o comportamento da média temporal sequencial (a) do THD e (b) do TID. Em ambas as figuras estão indicados os limiares de $\pm 5\%$ definidos no critério de avaliação de estabilização da média exposto no capítulo 3.

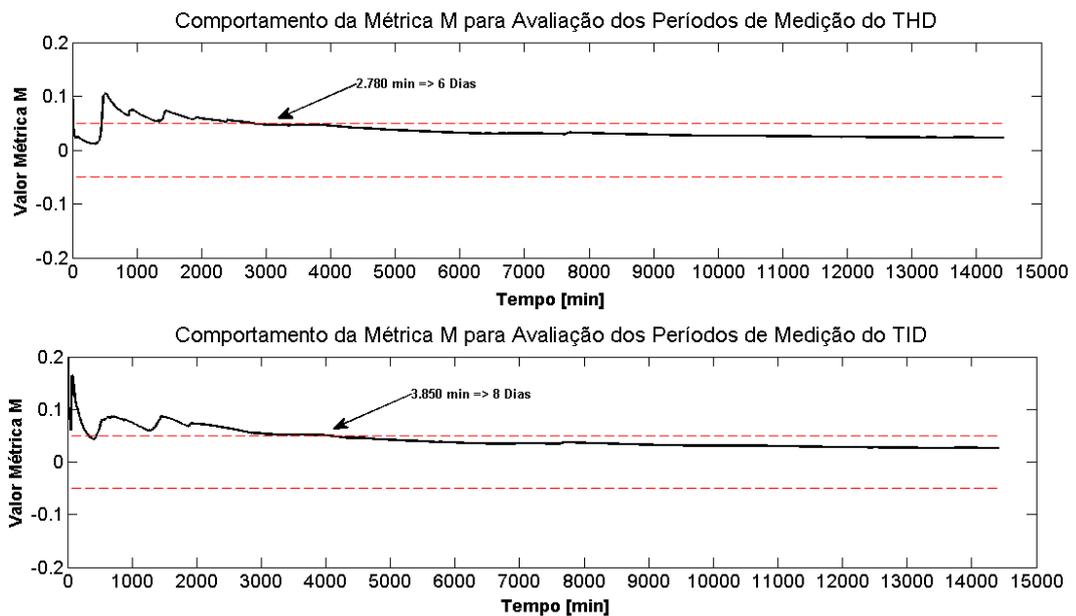


Figura 4.21 - Testes de períodos de medição para o indicador (a) THD e (b) TID.

Da Figura 4.21 (a), nota-se que o critério de teste é satisfeito quando o cálculo da média temporal sequencial do processo $THD(t)$ prossegue por mais de 2.780 minutos, o que corresponde a aproximadamente 6 dias seguidos. Na Figura 4.19 (b), observa-se o atendimento do critério para o processo aleatório $TID(t)$ quando o cálculo da média

prossegue por mais de 3.850 minutos, equivalente a 8 dias de monitoramento.

Considerando-se os resultados exibidos nas Figura 4.21 (a) e (b), infere-se que o padrão de 7 dias seguidos de medição não permite reduzir concomitantemente o grau de incerteza da estimativa das médias de ambos os indicadores a um nível inferior a 5% das mesmas. O período de observação indicado deve ser superior ao maior dos intervalos identificados e, portanto, superior a 8 dias.

4.6 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados exibidos neste capítulo permitiram verificar que os sinais de corrente da instalação fotovoltaica apresentaram elevados níveis de distorção, com a ocorrência de variação temporal. Para o cálculo das distorções desses sinais, empregando-se o procedimento padrão da IEC 61000-4-7, propõe-se a aplicação da DFT com uma janela de tempo retangular de 6 ciclos de 60 Hz (100 ms) para a etapa de obtenção dos espectros.

Embora a Figura 4.14 indique que a janela de 6 ciclos não minimiza as discrepâncias de um ou outro índice individualmente, ela representa a condição de equilíbrio em que se pode monitorar as distorções de corrente da instalação fotovoltaica mitigando os erros de medição do THD e do TID atrelados à aplicação da DFT com uma janela retangular fixa. Vale sublinhar que essa medida de erro refere-se às diferenças observadas com relação às medições obtidas via metodologia paramétrica PK.

