



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Mariana Geny Moreira

Estatísticas de ordem superior para detecção, classificação e identificação de distúrbios de qualidade de energia elétrica

Orientador: Prof. Carlos Augusto Duque
Co-orientador: Prof. Danton Diego Ferreira

Tese de doutorado submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Juiz de Fora, Maio de 2016

Mariana Geny Moreira

Estatísticas de ordem superior para detecção, classificação e identificação de distúrbios de qualidade de energia elétrica

Tese de doutorado submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada, em 31 de maio de 2016, por:

Prof. Dr. Carlos Augusto Duque - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Danton Diego Ferreira - Co-Orientador
Universidade Federal de Lavras

Prof. Dr. Augusto Santiago Cerqueira
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Luciano Manhães de Andrade Filho
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. José Manoel Seixas
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli
Universidade Federal de São João del Rei

Resumo

Nas últimas décadas a qualidade da energia elétrica disponibilizada na rede elétrica tornou-se foco. Este fato é justificado pela combinação dos aumentos da poluição dos sinais na rede e do número de dispositivos eletrônicos sensíveis às variações do sinal de alimentação, especialmente tendo em vista o novo cenário de redes inteligentes. Um dos desafios das redes inteligentes é a redução de eventos ou falhas devido à baixa qualidade de energia elétrica, principalmente envolvendo distúrbios harmônicos e inter-harmônicos, provocados pela utilização de cargas e sistemas eletrônicos. Os impactos e prejuízos causados por distúrbios harmônicos e inter-harmônicos são importantes o suficiente para torná-los foco de inúmeros estudos, posto que não há, até a presente data, um método de análise desses componentes eficiente o bastante para atuar no controle e proteção de sistemas de potência.

Este trabalho busca contribuir para a melhoria da análise desses componentes de frequência e, nesse sentido, propõe um sistema de detecção, classificação e identificação de distúrbios de qualidade de energia, especialmente, harmônicos, sub-harmônicos e inter-harmônicos, baseado em estatística de ordem superior. São contemplados ainda distúrbios de amplitude de curta duração: *sags* e *swells*. A estrutura proposta contempla ainda um contador de componentes inter-harmônicos e sub-harmônicos, capaz de apontar a existência e quantificar esses componentes mesmo quando combinados a outros distúrbios harmônicos. As metodologias propostas pelo trabalho exibem resultados bastante expressivos tanto em relação à eficiência das aplicações em qualidade de energia quanto em relação ao desempenho computacional.

Abstract

The power quality available on the electrical power system became focus in the last decades. This fact is explained by the combination of signal pollutions increasing and the number of electronic devices sensitive to power signal variations, especially in the smart grids scenario. One of the challenges of smart grids is the reduction of events or failures due to the low power quality, mainly involving harmonics and inter-harmonics disturbances, caused by the use of fillers and electronic systems. Impacts and losses caused by these disturbances are of great concern in numerous studies, since there is not an efficient analysis method capable of dealing with this kind of disturbances.

This thesis seeks to contribute in the sense of harmonics and inter-harmonics analysis by proposing a power quality disturbances detection, classification and identification system, based on higher order statistics. The proposed structure also includes a inter-harmonics and sub-harmonics components counter, able to point out the existence and to quantify these components even when they are combined with other harmonic disturbances. The proposed methodologies show suitable results both in terms of efficiency of investments in power quality as compared to the computational performance.

Agradecimentos

Agradeço àquele que é minha força, inspiração, consolo, alegria, amizade certa e eterna, meu amor incondicional, Adriano.

Agradeço ainda ao meu professor e orientador Carlos Duque não apenas pelo trabalho primoroso mas principalmente pelo tempo, paciência e carinho dedicados a mim em todos os momentos.

Ao professor Danton, meu co-orientador, pelas preciosas contribuições, muito obrigada.

Minha eterna gratidão aos meus pais Mário e Mirtes.

Muito obrigada aos colegas do grupo de pesquisa, Carlos Henrique, Leandro Manso, Henrique Monteiro, Éder, Mauro, Fernando.

Agradeço aos membros da banca examinadora e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora pela disponibilidade e atenção a mim dedicadas.

À Catarina.

‘Pain is inevitable, suffering is optional.’

Desconhecido

Sumário

Resumo	i
Abstract	ii
Agradecimentos	iii
1 Introdução	1
1.1 Contexto da análise de inter-harmônicos	4
1.2 Motivação e Relevância	6
1.3 Objetivos	6
1.4 Contribuições	6
1.4.1 Publicações	7
1.5 Organização do texto	8
2 Revisão Bibliográfica	9
2.1 Distúrbios de qualidade de energia	9
2.1.1 Variações de tensão de curta duração	10
2.1.2 Distorções da forma de onda	11
2.1.3 Componentes harmônicas e inter-harmônicas	14
2.1.4 Análise de distúrbios de QEE	20
2.2 Métodos matemáticos e computacionais	22
2.2.1 Estatísticas de ordem superior (<i>Higher-Order Statistics</i> - HOS)	22
2.2.2 Estimação de parâmetros de sinais utilizando propriedade de in- variância rotacional (ESPRIT)	30
3 Detecção, classificação e identificação de distúrbios de QEE	35
3.1 Geração de sinais sintéticos	35
3.2 O sistema	37
3.3 O Detector de distúrbios de QEE	41
3.4 O Classificador de distúrbios de QEE	47
3.5 Identificador de sub-harmônicos e inter-harmônicos	53
3.6 Estimador de frequências	57

4	Resultados	59
4.1	O Detector de distúrbios de QEE	59
4.2	O Classificador de distúrbios de QEE	61
4.2.1	Desempenho de uma metodologia não-linear	63
4.2.2	Desempenho em função da variação da frequência fundamental	64
4.2.3	Desempenho para sinais com distúrbios combinados	65
4.2.4	Desempenho para sinais inter-harmônicos específicos	68
4.3	Identificador ou contador de sub-harmônicos e inter-harmônicos	69
4.3.1	Desempenho em função da relação sinal-ruído	69
4.3.2	Desempenho em função do número de ciclos analisados	70
4.3.3	Desempenho em sub-bandas	71
4.4	Detector e identificador de inter-harmônicos	73
4.4.1	Estudo de caso 1	73
4.4.2	Estudo de caso 2	75
4.5	Estimador de frequências	76
4.6	Complexidade computacional	77
5	Conclusão	81
5.1	Sistema de detecção, classificação e identificação	81
5.2	Detector de distúrbios	82
5.3	Classificador de distúrbios	83
5.4	Identificador do número de distúrbios	83
5.5	Estimador de frequências	84
5.6	Propostas de continuidade	85
A	Métodos de detecção de classificação de distúrbios	87
A.1	Sistema de detecção, baseado em RMS, proposto por Gu et al. (2004)	87
A.2	Sistema de detecção, baseado em HOS, proposto por Marques (2007)	88
A.3	Sistema de classificação, baseado em HOS, proposto por Ferreira et al. (2009a)	88
A.4	Sistema de classificação, baseado em SVM, proposto por Çagri Arıkan e Özdemir (2013)	89
	Referências bibliográficas	89

Capítulo 1

Introdução

A preocupação com a qualidade de energia elétrica (QEE) cresce e se faz, a cada dia, mais presente no cotidiano de engenheiros, concessionárias, empresas e pesquisadores. Este fato é justificado pelo aumento substancial da utilização de dispositivos eletrônicos, extremamente sensíveis às variações do sinal da rede elétrica. Alguns eventos que no passado não refletiam qualquer alteração na operação ou funcionamento de um equipamento, atualmente não apenas se faz sentir como pode ocasionar seu desligamento.

O termo qualidade de energia elétrica pode ser entendido com relação ao quanto o sinal de tensão, entregue à carga, desvia-se de sua forma de onda ideal, um sinal senoidal, com frequência fundamental e amplitude nominal constantes.

Uma boa qualidade do sinal de tensão permite que equipamentos e dispositivos trabalhem satisfatória e eficientemente. Por outro lado, sua degradação pode provocar:

- falhas ou mal funcionamento;
- sobre-aquecimento;
- redução da vida útil;
- interferências, entre outros.

Esses fatores podem acarretar, inclusive, na interrupção da operação dos equipamentos. Tais interrupções são responsáveis por perdas econômicas consideráveis, principalmente no que tange os setores comercial e industrial.

Estudos vêm sendo realizados em vários países no sentido de contabilizar as perdas provocadas por falhas oriundas de problemas na QEE. Para exemplificar a dimensão financeira dessas perdas a tabela 1.1 mostra alguns dados provenientes de um estudo realizado na Europa pelo *European Copper Institute* em 2002 (COP, 2002).

Não é por acaso, portanto, o aporte de investimentos realizados nessa área. Quando a extinção do problema não é possível, a simples redução das perdas já se mostra bastante relevante quando a projeção é mundial.

As decisões em relação à qualidade do suprimento de energia elétrica foram, por muitos anos, baseadas na sensibilidade de engenheiros e técnicos, captada a partir de suas

Setor	Perda financeira (em Euro)
produção de semi-condutores	3.800.000 por interrupção
mercado financeiro	6.000.000 por hora de interrupção
telecomunicações	30.000 por minuto de interrupção
indústria metalúrgica	350.000 por interrupção

Tabela 1.1: Perdas financeiras devido à interrupções de equipamentos provocadas por baixa qualidade de energia elétrica na Europa, segundo o *European Copper Institute* (COP, 2002)

experiências. Os resultados eram satisfatórios, pois os sistemas eram comparativamente pequenos e simples. Entretanto, tais sistemas (redes e seus componentes) tornaram-se bem mais complexos e os consumidores mais exigentes. Inclui-se nesta complexidade o processo de desregulamentação do setor elétrico mundial permitindo a participação de agentes privados. Grandes avanços foram feitos no desenvolvimento de um ambiente que estimulasse a valoração transparente de todos os serviços existentes em um sistema de potência, de modo a criar uma mentalidade competitiva nos agentes participantes. A complexidade deste novo ambiente operacional tem exigido dos planejadores, operadores e mantenedores dos sistemas elétricos atuais um nível de conhecimento muito mais abrangente, que dificilmente é encontrada na formação dos engenheiros tradicionais da área e, conseqüentemente, nas ferramentas clássicas utilizadas.

As atuais redes elétricas de transmissão vêm sendo utilizadas de forma extremamente intensa, criando uma série de problemas operativos jamais vistos no passado, os quais têm sido responsabilizados, em parte, pelos recentes *blackouts* experimentados em diversos países desenvolvidos ou em desenvolvimento. Novas fontes de energia renováveis, muito mais voláteis (como geração eólica), têm sido agregadas aos novos sistemas. Outras fontes menos voláteis, porém cíclicas (como painéis fotovoltaicos), têm requerido novos dispositivos de gerenciamento e monitoramento. Ademais, micro-turbinas, células combustíveis, etc., têm sido também utilizadas, e em sua maioria, agregadas aos sistemas de distribuição. Criam-se então sistemas em que a geração está conectada não somente aos sistemas de transmissão e sub-transmissão, como tradicionalmente era feito no passado, mas também aos sistemas de distribuição (e.g. *microgrids*). Além disso, a massificação de cargas não lineares conectadas ao sistema tem contribuído para o aumento das distorções harmônicas e inter-harmônicas. A existência de um grande número destas cargas, e também de dispositivos eletrônicos de controle, tornam a modelagem do sistema, para estudos da operação e proteção, extremamente complicada.

Neste contexto, surgiu-se um novo conceito de redes de energia elétrica na tentativa de integrar, de forma inteligente, as ações de todos os “usuários” conectados ao sistema: geradores, consumidores e aqueles que oferecem ambas as ações a fim de garantir eficientemente o fornecimento de energia de forma sustentável, econômica e segura. São as chamadas Redes Inteligentes (ou *Smart Grids*), que podem ser entendidas, em linhas gerais, como a aplicação de tecnologia da informação para o sistema elétrico de potência (SEP), integrada aos sistemas de comunicação e infraestrutura de rede automatizada. As

redes inteligentes devem possuir um conjunto de funções básicas que permitam a modernização da infra-estrutura elétrica, dentre as quais destacam-se: (1) capacidade de auto-reconfiguração; (2) tolerância a falhas, incluindo a segurança de redes de computadores; (3) permitir a integração de todas as operações de fontes de energia e de armazenamento; (4) permitir a otimização dinâmica da operação da rede; (5) permitir a participação ativa dos consumidores; e (6) melhoria da confiabilidade, qualidade de energia, segurança e eficiência do sistema de energia. Algumas destas funções, não são evidentemente novas, pois a infra-estrutura de energia sempre contou com tecnologias inteligentes para a sua operação, controle e proteção, etc., porém neste novo cenário de grande penetração de geração distribuída e dispersa, será necessário envidar esforços em pesquisas e no desenvolvimento de novas tecnologias para a solução dos problemas que já começam a aparecer nas redes. Um dos desafios é a redução de eventos ou falhas devido à baixa QEE. Essa demanda requer uma sequência de procedimentos que envolvem diferentes setores da engenharia. Qualquer procedimento nesse sentido entretanto, depende do conhecimento prévio das condições reais do sinal de tensão na rede. Assim, o monitoramento contínuo da rede é essencial para a melhoria dos níveis de qualidade do sistema elétrico.

Um sistema de monitoramento da rede elétrica eficiente possui, dentre suas funcionalidades:

- um detector, cuja finalidade é gerar um alarme de falhas para o sistema, sinalizando a existência de, pelo menos, um tipo de distúrbio de QEE no sinal de entrada;
- um identificador, responsável por definir níveis de amplitude e frequência do(s) distúrbio(s) detectado(s) ou do sinal fundamental; e
- um classificador de distúrbios, capaz de distinguir diferentes tipos de distúrbios e rotulá-los adequadamente.

As corretas detecção, identificação e classificação de possíveis distúrbios são essenciais para o desenvolvimento de soluções.

Existem, basicamente, dois grandes grupos nos quais os distúrbios de QEE podem ser enquadrados: o grupo das variações e o grupo dos eventos. As variações são distúrbios de regime permanente (ou “quase-permanente”) que permitem o monitoramento contínuo. Já os eventos são distúrbios súbitos que possuem um início e um fim bem definidos. Alguns exemplos típicos de eventos são: interrupção, elevação e afundamento de tensão, chaveamento capacitivo, e *spikes*. Flutuação de tensão, variações na frequência do sistema elétrico, e distorções de forma de onda são exemplos de variações. O conjunto das variações, mais especificamente as distorções de forma de onda, constitui objeto de estudo do presente trabalho sendo, portanto, alvo principal das discussões abordadas neste texto.

As distorções de forma de onda incluem todos os desvios de tensão ou corrente em relação ao sinal senoidal nominal tido como referência, sendo classificadas em três grupos: a distorção harmônica, a distorção inter-harmônica e a distorção não-periódica.

O crescimento da utilização de cargas e sistemas eletrônicos, utilizados principalmente nas indústrias, tem provocado aumento significativo de harmônicos e inter-harmônicos na

rede elétrica. Como consequência, a qualidade de energia tem sido seriamente deteriorada e dispositivos conectados à rede vêm sofrendo seus efeitos. Os impactos causados por harmônicos e inter-harmônicos são similares: sobrecargas, cintilação, mal funcionamento de sistemas de controle remoto, saturação de corrente de transformadores, oscilações sub-síncronas, distúrbios acústicos, oscilação de baixa frequência em sistemas mecânicos, flutuações de tensão, interferência em sistemas de controle e proteção, dentre outros. Problemas como os descritos podem ocorrer mesmo para harmônicos e inter-harmônicos com pequenas amplitudes. A oscilação da amplitude dos inter-harmônicos são, inclusive, uma das fontes de cintilação.

Dessa maneira, a análise de harmônicos e inter-harmônicos é sempre de grande importância para o controle e proteção de sistemas de potência. Conforme mencionado anteriormente, as técnicas de mitigação desses assim como de outros fenômenos dependem do monitoramento e análise dos sinais da rede elétrica. No entanto, quando trata-se de componentes inter-harmônicos, os métodos de monitoramento e análise são ainda pouco eficientes.

1.1 Contexto da análise de inter-harmônicos

Muito tem sido feito no que diz respeito a inter-harmônicos. A terminologia, estabelecida em 2000 pela IEC-61000-2-2, definiu inter-harmônicos como qualquer distúrbio de distorção de forma de onda com frequência múltipla não-inteira da fundamental. Essa definição inclui, portanto, distúrbios sub-harmônicos, cujas frequências além de múltiplas não-inteiras são inferiores à da fundamental.

Vários trabalhos foram publicados a respeito das fontes, dos impactos, dos métodos de medição, dos limites de operação e de atenuação desses componentes espúrios. No entanto, a dificuldade em encontrar com precisão a frequência de componentes inter-harmônicos ainda mantém esse tópico sob investigação.

Como trata-se de um componente de frequência não-inteiro, é necessária a utilização de uma janela de observação longa, para que se obtenha resolução adequada para sua detecção. Porém, a natureza não-estacionária das formas de onda podem prejudicar os resultados da análise espectral. O fato de os sinais elétricos serem raramente estacionários, devido à dinâmica da rede elétrica, é o principal problema da análise de inter-harmônicos.

Como distúrbios de natureza harmônica são relativamente estacionários se comparados com outros distúrbios de QEE, normalmente esses sinais são transformados do domínio do tempo para o da frequência pela transformada discreta de Fourier (DFT)¹. Teoricamente, se mais de um ciclo de fundamental é utilizado no cálculo da DFT, é possível encontrar componentes inter-harmônicos. De fato, existem casos para os quais a DFT é bastante eficiente. Porém, em outros casos, a análise de sinais contendo inter-harmônicos pela DFT pode ser imprecisa, devido ao efeito de espalhamento espectral. Este fenômeno provoca

¹A FFT (*fast Fourier transform*) corresponde a uma implementação computacionalmente eficiente da DFT. Entretanto, é comum referir-se à transformada discreta de Fourier como FFT. Ao longo deste texto, ambos os termos, FFT e DFT serão utilizados indistintamente.

uma incerteza na caracterização do sinal em estudo, não sendo possível garantir, baseado apenas na DFT, que componentes inter-harmônicos realmente existem no sinal original.

A fim de ilustrar essa perturbação na interpretação de sinais de tensão investigados pela DFT são apresentados dois casos:

1. Sistemas elétricos possuem, inerentemente, muitas variações como, por exemplo, mudanças de carga, que resultam em sinais não-estacionários. Distúrbios harmônicos e inter-harmônicos contudo, são definidos tendo como base sinais estacionários. Quando a DFT é aplicada a sinais não-estacionários essa premissa é violada. Como consequência, o espectro gerado pela DFT pode conter componentes inexistentes ou equivocadamente posicionadas. Esse tipo de perturbação pode ser detectado ao se analisar o mesmo trecho de sinal com diferentes comprimentos de janela.
2. Controles de ciclo integral de carga, utilizados para aplicações de aquecimento, como alto-fornos, funcionam por meio de interrupções bruscas da tensão de alimentação. Nesses casos, ainda que o sinal contenha apenas componente fundamental de frequência, sua DFT apresentará a existência de inter-harmônicos.

Pode-se então considerar que a precisão da DFT é altamente dependente da variação (oscilação) da frequência fundamental da rede elétrica, quando a frequência de amostragem é fixa. Acrescido à essa restrição, efeitos de espalhamento espectral podem ocorrer quando da presença de componentes inter-harmônicos.

Ou seja, é possível resumir em dois os problemas envolvendo análise de inter-harmônicos:

- i) confirmar se os componentes harmônicos e inter-harmônicos calculados pela DFT são reais ou não; e
- ii) determinar as amplitudes e frequências dos componentes harmônicos e inter-harmônicos com exatidão.

As dificuldades para alcançar tais objetivos são, principalmente, os efeitos de espalhamento espectral, relacionada à resolução espectral da FFT, ou seja, o mínimo intervalo de frequências distinguível no espectro em análise.

Para garantir uma resolução aceitável, a resolução IEC-61000-4-7 recomenda uma janela de análise retangular de 200 ms, ou 12 ciclos (60 Hz), para obtenção de resolução de 5Hz na FFT. Entretanto, essa medida permite resultados precisos apenas para os casos nos quais os componentes espúrios, harmônicos ou inter-harmônicos, são múltiplos inteiros de 5 Hz. Para qualquer outro componente múltiplo não-inteiro dessa resolução os resultados são imprecisos.

A dificuldade em encontrar, de maneira precisa e eficiente, os componentes de frequência harmônicos e inter-harmônicos sem restrições de resolução espectral mantém esse tópico sob investigação.

1.2 Motivação e Relevância

A análise de harmônicos e inter-harmônicos é sempre de grande interesse no que tange o controle e a proteção de sistemas elétricos de potência. Esses componentes de frequência espúrios estão cada vez mais presentes nas redes, devido ao aumento crescente de dispositivos não-lineares a esta conectados.

Esses componentes de frequência somados à frequência fundamental da rede impõem ao sistema elétrico um estado de operação não-senoidal que, por sua vez, influencia negativamente todo o sistema podendo provocar perdas de potência, flutuações de tensão, sobre-aquecimento e redução da vida útil de equipamentos.

É sabido que, para eliminar ou reduzir tais efeitos negativos é desejável que os componentes harmônicos e inter-harmônicos sejam detectados rápida e eficientemente. A ferramenta mais empregada e regulamentada por órgãos internacionais especializados para análise e consequente detecção desses componentes de frequência é a transformada de Fourier. A DFT possui, no entanto, uma severa restrição: efeitos de espalhamento espectral inversamente proporcionais ao tamanho da janela de dados observada. Essa particularidade, que ainda persiste, sustenta essa questão como alvo de muitas investigações, inclusive do presente trabalho.

1.3 Objetivos

Este trabalho propõe um sistema, baseado em estatística de ordem superior, capaz de detectar, classificar e quantificar distúrbios harmônicos e inter-harmônicos de maneira simples e eficaz, com baixa influência de ruído gaussiano e com baixo custo computacional. A proposta geral do presente trabalho é contribuir com a transformada de Fourier, clássica ferramenta de análise de harmônicos e inter-harmônicos, por meio da aplicação da estatística de ordem superior no contexto de qualidade de energia dos sistemas elétricos. A referida contribuição seria uma ferramenta auxiliar, capaz de informar acerca da existência ou não de um componente de frequência inter-harmônica no sinal de tensão e, em caso positivo, quantificar tais componentes. Para tanto, foram propostos:

- um detector de distúrbios de qualidade de energia;
- um classificador e identificador de distúrbios presentes no sinal de tensão; e
- um contador do número de componentes de frequência sub- e inter-harmônicos.

1.4 Contribuições

O presente trabalho tem como principal sugestão, o desenvolvimento de uma ferramenta auxiliar à DFT para análise e caracterização de componentes harmônicos e inter-harmônicos

em sinais de tensão. A ferramenta desenvolvida, um sistema de monitoramento de qualidade de energia, foi inteiramente baseada nas estatísticas de ordem superior. A implementação da aplicação proposta adota os cumulantes de segunda, terceira, quarta e quinta ordens como instrumento de processamento de sinais na detecção, classificação e identificação de distúrbios de qualidade de energia, especialmente harmônicos e inter-harmônicos. As contribuições, relacionadas a seguir, podem ser encontradas nesse trabalho:

1. proposta de uma estrutura, baseada em HOS, para detecção de distúrbios;
2. proposta de uma arquitetura, também baseada em HOS, para classificação e identificação de distúrbios;
3. utilização do cumulante de quinta ordem para detecção, classificação e identificação de distúrbios;
4. detecção de componentes inter-harmônicos em sinais de tensão contaminados por outros distúrbios harmônicos; e
5. identificação do número de componentes inter- ou sub-harmônicos presentes em um sinal de tensão.

1.4.1 Publicações

Até a presente data foram publicados três artigos completos referentes ao trabalho proposto, um deles em congresso internacional. Um quarto artigo foi submetido para avaliação e publicação em um congresso internacional a ser realizado em outubro próximo. Os referidos artigos seguem listados.

- “Armazenamento de energia em redes inteligentes”. Autores: Mariana Geny Moreira, Mauro O. Prates, Henrique M. Monteiro, Eder B. Kapisch, Leandro R. M. Silva, Carlos H. N. Martins, Luciana Acácio, Danton D. Ferreira, Rodolfo L. Valle, Gabriel A. Fogli, Pablo C. S. Furtado e Paulo F. Ribeiro. Publicado no Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, realizado entre os dias 22 e 25 de abril de 2014 em Foz do Iguaçu, PR.
- “*Sub-Harmonics detection and identification using Higher Order Statistics*”. Autores: Mariana Geny Moreira, Danton D. Ferreira e Carlos A. Duque. Publicado no 16° *International Conference on Harmonics and Quality of Power*, realizado na cidade de Bucharest, Romenia, no período de 25 a 28 de maio de 2014.
- “*HOS BASED POWER QUALITY DISTURBANCE DETECTION*”. Autores: Mariana Geny Moreira, Danton D. Ferreira e Carlos A. Duque. Publicação no 20° *Congresso Brasileiro de Automática*, realizado na cidade de Belo Horizonte, no período de 20 a 24 de setembro de 2014.

- “*Interharmonic Detection and Identification based on Higher-Order Statistics*”. Autores: Mariana Geny Moreira, Danton D. Ferreira e Carlos A. Duque. Submetido ao 17º *International Conference on Harmonics and Quality of Power*, a ser realizado na cidade de Belo Horizonte, MG, no período de 16 a 19 de outubro de 2016.

1.5 Organização do texto

Uma vez introduzido o assunto, o segundo capítulo traz uma revisão acerca de distúrbios de qualidade de energia elétrica, com foco para os distúrbios harmônicos e inter-harmônicos, seguida de uma revisão sobre o método estatística de ordem superior.

O terceiro capítulo trata da metodologia proposta para detecção, classificação e identificação de distúrbios de qualidade de energia elétrica.

No quarto capítulo são contemplados os resultados obtidos pelas estruturas apresentadas no capítulo anterior além de estudos de casos particulares na identificação de componentes inter-harmônicos.

As conclusões do trabalho e propostas de continuidade para pesquisas futuras são apresentadas no Capítulo 5.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Distúrbios de qualidade de energia

O termo qualidade de energia elétrica (QEE) não tem uma definição única. De maneira generalista e abrangente, o termo qualidade da energia elétrica refere-se a quanto o sinal de tensão entregue à carga desvia-se de sua forma de onda ideal, um sinal senoidal, com frequência fundamental igual a 60Hz (ou 50Hz) e sem alteração da amplitude nominal (Bollen e Gu, 2006; Dugan et al., 2004; Sankaran, 2002).

De acordo com o Conselho Europeu de Regulação de Energia (*Council of European Energy Regulators, CEER*) a qualidade do fornecimento de energia elétrica deve considerar três aspectos:

- qualidade comercial - relação entre concessionárias e clientes;
- continuidade no fornecimento - supressão de interrupções; e
- qualidade de energia - tensão livre de distúrbios.

Distúrbios de qualidade de energia podem ser considerados como qualquer desvio da tensão em relação à sua forma ideal. Alguns deles são gerados pela operação normal dos sistemas, tais como chaveamento de banco de capacitores e entrada e saída de grandes cargas lineares ou não-lineares, enquanto outros estão relacionados com eventos não operacionais do sistema, como as descargas atmosféricas e as faltas na rede elétrica.

O fato é que, independentemente da causa, estes distúrbios podem causar perdas consideráveis aos consumidores de energia elétrica, sendo as indústrias as mais afetadas, uma vez que tais distúrbios podem levar à interrupção de um processo de produção ou, até mesmo, à falência de equipamentos.

De acordo com a norma 1159-2009 do IEEE (2009), os diversos tipos de distúrbios em QEE se enquadram em três categorias principais, a saber: transitórios, variações de curta duração (com intervalo de tempo inferior a 1 minuto) e de longa duração (aqueles que persistem por mais de 1 minuto) e distorções na forma de onda.

Dentre todos os possíveis distúrbios de QEE este trabalho aborda:

- dois tipos de variações de tensão de curta duração, *sag* e *swell*; e
- três tipos de distorções de forma de onda, harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos;

cujas definições e características são detalhadas nas subseções seguintes.

2.1.1 Variações de tensão de curta duração

Variações do valor eficaz (RMS) do sinal de tensão por períodos curtos ocorrem, normalmente, por falhas no sistema, por perda de conexão entre os cabos de energia ou quando da partida de uma carga específica, que requer altos níveis de corrente para inicialização. Dependendo das condições do sistema e da localização da falha na rede, essa variação pode assumir três características distintas (IEEE, 2009):

1. queda de tensão de curta duração, também conhecida como *sag* ou *voltage dip*, caracterizada pela variação de amplitude entre 0,1 p.u. e 0,9 p.u., e duração entre 0,5 ciclo e 1 minuto;
2. sobretensão de curta duração, chamada de *swell*, cuja amplitude situa-se acima de 1,1 p.u. com duração de 0,5 ciclo a 1 minuto; ou
3. interrupção de fornecimento de curta duração, durante a qual os níveis de tensão permanecem abaixo de 0,1 p.u.

As figuras 2.1(a), 2.1(b) e 2.1(c) mostram, respectivamente, um sinal contaminado por distúrbio do tipo *sag*, outro com distúrbio do tipo *swell* e o terceiro com interrupção. Conforme mencionado, este trabalho aborda apenas *sags* e *swells*.

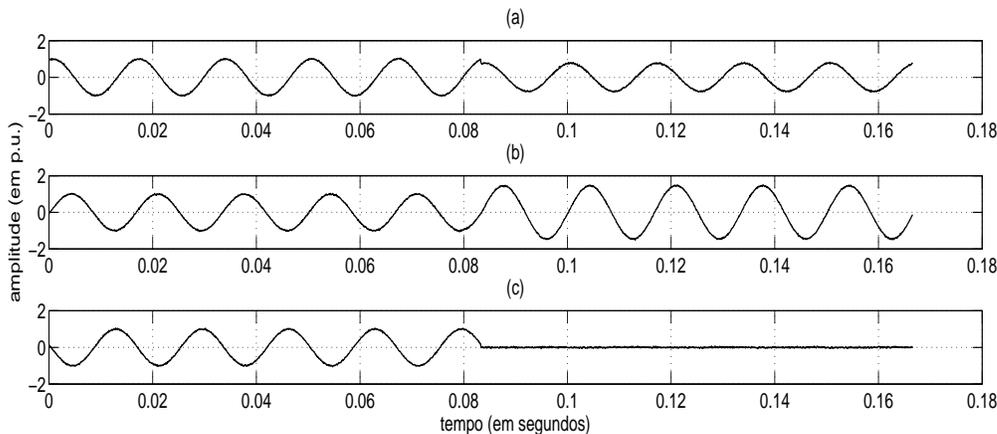


Figura 2.1: Exemplo de sinal com distúrbio de curta duração do tipo (a) *sag* de 0.77 p.u.; (b) *swell* com 1.45 p.u.; e (c) com interrupção. Os três sinais possuem relação sinal-ruído de 30dB.

2.1.2 Distorções da forma de onda

Um distorção da forma de onda do sinal pode ser definida, no regime permanente, como um desvio do sinal senoidal. Existem, basicamente, cinco tipos de distorções: contaminação por componente DC, harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos, *notching*, e ruído (Bollen e Gu, 2006). Conforme previamente mencionado, este trabalho enfatiza distúrbios harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos. O dicionário Webster Novo Mundo (*Webster's New World Dictionary*) define harmônicos como tons puros que compostos tornam-se música. Um tom puro é um som musical de uma única frequência, e uma combinação de muitos tons puros torna-se um som composto. No início dos anos 1800, demonstrou-se que uma função não-senoidal periódica pode ser expressa como a soma de funções senoidais de frequências múltiplas da frequência fundamental. Para o presente trabalho, essas funções periódicas não-senoidais referem-se a sinais de tensão contaminados por distúrbios harmônicos, sub ou inter-harmônicos.

Harmônicos estão presentes no sistema elétrico desde sua concepção. No entanto, ganharam notoriedade apenas nas últimas décadas, devido a, basicamente, dois fatores:

1. preocupação com a melhoria da qualidade do sistema, a fim de evitar falhas, perdas e desabastecimento; e
2. a vasta utilização de equipamentos eletrônicos, que requerem um sistema mais eficiente e confiável.

A primeira vez que o termo “harmônico” foi utilizado no contexto de sinais elétricos foi em 1894, por Houston e Kennelly (1894). Esse artigo popularizou o conceito do distúrbio e explicou, qualitativamente, que a superposição de séries harmônicas sobre um sinal fundamental senoidal produz um sinal resultante não-senoidal.

As consequências da presença dos harmônicos no sistema elétrico foram reconhecidas nas décadas de 1920 e 1930, quando sinais distorcidos foram observados nas linhas de transmissão (C.I.Budeanu, 1927). Ao cálculo das potências ativa, reativa e aparente na presença de componentes harmônicas foi acrescido um termo denominado potência de distorção (*distortion power*) conforme descrito pelo modelo de Budeanu. Após décadas de utilização, percebeu-se que o modelo não é eficaz para o cálculo de compensações de fator de potência (Czarnecki, 1987). Os efeitos dessa contaminação são, hoje, bastante conhecidos: falhas em componentes eletrônicos, sobre-aquecimento de linhas e transformadores, perdas de potência, interferência em sistemas de proteção, controle e comunicação (Czarnecki, 1987; Singh, 2009). As principais fontes de distúrbio harmônico são (Miron et al., 2008; Gunther, 2001):

- conversores estáticos;
- dispositivos de cargas variáveis;
- cargas *arcing*¹;

¹Um arco elétrico é uma descarga de plasma visível entre dois eletrodos que é causada por uma corrente

- controladores de *ripple*.

De maneira geral, distúrbios harmônicos podem ser definidos como componentes espectrais indesejadas presentes em um sinal periódico cujas frequências são múltiplas, inteiras ou não, da frequência fundamental.

Quando a forma de onda do sinal de tensão é não-senoidal mas periódica, com período de um ciclo, a mesma pode ser decomposta em uma soma de componentes harmônicas, conforme mostrado, matematicamente, pela equação (2.1).

$$v(t) = \sum_{h=1}^H V_n \sqrt{2} \cos(h\omega t - \alpha_h), \quad (2.1)$$

para a qual α denota a fase, $\omega = 2\pi f_0$ e f_0 indica a frequência fundamental do sinal de tensão. h representa um número inteiro maior que zero e também denota a ordem do componente harmônico. Se $h = 1$, a componente cossenoidal tem frequência f_0 . H é a ordem do maior componente harmônico presente no sinal $v(t)$. A frequência de amostragem mais comum é igual a 128 amostras por ciclo de 50 Hz, ou seja, igual a 6,4 kHz e equivalente a $H = 64$.

A figura 2.2 mostra um exemplo de sinal de tensão contaminado, a partir do quinto ciclo, pelos dez primeiros harmônicos de um sinal fundamental de 60 Hz.

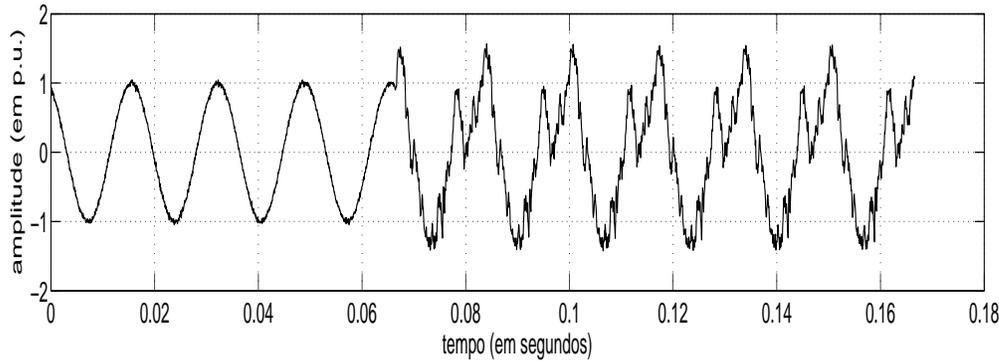


Figura 2.2: Exemplo de sinal de tensão contaminado, a partir do quinto ciclo, por harmônicos e SNR = 30 dB.

Entre as frequências harmônicas presentes nos sinais de tensão e corrente, outras frequências podem ser observadas, as quais não são múltiplas inteiras da frequência fun-

elétrica que ioniza gases presentes no ar. Arcos elétricos ocorrem na natureza sob a forma de um raio (descargas atmosféricas). Com controle adequado, arcos elétricos podem ser utilizados industrialmente para soldadura, corte de plasma e até mesmo certos tipos de iluminação, tais como iluminação fluorescente, onde uma alta tensão ioniza o gás inerte dentro de um tubo de vidro; o fluxo de corrente através do gás ionizado libera a luz visível. No entanto, para cada arco elétrico aproveitável há um arco indesejado. Por exemplo, interruptores elétricos mal instalados (ou de má qualidade), disjuntores elétricos e outros pontos de contacto elétrico são suscetíveis a estes arcos indesejados.

damental e podem aparecer tanto na forma de frequências discretas como na forma de um espectro de frequências contínuas (IEC-1000-2-1, 1990-05). Essas frequências que não correspondem a múltiplos inteiros da frequência fundamental são chamadas de inter-harmônicos e podem figurar tanto de maneira pontual quanto por espalhamento espectral Bollen e Gu (2006). Matematicamente, sua frequência pode ser escrita como

$$f_{inter} \neq hf_0, \quad (2.2)$$

$$f_{inter} = \mathcal{E}f_0, \quad (2.3)$$

para as quais f_0 indica a frequência fundamental do sinal de tensão, h representa um número inteiro maior que zero e \mathcal{E} denota uma constante, diferente de h e não inteira, que define a frequência inter-harmônica. O sinal de tensão contaminado por inter-harmônicos é periódico com período maior (ou menor) que um ciclo, dado pela equação (2.4).

$$v(t) = \sum_{h=1}^H V_n \sqrt{2} \cos(h\omega t - \alpha_h) + V_{\mathcal{E}} \sqrt{2} \cos(\mathcal{E}\omega t + \alpha_{\mathcal{E}}). \quad (2.4)$$

O termo frequência sub-harmônica (ou subsíncrona), apesar de bastante utilizado, não possui uma definição oficial, sendo o mesmo a representação de um caso especial de inter-harmônicas, compostas por frequências maiores que zero e menores que a frequência fundamental (Yilmaz et al., 2007; Leonowicz, 2010). Matematicamente, sua frequência pode ser definida como

$$0 < f_{sub} < f_0, \quad (2.5)$$

para a qual f_0 indica a frequência fundamental do sinal de tensão. Os sinais de tensão com sub-harmônicos são tratados como um caso especial daqueles com inter-harmônicos, para $\mathcal{E} < 1$.

É sabido que a maioria das fontes de distúrbios harmônicos, mencionadas previamente, também são responsáveis pela geração de componentes inter-harmônicas (Miron et al., 2008; Gunther, 2001). Esses fenômenos estão presentes em grande parte dos setores do sistema elétrico de potência e a ocorrência simultânea de dois ou mais deles é comum. Esse processo provoca um aumento significativo do nível de inter-harmônicos presentes no sinal de tensão. Recentemente, a busca por energias renováveis acrescentou outra fonte de inter-harmônicos no sistema: plantas eólicas. A oscilação do torque das turbinas provoca modulação da componente fundamental de frequência do sinal resultando em inter-harmônicos e sub-harmônicos. Esses componentes de frequência, por não estarem em sincronismo com a fundamental, impactam negativamente no sistema provocando (Perez, 2012; Miron et al., 2008; Zorrozura et al., 2012):

- sobre-aquecimento de dispositivos e equipamentos e consequente redução da vida útil dos mesmos;
- oscilações de baixa frequência em sistemas mecânicos;

- interferências nos sinais de proteção e controle da linha;
- sobrecarga de filtros;
- interferências eletromagnéticas;
- distúrbios acústicos;
- saturação de transformadores;
- oscilação de intensidade luminosa.

A maneira mais eficiente para evitar possíveis danos ao sistema e aos equipamentos acoplados à rede, é por meio de um sistema eficiente de monitoramento, capaz de detectar a presença desses componentes indesejados, estimar suas frequências de operação e assim, atuar no sentido de compensá-las (Leonowicz, 2010; Zorrozura et al., 2012). Os principais métodos utilizados para detecção e estimação desse tipo de distúrbio são aqueles baseados na transformada de Fourier, na transformada *Wavelet*, em análise de componentes independentes e em aproximação Bayesiana (Leonowicz, 2010; Zorrozura et al., 2012; Miron et al., 2008; Pham et al., 2000; Ferreira et al., 2015). A seguir, uma revisão acerca da análise de componentes harmônicas é apresentada.

2.1.3 Componentes harmônicas e inter-harmônicas

Nesta seção serão abordados os conceitos matemáticos envolvendo os modelos de componentes harmônicos bem como os métodos de análise adotados para sua caracterização no contexto de distúrbio de qualidade de energia.

Modelo matemático

A fundamentação teórica e matemática apresentada nesta seção se baseia nos trabalhos de Li et al. (2003) e Testa et al. (2007).

O conceito associado às frequências harmônicas baseia-se na análise da série de Fourier, a partir da qual é possível representar um sinal em função de suas componentes de frequência. Em termos práticos, esta análise possibilita a reconstrução de um sinal periódico não-senoidal, no domínio da frequência, por meio de um somatório de componentes senoidais com diferentes amplitudes.

Um sinal $x(t)$ definido no intervalo $[-T/2, T/2]$, com período T , e que satisfaça as condições de Dirichlet², pode ser representado por uma série de Fourier como a definida

²As condições de Dirichlet são: 1) $x(t)$ deve ser absolutamente integrável sobre em um período; 2) em um intervalo de tempo finito, o número de descontinuidades de $x(t)$ deve ser finito; e 3) em um intervalo de tempo finito, a quantidade de máximos e mínimos de $x(t)$ deve ser finita.

pela equação (2.6).

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[a_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) + b_k \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) \right], \quad (2.6)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) dt, \quad k = 0, 1, \dots, \quad (2.7)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) dt, \quad k = 0, 1, \dots. \quad (2.8)$$

O sinal pode também ser expresso pela forma complexa da série de Fourier:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k\mathcal{U}_0) e^{jk\mathcal{U}_0 t}, \quad (2.9)$$

para a qual $\mathcal{U}_0 = 2\pi/T$ é a frequência angular fundamental e $X(k\mathcal{U}_0)$ representa o k -ésimo coeficiente harmônico, dado por

$$X(k\mathcal{U}_0) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t) e^{-jk\mathcal{U}_0 t} dt. \quad (2.10)$$

Da análise das equações (2.6) e (2.9), observa-se que um sinal periódico não-senoidal pode ser decomposto em uma série de componentes senoidais com frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental. Ressalta-se também que a quantidade de termos obtidos pela decomposição em série de Fourier é infinita. De modo a viabilizar o cálculo computacional da série de Fourier, é necessário que o sinal analisado seja discreto, no domínio do tempo e da frequência, e finito. Nesse sentido, toma-se a transformada discreta de Fourier.

Assumindo que o sinal $x(t)$ seja amostrado à taxa de N amostras por ciclo, ou seja, $T_s = T/N$, a transformada discreta do mesmo é dada por:

$$X(\omega_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j(2\pi/T)nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2.11)$$

para a qual $\omega_k = (2\pi/T_s N)k = (2\pi/T)k$ e $X(\omega_k)$ representa o espectro de $x(n)$. Além disso, assume-se que $x(n)$ possui apenas um ciclo de sinal. A resolução da frequência angular, segundo a qual o espectro do sinal é discretizado, é determinada pelo número de ciclos da janela amostral:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (2.12)$$

Assim, se T corresponder a um único período de $x(n)$ o espectro de saída conterá apenas componentes múltiplas inteiras da frequência fundamental, ou seja, componentes

harmônicas. No entanto, se o comprimento do vetor de dados em estudo for igual a p_1 ciclos, e p_1 for inteiro e maior que um, a resolução da frequência torna-se:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{p_1 T} = \frac{\omega_1}{p_1}. \quad (2.13)$$

A equação (2.13) implica a possibilidade de obtenção de um espectro composto por componentes múltiplas não-inteiras da fundamental, componentes inter-harmônicas, quando o sinal em análise possuir dois ou mais ciclos.

Análise de componentes harmônicos e inter-harmônicos

Conforme mostrado, a transformada de Fourier é uma ferramenta capaz de representar componentes harmônicas e inter-harmônicas de um sinal. Em termos práticos, conforme será demonstrado mais adiante, para uma melhor e mais efetiva quantificação das inter-harmônicas nos sinais de tensão dos sistemas elétricos, deve ser utilizada uma janela amostral contendo o maior número possível de ciclos destes sinais, resultando em uma melhor resolução em frequência do espectro associado. Para ilustração deste fato, assim como das dificuldades associadas à identificação das frequências inter-harmônicas em um dado sinal a partir da transformada discreta de Fourier, considere o sinal dado por (2.14), o qual é composto por duas frequências distintas, a frequência fundamental em 60 Hz e uma inter-harmônica com frequência de 90 Hz possuindo metade da amplitude da componente fundamental.

$$x(t) = \sin(2\pi 60t + \phi) + 0,5 \sin(2\pi 90t). \quad (2.14)$$

A figura 2.3 mostra o sinal descrito em (2.14), onde é possível verificar com clareza que a frequência de 90 Hz encontra-se entre a fundamental e o segundo harmônico e é, genuinamente, um inter-harmônico.

Se a transformada discreta de Fourier for aplicada a este sinal, utilizando-se para este propósito uma janela de dois ciclos de duração do sinal fundamental, ou 33,3 ms, tem-se como resultado um espectro com resolução de 30 Hz, conforme indicado pela equação (2.13). Desta forma, para uma resolução espectral de 30 Hz, é possível identificar com certa precisão, componentes de frequências múltiplas inteiras desta frequência, ou seja, 30 Hz, 60 Hz, 90 Hz, 120 Hz, etc. Para o caso do sinal dado por (2.14), portanto, a componente de 90 Hz será identificada no espectro de frequências de decomposição deste sinal, conforme ilustrado pela figura 2.4.

Se a mesma análise for realizada utilizando uma janela amostral com duração de três ciclos do sinal fundamental, ou 50 ms, tem-se uma resolução espectral de 20 Hz. Essa nova resolução permite identificar com certa precisão, componentes de frequências múltiplas inteiras desta frequência, ou seja, 20 Hz, 40 Hz, 60 Hz, 80 Hz, etc. A componente de 90 Hz do sinal descrito em (2.14) não pode ser identificada neste caso. Sua energia foi distribuída em componentes laterais inexistentes no sinal original, principalmente em torno da componente de 90 Hz, conforme ilustrado na figura 2.5. Este comportamento recebe o nome de espalhamento espectral e é uma característica intrínseca da transformada

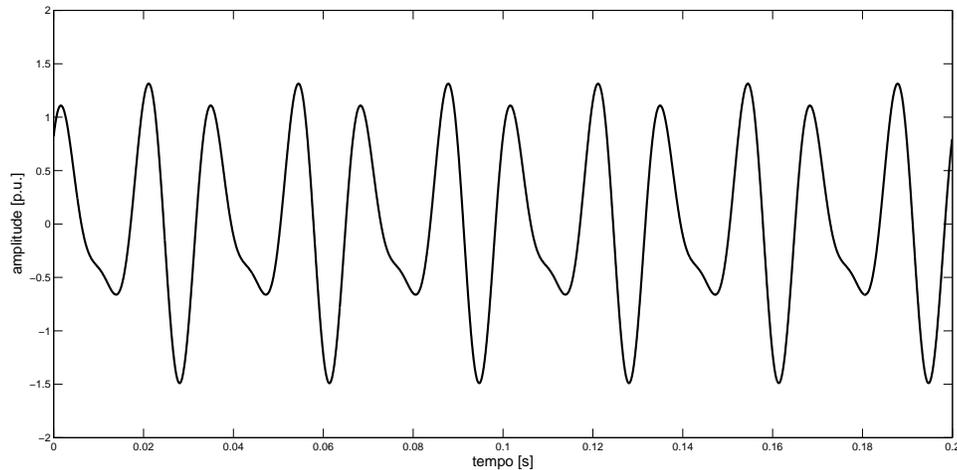


Figura 2.3: Sinal contendo frequência fundamental em 60 Hz e inter-harmônica em 90 Hz, amostrado em 256 amostras por ciclo. O sinal possui 12 ciclos.

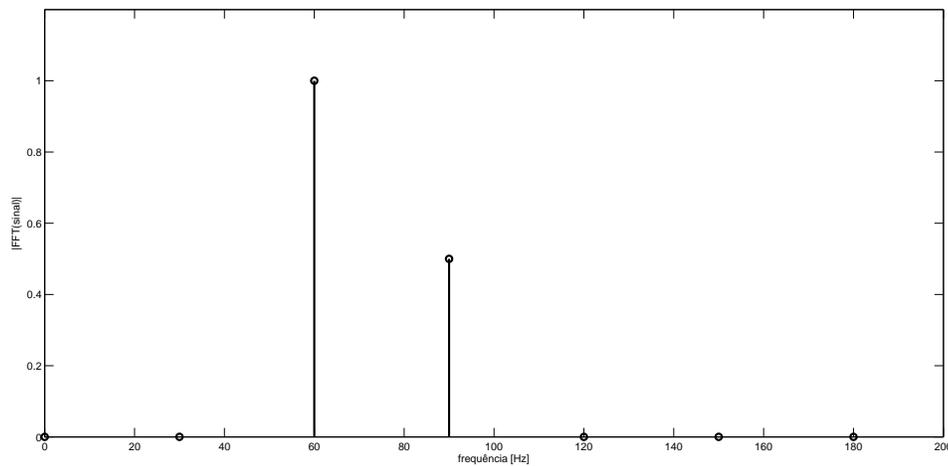


Figura 2.4: Espectro do sinal obtido pela transformada discreta de Fourier com resolução espectral de 30 Hz.

discreta de Fourier.

A redução do espalhamento pode ser alcançada por meio da utilização de janelas amostrais de grande duração. Entretanto, embora tal abordagem possibilite uma melhor caracterização das reais componentes de frequência do sinal, o custo computacional da análise se eleva substancialmente.

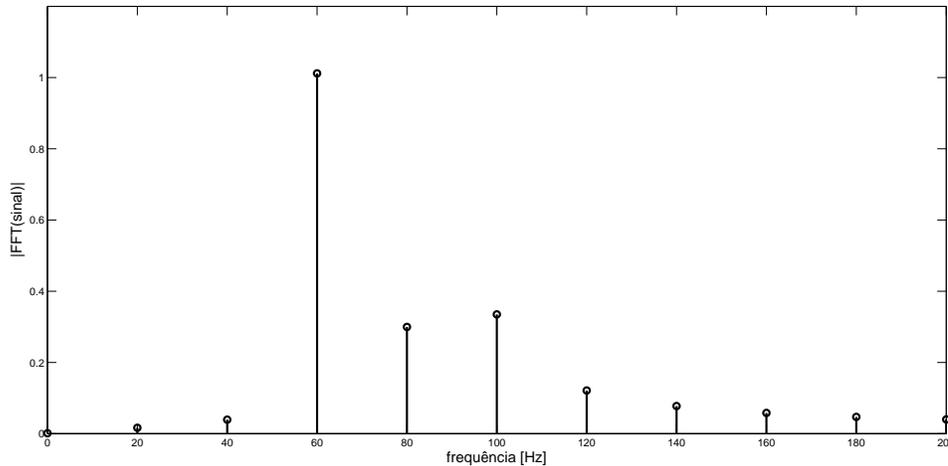


Figura 2.5: Espectro do sinal obtido pela transformada discreta de Fourier com resolução espectral de 20 Hz.

Espalhamento espectral

Conforme demonstrado, o efeito de espalhamento espectral é bastante prejudicial para a correta caracterização de sinais contendo componentes harmônicos e inter-harmônicos.

A precisão da FFT é altamente dependente da variação (oscilação) da frequência fundamental da rede elétrica, quando a frequência de amostragem é fixa. Acrescido à essa restrição, efeitos de espalhamento espectral podem ocorrer quando da presença de componentes inter-harmônicos (Testa et al., 2007). Essa dependência está relacionada à resolução espectral da FFT que, de acordo com a IEC-61000-4-7 deve ser de 5Hz.

No entanto, mesmo respeitando a orientação da norma internacional, quando há variação da frequência fundamental da rede, faz-se necessária a sincronização entre a frequência de amostragem e a frequência da rede. Em outras palavras, a seleção do comprimento da janela de análise, que deve ser igual a um múltiplo inteiro do período do sinal, ou seja, a resolução espectral deve ser um divisor comum para todas as frequências presentes no sinal em questão. A essa solução dá-se o nome de sincronização (Chen e Chen, 2014).

As técnicas mais comuns de sincronização adotadas em métodos baseados na FFT podem ser classificadas em duas categorias: reamostragem e interpolação (reconstrução) (Li et al., 2003; Chen et al., 2014; Lin, 2016). A figura 2.6 mostra essas e outras técnicas amplamente utilizadas para análise de harmônicos.

Para o mecanismo de reamostragem, o primeiro passo é estimar a frequência fundamental e, em seguida, a partir do valor estimado, atualizar a frequência de amostragem no conversor analógico-digital. Nesse cenário, técnicas como detecção de passagem por zero, PLL, dentre outros métodos, foram propostos com a intenção de prevenir espalhamentos espectrais (Aiello et al., 2005, 2007; Cupertino et al., 2011; Ren e Kezunovic, 2012; Chen,

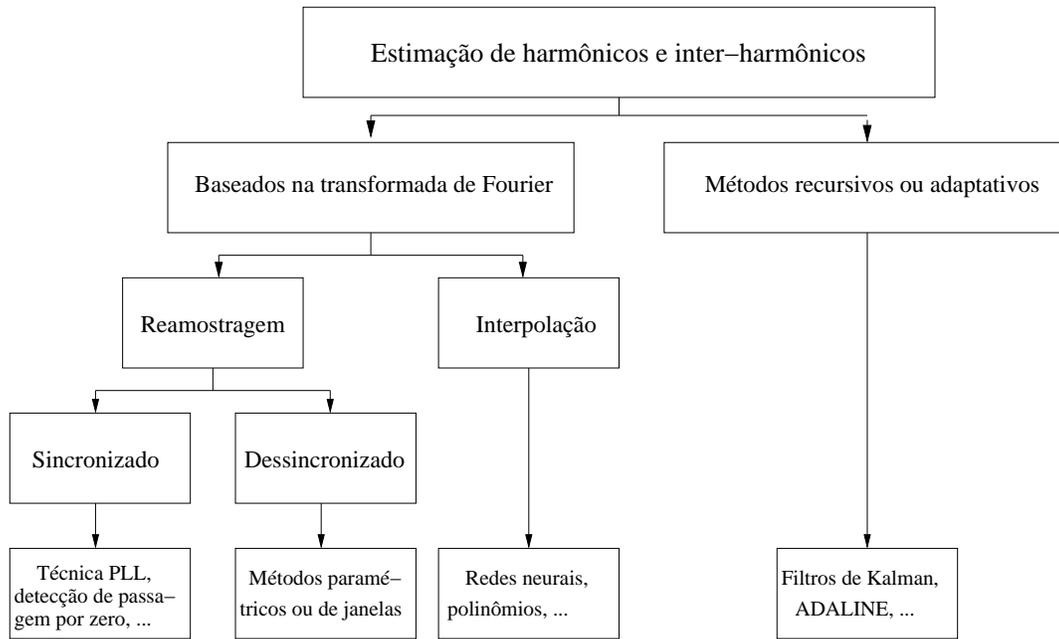


Figura 2.6: Cenário da análise de componentes harmônicos.

2013; Terzija, 2003; Cataliotti et al., 2007; Lin, 2012). Em situações onde a sincronização não é viável, uma maneira de se reduzir os efeitos do espalhamento espectral é a utilização de funções de janela para limitação da duração dos dados, como por exemplo, janela de Hamming e Blackman (Wen et al., 2011; Testa et al., 2004). Entretanto, esta metodologia não apresenta bons resultados para análise inter-harmônica.

A outra solução no caso de desincronização é a aplicação de métodos paramétricos, capazes de conferir maior resolução espectral que aqueles baseados na FFT, como ESPRIT, Prony, etc (Jain e Singh, 2012; Tripathy et al., 2011).

A segunda categoria para sincronização é a interpolação ou reconstrução. Após a estimação da frequência fundamental, uma frequência de amostragem sincronizada pode ser obtida. No entanto, a frequência de amostragem pode não ser facilmente ajustável para alguns conversores analógicos-digitais. Nessas situações, os dados amostrados são corretamente ajustados à nova frequência de amostragem por meio de técnicas de interpolação como a técnica polinomial e a de Newton (Chen e Chen, 2014).

Apesar dos esforços, tal sincronização é, na maioria dos casos, impraticável. Em parte porque as frequências dos componentes inter-harmônicos são imprevisíveis, ou há variação da frequência fundamental da rede ou ainda porque o comprimento da janela ideal a ser empregada é tão extenso que torna-se inviável.

No que se refere a limitações da resolução espectral, estimação da ordem, velocidade de convergência e estabilidade numérica, os métodos supracitados para estimação de componentes inter-harmônicos podem ser divididos em três conjuntos: baseados na FFT, paramétricos e recursivos, conforme mostrado na figura 2.7.

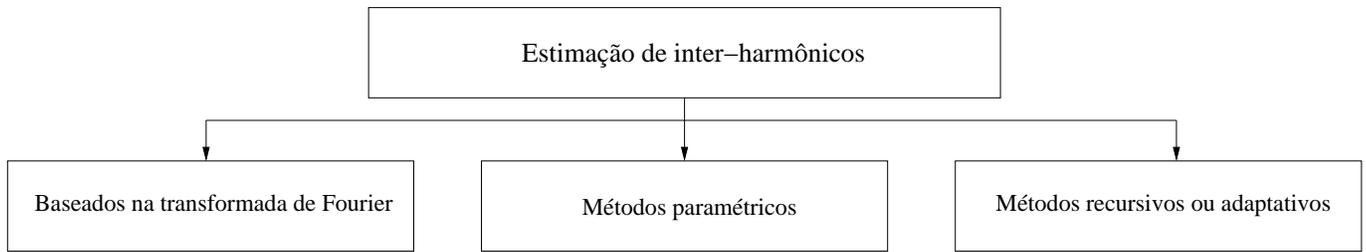


Figura 2.7: Cenário da análise de componentes inter-harmônicos.

Para métodos baseados na FFT, a resolução espectral normalmente está limitada pelo comprimento da janela de dados analisados. Por exemplo, a norma IEC 61000-4-7 recomenda uma janela de 200 ms para resolução de 5Hz. No entanto, esse valor é geralmente, insuficiente para decompor inter-harmônicos corretamente, posto que suas frequências são múltiplas não-inteiras da fundamental e, conseqüentemente da resolução espectral adotada. Assim, métodos com duplos estágios e técnicas de agrupamento são os mecanismos mais utilizados para estimação dos inter-harmônicos, após filtragem dos harmônicos num primeiro estágio.

Outra solução eficaz para estimação de inter-harmônicos são os métodos paramétricos. Esses métodos entretanto dependem do prévio conhecimento da ordem dos componentes envolvidos e são sensíveis a ruído. Por outro lado, os métodos recursivos não consideram a estimação de inter-harmônicos, que são eliminados no estágio de pré-processamento por meio de filtros, de modo a não comprometer a correta estimação dos harmônicos. A estimação de inter-harmônicos por esses métodos deve considerar a inclusão desses componentes nos modelos de sinal além de promover decomposição dos canais que, por sua vez, pode acarretar em instabilidade numérica.

Os principais métodos de análise de componentes harmônicas e inter-harmônicas, suas vantagens e desvantagens, encontram-se resumidos na tabela 2.1.

2.1.4 Análise de distúrbios de QEE

Conforme mencionado anteriormente, as corretas detecção, identificação e classificação de possíveis distúrbios são essenciais para o desenvolvimento de soluções de QEE.

Várias técnicas podem ser empregadas a fim de detectar distúrbios de QEE. Os métodos mais difundidos baseiam-se na extração de parâmetros do sinal como aqueles que envolvem análise residual, valores RMS e de pico, transformada de Fourier e transformada Wavelet (Bollen et al., 2007, 2009; Gu e Styvaktakis, 2003; Barrera et al., 2012; Mohamed et al.; Saini et al., 2011; Zhang et al., 2003, 2005; Bollen e Gu, 2006; Ribeiro et al., 2007).

A transformada de Fourier é uma ferramenta poderosa para análise de distorções harmônicas e estimação de componentes do sinal. No entanto, para análise de sinais com descontinuidades ou alterações súbitas em suas formas de onda esta técnica não constitui a melhor escolha. Essa categoria de evento provoca espalhamento espectral

Tabela 2.1: Resumos dos métodos de análise de componentes harmônicos.

Método	Vantagens	Desvantagens
Transformada de Fourier	Eficiência computacional	Efeito de espalhamento espectral
Métodos PLL	Eficiência na sincronização	Sofrem influência de inter-harmônicos
Métodos de alta resolução	Precisão na estimação	Necessário conhecimento prévio da ordem dos harmônicos
Redes Neurais	Aplicações em tempo real	Dependem do processo de treinamento
ADALINE	Permite estimação de coeficientes variantes no tempo	Sofrem influência de inter-harmônicos e ruído.
Filtros de Kalman	Permite estimação de sinais estocásticos	Sofrem influência de inter-harmônicos.

de suas componentes de frequência e, para que uma resolução espectral satisfatória seja alcançada, é necessário um longo período de tempo de observação, ou seja, um dilema tempo-frequência. A necessidade de uma grande janela de dados para elevar a resolução espectral, ou dilema tempo-frequência, é uma propriedade da transformada de Fourier, não apenas da análise específica desse problema. O princípio da incerteza de Heisenberg já foi, inclusive, relacionado a este dilema (Benedetto, 1990).

As técnicas baseadas em valores RMS e em análise residual demandam baixo custo computacional e apresentam desempenho satisfatório. No entanto, são extremamente sensíveis a ruído.