Adicionalmente, pode ser observado que a janela de 6 ciclos permite reduzir o custo de processamento. Isso porque a ordem de complexidade dos algoritmos rápidos que implementam a DFT (ou FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*) é $N \log N$, em que N é a quantidade de amostras da janela de tempo, e, para uma mesma taxa de amostragem, esse número de amostras será tanto menor quanto menor o tamanho da janela de tempo.

Em consonância com a premissa de variação temporal dos sinais de dados, os índices THD e TID foram caracterizados como processos estocásticos. Da análise das séries de dados advindas da observação de cada um desses processos por 30 dias, verificou-se a ocorrência de tendências determinísticas diárias. Além disso, as componentes aleatórias dos dados

evidenciaram distribuições diferentes ao longo de um dia. Esses fatos culminam na não-estacionariedade e num elevado nível de variação dos indicadores de distorção.

A avaliação dos períodos de medição evidenciou a necessidade de um intervalo de monitoramento mínimo de 8 dias, superior ao recomendado pela IEC. Considerando-se o comportamento observado para os dados, recomenda-se o emprego de um período mínimo de 9 dias seguidos. É oportuno mencionar que esse período de monitoramento não demandaria mais memória de massa de um medidor. Isso porque, com as 8 horas diárias de observação do SFCR, a proposta de 9 dias requer 72 horas de memória de massa de um medidor. Caso a medição fosse conduzida segundo a abordagem tradicional de 7 dias, com 24 horas por dia, a memória de massa requerida seria equivalente a 168 horas.

5 – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, para o contexto de medição das emissões harmônicas e inter-harmônicas oriundas de SFCRs, apresentou-se uma metodologia de análise voltada para a adaptação de dois parâmetros encontrados nos padrões IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30: o tamanho da janela de tempo para processamento dos sinais via DFT e o período mínimo de medição.

Nos capítulos 1 e 2, foi apresentada uma revisão bibliográfica em que se delineou a problemática atrelada à escolha do tamanho de uma janela de tempo retangular para a análise espectral dos sinais via DFT. Foi destacada a situação conflitante em que, ao se tentar atenuar o efeito das inter-harmônicas, alterando-se o tamanho da janela de tempo, pode-se acentuar o efeito das variações temporais na análise espectral. Vale destacar que ambos os fenômenos são esperados nos sinais de corrente dos SFCRs. Considerando-se tais aspectos, também foi evidenciada a importância de se identificar um tempo mínimo de observação para o fenômeno, tendo como referência o comportamento das distorções.

No capítulo 3, foi realizada a exposição da metodologia de análise formulada para o alcance da contribuição proposta nesta dissertação. Ela foi estruturada em duas partes:

- Para a seleção do tamanho da janela de tempo: avaliação comparativa das discrepâncias entre os valores dos indicadores THD e TID advindos da aplicação metodologia PK e os valores obtidos para os mesmos indicadores por meio da estimação espectral via DFT com diferentes tamanhos de janelas de tempo;
- Para a inferência sobre o período mínimo de monitoramento dos dados: caracterização estatística por meio da média de probabilidade e da média temporal das séries de dados dos indicadores THD e TID provindos da aplicação da metodologia PK. Com base na inferência sobre o comportamento das séries temporais obtidas, realizaram-se testes com a métrica proposta no trabalho de Feitosa (2009) para aferição da estabilização da média temporal dos processos aleatórios representados por cada indicador, THD(t) e TID(t), o que permitiu a proposição de um período mínimo de medição.

A metodologia PK de processamento de sinais proposta no trabalho de Costa (2005) foi tomada como referência das análises por ser considerada mais robusta para uma análise espectral com alta resolução em condições de variação temporal das magnitudes das componentes harmônicas e inter-harmônicas. No capítulo 2, foram expostos os aspectos teóricos atinentes a cada um desses métodos que embasaram essa premissa. Não obstante, no capítulo 4 foram apresentados os resultados de uma avaliação comparativa entre a DFT com janela de tempo de 12 ciclos de 60 Hz e a metodologia PK. Foi empregado um sinal sintético com harmônicas, inter-harmônicas, flutuação de amplitude da fundamental e ruído branco de medição.