Muitos trabalhos recentes sugerem a utilização da transformada Wavelet para aplicações de detecção e classificação de eventos de qualidade de energia. A maior vantagem da utilização desse método é sua capacidade de detectar alterações no sinal, simultaneamente, nos domínios do tempo e da frequência. Porém, alguns estudos indicam que esta técnica também é susceptível a influência de ruído (Ribeiro et al., 2006; Ferreira et al., 2011).

Alguns trabalhos publicados no final da última década mostram a eficiência das estatísticas de ordem superior no que se refere à extração de parâmetros e análise de sinais da rede elétrica. Um sinal de tensão da rede elétrica considerado normal (ou nominal), ou seja, sem qualquer tipo de distúrbio de qualidade de energia, possui comportamento gaussiano, completamente caracterizado pelos cumulantes de primeira e segunda ordens (média e variância) (Bollen e Gu, 2006; Ferreira et al., 2011; Palomares-Salas et al., 2012). Por outro lado, sinais corrompidos por distúrbios de QEE cujos comportamentos correspondem a processos não-gaussianos, podem ser caracterizados por meio de cumulantes de ordens superiores (maiores ou iguais a três) (Nikias e Petropulu, 1993; Ömer Nezh Gerek e

Ece, 2006). Esses parâmetros são, portanto, estatisticamente diferentes para sinais nominais e para sinais corrompidos e, dessa maneira, constituem uma ferramenta discriminante eficiente.

Agüera-Pérez et al. (2011) utilizam a técnica de HOS para caracterizar distúrbios de afundamento e elevação de tensão (*sags* e *swell*). Seus resultados mostram exatidão de 83% para sinais reais. Blagouchine e Moreau (2009) mostram um estudo teórico e experimental acerca de um novo estimador de cumulantes de quarta ordem para sinais aleatórios e de média nula. Nessa proposta, o estimador proposto, adaptativo e não-polarizado, mostra-se versátil para diversas aplicações em processamento de sinais, especialmente em tempo real. Ömer Nezih Gerek e Ece (2006) propõem uma associação entre a HOS e outros métodos de classificação a fim de analisar, detectar e classificar dois tipos de fenômenos de qualidade de energia: arcos voltaicos e afundamentos de tensão provocados pela ignição de motores de indução. Um classificador automático de transitórios, baseado em HOS é apresentado por Pérez et al. (2011). Os trabalhos de Ribeiro et al. (2006, 2007) e Ferreira et al. (2009b,a) apresentam métodos de detecção e classificação de distúrbios de qualidade de energia elétrica por meio da HOS. Uma interpretação pragmática do estimador não-polarizado de quarta ordem é apresentada por de la Rosa et al. (2007), assim como um estudo acerca do custo computacional envolvido no cálculo da HOS para problemas não-estacionários, cujo estudo de caso utilizado foi a caracterização de transitórios elétricos. O trabalho de de la Rosa et al. (2011) apresenta um instrumento virtual de avaliação da qualidade de energia baseado na HOS. O instrumento possibilita a visualização de parâmetros estatísticos de transitórios, afundamentos e elevações de tensão, distúrbios esses que também podem ser detectados pelo dispositivo proposto. Palomares-Salas et al. (2012) apresentaram diversas técnicas de classificação de distúrbios de QEE, todas baseadas em parâmetros estatísticos de ordem superior.

Diante da vasta aplicabilidade do método HOS, no contexto de qualidade de energia elétrica, e tendo em vista o grande número de trabalhos recentes que abordam sua utilização como ferramenta de processamento de sinais, propõe-se como objeto de estudo do presente trabalho a análise de sua aplicação a problemas de sistemas elétricos de potência, especialmente para aqueles provocados por cargas não-lineares, como harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos.

2.2 Métodos matemáticos e computacionais

2.2.1 Estatísticas de ordem superior (*Higher-Order Statistics - HOS*)

O método *Higher-Order Spectra / Statistics* (HOS) foi introduzido originalmente como representações espectrais de cumulantes ou momentos de processos aleatórios ergódicos. O método pode ser entendido como uma extensão do conceito de correlação (temporal e espacial) e espectro de potência. Assim como o espectro de potência é a representação espectral de Fourier de uma função de autocorrelação, que por sua vez corresponde a um

momento de segunda ordem, a HOS é a representação espectral de Fourier de correlações de ordens superiores, ou momentos de ordens maiores ou iguais a três.

Os trabalhos de Brillinger e Rosenblatt, publicados em 1967, introduziram a fundamentação teórica e a primeira aplicação da HOS a problemas de processamento de sinais. Os trabalhos publicados por Nikias e Raghuveer (1987) e por Nikias e Petropulu (1993) e Boashash et al. (1995), respectivamente, alavancaram o crescimento e difusão do método que tem sido utilizado em diferentes áreas do conhecimento.

Existem trabalhos publicados com aplicações da HOS em economia, geologia, óptica, biomedicina, sistemas de potência, oceanografia, telecomunicações, física, dentre outros (Chua et al., 2010). Em todas essas áreas, a HOS tem se revelado uma eficiente ferramenta na reconstrução, caracterização e análise de sinais (Sanaullah, 2013).

A estimação da densidade do espectro de potência de sinais determinísticos ou estocásticos é uma ferramenta muito utilizada em processamento de sinais e são comprovadamente essenciais no desenvolvimento de sistemas de comunicação, biomédicos, geofísicos, de radares e sonares, dentre outros (Nikias e Mendel, 1993). As técnicas de processamento de sinais mais utilizadas para este fim englobam métodos baseados em *Fourier*, em máxima verossimilhança, em máxima entropia, mínima/máxima energia, métodos autoregressivos (AR), média móvel (MA) e modelos ARMA. Além desses ainda temos métodos de decomposição harmônica como Prony, MUSIC, ESPRIT (Nikias e Petropulu, 1993; Nikias e Mendel, 1993). Cada uma dessas técnicas possui vantagens e limitações que determinam sua aplicação em relação ao tipo de sinal, desempenho e complexidade computacional. As técnicas supracitadas contemplam apenas a autocorrelação, ou seja, estatística de segunda ordem. As principais justificativas para este fato são que (Chonavel, 2002):

- processos gaussianos ou hipoteticamente gaussianos são inteiramente caracterizados por seus momentos de primeira e segunda ordens;
- muitos resultados de cunho prático utilizam apenas estatística de segunda ordem como, por exemplo, a teoria da predição linear;
- a estatística de segunda ordem também é suficiente para caracterizar sistemas cujas saídas podem ser modeladas como filtros, com resposta em frequência conhecida e ruído branco gaussiano na entrada.

No entanto, alguns problemas são de natureza não-gaussiana. Nesses casos, as informações estão presentes não apenas na autocorrelação mas também na HOS, definida por momentos e cumulantes (Chonavel, 2002). Dentre muitas razões para utilização da HOS em processamento de sinais as mais relevantes são (Nikias e Petropulu, 1993; Nikias e Mendel, 1993):

- opera tanto no domínio da frequência (*Higher-Order Spectra*) quanto no domínio do tempo (*Higher-Order Statistics*);

- é capaz de obter informações tanto de amplitude quanto de fase, quando trata-se de processos lineares não-gaussianos;
- é estatisticamente nula para processos gaussianos;
- permite a modelagem de sistemas não-lineares;
- é invariante a translações.

Tais características conferem capacidade de modelagem de séries temporais; identificação de fase não-mínima e de sistemas não-causais; e discriminação entre sinais não-gaussianos independentes e sinais gaussianos, aditivos ou não.

Estas características podem ser exploradas na detecção e classificação de sinais de natureza não-gaussiana, na geração de métodos com certo grau de imunidade a ruído gaussiano de níveis elevados; na reconstrução de sinais corrompidos; e na detecção e caracterização de propriedades não-lineares. Por todas essas características, a HOS representa um papel importante no processamento digital de sinais.

No que tange o sistema elétrico, o processamento de sinais é principalmente utilizado em aplicações de detecção e classificação de distúrbios de qualidade de energia, bem como estimação de parâmetros para fins de proteção, controle e análise dos sistemas de potência.

Definições matemáticas

Esta seção trata das definições matemáticas para o cálculo dos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, utilizadas pelo presente trabalho. A formulação matemática apresentada nesta seção baseia-se nos trabalhos de Nikias e Petropulu (1993), Nikias e Mendel (1993) e Guo e Zhao (2004).

Seja $\{X\} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ um conjunto de variáveis aleatórias. O momento de ordem $r = k_1 + k_2 + \dots + k_n$ associado a $\{X\}$, para o qual $k_1, k_2, \dots, k_n \in \mathbb{Z}$, é dado por:

$$\begin{aligned} Mom[x_1^{k_1}, x_2^{k_2}, \dots, x_n^{k_n}] &= E\{x_1^{k_1} \cdot x_2^{k_2} \cdot \dots \cdot x_n^{k_n}\} \\ &= (-j)^r \frac{\partial^r \Phi(\omega_1, \dots, \omega_n)}{\partial \omega_1^{k_1} \dots \partial \omega_n^{k_n}}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

para as quais Mom representa o momento, $E\{\cdot\}$ indica a operação esperança matemática e Φ é dado por

$$\Phi(\omega_1, \dots, \omega_n) = E\{\exp(j(\omega_1 x_1 + \dots + \omega_n x_n))\}, \quad (2.16)$$

que representa a função característica conjunta.

Tomando-se, como exemplo, duas variáveis $\{x_1, x_2\}$, os momentos de segunda ordem associados a elas podem ser escritos como

$$Mom[x_1, x_2] = E\{x_1 \cdot x_2\}, \quad (2.17)$$

$$Mom[x_1^2] = E\{x_1^2\}, \quad (2.18)$$

$$Mom[x_2^2] = E\{x_2^2\}. \quad (2.19)$$

Considerando um conjunto de cinco variáveis, $\{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\}$, pode-se observar que, de acordo com a equação (2.15), os momentos de primeira, segunda, terceira, quarta e quinta ordens são:

$$Mom[x_1] = E\{x_1\}, \quad (2.20)$$

$$Mom[x_1, x_2] = E\{x_1 \cdot x_2\}, \quad (2.21)$$

$$Mom[x_1, x_2, x_3] = E\{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3\}, \quad (2.22)$$

$$Mom[x_1, x_2, x_3, x_4] = E\{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4\}, \text{ e} \quad (2.23)$$

$$Mom[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5] = E\{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_5\}. \quad (2.24)$$

Fazendo $x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = x_5 = x$, os momentos tornam-se:

$$Mom[x] = E\{x\} = m_1, \quad (2.25)$$

$$Mom[x, x] = E\{x^2\} = m_2, \quad (2.26)$$

$$Mom[x, x, x] = E\{x^3\} = m_3, \quad (2.27)$$

$$Mom[x, x, x, x] = E\{x^4\} = m_4, \text{ e} \quad (2.28)$$

$$Mom[x, x, x, x, x] = E\{x^5\} = m_5. \quad (2.29)$$

Os cumulantes de ordem r do mesmo conjunto de variáveis aleatórias $\{X\} = \{x_1, \dots, x_n\}$, são definidos a partir dos coeficientes da expansão de Taylor:

$$Cum[x_1^{k_1}, x_2^{k_2}, \dots, x_n^{k_n}] = (-j)^r \frac{\partial^r \tilde{\Psi}(\omega_1, \dots, \omega_n)}{\partial \omega_1^{k_1} \dots \partial \omega_n^{k_n}}, \quad (2.30)$$

para os quais

$$\tilde{\Psi}(\omega_1, \dots, \omega_n) = \ln [\Phi(\omega_1, \dots, \omega_n)], \quad (2.31)$$

representa uma outra forma da função característica conjunta (Papoulis, 1984).

É possível demonstrar que a relação geral entre os momentos de $\{x_1, \dots, x_n\}$ e os cumulantes $Cum[x_1, \dots, x_n]$ de ordem $r = n$ é dada por:

$$Cum[x_1, \dots, x_n] = \sum_s (-1)^{p-1} (p-1)! \cdot E\{\prod_{i \in s_1} x_i\} \cdot E\{\prod_{i \in s_2} x_i\} \dots E\{\prod_{i \in s_p} x_i\}, \quad (2.32)$$

para a qual $p = 1, \dots, n$ representa o número de subconjuntos $s = s_1, \dots, s_p$ formados pelas variáveis aleatórias.

Considerando, por exemplo, o conjunto $\{1, 2, 3\}$ pode-se escrever,

(a) para $p = 1$:

$$s_1 = \{1, 2, 3\} \quad (2.33)$$

(b) para $p = 2$:

$$s_1 = \{1\} \quad s_2 = \{2, 3\} \quad (2.34)$$

$$s_1 = \{2\} \quad s_2 = \{1, 3\} \quad (2.35)$$

$$s_1 = \{3\} \quad s_2 = \{1, 2\} \quad (2.36)$$

(c) para $p = 3$:

$$s_1 = \{1\} \quad (2.37)$$

$$s_2 = \{2\} \quad (2.38)$$

$$s_3 = \{3\}. \quad (2.39)$$

Se o conjunto de variáveis for idêntico, $x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = x$, então, os cumulantes de primeira, segunda, terceira, quarta e quinta ordens podem ser definidos como:

$$\begin{aligned} Cum[x] &= E\{x\} \\ &= m_1, \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} Cum[x, x] &= E\{x^2\} - E\{x\}^2 \\ &= m_2 - m_1^2, \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} Cum[x, x, x] &= E\{x^3\} - 3E\{x^2\}E\{x\} + 2E\{x\}^3 \\ &= m_3 - 3m_2m_1 + 2m_1^3, \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} Cum[x, x, x, x] &= E\{x^4\} - 4E\{x^3\}E\{x\} - 3E\{x^2\}^2 + \\ &\quad 12E\{x^2\}E\{x\}^2 - 6E\{x\}^4, \\ &= m_4 - 4m_3m_1 - 3m_2^2 + 12m_2m_1^2 - 6m_1^4, \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} Cum[x, x, x, x, x] &= E\{x^5\} - 5E\{x^4\}E\{x\} - 10E\{x^3\}E\{x^2\} + \\ &\quad 20E\{x^3\}E\{x\}^2 + 30E\{x^2\}^2E\{x\} - \\ &\quad 60E\{x^2\}E\{x\}^3 + 24E\{x\}^5 \\ &= m_5 - 5m_4m_1 - 10m_3m_2 + 20m_3m_1^2 + 30m_2^2m_1 - \\ &\quad 60m_2m_1^3 + 24m_1^5. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Assim, pode-se dizer que os cumulantes contêm a medida da correlação de ordens superiores.

Se as variáveis possuírem média nula, $E\{x\} = 0$, então as equações (2.40) a (2.44)

podem ser reescritas como:

$$Cum[x] = 0, \quad (2.46)$$

$$Cum[x, x] = E\{x^2\}, \quad (2.47)$$

$$Cum[x, x, x] = E\{x^3\}, \quad (2.48)$$

$$Cum[x, x, x, x] = E\{x^4\} - 3E\{x^2\}^2, \quad (2.49)$$

$$Cum[x, x, x, x, x] = E\{x^5\} - 10E\{x^3\}E\{x^2\}. \quad (2.50)$$

Momentos e cumulantes de processos estacionários

Se $\{x(k)\}$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ for um sinal real e estacionário, o momento conjunto de ordem n associado a ele é dado por,

$$Mom[x(k), \dots, x(k + \tau_{n-1})] = E\{x(k) \cdots x(k + \tau_{n-1})\}, \quad (2.51)$$

o qual dependerá apenas da diferença temporal $\tau_1, \dots, \tau_{n-1}$. Dessa maneira, os momentos e cumulantes podem ser reescritos, respectivamente, como:

$$m_n^x(\tau_1, \dots, \tau_{n-1}) = E\{x(k) \cdots x(k + \tau_{n-1})\} \quad (2.52)$$

$$C_n^x(\tau_1, \dots, \tau_{n-1}) = Cum[x(k), \dots, x(k + \tau_{n-1})]. \quad (2.53)$$

Dessa maneira, tendo em vista as equações (2.40) e (2.41), o cumulante C_1^x representa o valor médio das variáveis $x(k)$ enquanto que o cumulante de segunda ordem, C_2^x denota sua covariância, para a qual $E\{x(k)x(k + \tau_1)\}$ descreve a autocorrelação dos dados.

Devido à estacionaridade do sinal, os cumulantes de n -ésima ordem são funções apenas dos passos (*lags*) $\tau_1, \dots, \tau_{k-1}$, que definem o domínio dos cumulantes. Se o processo é não-estacionário, o n -ésimo cumulante dependerá do passo e de k . Se $\{x(k)\}$ é Gaussiano, os cumulantes proporcionarão uma medida da distância entre o processo em estudo e a distribuição Gaussiana.

Se $\{x(k)\}$ possui média nula e $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau_4 = \tau$, os cumulantes de segunda e terceira ordens são idênticos aos respectivos momentos:

$$C_1^x = 0, \quad (2.54)$$

$$C_2^x(\tau) = E\{x(k)x(k + \tau)\}, \quad (2.55)$$

$$C_3^x(\tau, \tau) = E\{x(k)x^2(k + \tau)\}, \quad (2.56)$$

$$C_4^x(\tau, \tau, \tau) = E\{x(k)x^3(k + \tau)\} - 3E\{x(k)x(k + \tau)\}, \quad (2.57)$$

$$C_5^x(\tau, \tau, \tau, \tau) = E\{x(k)x^4(k + \tau)\} - 10E\{x(k)x^2(k + \tau)\}E\{x^2(k + \tau)\}. \quad (2.58)$$

Considerando $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = 0$, as equações (2.55) a (2.58) tornam-se:

$$C_2^x(0) = E\{x(k)^2\}, \quad (2.59)$$

$$C_3^x(0, 0) = E\{x(k)^3\}, \quad (2.60)$$

$$C_4^x(0, 0, 0) = E\{x(k)^4\} - 3[E\{x(k)^2\}]^2, \quad (2.61)$$

$$C_5^x(0, 0, 0, 0) = E\{x(k)^5\} - 10[E\{x(k)^3\}E\{x(k)^2\}]. \quad (2.62)$$

A equação (2.59) representa a variância de $x(k)$, (2.60) denota a simetria ou assimetria³ e (2.62) indica a curtose⁴, todas em termos do *lag* do cumulante.

Como os cumulantes envolvem esperança matemática e, da mesma maneira que a autocorrelação, não podem ser calculados de forma exata a partir de dados reais, seu cálculo deve ser aproximado. A aproximação é realizada por meio de estimadores de média das amostras. Assumindo esta aproximação e considerando que o sinal possui média nula, o cálculo dos cumulantes pode ser expresso por:

$$\hat{C}_2^x(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x(k+\tau), \quad (2.63)$$

$$\hat{C}_3^x(\tau, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x^2(k+\tau), \quad (2.64)$$

$$\begin{aligned} \hat{C}_4^x(\tau, \tau, \tau) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x^3(k+\tau) - \\ &3 \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x(k+\tau) \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x^2(k+\tau) \right], \end{aligned} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} \hat{C}_5^x(\tau, \tau, \tau, \tau) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x^4(k+\tau) - \\ &10 \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x^2(k+\tau) \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x(k+\tau) \right] \end{aligned} \quad (2.66)$$

O conjunto de equações (2.63) a (2.66) permite a implementação computacional da estatística de ordem superior para extração de parâmetros de sinais que atendam às restrições impostas pelas aproximações utilizadas em sua obtenção e foram utilizadas

³Segundo a definição de uma função simétrica, pode-se dizer que a distribuição de probabilidade de variável aleatória y , com espaço amostral S_y , é simétrica em torno da média μ_y se $f_y(\mu_y - w) = f_y(\mu_y + w) \forall w \in S_y$. Em relação à simetria das distribuições pode-se considerar que numa distribuição simétrica em torno de μ_y , o seu gráfico à esquerda da média é um espelho do gráfico à direita, indicando que a forma como os valores se distribuem à esquerda da média é a mesma à direita. Os desvios positivos e negativos tem a mesma preponderância e as caudas da distribuição possuem o mesmo formato

⁴grau de achatamento da distribuição, frequentemente estabelecida em relação à distribuição normal

pelo presente trabalho.

Outra aproximação, proposta por Ferreira et al. (2006) e Ribeiro et al. (2007) e utilizada por Ferreira et al. (2009b), Ferreira et al. (2009a) e Ferreira et al. (2011), considera um vetor periódico e finito de comprimento N . Fazendo $\tau = 0, 1, \dots, N - 1$, os cumulantes de ordens dois a quatro podem ser calculados por:

$$\hat{C}_2^x[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]x[[n + \tau]_N], \quad (2.67)$$

$$\hat{C}_3^x[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]x^2[[n + \tau]_N], \quad (2.68)$$

$$\begin{aligned} \hat{C}_4^x[\tau] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]x^3[[n + \tau]_N] \\ &\quad - \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]x[[n + \tau]_N] \sum_{n=0}^{N-1} x^2[n], \end{aligned} \quad (2.69)$$

para as quais $[[n + \tau]_N]$ representa o resto da divisão de $n + 1$ por N .

Propriedades

As propriedades de momentos e cumulantes podem ser resumidas como se segue (Nikias e Petropulu, 1993; Mendel, 1991).

1. Se a_i são constantes e x_i são variáveis aleatórias, para $i = 1, \dots, n$, então

$$\begin{aligned} Mom[a_1x_1, \dots, a_nx_n] &= \left(\prod_{i=1}^n a_i \right) Mom\{x_1, \dots, x_n\}, \text{ e} \\ Cum[a_1x_1, \dots, a_nx_n] &= \left(\prod_{i=1}^n a_i \right) Cum\{x_1, \dots, x_n\}. \end{aligned}$$

2. Momentos e cumulantes são simétricos em seus argumentos, ou seja,

$$\begin{aligned} Mom[x_1, \dots, x_n] &= Mom[x_{i_1}, \dots, x_{i_n}], \text{ e} \\ Cum[x_1, \dots, x_n] &= Cum[x_{i_1}, \dots, x_{i_n}], \end{aligned}$$

para as quais (i_1, \dots, i_n) representam permutações de $(1, \dots, n)$.

3. Cumulantes são aditivos em seus argumentos,

$$Cum[x_0 + y_0, z_1, \dots, z_n] = Cum[x_0, z_1, \dots, z_n] + Cum[y_0, z_1, \dots, z_n],$$

ou seja, a soma dos cumulantes é igual aos cumulantes da soma.

4. Se α é uma constante, então

$$\text{Cum}[\alpha + x_1, x_2, \dots, x_n] = \text{Cum}[x_1, \dots, x_n].$$

5. Se dois conjuntos de variáveis $\{x_1, \dots, x_n\}$ e $\{y_1, \dots, y_n\}$ são independentes, então

$$\begin{aligned} \text{Cum}[x_1 + y_1, \dots, x_n + y_n] &= \text{Cum}[x_1, \dots, x_n] + \text{Cum}[y_1, \dots, y_n], & \text{e} \\ \text{Mom}[x_1 + y_1, \dots, x_n + y_n] &\neq \text{Mom}[x_1, \dots, x_n] + \text{Mom}[y_1, \dots, y_n]. \end{aligned}$$

6. Se um subconjunto das variáveis aleatórias x_i é independente das demais, então

$$\begin{aligned} \text{Cum}[x_1, \dots, x_n] &= 0 \\ \text{Mom}[x_1, \dots, x_n] &\neq 0. \end{aligned}$$

7. Se o conjunto de variáveis é gaussiano então toda a informação presente nos dados estará concentrada nos momentos de ordem ≤ 2 , e qualquer cumulante de ordem > 2 será nulo.

A observação das propriedades supracitadas esclarece algumas das razões pela preferência da utilização dos cumulantes em detrimento dos momentos de ordem superior:

- i) como a covariância da função de ruído branco é uma função impulso e, portanto, sua resposta em frequência é constante, os cumulantes do ruído branco também constituem funções impulso com resposta espectral constante; e
- ii) o cumulante de dois processos aleatórios independentes é igual a soma dos cumulantes de cada um dos processos (propriedade 5), o que permite a utilização do cumulante como um operador matemático.

2.2.2 Estimação de parâmetros de sinais utilizando propriedade de invariância rotacional (ESPRIT)

Esta seção trata das definições matemáticas do método paramétrico *estimation of signal parameters via rotational invariance techniques* - ESPRIT, utilizado pelo presente trabalho para estimação das frequências harmônicas. A formulação matemática apresentada nesta seção é baseada nos trabalhos de Roy e Kailath (1989b), Nikias e Petropulu (1993) e Bollen e Gu (2006).

Modelo de sinal senoidal

O modelo senoidal é o mais adequado para caracterização de sinais com distúrbios harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos. Dessa forma, define-se um sinal $v(n)$ de comprimento

L com K componentes harmônicos acrescido de ruído como:

$$\begin{aligned} v(n) &= s(n) + w(n) \\ &= \sum_{k=1}^K a_k \cos(n\omega_k + \phi_k) + w(n), \end{aligned} \quad (2.70)$$

para o qual a_k representa a amplitude do sinal, ϕ_k indica a fase, ω_k denota a frequência e K é o número de senoides presentes no sinal. $\phi_k \in [-\pi, \pi]$, intervalo uniformemente distribuído. O mesmo sinal também pode ser definido na forma de exponenciais complexas:

$$v(n) = \sum_{k=1}^K A_k e^{jn\omega_k} + w(n), \quad (2.71)$$

para a qual $A_k = |\underline{A}_k| e^{j\phi_k}$ representa a amplitude complexa do k -ésimo componente do sinal, cujas amplitudes estão relacionadas com o modelo senoidal (2.70) por $a_k = 2|\underline{A}_k|$.

A expressão tradicional para sinais de tensão em sistemas elétricos é:

$$v(n) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2}V_k \cos(n\omega_k + \psi_k) + w(n), \quad (2.72)$$

cuja relação com a equação (2.71) é

$$\sqrt{2}V_k = 2|\underline{A}_k| = 2\sqrt{[\Re(\underline{A}_k)]^2 + [\Im(\underline{A}_k)]^2}, \quad (2.73)$$

$$\psi_k = \phi_k = \tan^{-1} \frac{\Im(\underline{A}_k)}{\Re(\underline{A}_k)}. \quad (2.74)$$

Ao utilizar modelos senoidais para sinais de tensão ou corrente assume-se que a frequência do sistema elétrico é f_0 e que $f_k = kf_0$ representa a frequência do k -ésimo harmônico, para $k = 2, 3, \dots$. Além disso, analisando as equações (2.70) e (2.71) é possível notar que a frequência angular ω_k pode assumir qualquer valor dentro do intervalo $[-\pi, \pi]$, ou seja, a atribuição de qualquer frequência f_k , inclusive não harmônica, é factível.

Como a resolução espectral do modelo é alta a estimação das frequências harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas é completamente executável. No entanto, é necessário que se conheça a ordem K do modelo (o número de componentes de frequência).

O método ESPRIT

O método ESPRIT utiliza o modelo senoidal discutido previamente a fim de estimar as frequências de componentes harmônicas de um sinal de tensão. Trata-se de um método baseado no conceito de autovalor generalizado no sub-espço do sinal. Sua formulação, apresentada a seguir, parte dos modelos (2.70) e (2.71).

Considerando uma janela temporal de tamanho M , o sinal $v(n)$ pode ser descrito em

termos matriciais, independente das representações dadas em (2.70) e (2.71):

$$\begin{bmatrix} v(n) \\ v(n+1) \\ \vdots \\ v(n+M-1) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} s_k(n) \\ s_k(n+1) \\ \vdots \\ s_k(n+M-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w(n) \\ w(n+1) \\ \vdots \\ w(n+M-1) \end{bmatrix}. \quad (2.75)$$

Assim, o vetor do k -ésimo componente do sinal é dado por

$$\mathbf{s}_k(n) = \begin{bmatrix} s_k(n) \\ s_k(n+1) \\ \vdots \\ s_k(n+M-1) \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{A}}_k e^{jn\omega_k} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\omega_k} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)\omega_k} \end{bmatrix}. \quad (2.76)$$

Substituindo (2.76) e (2.75)

$$\mathbf{v}(n) = \mathbf{E}\Phi^n \underline{\mathbf{A}} + \mathbf{w}(n), \quad (2.77)$$

$$\Phi = \text{diag}\{e^{j\omega_1} \quad e^{j\omega_2} \dots e^{j\omega_k}\}, \quad (2.78)$$

$$\underline{\mathbf{A}} = [\underline{\mathbf{A}}_1 \quad \underline{\mathbf{A}}_2 \dots \underline{\mathbf{A}}_k], \quad (2.79)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\omega_1} & e^{j\omega_2} & \dots & e^{j\omega_k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)\omega_1} & e^{j(M-1)\omega_2} & \dots & e^{j(M-1)\omega_k} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

Como o desvio temporal de uma amostra do sinal é equivalente a um desvio de sua respectiva fase, é possível escrever

$$\tilde{\mathbf{v}}(n) = \mathbf{v}(n+1) = [v(n+1) \quad v(n+2) \dots v(n+M)]^T. \quad (2.81)$$

Assim,

$$\tilde{\mathbf{v}}(n) = \mathbf{E}\Phi^{n+1} \underline{\mathbf{A}} + \mathbf{w}(n+1). \quad (2.82)$$

Utilizando as definições de matriz de autocorrelação e matriz de correlação cruzada tem-se, respectivamente:

$$\mathbf{R}_v = E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^H(n)\}, \quad (2.83)$$

$$\mathbf{R}_{v\tilde{v}} = E\{\mathbf{v}(n)\tilde{\mathbf{v}}^H(n)\}, \quad (2.84)$$

para as quais $E\{\cdot\}$ representa a esperança matemática e $\mathbf{v}^H(n)$ e $\tilde{\mathbf{v}}^H(n)$ são os conjugados transpostos de $\mathbf{v}(n)$ e $\tilde{\mathbf{v}}(n)$, respectivamente. ⁵

^{5H} indica que a matriz é Hermitiana, que podem ser definidas como uma extensão das matrizes simétricas para números complexos e, portanto, possuem autovalores reais.

Utilizando as equações (2.77), (2.82), (2.83) e (2.84), as matrizes de autocorrelação e de correlação cruzada podem ser reescritas como:

$$\mathbf{R}_v = \mathbf{E}\mathbf{A}\mathbf{A}^H\mathbf{E}^H + \sigma_w^2\mathbf{I} = \mathbf{R}_s + \sigma_w^2\mathbf{I}, \quad (2.85)$$

$$\mathbf{R}_{v\tilde{v}} = \mathbf{E}\mathbf{A}\mathbf{A}^H\mathbf{\Phi}^H\mathbf{E}^H + \sigma_w^2\mathbf{Q} = \mathbf{R}_{s\tilde{s}} + \sigma_w^2\mathbf{Q}, \quad (2.86)$$

para as quais

$$\tilde{s}(n) = s(n+1), \quad (2.87)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.88)$$

A matriz $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ possui posto completo (*full rank*), assim como \mathbf{E} . Dessa maneira, os autovalores generalizados do sub-espço do sinal podem ser obtidos por:

$$\mathbf{R}_s\mathbf{u}_i = \lambda_i\mathbf{R}_{s\tilde{s}}\mathbf{u}_i, \quad i = 1, \dots, K \quad (2.89)$$

Neste caso, \mathbf{u}_i representa os autovetores generalizados de $(\mathbf{R}_s, \mathbf{R}_{s\tilde{s}})$.

A equação (2.89) pode ser reescrita como

$$\mathbf{E}\mathbf{A}\mathbf{A}^H\mathbf{E}^H\mathbf{u}_i = \lambda_i\mathbf{E}\mathbf{A}\mathbf{A}^H\mathbf{\Phi}^H\mathbf{E}^H\mathbf{u}_i, \quad i = 1, \dots, K, \quad (2.90)$$

que é equivalente a

$$\mathbf{E}\mathbf{A}\mathbf{A}^H(\mathbf{I} - \lambda_i\mathbf{\Phi}^H)\mathbf{E}^H\mathbf{u}_i = 0 \quad i = 1, \dots, K. \quad (2.91)$$

O desenvolvimento do ESPRIT e suas propriedades se baseiam nessa relação, assim, os parâmetros dos sinais são obtidos como funções não-lineares dos autovalores do operador, que mapeiam um conjunto de vetores que abrangem um sub-espço dentro de outro conjunto de vetores. A solução pode então ser calculada por mínimos quadrados (LS) ou por mínimos quadrados totais (TLS). O método TLS-ESPRIT, proposto inicialmente por Roy e Kailath (1989b), é ainda o mais utilizado para esse fim e o adotado por este trabalho.

O algoritmo do TLS-ESPRIT pode ser descrito conforme os passos a seguir:

- (i) aquisição dos dados (sinal) $v(n)$;
- (ii) cálculo da matriz de autocorrelação \mathbf{R}_v , por (2.85);
- (iii) cálculo da matriz de correlação cruzada $\mathbf{R}_{v\tilde{v}}$, por (2.86);
- (iv) cálculo da decomposição dos autovalores generalizados do par de matrizes $[\mathbf{R}_s, \mathbf{R}_{s\tilde{s}}]$;

(v) cálculo da decomposição de valor singular de $[\mathbf{R}_s, \mathbf{R}_{s\tilde{s}}]$, que resulta em $\mathbf{U}_o \mathbf{S}_o \mathbf{V}_o$;

(vi) partição da matriz \mathbf{V}_o de acordo com o sub-espço:

$$\mathbf{V}_o = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix}; \quad (2.92)$$

(vii) cálculo da solução de (2.92) por mínimos quadrados totais:

$$\Phi = -V_{12}V_{22}^{-1}; \quad (2.93)$$

(viii) cálculo dos autovalores de Φ ; e, finalmente,

(ix) estimação das frequências por $\lambda_i = e^{j\omega_i}$.

ESPRIT baseado em cumulantes

A utilização de estatística de ordem superior no método ESPRIT foi proposta por Chiang e Nikias (1989). Trata-se da substituição das matrizes de covariância por matrizes de cumulantes, especialmente cumulantes de quarta ordem. A maior motivação para a alteração no método é a capacidade de supressão de ruído gaussiano pelo cumulante.

Considerando os dois sub-conjuntos de sinal $\mathbf{v}(n)$ e $\tilde{\mathbf{v}}(n)$, dados anteriormente, por (2.77) e (2.81), as matrizes de autocorrelação e correlação cruzada dos cumulantes de quarta ordem são dadas, respectivamente, por:

$$\mathbf{C}_4^{vv} = Cum\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^H(n)\}, \quad (2.94)$$

$$\mathbf{C}_4^{v\tilde{v}} = Cum\{\mathbf{v}(n)\tilde{\mathbf{v}}^H(n)\}, \quad (2.95)$$

$$(2.96)$$

para as quais Cum representa o cálculo do cumulante. Como

$$\mathbf{v}(n) = \mathbf{E}\Phi^n \underline{\mathbf{A}} + \mathbf{w}(n), e \quad (2.97)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}(n) = \mathbf{E}\Phi^{n+1} \underline{\mathbf{A}} + \mathbf{w}(n+1), \quad (2.98)$$

$$\mathbf{C}_4^{vv} = \mathbf{E}\Gamma\mathbf{E}^H, e \quad (2.99)$$

$$\mathbf{C}_4^{v\tilde{v}} = \mathbf{E}\Gamma\Phi\mathbf{E}^H, \quad (2.100)$$

para as quais $\Gamma = diag\{\gamma_1, \dots, \gamma_K\}$ e γ_i denota a curtose do i -ésimo sinal $\{s_k(n)\}$, $k = 1, \dots, K$.

O par de matrizes $(\mathbf{C}_4^{vv}, \mathbf{C}_4^{v\tilde{v}})$ representa o sub-espço do sinal sobre o qual considera-se o problema de auto-valores generalizados. De maneira mais prática, substitui-se as matrizes \mathbf{R}_v e $\mathbf{R}_{v\tilde{v}}$ pelas matrizes \mathbf{C}_4^{vv} e $\mathbf{C}_4^{v\tilde{v}}$, respectivamente.

Capítulo 3

Detecção, classificação e identificação de distúrbios de QEE

Conforme mencionado anteriormente, este trabalho propõe um sistema de detecção, classificação, identificação e estimação de cinco tipos de distúrbios, baseado em estatísticas de ordem superior.

Este capítulo apresenta a metodologia proposta por este trabalho, descreve e define os sinais de tensão utilizados bem como os detalhes empregados na construção e concepção das estruturas sugeridas.

3.1 Geração de sinais sintéticos

Este trabalho baseia-se na análise de sinais de tensão senoidal contaminados ou não por distúrbios de qualidade de energia elétrica (QEE). Optou-se pela utilização de sinais sintéticos, gerados de acordo com a regulamentação do IEEE (IEEE, 2009) e definições encontradas em (Bollen e Gu, 2006; Lobos et al., 2006; Wang et al., 2001, 2004; Ribeiro et al., 2007; Ferreira et al., 2006).

Todos os sinais gerados possuem frequência fundamental igual a 60 Hz, frequência do sistema elétrico brasileiro. A frequência de amostragem adotada foi de 15360 Hz, que implica 256 amostras por ciclo. Essa taxa de amostragem foi escolhida por ser suficiente para caracterizar a maioria dos distúrbios comuns nas redes elétricas. Dessa maneira, o banco de dados criado torna-se adequado tanto para as aplicações enfatizadas neste trabalho como para trabalhos futuros.

A aproximação de todos os sinais sintéticos, gerados computacionalmente pelo *software* MatLab, são corrompidos por ruído branco gaussiano, com média nula. O ruído aleatório foi definido de modo que atenda à relação sinal-ruído desejada que, por sua vez, é dada por

$$SNR = 20 \log \frac{A}{\sqrt{2}\sigma}, \quad (3.1)$$

para a qual A representa a amplitude do sinal fundamental e σ denota o desvio padrão

do ruído.

De acordo com Tomic et al. (2007), na prática, sinais de tensão obtidos de sistemas elétricos possuem relação sinal-ruído entre 50dB e 70dB. O presente trabalho avalia relações sinal-ruído entre 5dB e 70dB, de modo a avaliar o comportamento da metodologia proposta à presença de altos níveis de ruído.

Foram gerados um total de 20000 vetores de dados, cada um contendo doze ciclos de senoide, dos quais:

- 2000 possuem um componente sub-harmônico;
- 2000 possuem dois componentes sub-harmônicos;
- 2000 possuem três componentes sub-harmônicos;
- 2000 possuem um componente inter-harmônico;
- 2000 possuem dois componentes inter-harmônicos;
- 2000 possuem três componentes inter-harmônicos;
- 2000 possuem distúrbios harmônicos (até a décima ordem);
- 2000 possuem distúrbios de afundamento de tensão;
- 2000 possuem elevação de tensão; e
- 2000 não possuem distúrbios.

Desses, metade de cada tipo, ou seja, 1000 vetores, foram utilizados para desenvolvimento e a outra metade foi utilizada para validação e avaliação das metodologias propostas.

As características de cada evento de QEE, como amplitude, fase, frequência, são atribuídas de maneira aleatória em intervalos com distribuição uniforme.

Sinais de tensão são, teoricamente, senoidais, com amplitude e frequência nominais, e podem ser descritos, matematicamente pela equação (2.1), apresentada no capítulo anterior, acrescida de um componente $w(t)$, que denota o ruído:

$$v(t) = \sum_{h=1}^H V_n \sqrt{2} \cos(h\omega t - \alpha_h) + w(t), \quad (3.2)$$

As amplitudes adotadas neste trabalho são normalizadas, ou seja, a tensão máxima V_1 é unitária. A fase é atribuída aleatoriamente, dentro do intervalo com distribuição uniforme $[-\pi; \pi]$.

Sinais contaminados por afundamentos ou elevação de tensão possuem amplitudes, sorteadas aleatoriamente, com variação em dois intervalos uniformemente distribuídos: $[0, 3 ; 0, 8]$ e $[1, 3 ; 1, 8]$, para *sag* e *swell*, respectivamente.

Quando a forma de onda do sinal de tensão é não-senoidal e periódica, há contaminação harmônica, cuja amplitude pode variar aleatoriamente no intervalo uniforme $[0,3 ; 0,8]$ p.u. O número máximo de harmônicos considerado no presente trabalho foi igual a 10.

Múltiplos não inteiros da frequência fundamental revelam a existência de inter ou sub-harmônicos, definidos pela equação (2.4), reescrita a seguir com acréscimo do componente ruidoso:

$$v(t) = \sum_{h=1}^H V_n \sqrt{2} \cos(h\omega t - \alpha_h) + V_{\mathcal{E}} \sqrt{2} \cos(\mathcal{E}\omega t + \alpha_{\mathcal{E}}) + w(t). \quad (3.3)$$

Nesses casos, \mathcal{E} pode assumir valores não-inteiros maiores que um, quando tratar-se de inter-harmônicos ou menores que a unidade, para sub-harmônicos. As frequências e amplitudes dos distúrbios são sorteadas de maneira aleatória. Neste trabalho, as frequências dos sub-harmônicos de interesse estão compreendidas na faixa entre 5 Hz e 57 Hz, e dos inter-harmônicos entre 63 Hz e 114 Hz, já as amplitudes estão uniformemente distribuídas entre 0,2 e 0,8, para ambos os casos. Quando houver mais de um componente sub- ou inter-harmônico, estes se encontram separados por 2 Hz, dentro dos mesmos intervalos.

3.2 O sistema

O sistema proposto, cujo diagrama é mostrado na figura 3.1, é composto por quatro estágios: detecção, classificação, identificação e estimação de distúrbios de qualidade de energia.

De maneira global, a partir de um vetor de entrada, que contém a representação discreta de um sinal de tensão, são calculados os cumulantes de grau dois e de ordem superior (ordens três, quatro e cinco), que traduzem, em forma de indicadores, as características do sinal.

A partir desses indicadores, a metodologia proposta é capaz de detectar a presença de algum tipo de distúrbio de qualidade de energia no sinal. Se um distúrbio existir, o sistema proposto está apto a informar em qual classe o distúrbio se enquadra. Se o distúrbio pertencer da categoria dos inter ou sub-harmônicos, o sistema tem habilidade em reconhecer quantos componentes encontram-se presentes e, por fim, determinar quais as frequências desses componentes.

Como é possível notar pela figura 3.1, todas as etapas do sistema dependem dos cumulantes de ordens dois, três, quatro e cinco, que são calculados no bloco HOS. Esses cumulantes são calculados de acordo com as equações (2.63) a (2.66), apresentadas na seção 2.2.1.

Conforme apresentado anteriormente, o cálculo dos cumulantes pode envolver um número expressivo de parâmetros, devido aos *lags*. A fim de reduzir a quantidade de parâmetros necessários para as aplicações propostas foi realizado um teste simples de correlação, para selecionar aquele ou aqueles *lags* mais significativos para o problema abordado. Trata-se de um algoritmo usado para estimar a figura de mérito de classes de parâmetros. A função de avaliação, dada pela equação (3.4), considera a capacidade de cada parâmetro

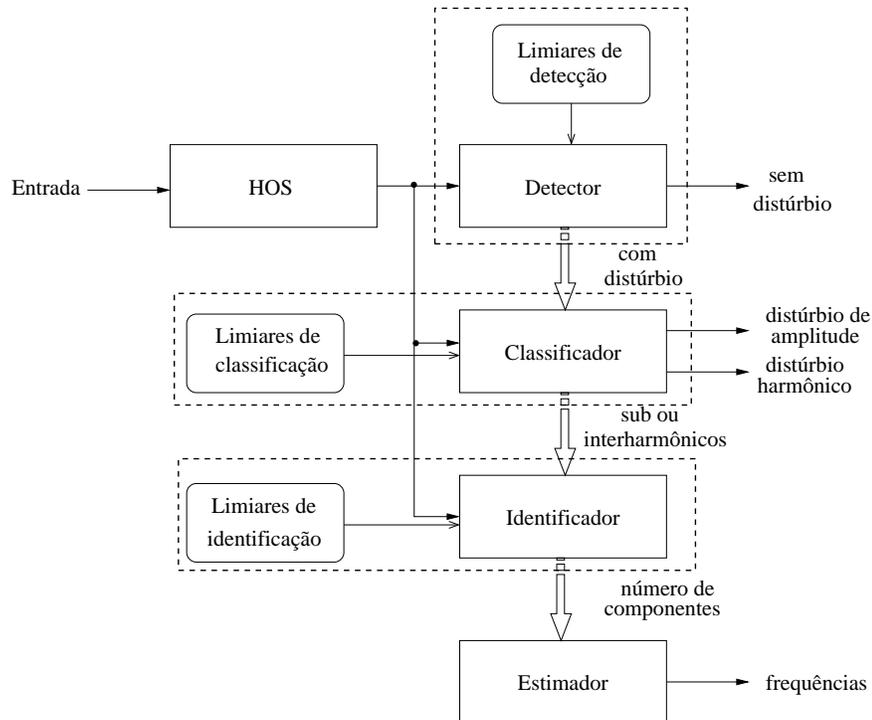


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de detecção, classificação, identificação e estimação de distúrbios de QEE proposto.

individualmente para determinar ou prever a classe à qual o evento pertence, da mesma forma como o nível de correlação existente entre as classes (Bolon-Canedo et al., 2014).

$$M_s = \frac{K\bar{r}_{ci}}{\sqrt{K + K(K-1)\bar{r}_{ii}}}. \quad (3.4)$$

Na equação (3.4), K representa o número de parâmetros, \bar{r}_{ci} denota a média das correlações entre as duas classes em estudo e \bar{r}_{ii} denota a média das correlações dos parâmetros de uma das classes em estudo. O numerador estima a capacidade de representação da própria classe enquanto o denominador quantifica a redundância do parâmetro em seu próprio conjunto (Bolon-Canedo et al., 2014; Duda et al., 2000). É sabido que um bom parâmetro possui alta correlação com a classe que o representa e baixa correlação com as demais classes.

O sistema proposto possui uma etapa comum a todas as aplicações: aquela que consiste do cálculo dos cumulantes de ordem dois a cinco.

A escolha do *lag* mais significativo se deu de acordo com a equação (3.4) considerando sempre duas classes: na primeira os 256 *lags* dos cumulantes de um distúrbio e na segunda classe os 256 *lags* dos cumulantes de todos os demais distúrbios.

Toma-se como exemplo o distúrbio do tipo *sag*. Nesse caso, o primeiro conjunto de dados é formado apenas pelos cumulantes referentes a sinais com esse tipo de distúrbio e o segundo conjunto de dados possui cumulantes de sinais contendo harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos e *swells*. A mesma análise foi realizada para cada um dos distúrbios envolvidos. Os sinais utilizados para essa seleção de parâmetros são aqueles gerados e selecionados para a finalidade de desenvolvimento das aplicações, conforme descrito na seção 3.1.

A figura 3.2 mostra, para os cumulantes de ordem dois a cinco, as figuras de mérito referentes a cada um dos distúrbios contemplados pelo presente trabalho em função dos seus 256 *lags*.

Verifica-se, analisando a figura 3.2, que alguns distúrbios são mais representativos do que outros para cumulantes específicos. Os sinais contendo distúrbios harmônicos e sub-harmônicos, por exemplo, possuem figuras de mérito M_s maiores que os demais distúrbios para todos os quatro tipos de cumulantes e para *lags* próximos de zero. Os distúrbios de amplitude, *sag* e *swell*, possuem M_s mais significativos nos cumulantes pares. Para sinais contendo inter-harmônicos o cumulante de ordem dois é o mais representativo dos quatro. Observa-se ainda que os cumulantes pares possuem ordem de grandeza maior que os ímpares para todos os cumulantes e distúrbios estudados.

É possível notar também, pela figura 3.2, que, a exceção do distúrbio do tipo *swell*, o primeiro *lag* dos quatro cumulantes - $C_2(0)$, $C_3(0)$, $C_4(0)$ e $C_5(0)$ - são os mais significativos. Dessa maneira, esses parâmetros foram selecionados para representar suas respectivas classes nas aplicações de detecção, classificação e identificação de distúrbios de QEE propostas. A seleção de um único *lag* para representar cada um dos cumulantes reduz substancialmente a massa de dados a ser processada pelo sistema o que viabiliza, inclusive, sua implementação em tempo real, posto que essa seleção dá-se apenas na fase

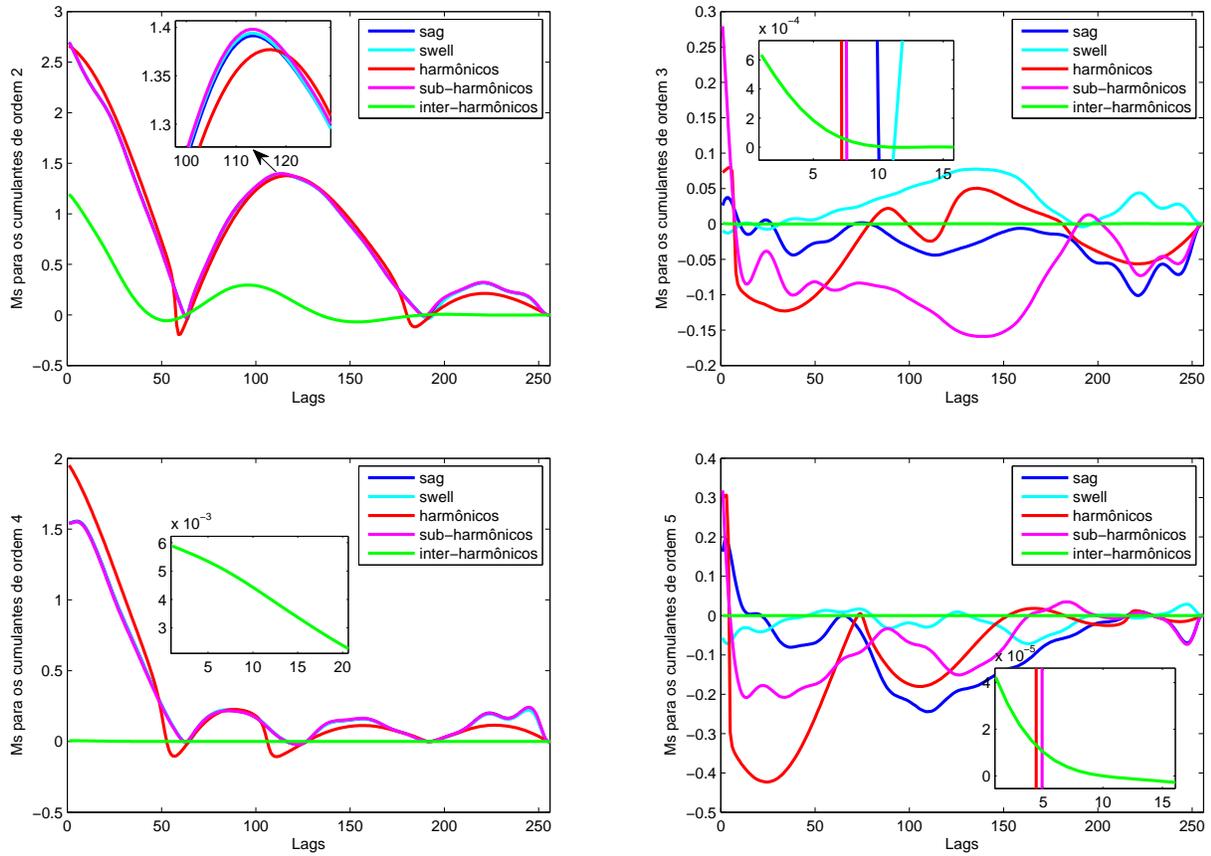


Figura 3.2: Figuras de mérito para os 256 *lags* dos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco.

de desenvolvimento dos algoritmos.

Essas aplicações, métodos adotados e estruturas desenvolvidas estão descritas nas seções a seguir para cada um dos estágios do processo, demarcados pelas áreas tracejadas na figura 3.1, que funcionam autonomamente, independente do sistema.

3.3 O Detector de distúrbios de QEE

O detector de distúrbios aqui apresentado tem como finalidade identificar se o sinal apresentado na sua entrada possui distúrbios de amplitude (*sag* e *swell*) ou distorção de forma de onda (harmônicos, sub-harmônicos e inter-harmônicos) ou não apresenta distúrbios. Pode-se então decidir entre duas classes:

- Classe I - com distúrbios; ou
- Classe II - sem distúrbios.

A estrutura do detector bem como os procedimentos adotados seguem o fluxo ilustrado na figura 3.3.

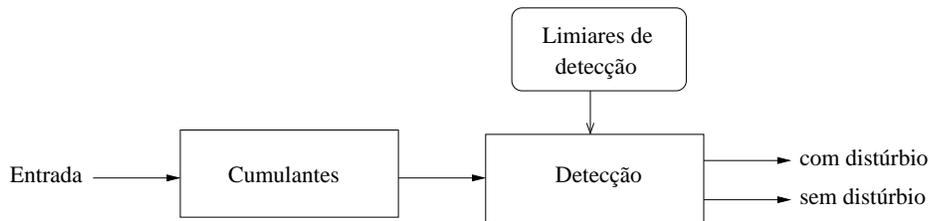


Figura 3.3: Diagrama de blocos do detector de distúrbios de QEE proposto.

Os dados de entrada da primeira etapa correspondem a um vetor de N amostras que contém o sinal sob análise. A primeira etapa, conforme descrito anteriormente, é responsável pelo cálculo do primeiro *lag* dos cumulantes de ordens dois a cinco - $C_2(0)$, $C_3(0)$, $C_4(0)$ e $C_5(0)$.

A segunda etapa consiste da comparação dos valores de cumulantes calculados na etapa anterior com limiares previamente determinados no processo de desenvolvimento do detector. O processo de desenvolvimento trata da definição de uma região de referência, constituída no espaço de cumulantes de segunda, terceira, quarta e quinta ordens.

A figura 3.4 mostra os mapas de cumulantes para sinais contendo distúrbios, em preto, e sinais sem distúrbios, em vermelho. Os mapas da figura 3.4 referem-se aos espaços formados pelos cumulantes de ordens dois e três, dois e quatro, dois e cinco, três e quatro, três e cinco e quatro e cinco, satisfazendo assim, todas as combinações entre as quatro ordens de cumulantes calculadas.

Observa-se que nos mapas da figura 3.4 os cumulantes dos sinais sem qualquer tipo de distúrbio abrangem regiões distintas daqueles cujos sinais contém distúrbios. A separação espacial entre os cumulantes de sinais com e sem distúrbios sugere que a utilização de

um discriminante linear é viável para a correta detecção de sinais com distúrbios. Além disso, observa-se que com apenas dois cumulantes ($C3(0)$ e $C5(0)$) é possível obter uma separação entre sinais com distúrbios e sem distúrbios.

É importante notar também que nesses mapas não foram contemplados sinais corrompidos por sub-harmônicos. Esses distúrbios possuem cumulantes com cujos valores estão dispostos em intervalos vastos, o que prejudica a visualização da separação espacial existente entre os sinais com e sem distúrbios. No entanto, a fim de mostrar que, ainda que esses distúrbios sejam considerados, a proposta de um detector linear é factível, os mapas contendo todos os distúrbios envolvidos no presente estudo são mostrados na figura 3.5.

Embora a visualização da separação espacial seja prejudicada quando considerados distúrbios sub-harmônicos, é possível verificar pela figura 3.5, principalmente nos mapas de cumulantes ímpares, que a detecção linear é exequível.

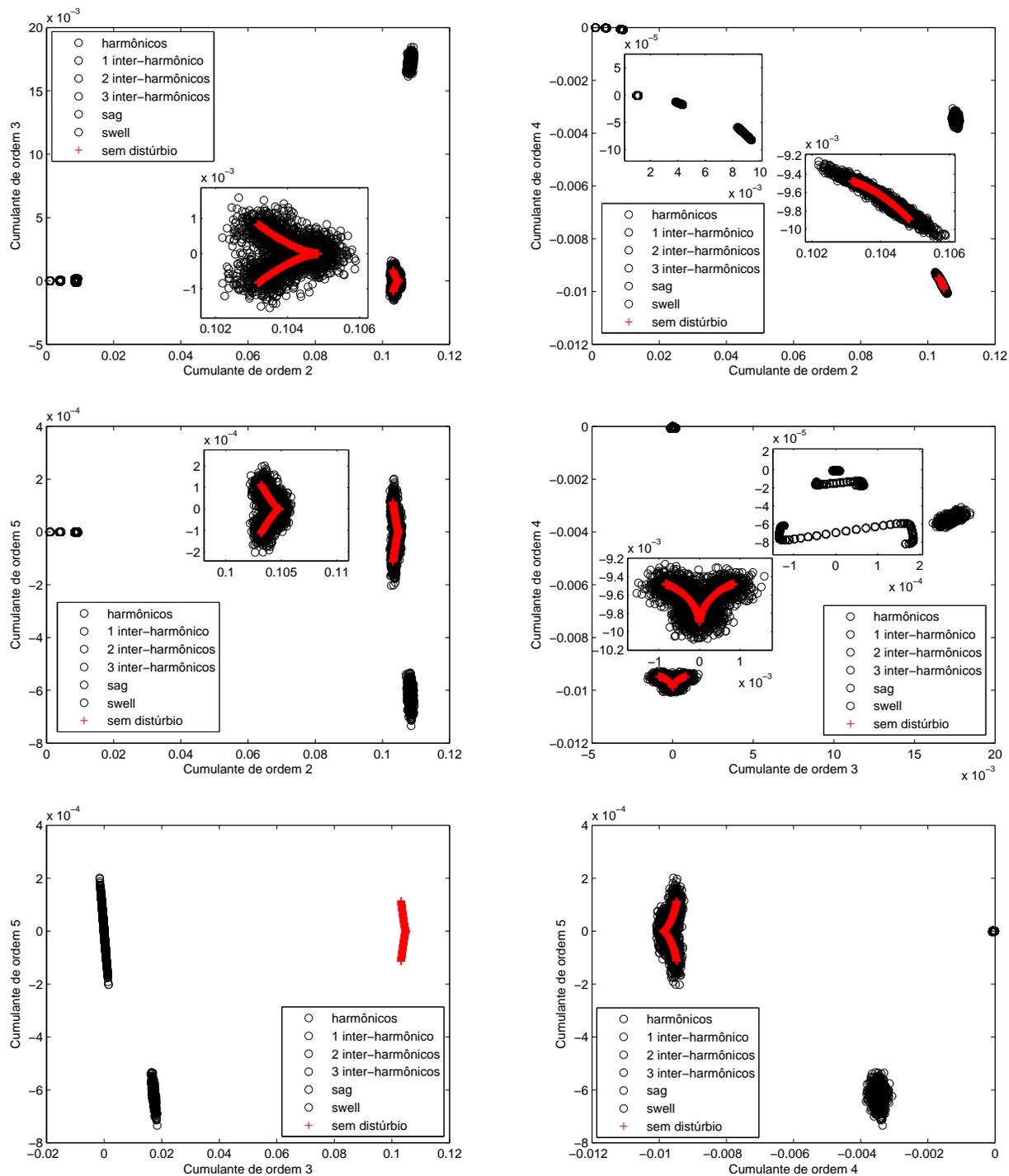


Figura 3.4: Mapas formados pelas combinações entre os cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, para sinais contendo distúrbios e sinais sem distúrbios.

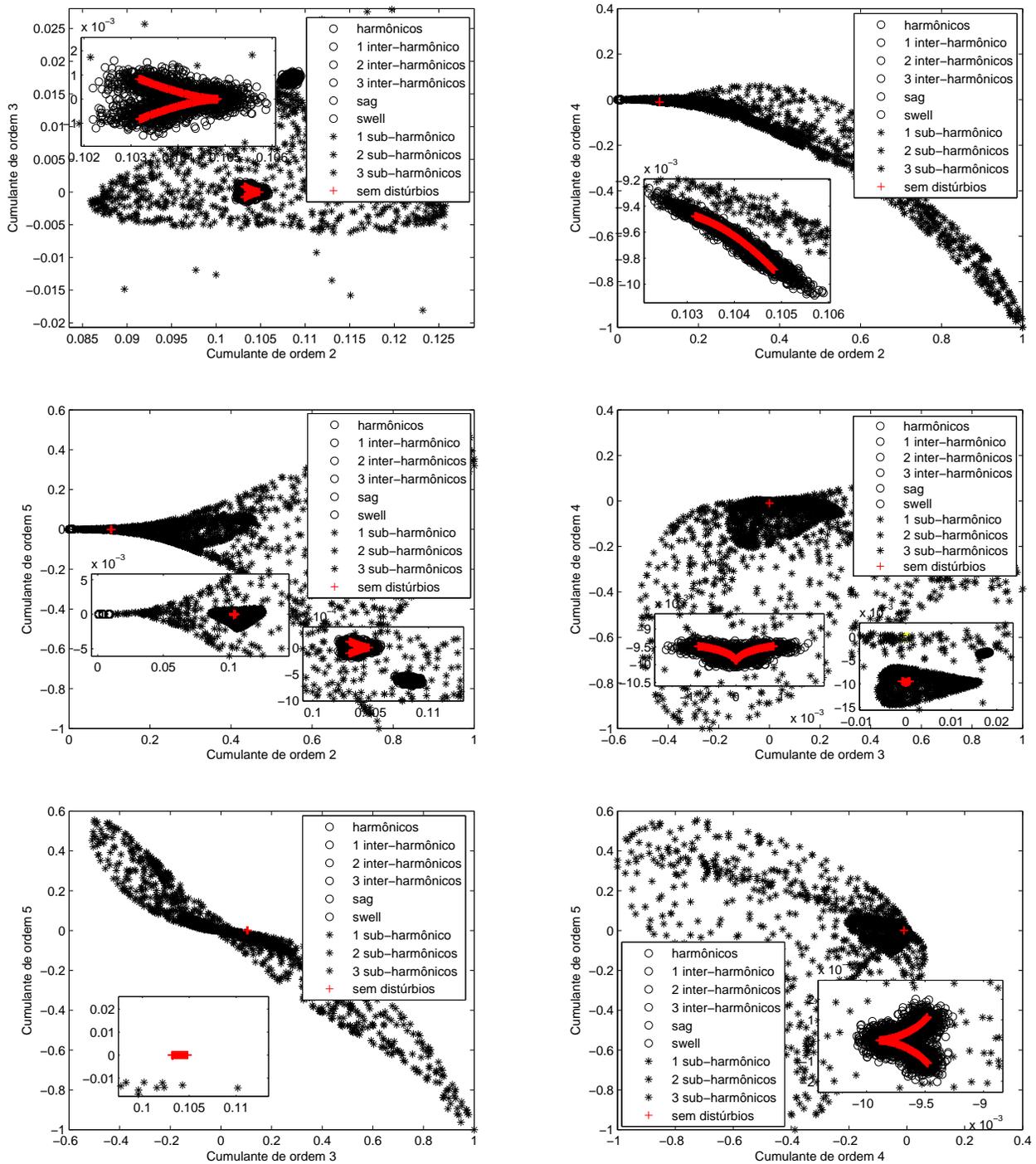


Figura 3.5: Mapas formados pelas combinações entre os cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, para sinais contendo distúrbios e sinais sem distúrbios.