Os resultados mostraram que a metodologia PK foi capaz de estimar corretamente as frequências harmônicas e inter-harmônicas, enquanto que a DFT com a resolução fixa de 5 Hz não identificou as inter-harmônicas de 48 Hz e 732 Hz. Além disso, como a capacidade de acompanhamento das variações de amplitude é incrementada pelo uso do Filtro de Kalman, a comparação dos perfis de THD e TID finais obtidos nas simulações mostrou maior robustez da metodologia PK com relação a esse aspecto. Todavia, é importante destacar que o tempo de processamento da metodologia PK é bastante superior ao da DFT, o que justificou a adoção do princípio de análise alternativo apenas para as investigações *offline* desta dissertação.

No capítulo 4, a avaliação das discrepâncias obtidas durante 7 dias de medição viabilizou a proposição de uma janela de tempo retangular de 6 ciclos de 60 Hz para processamento dos sinais via DFT. Comparativamente aos 12 ciclos propostos na IEC, a adoção desse tamanho de janela culmina em menor resolução espectral (de 5 Hz para 10 Hz). Contudo, deve-se enfatizar a constatação de que tanto a presença de inter-harmônicas quanto a variação temporal do sinal afetam os resultados obtidos via DFT com janela retangular. A janela de tamanho de 6 ciclos representou uma condição de equilíbrio dos efeitos desses dois fatores, mitigando as discrepâncias na medição do THD e do TID com a DFT para os sinais de corrente da instalação fotovoltaica analisada.

Ainda no capítulo 4, sob a premissa de que os indicadores THD e TID representam processos aleatórios, a comparação da média de probabilidade e da média temporal das séries obtidas durante 30 dias por meio da metodologia PK evidenciou o comportamento não-estacionário dos indicadores. As médias de probabilidade não se estabilizaram ao

longo do período de realização diário, o que inviabilizou a confirmação das hipóteses de estacionariedade e ergodicidade. Além disso, as avaliações realizadas por meio dos testes de hipóteses de Kolmogorov-Smirnov sobre as parcelas aleatórias das séries mostraram uma tendência de normalidade dos dados, porém com distribuições de probabilidade diferentes ao longo do dia, o que confirmou a tendência de não-estacionariedade.

Utilizando-se o método de regressão por mínimos quadrados, foi identificada a ocorrência de uma componente determinística que se sobrepõe ao comportamento dos indicadores THD e TID ao longo de um dia. Este fato permitiu identificar uma das componentes causadoras de variação temporal das médias de probabilidade. Destaca-se também das análises, o comportamento diferenciado dos indicadores nos dias de final de semana e nos dias de semana. Percebeu-se que nos finais de semana os níveis de distorção ficaram bem mais baixos do que nos demais dias.

Por fim, com base na avaliação do comportamento da métrica de estabilização da média temporal sequencial de ambos os indicadores THD e TID, foi identificado que o período de medição mínimo das distorções de corrente do SFCR estudado deve ser equivalente a 9 dias. Esse período foi selecionado em razão da observação do comportamento da métrica para as médias de ambos os indicadores THD e TID. Especificamente para o TID, foi observado que o padrão de 7 dias da IEC não seria suficiente para a aprovação no critério de teste adotado.

5.1 – TRABALHOS FUTUROS

1) Aplicação de Metodologia de Análise em Outros Locais

A princípio, os resultados obtidos por meio da metodologia de análise exposta neste trabalho são específicos para a instalação de microgeração fotovoltaica avaliada. Para que o período de monitoramento e o tamanho da janela de tempo sejam consolidados em um procedimento de medição padrão para SFCRs, é importante que a presente investigação seja replicada para o maior número possível de instalações, em diferentes regiões, períodos de tempo e faixas de potência. Sugere-se também que essas investigações sejam adaptadas para outros contextos de geração distribuída, como o da geração eólica.