Dessa maneira, propõe-se um detector linear cuja região de referência é delimitada por limiares inferiores e superiores, um par para cada ordem de cumulante. Esses limiares foram obtidos pela análise dos histogramas das classes em estudo, produzidos a partir dos sinais de teste, descritos na seção 3.1. Para geração dos histogramas, exibidos pela figura 3.6, foram utilizados o primeiro *lag* dos cumulantes, calculados para um único ciclo da fundamental.

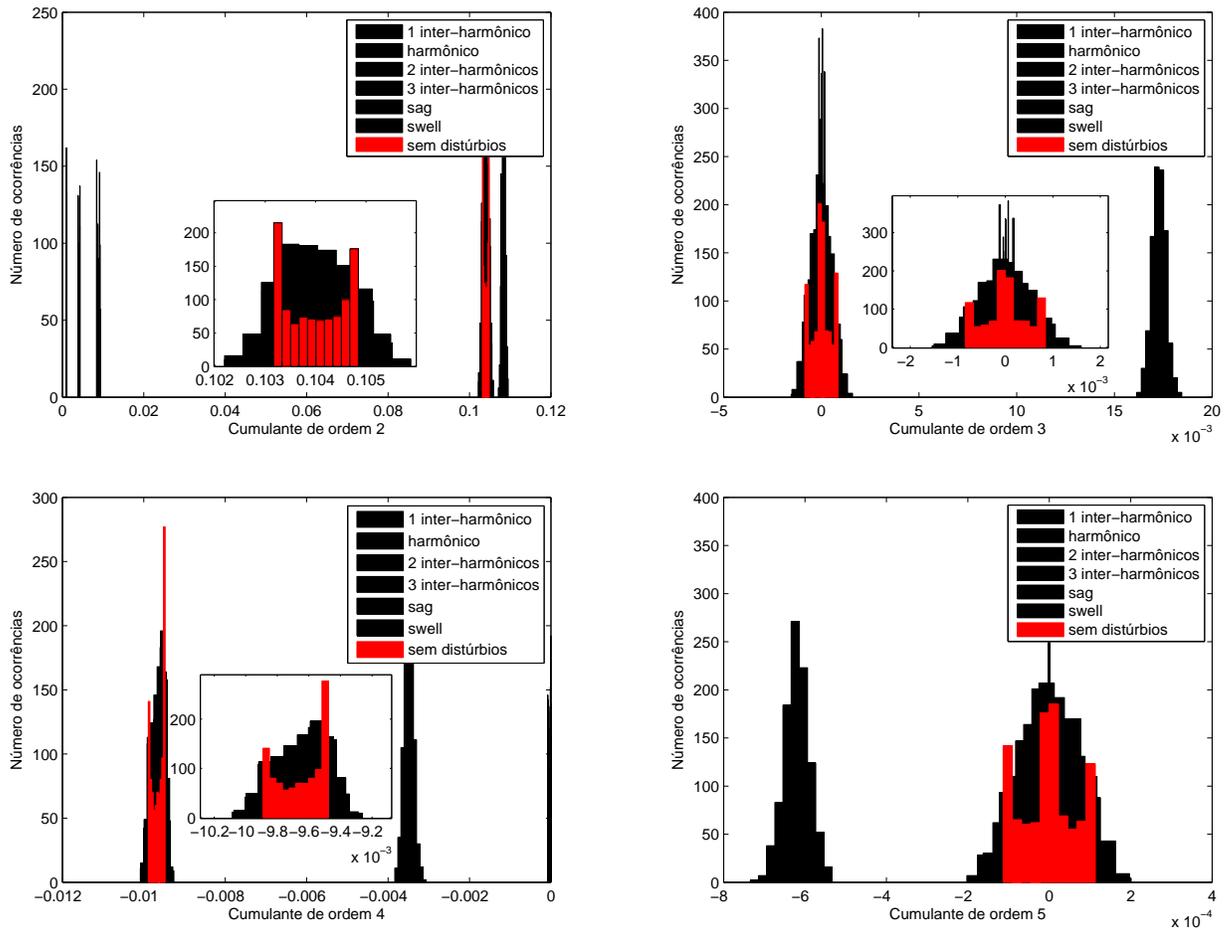


Figura 3.6: Histogramas referentes ao primeiro *lag* dos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, calculados a partir de sinais com e sem distúrbios de QEE.

É importante observar na figura 3.6 que os histogramas referentes a sinais sem distúrbios é bastante concentrada, comparados àqueles dos sinais contendo distúrbios, para todos os cumulantes. Embora haja sobreposição das distribuições, os histogramas referentes aos sinais sem distúrbios é mais significativo na faixa de valores que ocupa. Os quatro histogramas exibidos pela figura 3.6 não contemplam distúrbios sub-harmônicos, devido à sua ampla faixa de abrangência. No entanto, como é possível notar nos histogramas da figura 3.7, os quais contém esses distúrbios, a análise anterior se mantém.

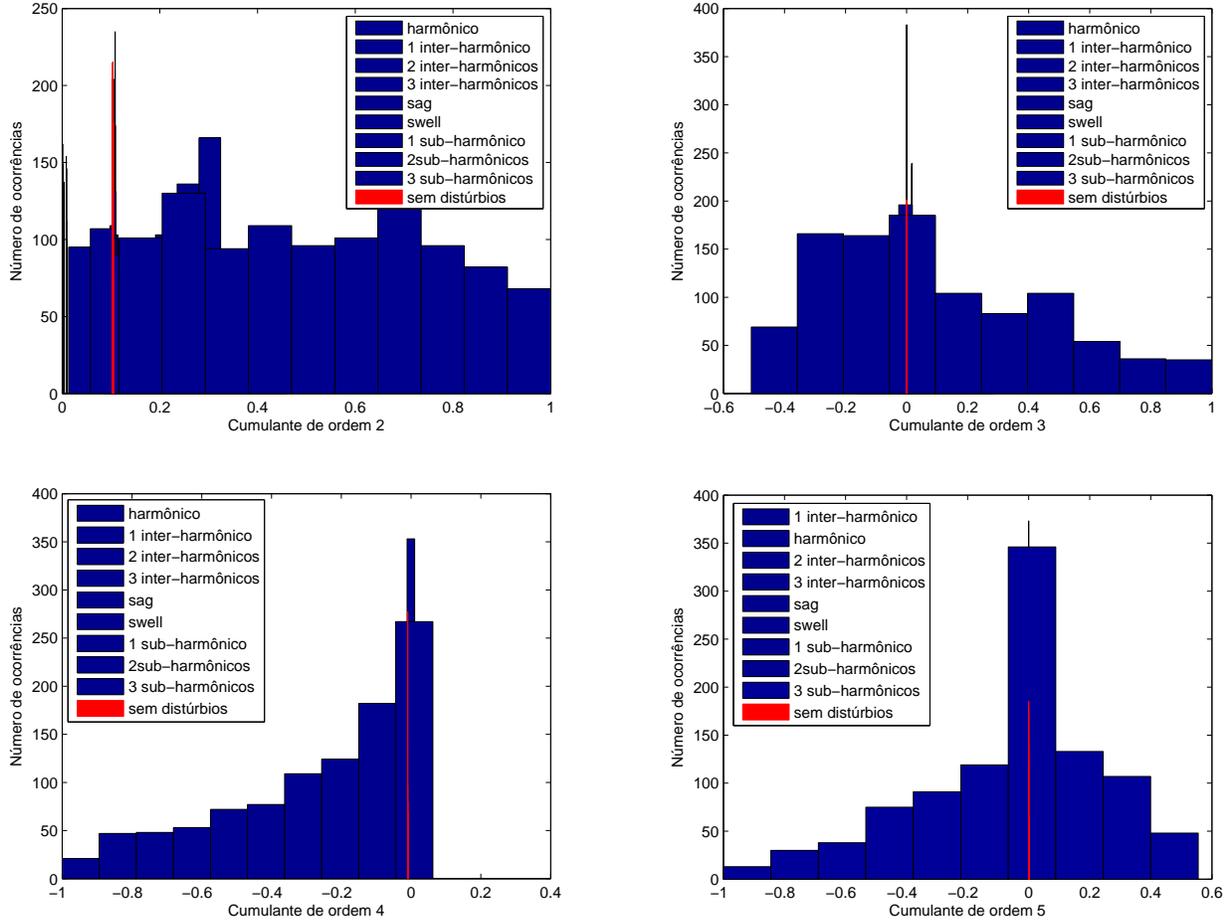


Figura 3.7: Histogramas referentes ao primeiro *lag* dos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, calculados a partir de sinais com e sem distúrbios de QEE.

Considerando os histogramas mostrados pelas figuras 3.6 e 3.7, o algoritmo de detecção proposto opta por sinais sem distúrbios quando o cumulante em análise se encontra dentro do intervalo em discussão. Tendo em vista a baixa probabilidade de que um sinal com distúrbio produza cumulantes dentro da estreita faixa de valores esperada para sinais sem distúrbio, a eficiência da detecção não é comprometida pela sobreposição.

Uma vez verificada a viabilidade da detecção linear utilizando apenas o primeiro *lag* dos cumulantes de ordens dois a cinco, foi estabelecido um discriminante, baseado na análise dos histogramas das figuras 3.6 e 3.7, dado pelas seguintes equações:

$$D_i = C_i(0), \quad (3.5)$$

$$\mu_i - 2\sigma_i \leq D_i \leq \mu_i + 2\sigma_i. \quad (3.6)$$

μ_i consiste da moda de referência para o cumulante de ordem i e σ_i denota o desvio padrão dos mesmos, obtidos do processo de desenvolvimento do detector. Dessa maneira, cada uma das classes analisadas possuem dois limiares, um inferior e um superior, para cada ordem de cumulante. Os discriminantes, representados por D_i , consistem dos valores dos cumulantes de ordem i .

Para decidir a que classe o sinal sob análise pertence, cada um dos cumulantes $C_2(0)$ a $C_5(0)$ é comparado com os valores de referência correspondentes, determinados pela equação 3.6. Se mais de três cumulantes pertencerem à região de referência, o detector entende que aquela classe é verdadeira. Caso apenas um ou dois cumulantes estejam dentro dos limites da região de referência, o detector interpreta que ocorreu uma indeterminação. Assim, para o detector, quatro cenários são possíveis:

1. acerto - quando detecta corretamente sinais com e sem distúrbios;
2. erro - quando detecta erroneamente sinais com distúrbios;
3. falso alarme - quando detecta equivocadamente sinais sem distúrbios; ou
4. indeterminação - quando não é capaz de tomar uma decisão.

Os resultados da avaliação do detector estão descritos na seção 4.1.

3.4 O Classificador de distúrbios de QEE

De forma semelhante ao detector proposto da seção anterior, o classificador aqui descrito, é implementado conforme ilustrado na figura 3.8. Sua finalidade é a classificação do vetor de entrada em quatro classes de distúrbios:

- Classe I - amplitude (*sag* e *swell*);
- Classe II - harmônicos;
- Classe III - sub-harmônicos; e
- Classe IV - inter-harmônicos.

As etapas do classificador são similares às do detector de distúrbio, o modo de cálculo dos cumulantes, tanto para fins de classificação quanto para definição dos valores de referência, a comparação com valores de referência e o padrão de saída.

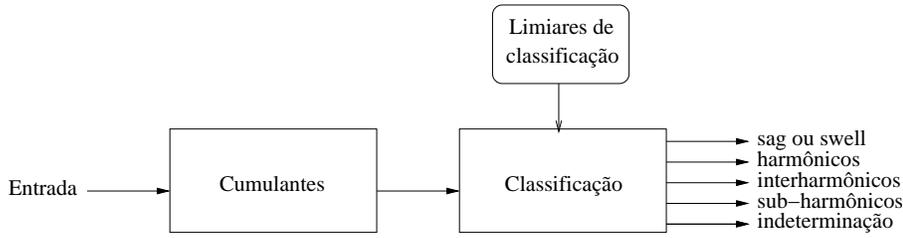


Figura 3.8: Diagrama de blocos do classificador de distúrbios de QEE proposto.

Para fins de definição dos limiares de classificação toma-se como referência os valores do primeiro *lag* para os cumulantes de segunda, terceira, quarta e quinta ordens, para cada tipo de distúrbio:

$$C_i^j(0), \quad (3.7)$$

onde i indica a ordem do cumulante e j a classe à qual o sinal de calibração em questão pertence.

Os sinais de desenvolvimento, assim como os sinais utilizados nos testes, foram gerados sinteticamente, e suas características estão descritas na seção 3.1.

Da mesma maneira que para o detector, a segunda etapa consiste da comparação dos valores de cumulantes calculados na etapa anterior com limiares previamente determinados no processo de desenvolvimento do classificador. O processo de desenvolvimento trata da definição de uma região de referência, constituída no espaço de cumulantes de segunda, terceira, quarta e quinta ordens.

A figura 3.9 mostra os mapas de cumulantes para sinais contendo distúrbios de amplitude (*sags* e *swells*), harmônicos e inter-harmônicos. É importante ressaltar que nos mapas apresentados pela figura 3.9 estão representados os espaços formados pelos cumulantes de ordens dois e três, dois e quatro, dois e cinco, três e quatro, três e cinco e quatro e cinco, satisfazendo assim, todas as combinações entre as quatro ordens de cumulantes calculadas.

Observa-se que nos mapas da figura 3.9 os cumulantes dos sinais com distúrbios diferentes abrangem regiões distintas dos demais, com exceção das classes *sag* e *swell* que apresentaram sobreposição em todos os mapas. A separação espacial entre os cumulantes de sinais com distúrbios diferenciados sugere a viabilidade de utilização de um discriminante linear para a correta classificação dos sinais.

Nesses mapas não foram contemplados sinais corrompidos por sub-harmônicos. Esses distúrbios possuem cumulantes cujos valores estão dispostos em intervalos vastos, o que prejudica a visualização da separação espacial existente entre os sinais. No entanto, a fim de mostrar que, ainda que esses distúrbios sejam considerados, a proposta de um classificador linear é factível, os mapas contendo todos os distúrbios envolvidos no presente estudo são mostrados na figura 3.10.

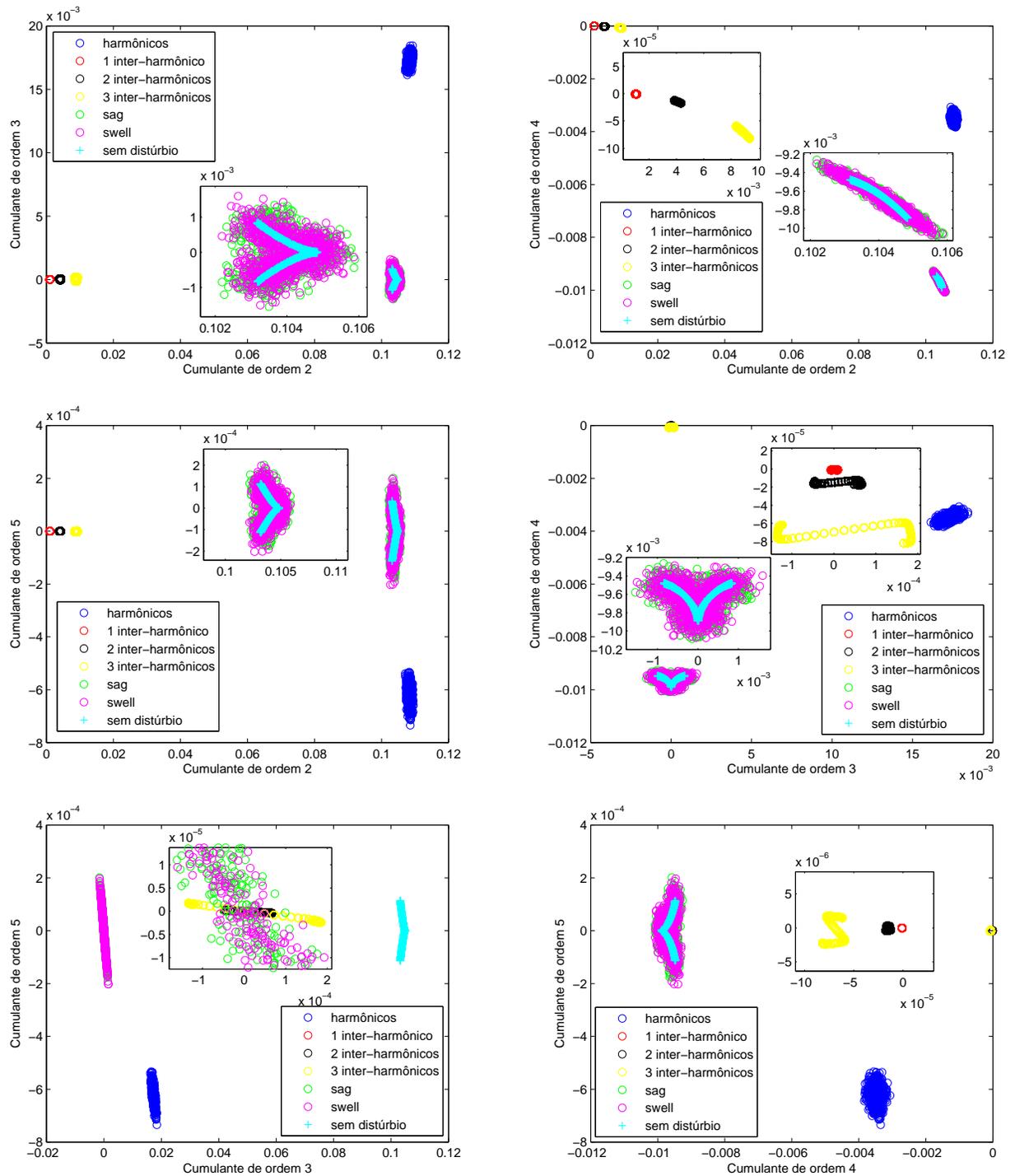


Figura 3.9: Mapas formados pelas combinações entre os cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, para sinais contendo distúrbios harmônicos, inter-harmônicos e de amplitude.

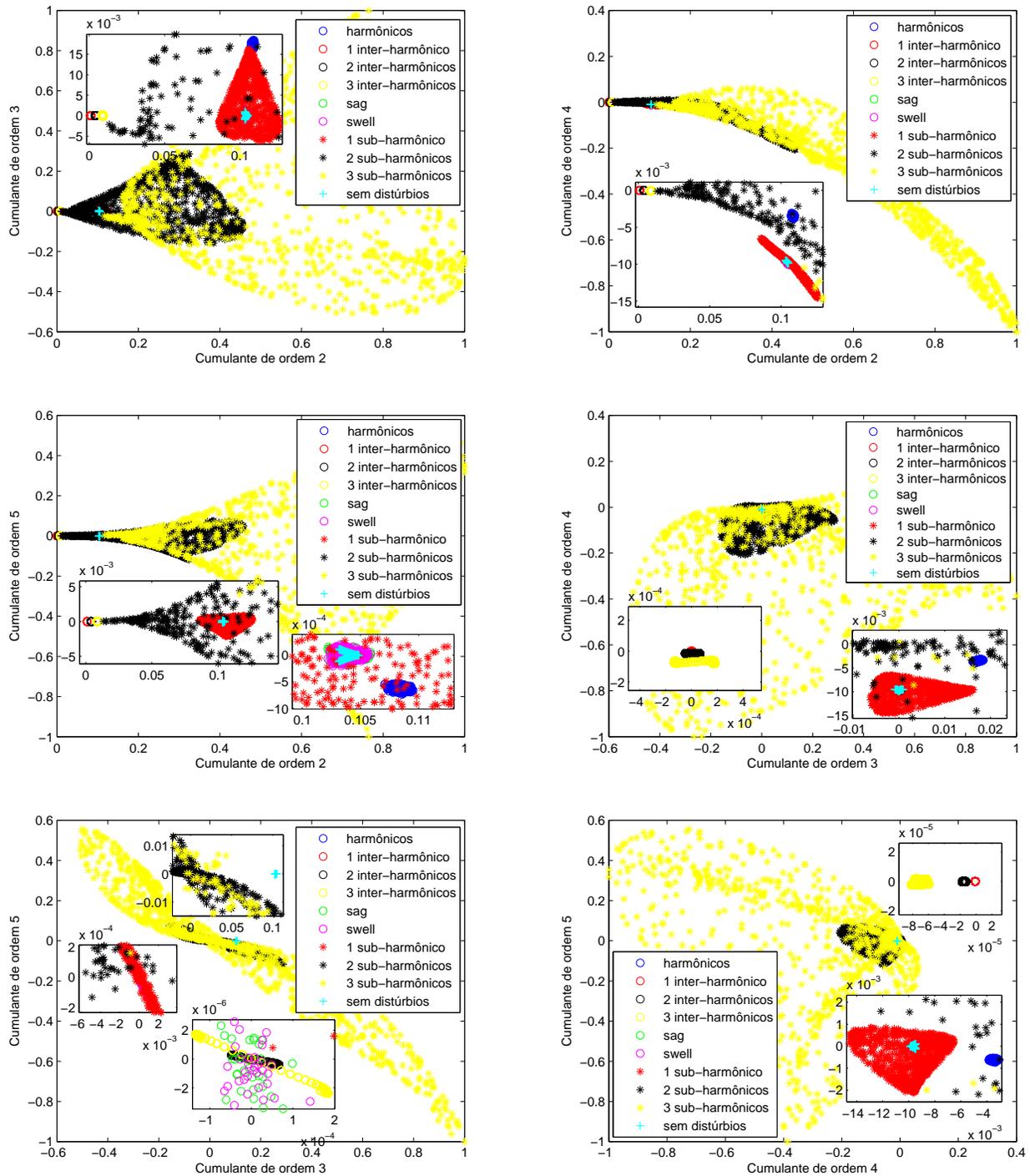


Figura 3.10: Mapas formados pelas combinações entre os cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, para sinais contendo distúrbios harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos e de amplitude.

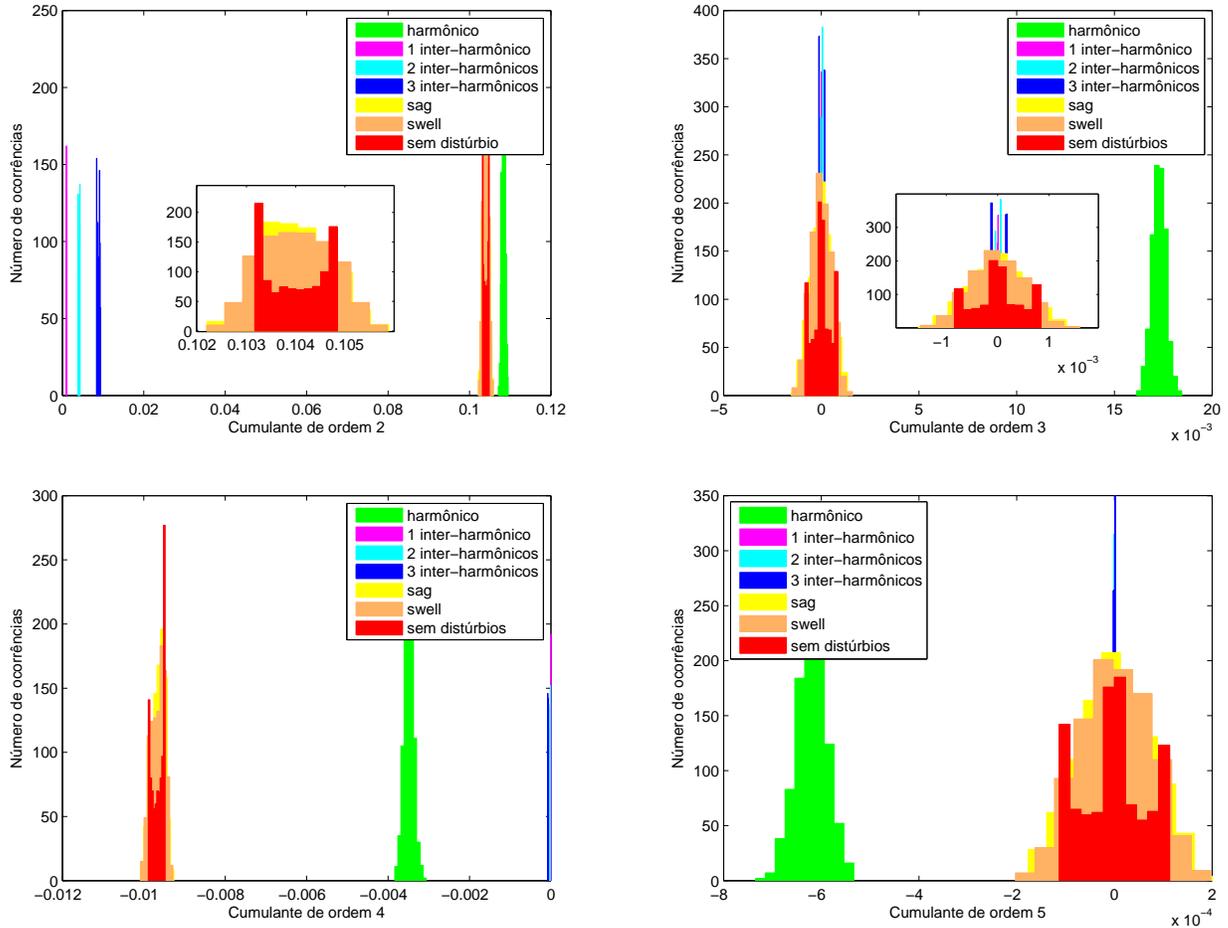


Figura 3.11: Histogramas referentes ao primeiro *lag* dos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, para os distúrbios harmônico, inter-harmônicos e de amplitude.

Embora a visualização da separação espacial seja prejudicada quando considerados distúrbios sub-harmônicos, é possível verificar pela figura 3.10, principalmente nos mapas de cumulantes ímpares, que a classificação linear é exequível.

Assim como para o detector, cada uma das classes analisadas possuem dois limiares, um inferior e um superior, para cada ordem de cumulante.

Essas regiões de referência também são definidas a partir dos histogramas das quatro classes estudadas, as quais são apresentadas pelas figuras 3.11 e 3.12, que representam, respectivamente, os histogramas sem e com distúrbios sub-harmônicos. Os histogramas foram obtidos seguindo o mesmo procedimento adotado para o detector de distúrbio descrito na seção 3.3. Dessa maneira, a definição dos limiares de classificação, assim como foi para a detecção, é conhecida e dada pela moda e desvio padrão.

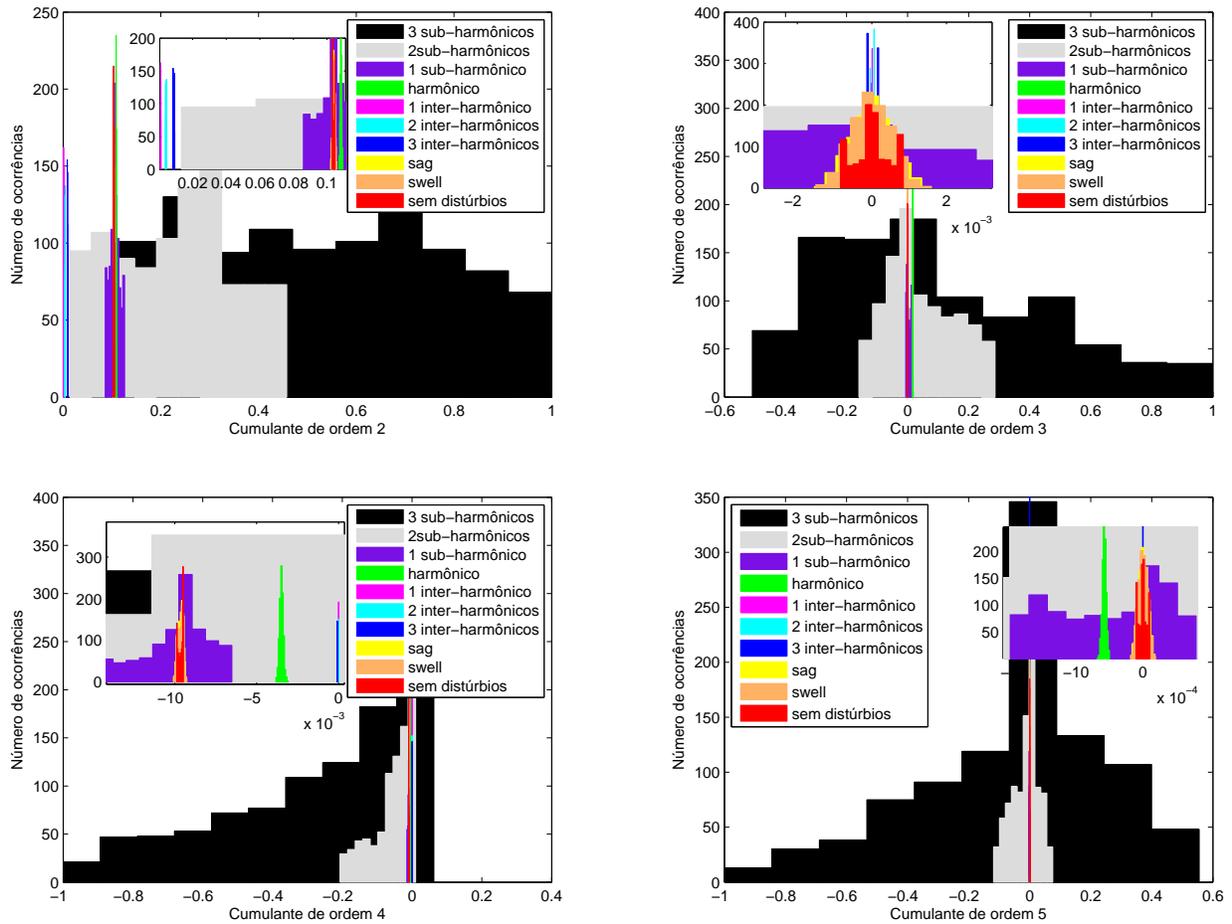


Figura 3.12: Histogramas referentes ao primeiro *lag* dos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco, para todos os distúrbios adotados.

É importante observar que os histogramas estão espaçados entre si, principalmente para os cumulantes de terceira, quarta e quinta ordens. Por esta razão o algoritmo de classificação é capaz de identificar as quatro classes. Mesmo quando há sobreposição dos histogramas, verifica-se, analisando as figuras 3.11 e 3.12, que uma combinação entre os quatro cumulantes calculados é suficiente para discriminar as classes de distúrbios.