2) Métodos de Estimação Espectral

Subjacente à execução deste trabalho esteve a premissa de se manter o princípio de análise praticado na IEC, isto é, a análise de Fourier via DFT. Essa premissa foi alicerçada não apenas na consolidação da DFT como ferramenta de análise nas normas e padrões técnicos vigentes, mas também por conta da boa eficiência computacional advinda da implementação do método via algoritmos da transformada rápida de Fourier (FFT). Esse último aspecto é importante para aplicações *online* e tem sido empregado em grande parte dos medidores de QEE.

No presente trabalho, em que se fez necessária a adoção de uma metodologia mais robusta às características dos sinais analisados, o método de PM foi utilizado como estimador de frequências, o que, associado à elevada quantidade de dados envolvida no processamento, culminou em um elevado tempo de processamento para a metodologia de referência PK. Embora este não tenha sido um fator proibitivo para o conjunto de análises *offline* realizadas, sugere-se a adoção de outros métodos que apresentem um menor custo computacional, até mesmo para o emprego em medidores.

Pode ser citada, por exemplo, a transformada de Fourier recursiva com janela deslizante (SWRDFT). Recomenda-se a realização de testes adicionais com esse método com uma janela de tamanho de 60 ciclos de 60 Hz, o que permitiria manter a resolução espectral mínima de 1 Hz e explorar as características recursivas e de rastreamento temporal dessa solução. Pode-se também avaliar as vantagens do uso da janela de 6 ciclos identificada neste trabalho com a SWRDFT.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA [ANEEL]. “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – **PRODIST - Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica**”. Brasília, 2014.
- Aiello, M.; Cataliotti, A.; Favuzza, S. & Graditi, G. “Theoretical and Experimental Comparison of Total Harmonic Distortion Factors for the Evaluation of Harmonic and Interharmonic Pollution of Grid-Connected Photovoltaic Systems”. In: IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, No. 3, pg. 1390-1397. IEEE, 2006.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS [ABNT]. “**ABNT NBR 16149: Sistemas Fotovoltaicos (FV) – Características da Interface de Conexão com a Rede Elétrica de Distribuição**”. Rio de Janeiro, 2013.
- Block, P. A. B. et. al. “Power Quality Analyses of a Large Scale Photovoltaic System”. In: (Proceedings) *5th International Renewable Energy Congress*. Hammamet-Tunisia, 2014.
- Bracale, A. et. al. “Accurate Methods for Signal Processing of Distorted Waveforms in Power Systems”. In: EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2007, 14 pages. Hindawi Publishing Corporation, 2007.
- Bracale A. et. al. “Measurement of IEC Groups and Subgroups Using Advanced Spectrum Estimation Methods”. In: IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. April, 2008, Vol. 57, No. 4.
- Carvalho, T. C. O.; Duque, C. A.; Silveira, P. M.; Mendes, M. A. S. & Ribeiro, P. F. “Review of Signal Processing Techniques for Time-Varying Harmonic Decomposition”. In: (Proceedings) Power and Energy Society General Meeting. San Diego - USA, July 2012.
- Chicco, G.; Schlabacch, J. & Spertino, F. “Experimental assessment of the waveform distortion in grid-connected photovoltaic installations”. In: Solar Energy, vol. 83, pg. 1026-1039. Elsevier, 2009.
- Costa, F. F. “Estimação de Harmônicos e Inter-harmônicos em Sistemas de Elétricos”. (Tese de Doutorado) Engenharia Elétrica – Centro de Ciências e Tecnologias, Universidade Federal de Campina Grande, 2005.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA [EPE]. “Nota Técnica EPE: Análise da Inserção da Geração Solar na Matriz Elétrica Brasileira”. EPE - Rio de Janeiro, 2012.

- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA [EPE]. “Nota Técnica DEA 19/14: Inserção da Geração Fotovoltaica Distribuída no Brasil - Condicionantes e Impactos”. *Série: Recursos Energéticos* – EPE. Rio de Janeiro, Outubro de 2014.
- EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION [EPIA]. (Technical Report) “Global Market Outlook for Photovoltaics 2014-2018”. EPIA, 2014.
- Faragher, R. “Unde the Basis of the Kalman Filter Via a Simple and Intuitive Derivation”. In: IEEE SignalProcessing Magazine, Ed. July 2012, pg. 128-132. IEEE, 2012.
- Feitosa, E. M. “Estacionariedade e Periodicidade do Fator de Desequilíbrio de Tensão em Sistemas de Potência”. (Dissertação de Mestrado) Engenharia Elétrica - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília. Brasília, 2009.
- Ferreira Filho, A. de L; Freitas, F. D. & Vogel, P. R. “Statistical Analysis of Voltage Harmonic Distortions for a Commercial Load” In: (*Proceedings*) 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power – ICHQP, Rio de Janeiro, 2002.
- Golovanov, N. et. al. “Power Quality Assessment in Small Scale Renewable Energy Sources Supplying Distribution Systems”. In: *Energies*, vol. 6, pg. 634-645. MDPI Journals, 2013.
- Hanzelka, Z. & Bién, A. “Power Quality Application Guide – Section 3.1.1: Harmonics and Interharmonics” Leonardo Power Quality Initiative (Org. & Ed.). AGH University of Science and Technology, July, 2004.
- Hernandez, J. C.; Ortega, M. J. & Medina, A. “Statistical Characterization of Harmonic Current Emission for Large Photovoltaic Plants”. In: *International Transactions on Electrical Energy Systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS - INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY/POWER AND ENERGY SOCIETY [IEEE-IAS/PES] (**Standard IEEE 519-2014**) “IEEE Recommended Practices and Requirements for harmonic Control in Electrical Power Systems”.IEEE, 2014.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION [IEC] (Guideline**IEC 61000-4-7**) “Electromagnetic Compatibility – Part 4.7: Testing and Measurement Techniques – general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation for power supply systems and equipment connected thereto”. 2nd Edition, IEC-CEI, 2002.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION [IEC] (Guideline**IEC 61000-4-30**) “Electromagnetic Compatibility – Part 4.30: Testing and Measurement Techniques – Power quality measurement methods”. 2nd Edition, IEC-CEI, 2008.

- Jannuzzi, G. M. (Coord.); Varella, F. K. de O. M.; & Gomes, R. D. M. “(Relatório Final) Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação”. International Energy Initiative (IEI). Campinas, Outubro de 2009.
- Lee, C.Y. et. al. “Effects of voltage harmonics on the electrical and mechanical performance of a three-phase induction motor”. In: (IEEE-Xplore Proceedings) *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*, Edmond, 1998. IEEE, 1998.
- Leon-Garcia, A. “Probability, statistics, and random processes for electrical engineering”. 3rd Ed. Pearson Prentice-Hall, 2008.
- Li, C.; Xu, W. & Tayjasanant, T. “Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement.” In: *Electric Power Systems Research*, vol. 66, pg. 39-48. Elsevier, 2003.
- Macedo Jr., J. R. “Uma contribuição à análise das componentes inter-harmônicas e seus efeitos nos indicadores de flutuação de tensão”. (Tese Doutorado) Engenharia Elétrica - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo. Vitória-ES, 2009.
- Machado, O. F. “Estimação e Análise Estatística de Distorções Harmônicas em Usinas Eólicas a Velocidade Variável”. (Dissertação de Mestrado) Eng. Elétrica PPGEE - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, 2008.
- Marple Jr., S. L. “Digital Spectral Analysis with Applications”. Prentice-Hall – EnglewoodCliffs, 1987.
- Meyer, P. L. “Probabilidade: Aplicações à Estatística”. 2^a Ed. - Reimpressão 2000. Addison-Wesley, 2000.
- Miron, A.; Cziker, A. & Chindris, M. “Detection and Analysis of Interharmonics” . In: (*Proceedings*) 2nd *International Conference on Modern Power Systems*, Cluj-Napoca-Romania, 2008.
- Oliveira, J. P. J. “Um estudo da influência do intervalo de agregação nos métodos de quantificação do desequilíbrio de tensão”. (Monografia) Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia - Universidade de Brasília. Brasília-DF, 2012.
- Oppenheim, A.; Schafer, R. with Buck, L. R. “Discrete-Time Signal Processing”. (2nd Ed.) Prentice Hall – New Jersey, 1998.
- Ortega, M. J.; Hernández, J. C. & García, O. G. “Measurement and Assessment of Power Quality Characteristics for photovoltaic systems: Harmonics, Flicker, Unbalance and Slow Voltage Variations”. In: *electric Power Systems Research*, vol. 96, pg. 23-35.