O discriminante adotado para esse classificador é dado pelas equações (3.8) e (3.9).

$$D_i^j = C_i^j(0), \quad (3.8)$$

$$\mu_i^j - 2\sigma_i^j \leq D_i^j \leq \mu_i^j + 2\sigma_i^j. \quad (3.9)$$

μ_i^j consiste da moda de referência para os cumulantes de ordem i pertencentes à classe j ; σ_i^j denota o desvio padrão referente aos cumulantes de ordem i pertencentes à classe j , obtidos do processo de desenvolvimento do classificador. Para que um sinal seja classificado como pertencente a alguma classe, calcula-se primeiramente os primeiros *lags* dos cumulantes de ordens dois a cinco, conforme (3.7). Os valores de $C_i(0)$ são comparados aos limiares da equação (3.9) para cada uma das quatro classes pesquisadas. No caso de C_i (i variando de 1 a 4) estar contido em pelo menos 3 intervalos delimitados pela equação (3.9) em uma mesma classe j , o sinal sob análise é classificado como pertencente à classe j . Caso contrário esse sinal recebe um *flag* de indeterminação.

Assim sendo, o classificador proposto possui cinco possíveis situações:

1. Classe I - amplitude (*sag* e *swell*);
2. Classe II - harmônicos;
3. Classe III - sub-harmônicos; e
4. Classe IV - inter-harmônicos.
5. indeterminado.

Os resultados dos testes do classificador estão descritos na seção 4.2.

3.5 Identificador de sub-harmônicos e inter-harmônicos

O identificador de sub-harmônicos e inter-harmônicos aqui proposto é semelhante aos métodos de detecção e classificação de distúrbios anteriormente descritos. Trata-se, novamente, do mapeamento dos sinais de entrada contendo distúrbios sub- ou inter-harmônicos no espaço de cumulantes. A estrutura em etapas é análoga ao detector, e está ilustrada na figura 3.13.

O identificador proposto é capaz de sinalizar se um sinal de tensão possui ou não componentes sub-harmônicas ou inter-harmônicas e, em caso positivo, indicar quantos são estes componentes, até um máximo de três. O número máximo de componentes que o identificador é capaz de quantificar foi definido tendo em vista que, raramente,

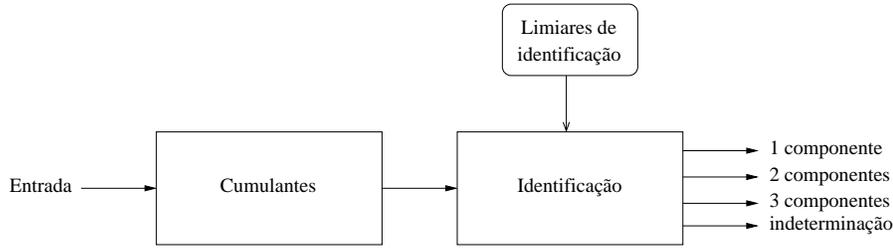


Figura 3.13: Diagrama de blocos do detector proposto.

no que tange agrupamentos de frequências, existem mais do que três componentes inter-harmônicos próximos uns aos outros. Esse número, no entanto, pode ser diferente. Nesses casos, a metodologia proposta não é capaz de quantificar com eficiência, uma limitação dessa estrutura.

Dessa maneira, o identificador é capaz de distinguir entre três diferentes classes:

- Classe I - presença de um componente de frequência sub- ou inter-harmônica;
- Classe II - presença de dois componentes de frequência sub- ou inter-harmônicas; e
- Classe III - presença de três componentes de frequência sub- ou inter-harmônicas.

É importante ressaltar que a detecção de componentes sub- ou inter-harmônicas só se difere pelos valores dos limiars de comparação.

Assim como nas estruturas propostas para o detector e para o classificador de distúrbios descritos na seções 3.3 e 3.4, respectivamente, a primeira etapa do identificador consiste do cálculo dos cumulantes de ordens dois a cinco para o primeiro *lag* - $C_2(0)$, $C_3(0)$, $C_4(0)$ e $C_5(0)$.

Como para as demais aplicações, as regiões de limiar foram definidas por meio de sinais específicos, descritos na seção 3.1. Os cumulantes desses sinais, dispostos em mapas espaciais demonstram a capacidade de discriminação linear entre os sinais com um, dois ou três componentes sub ou inter-harmônicos. Essa característica pode ser observada nas figuras 3.9 e 3.10.

Uma vez identificada a viabilidade de separação linear, os limites foram obtidos, como antes, a partir dos histogramas, produzidos a partir de um processo análogo ao descrito na seção 3.3.

As figuras 3.14 e 3.15 mostram os histogramas obtidos para sinais contendo distúrbios inter-harmônicos e sub-harmônicos, respectivamente, para os cumulantes de segunda, terceira, quarta e quinta ordens.

Como é possível notar pelas figuras 3.14 e 3.15 os histogramas das classes se sobrepõem. No entanto, também verifica-se que as modas e/ou as variâncias das distribuições diferem entre si. Essa característica viabiliza a identificação nos moldes propostos por este trabalho.

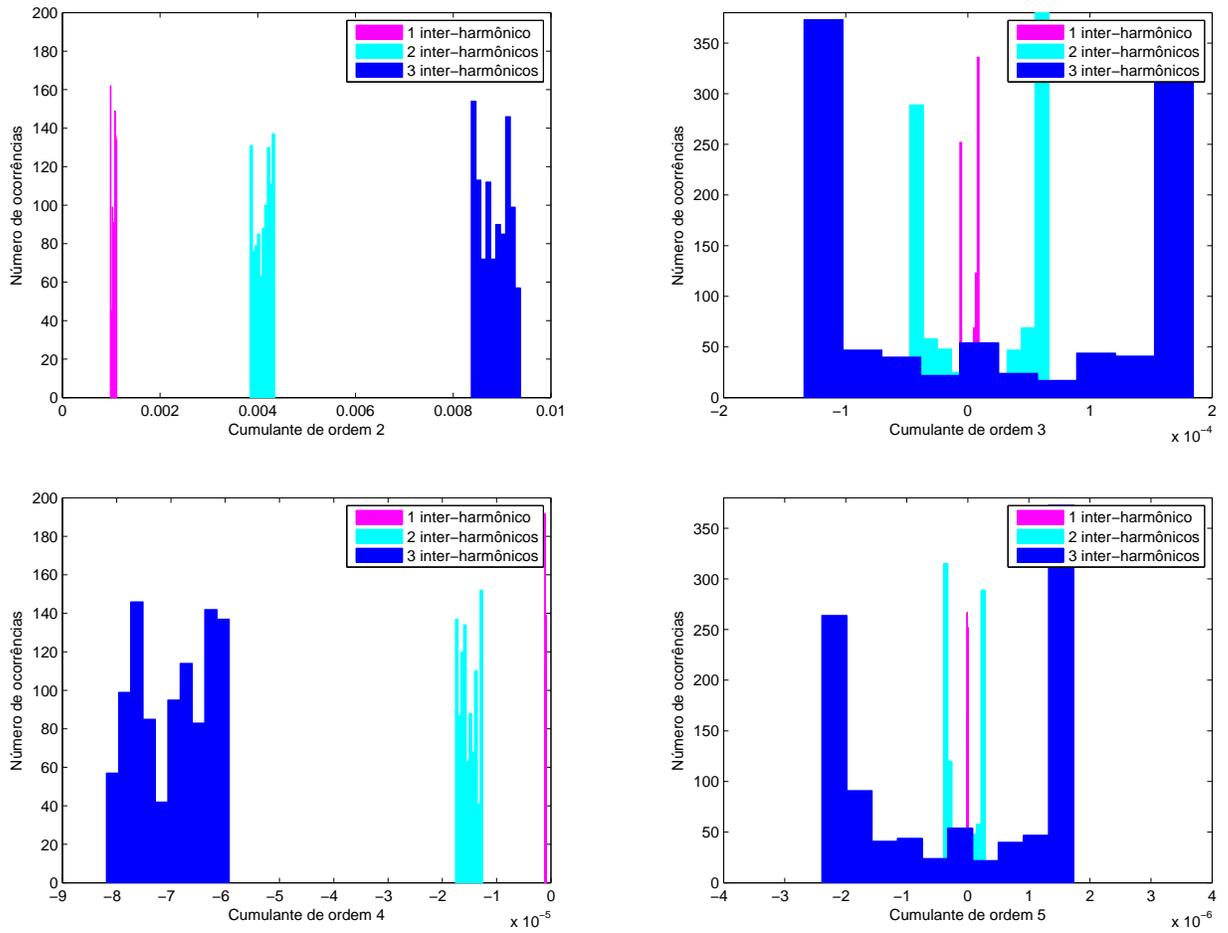


Figura 3.14: Histogramas referentes aos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco de distúrbios inter-harmônicos.

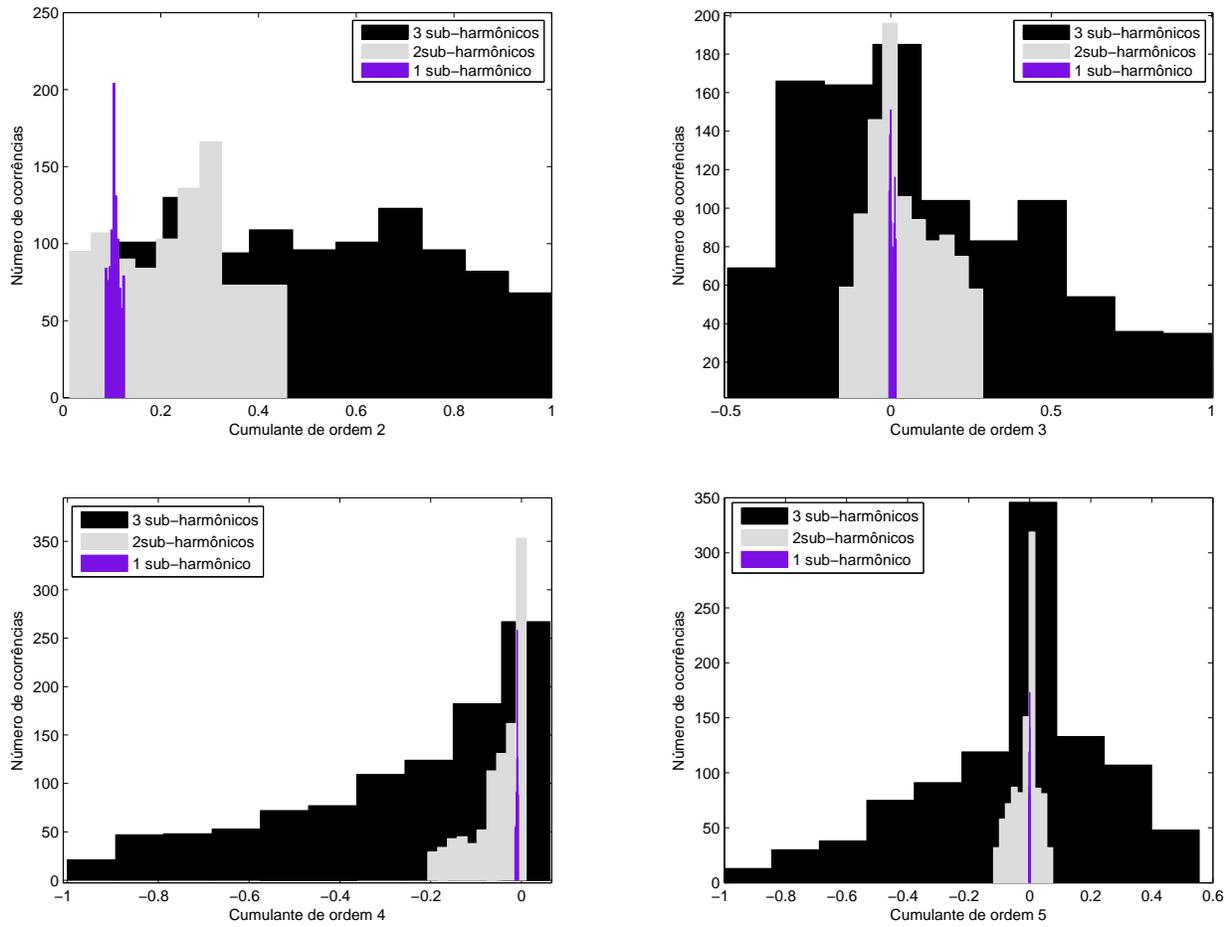


Figura 3.15: Histogramas referentes aos cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco de distúrbios sub-harmônicos.

Os discriminantes utilizados no algoritmo de identificação são dados conforme as equações (3.5) e (3.6), utilizadas na etapa de detecção. Os valores de D_i , sendo i a ordem do cumulante em questão, são comparados a limiares pré-determinados pelo desenvolvimento do identificador.

A identificação da presença de um, dois ou três componentes de distúrbio, sub ou inter-harmônico, se dá quando pelo menos três dos quatro valores do discriminante D_i se encontram dentro da janela determinada pelos limiares. Quando um ou dois dos valores de cumulantes encontram-se no intervalo definido pelos limiares, há uma indeterminação. Assim, quatro saídas são possíveis:

1. Classe I;
2. Classe II;
3. Classe III; ou
4. indeterminado.

Os resultados do desempenho do identificador de componentes de frequência proposto aqui estão apresentados na seção 4.3.

3.6 Estimador de frequências

O estimador de frequência implementa a metodologia proposta por Roy e Kailath (1989a) denominada TLS-ESPRIT - *Total Least Square Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques*. A revisão do método, incluindo equações e algoritmo encontra-se na seção 2.2.2. Foi implementada neste trabalho a modificação proposta por Nikias e Petropulu (1993), que agrega a estatística de ordem superior no cálculo dos coeficientes da estimação via TLS-ESPRIT, também descrita na seção 2.2.2. Dessa maneira, o estimador de frequências implementado neste trabalho não contém contribuição original. No entanto, não foram detectados relatos envolvendo a utilização da metodologia para estimação de componentes sub-harmônicos, o que será exposto na seção 4.5.

Capítulo 4

Resultados

O capítulo anterior descreveu as etapas presentes no sistema proposto por este trabalho: detecção, classificação, identificação e estimação de cinco tipos de distúrbios, baseado em estatística de ordem superior. O presente capítulo pretende avaliar o sistema da mesma forma, em estágios. Assim, para cada procedimento há uma seção para apresentação dos resultados obtidos.

4.1 O Detector de distúrbios de QEE

O desempenho do detector de distúrbios de QEE proposto na seção 3.3 foi analisado, levando em consideração relações sinal-ruído entre 5 dB e 70 dB. A tabela 4.1 resume o desempenho do detector em questão, para apenas um ciclo de sinal de entrada, por meio das taxas de detecção, de erro, de falso alarme e de indeterminação.

Tabela 4.1: Desempenho do detector proposto em função da relação sinal-ruído.

SNR [dB]	5	10	20	30	40	50- 70
acerto [%]	90,1	91,1	96	99,6	99,9	100
erro [%]	0,2	0,2	0	0	0	0
falso alarme [%]	9,7	8,7	4	0,4	0,1	0
incerteza [%]	0,2	0,2	0,5	0,2	0,05	0

Como pode ser verificado pela tabela 4.1, o detector aqui proposto apresenta resultados superiores a 90% de acertos para todas as relações sinal-ruído consideradas. É importante notar ainda que a incerteza é menor que 0,5% para toda a faixa de valores de relação sinal-ruído.

A fim de avaliar a eficiência do detector proposto, os resultados obtidos foram comparados com a técnica tradicional RMS (Bollen e Gu, 2006; Bollen et al., 2007; Radil et al., 2008; Moschitta et al., 2012; Gu et al., 2004) e com a técnica proposta por Marques

(2007), também baseada em estatística de ordem superior. Esses resultados encontram-se dispostos na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Taxas de detecção apresentadas pelo método proposto, pelo método apresentado por Marques (2007) e pelo RMS.

SNR [dB]	5	10	20	30	40	50- 70
Método proposto [%]	90,1	91,1	96	99,6	99,9	100
Método Marques [%]	73,3	83,3	99,3	100	100	100
Método RMS [%]	52	58,2	60,5	65,3	80,7	82,5

Uma breve descrição dos métodos RMS e do proposto por Marques (2007) encontra-se no apêndice A.1 e A.2, respectivamente.

Alguns aspectos acerca dos últimos resultados devem ser discutidos. De uma maneira geral, nota-se que o método RMS mostra-se inferior a ambos os outros, embora apresente simplicidade de implementação e baixo custo computacional.

Em primeira análise, o método proposto por Marques (2007) é ligeiramente superior ao proposto por este trabalho. No entanto, percebe-se que para relações sinal-ruído baixas (5 dB e 10 dB) o método aqui proposto atingiu melhores resultados, o que sinaliza uma menor sensibilidade aos efeitos provocados por ruído. Por outro lado, é possível verificar, também que, para SNR superior a 30 dB os métodos são equivalentes. Vale destacar que o método proposto por Marques (2007) utiliza um filtro *notch* em 60Hz para pré-processamento do sinal de entrada, o qual não é necessário na metodologia proposta neste trabalho.

A tabela 4.3 exhibe o desempenho do detector proposto em função do número de ciclos utilizados para o processo de detecção. Para tanto, considerou-se relação sinal-ruído igual a 30dB. Os resultados mostram-se confiáveis mesmo quando sinais de entrada são menores que um ciclo de fundamental. No entanto, para sinais com um ou mais ciclos os resultados são mais interessantes, o que sugere a utilização de apenas um ciclo.

Tabela 4.3: Taxas de detecção apresentadas pelo método proposto em função do tamanho da janela de entrada.

ciclos	1/2	1	2 - 10
acerto [%]	95,3	99,6	100
erro [%]	0	0	0
falso alarme [%]	4,7	0,4	0
incerteza [%]	0,6	0,2	0

Outra avaliação foi realizada em termos da variação da frequência de amostragem. A frequência de amostragem adotada ao longo de todo o desenvolvimento do trabalho é de 256 pontos por ciclo. Dessa maneira, avaliou-se o desempenho do detector para a metade

e o dobro dessa frequência, tendo como entrada um único ciclo de sinal com SNR igual 30dB. Os resultados, dispostos na tabela 4.4, mostram que a variação da frequência de amostragem, apesar de influenciar nos resultados, não compromete a confiabilidade da detecção.

Tabela 4.4: Desempenho apresentado pelo método proposto em função da variação da frequência de amostragem.

	128 pontos por ciclo	256 pontos por ciclo	512 pontos por ciclo
acerto [%]	94,4	99,6	99,9
erro [%]	0	0	0
falso alarme [%]	5,6	0,4	0,1
incerteza [%]	0,5	0,2	0,1

4.2 O Classificador de distúrbios de QEE

O desempenho do classificador proposto na seção 3.4 é mostrado na tabela 4.5. Para tanto, foram realizados testes com relação sinal-ruído igual a 30dB e apenas um ciclo de sinal de entrada. As quatro classes são representadas para o classificador da seguinte maneira:

- Classe 1 → *sag/swell*;
- Classe 2 → harmônicos;
- Classe 3 → sub-harmônicos; e
- Classe 4 → inter-harmônicos.

Tabela 4.5: Desempenho do classificador proposto.

Classe	Classe 1	Classe 2	Classe 3	Classe 4	indeterminação	incerteza
Classe 1	96,5%	-	-	-	3,5%	0,5%
Classe 2	3%	95%	-	-	2%	0,6%
Classe 3	-	0,7%	96,3%	-	3%	0,6%
Classe 4	2%	1%	-	96%	1%	0,7%

Conforme mostrado pela tabela 4.5 a eficiência média do classificador proposto neste trabalho é de 95,9% para uma relação sinal-ruído de 30dB e apenas um ciclo de sinal analisado.

O desempenho do classificador de distúrbios de QEE proposto também foi avaliado levando em consideração relações sinal-ruído entre 5 dB e 70 dB. A tabela 4.6 resume o desempenho do classificador em questão por meio das taxas de detecção, de erro e de indeterminação, levando em consideração a variação da relação sinal-ruído.

Tabela 4.6: Desempenho do classificador proposto em função da relação sinal-ruído.

SNR [dB]	5	10	15 - 20	25	30	35 - 70
acerto [%]	80,5	82,1	85	94,5	95,9	99
erro [%]	9,5	7,5	7	2	1,8	0
indeterminação [%]	10	10,4	8	3,5	2,25	1

Como pode ser verificado pela tabela 4.6, o classificador aqui proposto apresenta resultados superiores a 90% de acerto para relações sinal-ruído acima de 25 dB e de 99% para uma SNR maior que 35dB. É importante notar ainda que a taxa de erro é nula para valores de relação sinal-ruído superiores a 35 dB.

O classificador foi analisado em termos do número de ciclos de sinal disponíveis. Nesse caso, a relação sinal-ruído adotada foi igual a 30 dB. A tabela 4.7 resume o desempenho do classificador em questão por meio das taxas de detecção, de erro e de indeterminação, levando em consideração a variação do tamanho da janela de entrada.

Tabela 4.7: Desempenho do classificador proposto em função da janela de sinal de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 ciclos	10 ciclos
acerto [%]	95,9	97,8	98	98,5	98,6	98,5
erro [%]	1,8	0,9	0,8	0,6	0,6	0,6
indeterminação [%]	2,25	1,3	1,2	0,9	0,8	0,9

A tabela 4.7 mostra que o classificador proposto possui taxas de acerto superiores a 95% para todas as janelas e em torno de 98% para sinais contendo três ou mais ciclos.

A fim de avaliar a eficiência do classificador proposto, os resultados obtidos foram comparados com dois outros classificadores:

- baseado em *Support Vector Machines*, proposto por Çagri Arikan e Özdemir (2013); e
- baseado em cumulantes, proposto por Ferreira et al. (2009b).

Ambos os classificadores trabalham com distúrbios de afundamento de tensão, elevação de tensão e harmônicos. Nenhum deles considera distúrbios sub ou inter-harmônicos. Dessa maneira, para que a comparação, mostrada na tabela 4.8, seja válida, foram considerados apenas os resultados obtidos para as classes abordadas pelos três classificadores em questão.

Tabela 4.8: Comparação entre os classificadores proposto neste trabalho, proposto por Çagri Arikan e Özdemir (2013) e por Ferreira et al. (2009b).

	<i>sag/swell</i>	Harmônicos
Çagri Arikan e Özdemir (2013) [%]	97,85	100
Ferreira et al. (2009b) [%]	100	100
Proposto [%]	99	99

No apêndice A.3 e A.4 estão descritos, sucintamente, os métodos propostos por Ferreira et al. (2009b) e Çagri Arikan e Özdemir (2013), respectivamente.

Vale discutir alguns aspectos acerca dos últimos resultados. De uma maneira geral, nota-se que o classificador proposto neste trabalho mostra-se ligeiramente inferior a ambos os outros. No entanto, a metodologia adotada pelos outros classificadores deve ser considerada. Çagri Arikan e Özdemir (2013) utiliza o classificador não-linear *support vector machines* para discriminar coeficientes de transformada *wavelets* extraídos dos sinais de tensão contaminados por distúrbios. O segundo classificador, proposto por Ferreira et al. (2009b), embora também utilize as estatísticas de ordem dois, três e quatro para extrair características dos sinais de tensão, adota redes neurais artificiais para segregar os distúrbios. Além disso, este classificador utiliza um filtro *notch* na etapa anterior à extração dos parâmetros. Isso posto, verifica-se que as duas metodologias empregam técnicas não-lineares que possuem complexidade computacional e tempo de processamento superiores ao classificador proposto.

4.2.1 Desempenho de uma metodologia não-linear

Diante do resultado exposto pela comparação entre os métodos propostos por este trabalho, por Çagri Arikan e Özdemir (2013) e por Ferreira et al. (2009b), optou-se por avaliar o desempenho de um classificador não-linear alimentado pelos parâmetros extraídos conforme proposto no contexto desse trabalho. A concepção deste classificador é semelhante à proposta inicial, mostrada na seção anterior, ou seja, são calculados os cumulantes de ordem dois, três, quatro e cinco a partir de um ciclo de sinal de tensão. No entanto, substitui-se o classificador linear, cujos limiares foram obtidos de histogramas, por uma rede neural artificial.

Para tanto, foi desenvolvida uma rede contendo três camadas, que fosse capaz de discriminar as mesmas quatro classes de distúrbios consideradas anteriormente:

- Classe 1 \rightarrow *sag/swell*;
- Classe 2 \rightarrow harmônicos;
- Classe 3 \rightarrow sub-harmônicos; e
- Classe 4 \rightarrow inter-harmônicos.

A rede foi treinada por meio do algoritmo Levenberg-Marquardt *backpropagation*. Foi projetado um perceptron multi-camadas com função de ativação tangente hiperbólica. Os dados utilizados para o desenvolvimento e treinamento da rede foram os mesmo utilizados na concepção do classificador linear e descritos na seção 3.1. O critério de parada adotado foi o *Early Stopping*. Além disso, as variáveis foram normalizadas pelo máximo absoluto do conjunto de treino.

As taxas de acerto obtidas pelo classificador não-linear estão dispostas na tabela 4.9. Os resultados referem-se a sinais contendo relação sinal-ruído igual a 30 dB dos quais apenas um ciclo de fundamental foi avaliado.

Tabela 4.9: Taxas de acerto obtidas pelo classificador não-linear proposto neste trabalho.

	<i>sag/swell</i>	Harmônicos	Sub-harmônicos	Inter-harmônicos
Treino e Teste [%]	100	100	97,4	100
Validação [%]	100	100	96,8	100

Os resultados mostram acertos superiores a 96% para todos os casos e iguais a 100% para três das quatro classes analisadas. No entanto, para viabilizar taxas de acerto superiores a 90% para todas as classes estudadas foram necessários quatro nodos de entrada, 30 neurônios na camada intermediária e seis neurônios na última camada, o que confere um alto grau de complexidade e custo computacional.

Como o classificador linear proposto também exibe resultados confiáveis e compatíveis com o baseado em redes neurais artificiais, é interessante mantê-lo como principal classificador do presente trabalho, uma vez que é mais simples e possui custo computacional inferior, posto que realiza apenas operações de comparação. Assim, as demais análises realizadas consideram apenas o classificador linear.

4.2.2 Desempenho em função da variação da frequência fundamental

A flutuação da frequência fundamental da rede elétrica é bastante comum. Desse modo, é interessante analisar o desempenho do classificador nessas condições. Para tanto, considerou-se uma variação da fundamental entre 59 Hz e 61 Hz apenas para distúrbios harmônicos, classe mais afetada pelas flutuações. Os resultados alcançados, para SNR igual a 30 dB, estão expostos na tabela 4.10.

Tabela 4.10: Desempenho do classificador em função da variação da frequência fundamental.

	59 Hz	59,2 Hz	59,4 Hz	59,6 Hz	59,8 Hz	60 Hz
taxa de acerto [%]	93,7	94,5	93,5	90,7	90	95
taxa de erro [%]	5,0	4,4	5,2	7,4	8	3
indeterminação [%]	1,3	1,1	1,3	1,9	2	2
	60,2 Hz	60,4 Hz	60,6 Hz	60,8 Hz	61 Hz	
taxa de acerto [%]	92,3	93	89,7	91,7	92,5	
taxa de erro [%]	6,2	5,6	8,2	6,5	6	
indeterminação [%]	1,5	1,4	2,1	1,7	1,5	

É importante mencionar que esses resultados foram obtidos para taxa de amostragem fixa em 15360 Hz, que representa 256 pontos por ciclo da fundamental em 60 Hz. Nota-se que, apesar de uma condição severa, o classificador é bastante confiável, e mantém sua taxa de acerto em torno de 93%. É sabido que em casos de flutuação de frequência fundamental, métodos tradicionais como a FFT acusam a presença de componentes inter-harmônicas, o que confere ao classificador proposto maior credibilidade nesses casos. A seção 4.4 mostra, em maior detalhe, a capacidade de identificação de componentes inter-harmônicas pelo método proposto em comparação com a transformada de Fourier.

4.2.3 Desempenho para sinais com distúrbios combinados

É interessante verificar o comportamento do classificador quando mais de um distúrbio de qualidade de energia estiver presente no sinal. Para examinar tal atuação optou-se por combinar distúrbios harmônicos e inter-harmônicos.

Distúrbios harmônicos combinados com um componente inter-harmônico

Nos casos em que distúrbios harmônicos, nos quais estão presentes harmônicos de ordem um a dez, estão somados a um único componente inter-harmônico, sorteado aleatoriamente e uniformemente dentro do intervalo [63 Hz; 144 Hz], o desempenho do classificador é mostrado na tabela 4.11.

Tabela 4.11: Desempenho do classificador proposto para sinais combinados.

	Classe 1	Classe 2	Classe 3	Classe 4	indeterminação
	-	3,3%	-	94,8%	1,9%

Conforme mostrado pela tabela 4.11 o classificador indica, em aproximadamente 95% dos casos, a presença apenas de distúrbio inter-harmônico. Essa característica revela o classificador proposto como um instrumento sinalizador de inter-harmônicos. Considerando então a indicação da existência de componentes múltiplos não-inteiros da funda-

mental como sendo um acerto do classificador, a tabela 4.12 mostra a atuação do mesmo em função da relação sinal-ruído.

Tabela 4.12: Desempenho do classificador proposto em função da relação sinal-ruído.

SNR [dB]	5	10	20	30	40	50
acerto [%]	93,5	95	94,5	94,8	94,3	98
erro [%]	4,3	4	4	3,3	3,5	1,2
indeterminação [%]	2,2	1	1,5	1,9	2,2	0,8

O classificador mostra confiabilidade na indicação de inter-harmônicos considerando a variação da relação sinal-ruído, conforme a tabela 4.12. Mantendo a SNR em 30 dB, o comportamento tendo em vista o tamanho da janela de dados na entrada é mostrado na tabela 4.13.

Tabela 4.13: Desempenho do classificador proposto em função da janela de sinal de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 ciclos	10 ciclos
acerto [%]	94,8	95	95,2	95,2	95,5	96
erro [%]	3,3	3	3	3	3	3,2
indeterminação [%]	1,9	2	1,8	1,8	1,5	0,8

A tabela 4.13 demonstra novamente a confiabilidade do classificador na sinalização de inter-harmônicos também em função do número de ciclos da fundamental na entrada. Outro teste importante é em relação à variação da frequência fundamental do sinal. Os resultados, considerando a SNR em 30 dB e janela igual a um único ciclo, são mostrados na tabela 4.14.

Tabela 4.14: Desempenho do classificador proposto em função da variação da frequência fundamental.

	59,5 Hz	59,8 Hz	60 Hz	60,2 Hz	60,5 Hz
acerto [%]	93,9	94,5	94,6	94,8	94,4
erro [%]	3,9	3,6	3,6	3,3	3,5
indeterminação [%]	1,2	1,9	1,8	1,9	2,1

Novamente, conforme mostrado pela tabela 4.14, o classificador mostra-se confiável para atestar a existência de componente inter-harmônica no sinal de tensão corrompido por harmônicos, mesmo quando o sinal fundamental apresenta flutuação de frequência.

Distúrbios harmônicos combinados com dois ou três componentes inter-harmônicos

Da mesma forma que na seção anterior, o classificador será avaliado como sinalizador de componente inter-harmônico. Nesse caso, entretanto, para contaminação por dois ou três

componentes juntamente com distúrbios harmônicos. Os resultados, para um único ciclo de fundamental, em função da relação sinal-ruído é mostrado pela tabela 4.15.