- Elsevier, 2013.
- Papoulis, A. & Pillai, S. U. “Probability, Random Variables and Stochastic Processes”. 4th Ed. McGraw-Hill, 2002.
- Pinho, J. T. & Galdino, M. A. (Org.). “Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos”. Edição Revisada e Atualizada. Grupo de Trabalho de Energia Solar [GTES] - CEPEL, DTE, CRESESB. Rio de Janeiro, Março de 2014.
- Patsalides, et. al. “The Effect of Solar Irradiance on the Power Quality Behaviour of Grid Connected Photovoltaic Systems”. In: (*Proceedings*) *International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ*, Sevilla, 2007.
- Ribeiro, P. F.; Duque, C. & Paulillo, G. “Tópicos Avançados e Desafios Futuros Associados à Qualidade da Energia Elétrica”. In: *O Setor Elétrico: Qualidade de Energia*, Ed. 95, Cap. XII, p.28-37, 2013.
- Ribeiro, P. F. & Paulillo, G. “Aspectos da Qualidade da Energia Elétrica no Contexto das Redes Inteligentes”. In: *O Setor Elétrico: Qualidade de Energia*, Ed. 93, Cap. X, p.40-50, 2013.
- Sachin, K. J. & Singh, S. N. “(Review) Harmonics Estimation in Emerging Power System: Key Issues and Challenges”. In: *Electric Power Systems Research*, vol. 81, pg. 1754-1766. Elsevier, 2011.
- Singh, G. K. “Power system harmonics research: a survey”. In: *European Transactions on Electrical Power*, Vol. 19, pg. 151-172. John Wiley & Sons, 2007.
- Testa, A. et. al. (IEEE Task Force on Harmonics Modeling and Simulation). Interharmonics: Theory and Modeling. In: *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 4, pp. 2335-2348, Oct. 2007.
- Yang, K. “On Harmonic Emission, Propagation and Aggregation in Wind Power Plants”. (PhD Thesis) *Electric Power Engineering - Department of Engineering Sciences and Mathematics*, Lulea University of Technology. Skelleftea - Sweden, 2015.

APÊNDICE A1

Tabela A. 1- Discrepâncias Normalizadas de para cada indicador e cada dia da semana para formação dos pares ordenados($J_n, \Delta_{J_n, PK}^d$) empregados nas regressões das curvas de tendência.

Número de Janelas (J_n)	$\Delta_{J_n, PK}^d$													
	THD							TID						
	Dom.	Seg.	Ter.	Qua.	Qui.	Sex.	Sab.	Dom.	Seg.	Ter.	Qua.	Qui.	Sex.	Sab.
1 Ciclo	0,5804	0,1220	0,1082	0,2510	0,1704	0,3041	0,2598	1	1	1	1	1	1	1
6 Ciclos	1	0,2208	0,3320	0,1186	0,0970	0,3619	0,2372	0,6235	0,1358	0,1763	0,1724	0,4015	0,4130	0,4878
12 Ciclos	0,7102	0,5744	0,6116	0,5114	0,5092	0,6765	0,5638	0,4101	0,0705	0,0712	0,1135	0,2573	0,1924	0,3221
60 Ciclos	0,8618	1	1	1	1	1	1	0,2736	0,4561	0,2549	0,2880	0,1863	0,2723	0,1953