Tabela 4.15: Desempenho do classificador proposto em função da relação sinal-ruído.

SNR [dB]	5	10	20	30	40	50
2 componentes inter-harmônicos						
acerto [%]	98	100	100	100	100	100
erro [%]	2	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0	0
3 componentes inter-harmônicos						
acerto [%]	100	100	100	100	100	100
erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0	0

A tabela 4.15 mostra que o classificador possui eficiência de 100% na sinalização de presença de componente inter-harmônico no sinal para sinais com relação sinal-ruído igual ou superior a 10 dB. A atuação do classificador para o mesmo fim também foi avaliada em relação ao tamanho da janela de sinal de entrada. Os resultados considerando SNR igual 30 dB são mostrados na tabela 4.16.

Tabela 4.16: Desempenho do classificador proposto em função da janela de sinal de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 ciclos	10 ciclos
2 componentes inter-harmônicos						
acerto [%]	100	100	100	100	100	100
erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0	0
3 componentes inter-harmônicos						
acerto [%]	100	100	100	100	100	100
erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0	0

A tabela 4.16 demonstra 100% de eficiência na sinalização de presença de dois ou mais componentes inter-harmônicos, independente do número de ciclos de sinal de entrada. Considerando uma janela referente a único ciclo de sinal e relação sinal-ruído de 30 dB, o classificador foi examinado em função da variação da frequência da fundamental. Os resultados são mostrados na tabela 4.17.

Tabela 4.17: Desempenho do classificador proposto em função da variação da frequência fundamental.

	59,5 Hz	59,8 Hz	60 Hz	60,2 Hz	60,5 Hz
2 componentes inter-harmônicos					
acerto [%]	100	100	100	100	100
erro [%]	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0
3 componentes inter-harmônicos					
acerto [%]	100	100	100	100	100
erro [%]	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0

Novamente o classificador proposto mostra-se imune à oscilação da frequência fundamental na função de sinalizador de inter-harmônicos, conforme os resultados da tabela 4.17.

4.2.4 Desempenho para sinais inter-harmônicos específicos

Visando buscar o limite de classificação do método, foram gerados sinais com inter-harmônicos situados nas frequências de 118 Hz, 122 Hz e 124 Hz. Dessa maneira, para sinais contendo apenas um componente inter-harmônico, este pode assumir qualquer dos três valores, considerando que as frequências são sorteadas aleatoriamente com intervalo uniformemente distribuído. Para sinais contendo dois componentes, estes podem assumir quaisquer dois dos três valores com igual probabilidade. Para sinais contendo três componentes apenas uma configuração é gerada.

A tabela 4.18 mostra a atuação do classificador na sinalização da presença desses inter-harmônicos especiais em função da relação sinal-ruído, considerando um ciclo de sinal de entrada.

Tabela 4.18: Desempenho do classificador proposto em função da relação sinal-ruído.

SNR [dB]	5	10	20	30	40	50
acerto [%]	97,2	98,3	98,2	98,3	98,1	99,3
erro [%]	2,1	1,3	1,3	1	1,2	0,4
indeterminação [%]	0,7	0,3	0,5	0,7	0,7	0,3

A tabela 4.18 mostra a confiabilidade do classificador considerando a variação da relação sinal-ruído. Além disso, é possível notar que sua eficiência de indicação é de aproximadamente 98%. Para os mesmos inter-harmônicos especiais mas, considerando uma SNR fixa em 30 dB, o classificador foi avaliado em função do tamanho de janela de dados na entrada. Os resultados são exibidos na tabela 4.19.

Tabela 4.19: Desempenho do classificador proposto em função da janela de sinal de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 ciclos	10 ciclos
acerto [%]	98,3	98,3	98,4	98,4	98,5	98,7
erro [%]	1,1	1	1	1	1	1
indeterminação [%]	0,6	0,7	0,6	0,6	0,5	0,3

O classificador mostra-se, novamente, bastante confiável em relação à variação do número de ciclos de entrada com, aproximadamente 98% de eficiência. Por último, o classificador foi avaliado em função da oscilação da frequência fundamental do sinal. Para tanto, manteve-se a SNR em 30 dB e um único ciclo de janela de entrada. Os resultados estão expostos na tabela 4.20.

Tabela 4.20: Desempenho do classificador proposto em função da variação da frequência fundamental.

	59,5 Hz	59,8 Hz	60 Hz	60,2 Hz	60,5 Hz
acerto [%]	98	98,2	98,2	98,3	98,2
erro [%]	1,6	1,2	1,2	1	1,2
indeterminação [%]	0,4	0,6	0,6	0,7	0,6

A tabela 4.20 mostra a insensibilidade do classificador frente à variação da frequência fundamental. Em 98% dos casos o classificador sinaliza corretamente a presença de componentes inter-harmônicas.

4.3 Identificador ou contador de sub-harmônicos e inter-harmônicos

4.3.1 Desempenho em função da relação sinal-ruído

Primeiramente, o desempenho do contador, ou identificador do número de componentes sub- ou inter-harmônicos, foi avaliado em função da relação sinal-ruído, tanto para distúrbios sub-harmônicos quanto para distúrbios inter-harmônicos. Os resultados obtidos, analisando um único ciclo de sinal de entrada, estão resumidos nas tabelas 4.21 e 4.22.

Tabela 4.21: Desempenho do identificador de componentes de frequência sub-harmônicas em função da relação sinal-ruído.

	5dB	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB
taxa de acerto [%]	96	96,9	97,5	97,3	96,9	97,4
taxa de erro [%]	0,2	0,1	0	0,2	0,1	0,1
indeterminação [%]	3,8	3	2,5	2,5	3	2,5

Tabela 4.22: Desempenho do identificador de componentes de frequência inter-harmônicas em função da relação sinal-ruído.

	5dB	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB
taxa de acerto [%]	91,5	91,9	91,7	92,3	92	92,5
taxa de erro [%]	3,7	3,7	4	3,3	3,6	3,4
indeterminação [%]	4,8	4,4	4,3	4,4	4,4	4,1

A primeira observação relevante consiste da pequena variação dos percentuais de acerto do identificador para uma faixa tão ampla de relação sinal-ruído. Este comportamento reforça o fato de que os indicadores baseados em estatística de ordem superior são robustos a ruído branco. As taxas de acerto propriamente, em torno de 97% para sub-harmônicos e 92% para inter-harmônicos, mostram que o método é promissor para a caracterização deste tipo de interferência. É importante destacar que tais resultados foram obtidos da análise de um único ciclo da frequência fundamental. Para fins de comparação, a resolução espectral obtida por transformada discreta de Fourier nesta situação é de 60 Hz. A identificação de mais de uma componente de frequência por meio de métodos baseados em DFT com uma janela de dados tão curta é algo no mínimo, desafiadora.

4.3.2 Desempenho em função do número de ciclos analisados

Os resultados exibidos nas tabelas 4.23 e 4.24 resumem o comportamento dos identificadores de distúrbio, tendo como entrada sinais com uma relação sinal-ruído fixa em 30 dB, e número de ciclos da componente fundamental variável. Os dados da tabela 4.23 se referem ao identificador de sub-harmônicos enquanto a tabela 4.24 se refere ao identificador de inter-harmônicos. É importante mencionar que, em cada caso, foram analisados sinais contendo um, dois e três componentes de distúrbio em iguais quantidades.

Tabela 4.23: Identificação de sub-harmônicos: desempenho em função da janela de dados de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 -10 ciclos
taxa de acerto [%]	97,3	99,6	99,9	99,9	100
taxa de erro [%]	0,2	0	0	0	0
indeterminação [%]	2,5	0,4	0,1	0,1	0

Tabela 4.24: Identificação de inter-harmônicos: desempenho em função da janela de dados de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 - 10 ciclos	
taxa de acerto [%]	92,3	98	99,2	99,7	99,8	100
taxa de erro [%]	3,3	0,8	0,3	0	0	0
indeterminação [%]	4,4	1,2	0,5	0,3	0,2	0

Os resultados descrevem um comportamento esperado para análise baseada em transformada discreta de Fourier, que consiste numa melhoria da taxa de acerto em função do aumento da janela de dados do sinal de entrada. Essa melhoria poderia ser atribuída à elevação da resolução espectral do estimador. Novamente, para fins de comparação, e levando em consideração uma janela de 5 ciclos do período fundamental, que resulta em taxas de acerto de 100%, tanto para sub quanto para inter-harmônicos, a resolução espectral equivalente seria de 15 Hz. A separação entre as componentes de interferência geradas é de apenas 2 Hz, o que, mais uma vez, sugere uma maior sensibilidade do método proposto a componentes de frequência próximas que métodos clássicos de análise espectral.

4.3.3 Desempenho em sub-bandas

Na tentativa de elevar a taxa de acerto do identificador de sub-harmônicos, justificada pela nítida sensibilidade do método ao tamanho da janela de dados de entrada, conjuntos de dados contendo uma, duas e três componentes sub-harmônicas em diferentes sub-bandas foram analisados. Foram definidas três sub-bandas de frequências sub-harmônicas:

- faixa alta: entre 30Hz e 57Hz;
- faixa intermediária: entre 15Hz e 30 Hz; e
- faixa baixa: entre 7,5Hz e 15Hz.

As tabelas 4.25 e 4.26 resumem os resultados do identificador de sub-harmônicos altos, na faixa de 30 a 57 Hz. Primeiramente, é mostrado o desempenho sob ruído, levando em consideração a análise de um ciclo fundamental do sinal de entrada. Em seguida, a relação sinal-ruído é fixada em 30 dB para análise da variação da taxa de acerto em função do tamanho da janela de dados de entrada.

Tabela 4.25: Identificador de sub-harmônicos altos: desempenho em função da relação sinal-ruído.

	5dB	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB
taxa de acerto [%]	93,4	93,8	94,9	95	95,5	95
taxa de erro [%]	0,1	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	6,5	6,2	5,1	5	4,5	5

Tabela 4.26: Identificador de sub-harmônicos altos: em função da janela de dados de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 ciclos	10 ciclos
taxa de acerto [%]	95	99,1	99,7	99,7	99,9	100
taxa de erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	5	0,9	0,3	0,3	0,1	0

As tabelas 4.27 e 4.28 resumem os resultados do identificador de sub-harmônicos médios, na faixa de 15 a 30 Hz. Primeiramente, é mostrado o desempenho sob ruído, levando em consideração a análise de um ciclo fundamental do sinal de entrada. Em seguida, a relação sinal-ruído é fixada em 30 dB para análise da variação da taxa de acerto em função do tamanho da janela de dados de entrada.

Tabela 4.27: Identificador de sub-harmônicos médios: desempenho em função da relação sinal-ruído.

	5dB	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB
taxa de acerto [%]	99,7	100	100	100	100	100
taxa de erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0,3	0	0	0	0	0

Tabela 4.28: Identificador de sub-harmônicos médios: desempenho em função da janela de dados de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 ciclos	10 ciclos
taxa de acerto [%]	100	100	100	100	100	100
taxa de erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0	0

As tabelas 4.29 e 4.30 resumem os resultados do identificador de sub-harmônicos baixos, na faixa de 7.5 a 15 Hz. Primeiramente, é mostrado o desempenho sob ruído, levando em consideração a análise de um ciclo fundamental do sinal de entrada. Em seguida, a relação sinal-ruído é fixada em 30 dB para análise da variação da taxa de acerto em função do tamanho da janela de dados de entrada.

Tabela 4.29: Identificador de sub-harmônicos baixos: desempenho em função da relação sinal-ruído.

	5dB	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB
taxa de acerto [%]	99,8	100	100	100	100	100
taxa de erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0,2	0	0	0	0	0

Tabela 4.30: Identificador de sub-harmônicos baixos: desempenho em função da janela de dados de entrada.

	1 ciclo	2 ciclos	3 ciclos	4 ciclos	5 ciclos	10 ciclos
taxa de acerto [%]	100	100	100	100	100	100
taxa de erro [%]	0	0	0	0	0	0
indeterminação [%]	0	0	0	0	0	0

Comparando as tabelas 4.21 e 4.25 e ainda as tabelas 4.23 e 4.26, é possível verificar que os comportamentos dos identificadores de sub-harmônicos de banda completa e da banda alta (30 a 57 Hz) são praticamente iguais, não justificando portanto, a segmentação da banda. No entanto, quando se compara as tabelas 4.21 e 4.27, nota-se uma elevação percentual próxima de 3% na taxa de acerto em função da relação sinal-ruído, para os sub-harmônicos médios em relação à banda completa. Comparando as tabelas 4.23 e 4.28, também nota-se uma elevação para a taxa de acerto, e o melhor: para qualquer tamanho de janela de dados a taxa de acerto é de 100%. A identificação dos distúrbios na faixa dos sub-harmônicos médios foi, de fato, melhorada. Por fim, comparando as tabelas 4.21 e 4.29 nota-se uma melhoria também da ordem de 3% em comparação com a banda completa. Comparando as tabelas 4.23 e 4.30 observa-se que a taxa de acerto atinge a totalidade com apenas um ciclo do período fundamental na entrada. Mais uma vez, houve melhora significativa de desempenho ao se considerar os distúrbios sub-harmônicos em faixas de frequências distintas.

4.4 Detector e identificador de inter-harmônicos

Conforme demonstrado nas seções anteriores, o classificador proposto neste trabalho pode funcionar como um detector de inter-harmônicos, quando em sua entrada for aplicado um sinal contendo distúrbios harmônicos e inter-harmônicos. Nesse sentido, dois estudos de caso são propostos a fim de avaliar o desempenho da estrutura proposta.

4.4.1 Estudo de caso 1

Para a primeira avaliação propõe-se um sinal de tensão corrompido pelos quinto e sétimo harmônicos, ambos com amplitude de 0,2 p.u. A esse sinal acrescenta-se um componente inter-harmônico, também com amplitude de 0,2 p.u., em 118 Hz. A figura 4.1 ilustra a forma de onda do sinal descrito. Consideram-se 12 ciclos da fundamental do sinal, cuja frequência é fixada em 60 Hz. A frequência de amostragem é mantida em 15360 Hz (equivalente a 256 pontos por ciclo de fundamental).

A tabela 4.31 exhibe os resultados referentes a mil realizações desse teste, para o qual o classificador proposto opera como um detector de inter-harmônicos. As classes 1, 2, 3 e 4 mencionadas na tabela 4.31 referem-se, respectivamente, aos distúrbios de amplitude (*sag* e *swell*), harmônicos, sub-harmônicos e inter-harmônicos.

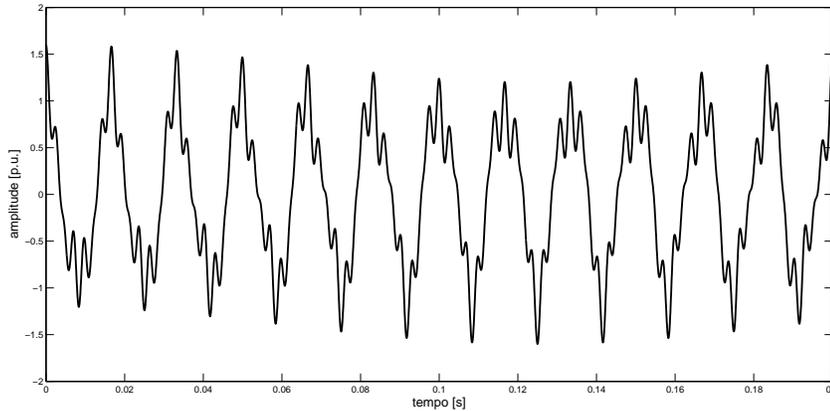


Figura 4.1: Sinal de tensão contendo quinto e sétimo harmônicos e um inter-harmônico em 118 Hz. As amplitudes dos componentes de frequência são todas iguais a 0,2 p.u. e a relação sinal-ruído é de 70 dB.

Tabela 4.31: Desempenho do classificador proposto para o estudo de caso 1.

	Classe 1	Classe 2	Classe 3	Classe 4	indeterminação
	-	-	-	100%	-

Como é possível notar, para as condições impostas pelo estudo de caso proposto, o classificador é capaz de operar como um detector de inter-harmônicos 100% eficiente. Uma vez detectada a presença de um componente inter-harmônico no sinal de entrada, os mesmos parâmetros extraídos do sinal são submetidos ao identificador de sub- e inter-harmônicos. A resposta do identificador é mostrada na tabela 4.32.

Tabela 4.32: Desempenho do identificador proposto para o estudo de caso 1.

	1 componente	2 componentes	3 componentes	indeterminação
	92,5%	3,4%	-	4,1%

Nota-se que, de acordo com a tabela 4.32, em cerca de 92% dos casos o identificador proposto reconhece corretamente o componente inter-harmônico presente no sinal em estudo.

A fim de demonstrar a importância do resultado alcançado, a transformada discreta de Fourier do sinal definido neste estudo de caso foi calculada e é mostrada na figura 4.2.

Como é possível notar na figura 4.2, existe um espalhamento espectral em torno da frequência 120 Hz, de modo que não se pode verificar com precisão o número de componentes de frequência presentes no sinal de entrada. Para esse estudo de caso, a transformada de Fourier não é eficaz na identificação do inter-harmônico em 118 Hz, ao passo

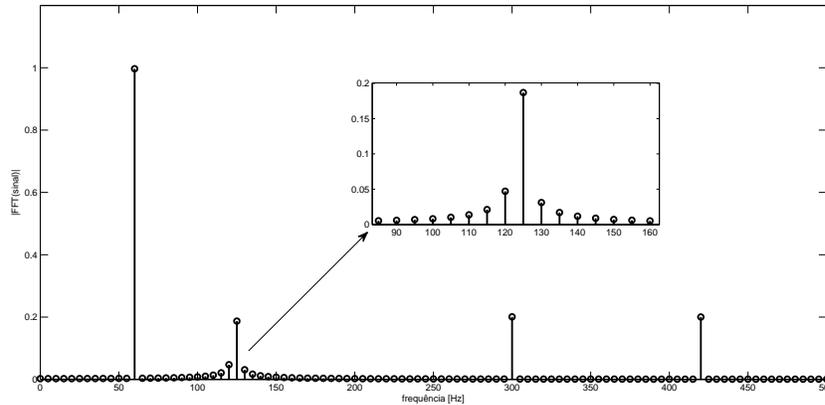


Figura 4.2: Transformada discreta de Fourier do sinal proposto no estudo de caso.

que o método proposto neste trabalho identifica com 92% de exatidão a existência de um único componente inter-harmônico no sinal de entrada.

4.4.2 Estudo de caso 2

A segunda análise considera um sinal de tensão, com 12 ciclos de fundamental, corrompido apenas pelos harmônicos de quinta e sétima ordens, ambos com amplitude de 0,2 p.u. Mantém-se a relação sinal-ruído em 70 dB e frequência de amostragem em 15360 Hz. A frequência da fundamental, nesse caso, é deslocada para 60,5 Hz. A intenção aqui é simular uma assimetria na taxa de amostragem devido à oscilação da frequência fundamental.

Para mil realizações, o classificador proposto demonstra 100% de eficiência na detecção da presença (ou ausência) de inter-harmônicos, conforme mostrado na tabela 4.33. Como,

Tabela 4.33: Desempenho do classificador proposto para o estudo de caso 2.

	Classe 1	Classe 2	Classe 3	Classe 4	indeterminação
	-	100%	-	-	-

nesse caso, não há componente inter-harmônica no sinal analisado, o identificador de número de componentes não é acionado.

A fim de mostrar a confiabilidade da metodologia proposta, toma-se, novamente, como comparação a transformada discreta de Fourier. Para o sinal definido neste estudo de caso, a transformada de Fourier é mostrada na figura 4.3.

A figura 4.3, também exibe espalhamento espectral tanto em torno do quinto quanto do sétimo harmônicos. Esse comportamento aponta, erroneamente, a presença de inter-harmônicos. Novamente, a transformada de Fourier não se mostra adequada na identi-

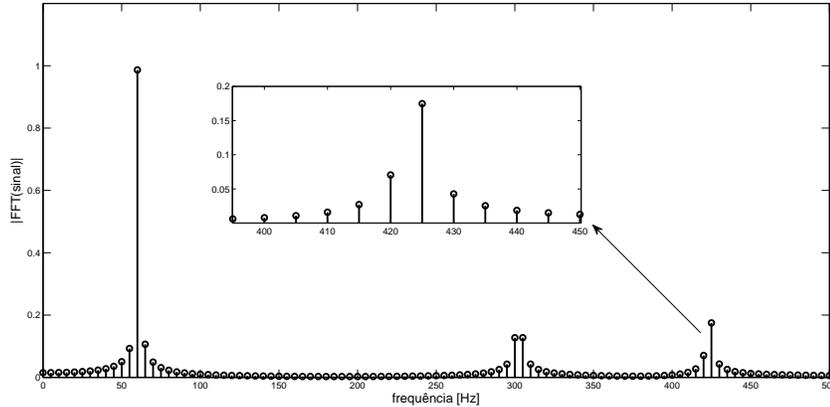


Figura 4.3: Transformada discreta de Fourier do sinal proposto no estudo de caso 2.

ficação de inter-harmônico. No entanto, o método proposto neste trabalho, identificou com 100% de precisão a ausência de componente inter-harmônico no sinal de entrada.

4.5 Estimador de frequências

A tabela 4.34 resume os resultados alcançados pelos dois tipos de estimador, considerando um sinal com poluição harmônica até a sétima ordem e com relação sinal-ruído de 70 dB, para diferentes quantidades de ciclos do período fundamental.

A tabela 4.34 mostra que os valores médios estimados para ambas as implementações são equivalentes, tendo em vista os valores das componentes de frequência estimadas. Os desvios padrão são iguais a 0,2 Hz para o método TLS-ESPRIT e 0,5 Hz para o método HOS-ESPRIT. A tabela 4.35 mostra o erro relativo, calculado de acordo com a equação (4.1), de cada uma das implementações, considerando 10 ciclos de janela de dados de entrada.

$$e = \frac{|f - \hat{f}|}{f}. \quad (4.1)$$

A implementação baseada em HOS recebe destaque quando a estimação é realizada sobre um ciclo do período fundamental. Os resultados obtidos pela versão modificada do ESPRIT nesta condição mantém o mesmo comportamento para qualquer tamanho da janela de entrada, enquanto que o ESPRIT-TLS não é capaz de concluir a estimação para um único ciclo. Tendo em vista que o tempo decorrido entre a apresentação dos dados e a obtenção da resposta do estimador é uma importante figura de mérito, principalmente em se tratando de sistemas críticos de tempo real, a modificação do método ESPRIT encontra sua principal conquista na redução do número de ciclos necessários para se obter o resultado da estimação.

Tabela 4.34: Resultados obtidos pelos estimadores de frequência.

	10 ciclos						
valor real [Hz]	60	120	180	240	300	360	420
valor estimado [Hz] TLS-ESPRIT	59,9	119,9	179,9	239,3	300	360,2	420
valor estimado [Hz] HOS-ESPRIT	60,3	120,8	181,2	241,5	301,8	362,1	422
	2 ciclos						
valor real [Hz]	60	120	180	240	300	360	420
valor estimado [Hz] TLS-ESPRIT	59,9	120,1	179,9	239,6	300,3	359	419,8
valor estimado [Hz] HOS-ESPRIT	60,2	120,8	181,6	241	301,9	362,2	422
	1 ciclo						
valor real [Hz]	60	120	180	240	300	360	420
valor estimado [Hz] TLS-ESPRIT	-	-	-	-	-	-	-
valor estimado [Hz] HOS-ESPRIT	60,2	120,7	181,2	241,6	302	362,3	422,2

Tabela 4.35: Erro relativo das estimações de frequência.

frequência [Hz]	60	120	180	240	300	360	420
erro TLS-ESPRIT	0,002	0,001	0,001	0,003	0	0,001	0
erro HOS-ESPRIT	0,005	0,007	0,007	0,006	0,006	0,006	0,005

Apesar de se mostrar eficiente na estimação de componentes harmônicas, o método modificado não alcança resultados satisfatórios para estimação de componentes sub-harmônicas, enquanto o método ESPRIT-TLS apresenta o mesmo comportamento observado para estimação de componentes harmônicas.

Os dois métodos são equivalentes para a estimação de componentes interharmônicas, exibindo um desempenho compatível com o observado para componentes harmônicas.

4.6 Complexidade computacional

A complexidade computacional do sistema de detecção, classificação, identificação e estimação proposto neste trabalho pode ser segmentada em duas partes:

- Parte 1 - detecção, classificação e identificação; e
- Parte 2 - estimação.

A primeira parte deve-se apenas às estruturas propostas pelo presente trabalho, enquanto que a segunda parte já possui complexidade conhecida. Então, considerando as estruturas propostas, o número de operações refere-se ao cálculo de cumulantes, aferição das médias e devidas comparações. Como as metodologias são equivalentes, a análise da complexidade é semelhante para todas as etapas.

Os cálculos dos cumulantes de ordem dois a cinco são realizados conforme as equações (2.63) a (2.66), abaixo transcritas para facilitar a análise:

$$\begin{aligned}\hat{C}_2^x(\tau) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k)x(k+\tau), \\ \hat{C}_3^x(\tau, \tau) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k)x^2(k+\tau), \\ \hat{C}_4^x(\tau, \tau, \tau) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k)x^3(k+\tau) - \\ &\quad 3 \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k)x(k+\tau) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2(k+\tau) \right], \\ \hat{C}_5^x(\tau, \tau, \tau, \tau) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k)x^4(k+\tau) - \\ &\quad 10 \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k)x^2(k+\tau) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k)x(k+\tau) \right].\end{aligned}$$

A implementação computacional dessas equações requer a varredura do vetor de dados, que pode e deve ser realizada para o cálculo de todos os cumulantes em um única etapa. Uma notação em pseudo-algoritmo seria:

```
FAÇA C2(1) = C3(1) = C4(1) = C5(1) = 0;
  PARA k variando de 0 a N-1 FAÇA
    C2(1) += x(k)x(k+1);
    C3(1) += x(k)x(k+1)x(k+1);
    C4(1) += x(k)x(k+1)x(k+1)x(k+1) - 3[C2(1)x(k+1)x(k+1)];
    C5(1) += x(k)x(k+1)x(k+1)x(k+1)x(k+1) - 10[C3(1)C2(1)];
  FIM PARA
  C2(1) = C2(1)/N;
  C3(1) = C3(1)/N;
  C4(1) = C4(1)/N;
  C5(1) = C5(1)/N;
FIM
```

Dessa maneira, o número de multiplicações por iteração é igual a 14. As operações de multiplicação foram escolhidas por serem as mais dispendiosas em termos de esforço

computacional. Portanto, para um único *lag* e considerando um vetor de entrada $x(n)$ com N amostras

$$q_m = 13 \times N, \quad (4.2)$$

para a qual q_m representa a quantidade de operações de multiplicação.

A notação $O()$ (*big O notation*) (Sedgewick, 1997) estabelece que uma função $f(n)$ é dita $O(x(n))$ se, para uma constante c e acima de um limiar n_0 ,

$$f(n) \leq cx(n). \quad (4.3)$$

Renomeando a quantidade de operações q_m como uma função do tamanho do vetor de dados, tem-se

$$f(N) = 14N, \quad (4.4)$$

e ainda, tomando como referência a função linear $x(N) = N$, pode-se escrever

$$f(N) \leq cx(N) \quad \forall \quad c \geq 14 \quad e \quad n_0 > 0. \quad (4.5)$$

Assim, a complexidade do algoritmo é linear:

$$f(N) = O(x(N)) = O(N). \quad (4.6)$$

Afim de ilustrar a linearidade da operação, um algoritmo de teste, mostrado a seguir, foi implementado e realizado. O resultado é mostrado na figura 4.4.

```
cc <-- 1;
para n de 32 até 1024 faça
  x <-- vetor aleatório com n posições;
  C2, C3, C4, C5 <-- HOS(n);
  cc <-- cc+1;
fim para
```

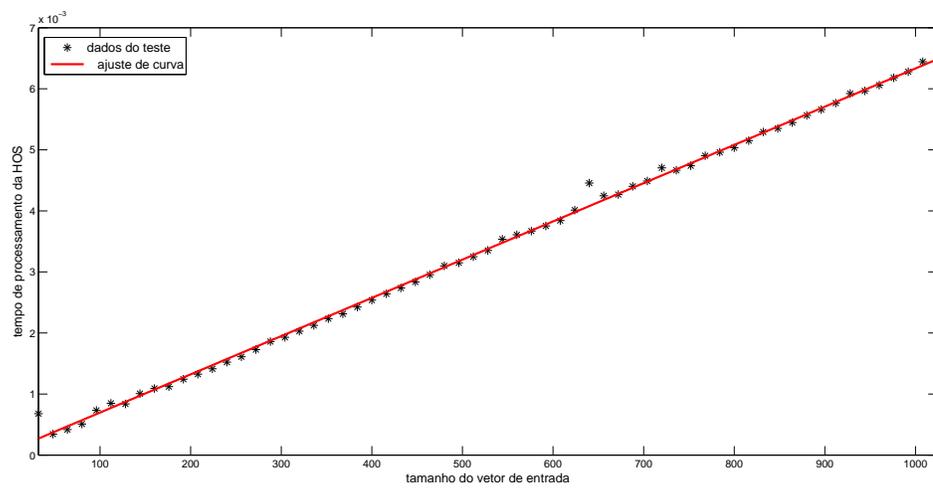


Figura 4.4: Teste de complexidade do cálculo de dez *lags* dos cumulantes de ordens dois a cinco.

Capítulo 5

Conclusão

Este capítulo tem por finalidade discutir diversos aspectos do trabalho, tais como peculiaridades dos métodos implementados. Sua organização reproduz aquela adotada para descrição dos métodos e apresentação dos resultados. Entretanto, uma seção inicial foi inserida com o propósito de comentar sobre a estrutura do sistema de detecção e classificação como um todo, abordando suas potencialidades e desafios.

5.1 Sistema de detecção, classificação e identificação

O sistema ilustrado na figura 3.1 é uma proposta deste trabalho e utiliza como ferramenta de análise e tomada de decisão o método HOS. Assim sendo, grande parte do esforço de classificação é realizado na primeira etapa do sistema, onde são calculados os cumulantes de ordem 2 a 5 do sinal de entrada não-processado, para um pequeno conjunto de *lags*. Vale destacar que o sinal de entrada não resulta de estágios prévios de pré-processamento; o conjunto de amostras do sinal de tensão a ser analisado é diretamente aplicado a este bloco funcional. Tendo em vista que a complexidade computacional do cálculo dos cumulantes para um subconjunto fixo de *lags* é linear, conforme mostrado na seção 4.6, o custo computacional do método como um todo torna-se muito atrativo.

As etapas seguintes, respectivamente detecção, classificação e identificação do número de componentes de distúrbio, utilizam os resultados do estágio de cálculo dos cumulantes como indicadores. A tomada de decisão baseia-se em sucessivas comparações dos indicadores com limiares pré-determinados. Portanto, o grande esforço computacional destas etapas se concentrou na caracterização estatística dos tipos de distúrbio analisados e conseguinte extração dos limiares de comparação, o que é feito de forma *off-line*, durante a calibração do método. Tendo em vista que a caracterização estatística dos tipos de distúrbio obteve resultados conclusivos, e conseqüentemente, limiares de comparação bem definidos, o elevado custo computacional de sua obtenção foi extinto, dando lugar a tabelas de limiares de comparação para cada tipo de distúrbio.

Estruturalmente, o detector, o classificador e o identificador de número de componentes de distúrbios se equivalem. Com excessão de particularidades como os *lags* dos cumulan-

tes tomados para comparação, estes blocos funcionais desempenham a mesma tarefa para limiares de comparação diferentes em cada situação. O principal benefício desta equivalência poderá ser experimentado na implementação embarcada do sistema proposto, usualmente por meio de programação procedural. Uma mesma rotina computacional pode ser utilizada em diferentes instâncias do programa, recebendo diferentes parâmetros de entrada.

O estimador de frequências consiste de um caso a parte. Sua implementação se baseia em álgebra matricial. Trata-se de um método clássico, cuja implementação eficiente pode ser encontrada na literatura técnica.

5.2 Detector de distúrbios

O detector de distúrbios apresentado na seção 3.3, cujos resultados estão mostrados na seção 4.1, se comportou de maneira previsível. O sinal de entrada, $x(n)$, mapeado para uma região de um espaço de cumulantes, $X(C_2, C_3, C_4, C_5) \in \mathbb{R}^4$, é classificado como pertencente a uma dentre duas categorias: com ou sem distúrbio. Por se tratar de um sinal determinístico, e levando em consideração a invariância dos cumulantes pares com a fase do sinal de entrada, e também a reconhecida robustez ao ruído por parte da técnica HOS, a região neste espaço que contém o sinal sem distúrbio é bem delimitada.

À medida em que ruído é adicionado ao sinal $x(n)$, ocorrem pequenos desvios de $X(C_2, C_3, C_4, C_5)$, o que pode acarretar na transposição de algum limiar, e portanto, a classificação errônea de um sinal sem distúrbio contaminado com ruído de medição. Trata-se, portanto, de uma relativa suscetibilidade a erros do tipo I: falso alarme. Essa afirmativa pode ser verificada na tabela 4.1, que mostra as taxas de acerto, erro, falsos alarmes e indeterminação do detector proposto em função da relação sinal-ruído. Pode-se perceber que a taxa de acerto melhora com a elevação da relação sinal-ruído, e ainda, que a taxa de falsos alarmes praticamente se extingue com essa elevação.

Comparativamente aos outros métodos implementados, o detector proposto também apresenta vantagens. Seu desempenho em termos da taxa de detecção é bastante semelhante ao do detector proposto por Marques (2007), e inquestionavelmente superior ao da técnica RMS. Entretanto, sua implementação é mais enxuta, conforme discutido na seção 5.1, principalmente pela ausência de pré-processamento do sinal analisado. O detector proposto por Marques (2007), emprega um filtro *notch* para rejeição da componente fundamental do sinal de tensão.

Outro aspecto que merece ser destacado consiste da habilidade do detector em apresentar um resultado confiável com a análise de apenas um ciclo do período fundamental da tensão sob análise. Tendo em vista a viabilidade da implementação do método proposto em um sistema embarcado de tempo real, justificada na seção 5.1, encontra-se pavimentado o caminho para a implementação de um sistema de alarme capaz de alertar sobre a existência de um distúrbio de tensão com um atraso da ordem de 16 ms, considerando o sistema operando em 60 Hz. Trata-se, portanto, de um atraso muito pequeno quando comparado aos tempos de resposta de dispositivos eletromecânicos, normalmente utiliza-

dos para a atuação sobre a rede elétrica.

5.3 Classificador de distúrbios

O classificador proposto neste trabalho e descrito na seção 3.4, cujo desempenho é apresentado na seção 4.2, é capaz de segregar quatro diferentes classes de distúrbios de qualidade de energia: *sags* e *swells*, harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos.

Conforme mostrado na tabela 4.6, para relações sinal-ruído superiores a 35 dB a eficiência geral do classificador proposto é de 99%. É importante enfatizar essa característica, já que, como mencionado anteriormente, em sistemas reais, a SNR é maior que 50 dB. Sendo assim, o desempenho atingido está praticamente assegurado quando da aplicação a sistemas reais. Além disso, cabe também ressaltar que o classificador obteve tal desempenho com apenas um ciclo do período fundamental e está apto a discernir entre componentes sub-harmônicas e inter-harmônicas. Outro aspecto relevante acerca do desempenho do classificador proposto é sua robustez e estabilidade frente à severas flutuações da frequência fundamental, conforme verificado na tabela 4.10.

Uma característica singular do classificador é sua capacidade de detecção de componentes inter-harmônicas, quando o sinal aplicado a sua entrada possui, além dos distúrbios inter-harmônicos, distúrbios harmônicos. As tabelas 4.12, 4.13 e 4.14 mostram que o classificador possui em torno de 95% de eficiência na detecção de um único componente inter-harmônico, para sinais com relação sinal-ruído de 30dB e análise de um apenas um ciclo do período fundamental, mesmo quando a frequência fundamental sofre variação. Para sinais contendo dois ou mais componentes inter-harmônicos, a capacidade de detecção é de 100%, conforme observado nas tabelas 4.15, 4.16 e 4.17.

Essa particularidade do classificador proposto é ainda mais interessante quando são analisados sinais com componentes inter-harmônicos próximos aos harmônicos. Nesses casos, sua atuação como detector de inter-harmônicos permanece estável, robusta e com alto rendimento, como mostram as tabelas 4.18, 4.19 e 4.20.

O perfil do método de classificação e sua inerente capacidade de detecção de componentes inter-harmônicas possibilita e viabiliza aplicações específicas para esse tipo de distúrbio, bastante repercutido nos últimos anos.

5.4 Identificador do número de distúrbios

O identificador do número de componentes sub-harmônicas e inter-harmônicas proposto por este trabalho está descrito na seção 3.5. Seu desempenho em diversas situações é apresentado na seção 4.3. De uma maneira geral, o identificador se mostrou capaz de identificar o número de componentes de distúrbio, sub e inter-harmônicos, com uma taxa elevada de acerto. Algumas observação, no entanto, merecem destaque.

A variação da relação sinal-ruído aparentemente não interfere no desempenho do identificador, o que, em primeira análise, é bastante curioso. No entanto, é importante reforçar

que o sinal de entrada deste bloco resulta de dois processos de seleção anteriores, conforme ilustrado pela figura 3.1, sendo portanto, um sinal portador de distúrbio. Levando em consideração que a energia de qualquer dos distúrbios, sub ou inter-harmônico, é muito maior que a energia do ruído, conclui-se que o mapeamento do distúrbio para o espaço de cumulantes ($X(C_2, C_3, C_4, C_5) \in \mathbb{R}^4$) sofre pouca influência deste. A delimitação das regiões ocupadas pela ocorrência de um, dois ou três distúrbios, sub ou inter-harmônicos, padece de uma dispersão própria do distúrbio, sendo pouco afetada pela inserção de ruído nos níveis experimentados.

No que diz respeito à quantidade de ciclos do período fundamental, nota-se uma melhoria das taxas de acerto à medida em que estes se elevam. Tal comportamento era esperado, tendo em vista que a caracterização destes tipos de distúrbio se torna mais clara à medida que o período de observação aumenta. Todavia, os resultados alcançados para um único ciclo do período fundamental são satisfatórios. Em aproximadamente 95% dos casos, o identificador é capaz de enumerar corretamente os componentes sub- e inter-harmônicos presentes em um sinal de tensão. Essa característica se torna particularmente interessante quando o desempenho do identificador proposto é comparado ao obtido por métodos baseados em transformada de Fourier. Como mostrado nas seções 2.1.3 e 4.4, o método clássico de análise espectral, nas mesmas condições, não é capaz de mostrar com clareza nem a existência de um componente inter-harmônico nem o número de componentes presentes devido à baixa resolução espectral imposta pela relativamente curta janela de dados temporais.

Um último aspecto a ser discutido consiste na identificação de sub-harmônicos em sub-bandas. Trata-se de um experimento realizado no decorrer deste trabalho, na tentativa de melhorar a robustez do identificador proposto. A inserção de distúrbios sub-harmônicos ocorridos em sub-bandas específicas eleva as chances de melhor caracterização do distúrbio, e de fato, melhoram a taxa de acerto do identificador, conforme pode ser verificado nas tabelas 4.25 a 4.30. No entanto, sua implementação requer o emprego de filtros na etapa anterior à identificação, de maneira que cada identificador receba apenas distúrbios em sua sub-banda de operação. Tendo em vista que a inexistência de pré-processamento dos sinais é um dos aspectos de destaque deste trabalho, o sistema da figura 3.1 não inclui o identificador de sub-harmônicos em sub-bandas. Estes resultados estão registrados como parte integrante do trabalho de pesquisa acerca de métodos de detecção de distúrbios de QEE, mas não constituem uma proposta imediata de sistema de classificação viável para implementação em tempo real.

5.5 Estimador de frequências

O estimador de frequências descrito e analisado nas seções 3.6 e 4.5, respectivamente, não constitui uma proposta inédita deste trabalho. No entanto, é interessante frisar que o desempenho da metodologia ESPRIT é superior quando trabalha com cumulantes de ordem superior. Essa constatação deve-se ao fato da melhoria da estimação frente a sinais contendo altos níveis de ruído. De todo modo, quando a relação sinal-ruído não

constitui uma forte limitação, recomenda-se a utilização do ESPRIT tradicional, posto que sua precisão é maior que quando utilizado em conjunto com a HOS. Além disso, o custo computacional do método composto é significativamente maior, tendo em vista a grande quantidade de operações matriciais.

5.6 Propostas de continuidade

Para trabalhos futuros propõe-se:

- implementação em tempo real do sistema da figura 3.1, em conformidade com os métodos de detecção, classificação e identificação de distúrbios propostos neste trabalho;
- avaliação do desempenho do sistema de tempo real anteriormente citado;
- extensão dos métodos propostos a outros tipos de distúrbios de qualidade de energia elétrica não contemplados neste trabalho;
- desenvolvimento de metodologia, baseada em HOS, para a estimação das amplitudes e frequências dos sub-harmônicos e inter-harmônicos; e
- desenvolvimento de metodologia para detecção e estimação de inter-harmônicos em frequências superiores.

Apêndice A

Métodos de detecção de classificação de distúrbios

A.1 Sistema de detecção, baseado em RMS, proposto por Gu et al. (2004)

Métodos baseados no valor RMS (*root mean square*) do sinal ou de trechos do sinal de entrada são, normalmente, empregados na detecção de distúrbios de amplitude, como *sags*, *swells* e interrupções. Se o sinal em estudo for dado por $x(n)$, para o qual $n = 1, \dots, N$ e N corresponde ao comprimento ou número de amostras presentes, seu valor RMS é dado por

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)^2}. \quad (\text{A.1})$$

O método de detecção proposto por Gu et al. (2004), utilizado como base de comparação pelo presente trabalho, faz uso de dois parâmetros extraídos do cálculo do valor RMS de uma janela deslizante com comprimento de meio ciclo. Esses parâmetros, x_1 e x_2 são obtidos, respectivamente, a partir do final e do início das janelas de análise. As janelas de análise por sua vez podem assumir comprimentos iguais a 1/8, 1/4, 1/2, ou 3/4 de ciclo.

Os parâmetros são então submetidos ao critério de decisão Neyman-Pearson, que considera duas hipóteses:

H_0 , que representa ausência de distúrbios, e

H_1 , que representa presença de distúrbios.

O detector seleciona a hipótese H_1 se

$$\frac{p(X|H_1)}{p(X|H_0)} \geq \eta, \quad (\text{A.2})$$

para a qual $X = [x_1 x_2]^T$, e η é uma constante dependente do limiar de decisão α . Para os experimentos realizados por Gu et al. (2004), α foi fixado em 5% e η foi considerado igual a 0,95 p.u..

A.2 Sistema de detecção, baseado em HOS, proposto por Marques (2007)

O método de detecção de distúrbios de qualidade de energia proposto por Marques (2007), e utilizado por este trabalho como comparação para a metodologia proposta, possui estrutura conforme o diagrama de blocos da figura A.1.

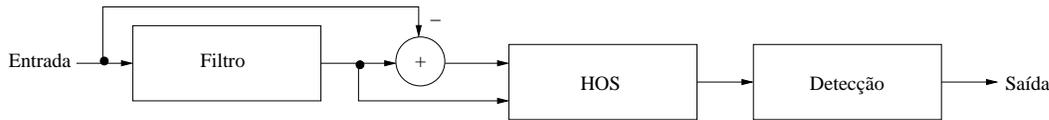


Figura A.1: Diagrama de blocos da técnica de detecção proposta por Marques (2007).

Como sinais de entrada o método considera vetores com 256 posições amostradas com frequência de 15360 Hz. O primeiro bloco consiste de um filtro IIR *notch* em 60 Hz, de segunda ordem.

A extração de parâmetros é realizada por meio do cálculo dos cumulantes de segunda e quarta ordens dos sinais filtrado e de erro (dado pela diferença entre os sinais de entrada e o filtrado). Uma vez calculados os 256 *lags* dos cumulantes de ordem dois e quatro, os mais significativos, selecionados por meio do discriminante de Fisher, são utilizados na etapa de detecção. A detecção de distúrbios, por sua vez, é realizada pelo método de Bayes, baseado no critério da máxima verossimilhança.

A.3 Sistema de classificação, baseado em HOS, proposto por Ferreira et al. (2009a)

O diagrama de bolcos da figura A.2 ilustra o método de classificação de distúrbios de qualidade de energia proposto por Ferreira et al. (2009a). Esse método foi utilizado por este trabalho como comparação para a metodologia proposta.

Da mesma forma que o sistema de detecção de Marques (2007), os sinais de entrada consistem de vetores com 256 posições amostradas com frequência de 15360 Hz. Esses sinais são submetidos a um filtro *notch*, IIR de segunda ordem. Os cumulantes, de segunda e quarta ordens, são calculados a partir do sinal de erro, dado pela diferença entre o sinal filtrado e o sinal de entrada. Os *lags* mais significativos, selecionados por meio do discriminante de Fisher, são utilizados enviados à etapa de classificação. Nesse caso, foram selecionados cinco parâmetros.

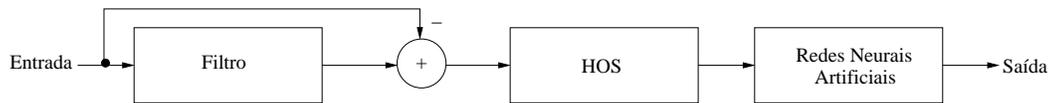


Figura A.2: Diagrama de blocos da técnica de classificação proposta por Ferreira et al. (2009a).

Este último estágio é realizado por meio de uma rede neural artificial. Essa rede, MLP, é composta por três camadas, uma camada oculta, com cinco neurônios cada uma, um neurônio para cada parâmetro. A detecção de distúrbios, por sua vez, é realizada pelo método de Bayes, baseado no critério da máxima verossimilhança.

A.4 Sistema de classificação, baseado em SVM, proposto por Çagri Arıkan e Özdemir (2013)

O sistema de classificação de distúrbios de qualidade de energia proposto por Çagri Arıkan e Özdemir (2013) é ilustrado pelo diagrama de blocos da figura A.3.

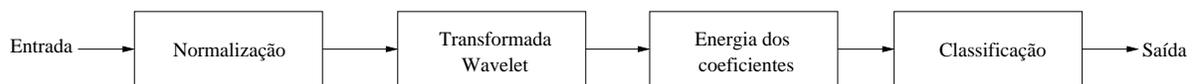


Figura A.3: Diagrama de blocos da técnica de classificação proposta por Çagri Arıkan e Özdemir (2013).

O método consiste, basicamente, em três etapas. Na primeira etapa, o sinal discreto de tensão, cuja frequência de amostragem é de 25,6 kHz, é normalizado. A seguir, o sinal é decomposto, por meio da transformada *wavelet*, em coeficientes com doze níveis de aproximação, dos quais são obtidos os parâmetros de classificação. Esses parâmetros correspondem à energia dos coeficientes *wavelets*. Por fim, um classificador baseado em SVM (*support vector machine*) é responsável pela discriminação do sinal aplicado na entrada do sistema entre seis possíveis classes.

Referências Bibliográficas

- Power quality application guide. Technical report, European Copper Institute, 2002.
- Agustín Agüera-Pérez, José Carlos Palomares-Salas, Juan José González de la Rosa, José María Sierra-Fernández, Daniel Ayora-Sedeño, e Antonio Moreno-Muñoz. Characterization of electrical sags and swells using higher-order statistical estimators. *Measurement*, 44:1453–1460, 2011.
- M. Aiello, A. Cataliotti, e S. Nuccio. A chirp-z transform-based synchronizer for power system measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 54(3):1025–1032, 2005.
- M. Aiello, A. Cataliotti, V. Cosentino, e S. Nuccio. Synchronization techniques for power quality instruments. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 56(5):1511–1519, 2007.
- V. Barrera, J. Melindez, e S. Herraiz. Waveform segmentation for intelligent monitoring of power events. *Electric Power System Research*, 2012.
- J. J. Benedetto. *Uncertainty principle inequalities and spectrum estimation*. Recent Advances in Fourier Analysis and Its Applications (J. S. Bymes and J. L. Byrnes, eds.), 1990. Kluwer Acad. Publ., Dordrecht. MR 91i:94010.
- Iaroslav V. Blagouchine e Eric Moreau. Unbiased adaptive estimations of the fourth-order cumulant for real random zero-mean signal. *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, 57(9):3330–3346, 2009.
- B. Boashash, E. J. Powers, e A. M. Zoubir. *Higher-Order Statistical Signal Processing*. Longman Australia, Melbourne, 1995.
- Math H. J. Bollen, Irene Yu-Hua Gu, Peter G. V. Axelberg, e Emmanouil Styvaktakis. Classification of underlying causes of power quality disturbances: Deterministic versus statistical methods. *Journal on Advances in Signal Processing*, pages 01–17, 2007.
- Math H. J. Bollen, Irene Yu-Hua Gu, , S. Santoso, M. F. Mcgranaghan, P. A. Crossley, M. V. Ribeiro, e P. F. Ribeiro. Bridging the gap between signal and power. *IEEE Signal Processing Magazine*, 23(04):12–31, 2009.

- Math H.J. Bollen e Irene Y.H. Gu. *Signal Processing of Power Quality Disturbances*. John Wiley and Sons, New York, NY, 2006.
- V. Bolon-Canedo, I. POrto-Díaz, N. Sanchez-Maróño, e A. Alonso-Betanzos. A framework for cost-based feature selection. *Pattern Recognition*, 47:2481–2489, 2014.
- D. R. Brillinger e M. Rosenblatt. Asymptotic theory of estimates of k-th order spectra. *Spectral Analysis of Time Series*, pages 153–188, 1967.
- A. Cataliotti, V. Cosentino, e S. Nuccio. A phase-locked loop for the synchronization of power quality instruments in the presence of stationary and transient disturbances. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 56(6):2232–2239, 2007.
- Cheng-I Chen. Design of measurement system based on signal reconstruction for analysis and protection of distributed generations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4):1652–1658, 2013.
- Cheng-I Chen e Yeong-Chin Chen. Comparative study of harmonic and interharmonic estimation methods for stationay and time-varying signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(1):397–404, 2014.
- Han Chen, Zhenhao Wang, Yao Lu, Dalu Li, e Tie Li. Cumulant-based rls algorithm with variable forgetting factor to estimate time-varying interharmonics. *4th International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control*, pages 351–356, 2014.
- Hsing-Hsing Chiang e C. L. Nikias. The esprit algorithm with higher-order statistics. In *Higher-Order Spectral Analysis, 1989. Workshop on*, pages 163–168, 1989.
- Thierry Chonavel. *Statistical Signal Processing: Modeling and Estimation*. Springer, London, 2002.
- Kuang Chua Chua, Vinod Chandran, U. Rajendra Acharya, e Choo Min Lim. Application of higher order statistics/spectra in biomedical signals - a review. *Medical Engineering and Physics*, 32:679–689, 2010.
- C.I.Budeanu. Puissances reactives et fictives. *Instytut Romain de l'Energie*, 1927.
- F. Cupertino, E. Lavopa, P. Zanchetta, M. Sumner, e L. Salvatore. Running dft-based pll algorithm for frequency, phase, and amplitude tracking in aircraft electrical systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(3):1027–1035, 2011.
- L. S. Czarnecki. What is wrong with the budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IM-36(3):834–837, 1987.

- Juan José González de la Rosa, Antonio Moreno, e Carlos G. Puntonet. A practical review on higher-order statistics interpretation. application to electrical transients characterization. *Proceedings of the 5th International Symposium on image and Signal Processing and Analysis*, pages 224–229, 2007.
- Juan José González de la Rosa, M. Sierra Fernández, D. Ayora-Sedeño, Agustín Agüera-Pérez, J. C. Palomares-Salas, e A. Moreno-Muñoz. Hos-based virtual instrument for power quality assessment. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 7th International Conference-Workshop*, pages 1–5, 2011.
- R.O. Duda, P.E. Hart, e D.G. Stork. *Pattern Classification*. Wiley-Interscience, 2nd edition, 2000.
- R.C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, e H. W. Beaty. *Electrical Power Systems Quality*. McGraw Hill, 2004.
- D. D. Ferreira, A. S. Cerqueira, M. V. Ribeiro, e C. A. Duque. Hos-based method for power quality event classification. *14th European Signal Processing Conference-EUSIPCO*, 2006.
- D. D. Ferreira, A. S. Cerqueira, C. A. Duque, e M. V. Ribeiro. Hos-based method for classification of power quality disturbances. *ELECTRONICS LETTERS*, 45(3), 2009a.
- D. D. Ferreira, A. S. Cerqueira, C. A. G. Marques, C. A. Duque, e M. V. Ribeiro. Sistema automático de detecção e classificação de distúrbios elétricos em qualidade de energia elétrica. *Revista Controle e automação*, 20(1):53–62, 2009b.
- D. D. Ferreira, C. A. G. Marques, J. M. de Seixas, A. S. Cerqueira, M. V. Ribeiro, e C. A. Duque. *Power Quality - Chapter Exploiting Higher-Order Statistics Information for Power Quality Monitoring*. Andreas Eberhard, 2011.
- D. D. Ferreira, E. A. Nagata, S.C. Ferreira, J.M. Seixas, C. A. Duque, C.A.G. Marques, J.D.S. Guedes, e A. S. Cerqueira. Method based on independent component analysis for harmonic extraction from power system signals. *Electric Power Systems Research (Print)*, 119:19–24, 2015.
- Irene Yu-Hua Gu e Emmanouil Styvaktakis. Bridge the gap: signal processing for power quality applications. *Electric Power Systems Research*, 66:83–96, 2003.
- Irene Yu-Hua Gu, Nichlas Ernberg, Emmanouil Styvaktakis, e Math H. J. Bollen. A statistical-based sequential method for fast online detection of fault-induced voltage dips. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19(2):497–504, 2004.
- Erich W. Gunther. Interharmonics in power systems. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2001.

- Yecai Guo e Junwei Zhao. Fifth-order cumulants based higher order coupling feature extraction algorithm. *ICSP Proceedings IEEE*, pages 276–279, 2004.
- E. J. Houston e A E. Kennelly. The harmonics of electric currents. *Electrical World*, pages 735–741, 1894.
- IEC-1000-2-1. Electromagnetic compatibility, part 2: Environment, sect. 1: Description of the environment - electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems. Technical report, 1990-05.
- IEEE. Ieee recommended practice for monitoring electric power quality. Technical report, IEEE Power and Energy Society, 2009.
- S. K. Jain e S. N. Singh. Exact model order esprit technique for harmonics and interharmonics estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61(7): 1915–1923, 2012.
- Zbigniew Leonowicz. Analysis of sub-harmonics in power systems. *EEEIC*, pages 125–127, 2010.
- Chun Li, Wilsun Xu, e Thavatchai Tayjasanant. Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement. *Electric Power Systems Research*, 66(1):39 – 48, 2003. Power Quality.
- H. C. Lin. Power harmonics and interharmonics measurement using recursive group-harmonic power minimizing algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2):1184–1193, 2012.
- Hsiung Cheng Lin. Separation of adjacent interharmonics using maximum energy retrieving algorithm. *IET Science, Measurement and Technology*, 10(2):92 – 99, 2016.
- T. Lobos, Z. Leonowicz, J. Rezmer, e P. Schegner. High-resolution spectrum-estimation methods for signal analysis in power systems. *IEEE TRANSACTIONS ON N INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, 55(1):219–225, 2006.
- Cristiano Augusto Gomes Marques. Técnica de detecção de distúrbios para o monitoramento da qualidade da energia. Master's thesis, UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA - FACULDADE DE ENGENHARIA, 2007.
- Jerry M. Mendel. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: Theoretical and some applications. *PROCEEDINGS OF THE IEEE*, 79(3):278–305, 1991.
- Anca Miron, Andrei Cziker, e Mircea Chindris. Detection and analysis of interharmonics. *2nd International Conference on Modern Power Systems*, pages 317–320, 2008.

- Azah Mohamed, Mohammed Abdol Salem, e Mohammad Fuad Faisal. Power quality disturbance detection and source prediction using advanced signal processing techniques. *Modelling, Simulation and Identification - University Kebangsaan Malaysia*, pages 1–20.
- Antonio Moschitta, Paolo Carbone, e Carlo Muscas. Performance comparison of advanced techniques for voltage dip detection. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, 61(5):1494–1502, 2012.
- C. L. Nikias e J. M. Mendel. Signal processing with higher-order spectra. *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 10–37, July 1993.
- C. L. Nikias e A. P. Petropulu. *Higher-Order Spectra Analysis: a nonlinear signal processing framework*. Prentice Hall, 1993.
- C. L. Nikias e M. R. Raghuveer. Bispectrum estimation - a digital signal processing framework. *Proc. of the IEEE*, 75:869–891, 1987.
- José Carlos Palomares-Salas, Juan José González de la Rosa, Agustín Agüera-Perez, e Antonio Moreno-Muñoz. Intelligent methods for characterization of electrical power quality signals using higher order statistical features. *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, (8):236–243, 2012.
- Athanasios Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 1984.
- P. E. Joe Perez. Understanding sub-harmonics. Technical report, ERLPhase Power Technologies, Winnipeg, MB, Canada, 2012.
- Van Long Pham, Kit Po Wong, Neville Watson, e Jos Arrillaga. Sub-harmonic state estimation in power system. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2:1168–1173, 2000.
- Agustín Agüera Pérez, Juan José González de la Rosa, José Carlos Palomares Salas, Aurora Gil de Castro, e Antonio Moreno-Muñoz. Tracks of power quality transients in high order statistics spaces. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 7th International Conference Workshop*, pages 44–49, 2011.
- T. Radil, P. M. Ramos, F. M. Janeiro, e A. C. Serra. Pq monitoring system for real-time detection and classification of disturbances in a single-phase power system. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57:1725–1733, 2008.
- J. Ren e M. Kezunovic. A hybrid method for power system frequency estimation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(3):1252–1259, 2012.
- Moisés V. Ribeiro, C. A. G. Marques, Carlos A. Duque, Augusto S. Cerqueira, e José L. R. Pereira. Power quality disturbances detection using hos. *IEEE*, 2006.

- Moisés V. Ribeiro, C. A. G. Marques, Carlos A. Duque, Augusto S. Cerqueira, e José L. R. Ferreira. Detection of disturbances in voltage signals for power quality analysis using hos. *Journal on Advances in Signal Processing*, pages 01–13, 2007.
- Richard Roy e Thomas Kailath. Esprit - estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing*, 1989a.
- Richard Roy e Thomas Kailath. Esprit-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE TRANSACTIONS ON ACOUSTICS. SPEECH. AND SIGNAL PROCESSING.*, 37(7):984–995, 1989b.
- M. K. Saini, R. Kapoor, e B. B. Sharma. Pq events classification and detection - a survey. *SEISCON 2011*, 2011.
- M. Sanaullah. A review of higher order statistics and spectra in communication systems. *Global Journal of Science Frontier Research*, XIII, 2013.
- C. Sankaran. *Power Quality*. CRC Press, 2002.
- Robert Sedgewick. *Algorithms in C, Parts 1-4: Fundamentals, Data Structures, Sorting, Searching*. Addison-Wesley Professional, 1997.
- G. K. Singh. Power system harmonics research: a survey. *European Transactions on Electrical Power*, 19(2):151–172, 2009.
- V. V. Terzija. Improved recursive newton-type algorithm for frequency and spectra estimation in power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52(5):1654–1659, 2003.
- A. Testa, D. Gallo, e R. Langella. On the processing of harmonics and interharmonics: using hanning window in standard framework. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19(1):28–34, 2004.
- A. Testa, M. F. Akram, R. Burch, G. Carpinelli, G. Chang, V. Dinavahi, C. Hatziadoniu, W. M. Grady, E. Gunther, M. Halpin, P. Lehn, Y. Liu, R. Langella, M. Lowenstein, A. Medina, T. Ortmeier, S. Ranade, P. Ribeiro, N. Watson, J. Wikston, e W. Xu. Interharmonics: Theory and modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(4):2335–2348, 2007.
- Josif J. Tomic, Miodrag D. Kusljevic, e Vladimir V. Vujicic. A new power system digital harmonic analyzer. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, 22(2):772–780, 2007.
- P. Tripathy, S. C. Srivastava, e S. N. Singh. A modified tls-esprit-based method for low-frequency mode identification in power systems utilizing synchrophasor measurements. *IEEE Transactions on Power Systems*, 26(2):719–727, 2011.

- M. Wang, P. Ochenkowski, e A. V. Mamishev. Classification of power quality disturbances using time-frequency ambiguity plane and neural networks. *IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting*, pages 1246–1251, 2001.
- M. Wang, G. I. Rowe, e A. V. Mamishev. Classification of power quality events using optimal time- frequency representations - part 2: Application. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, 19(3):1496–1503, 2004.
- H. Wen, Z. Teng, Y. Wang, B. Zeng, e X. Hu. Simple interpolated fft algorithm based on minimize sidelobe windows for power-harmonic analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(9):2570–2579, 2011.
- A. S. Yilmaz, A. Alkan, e M. H. Asyali. Applications of parametric spectral estimation methods on detection of power system harmonics. *Electric Power Systems Research*, 70:683–693, 2007.
- Dahai Zhang, Wilsun Xu, e Alexandre Nassif. Flicker source identification by interharmonic power direction. *IEEE - CCECE/CCGEI*, pages 549–552, 2005.
- H. Zhang, P. Liu, e O. P. Malik. Detection and classification of power quality disturbances in noisy conditions. *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, 150(5):567–572, 2003.
- M. A. Zorrozura, J. Lazaro, J. F. Miñambres, B. Larrea, e M. Sanchez. Estimation of power system harmonics and interharmonics. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, 2012.
- Çagri Arıkan e Muammer Özdemir. Classification of power quality disturbances at power system frequency and out of power system frequency using support vector machines. *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICNY*, pages 284–290, 2013.
- Ömer Nezih Gerek e Dogan Gökhan Ece. Power-quality event analysis using higher order cumulants and quadratic classifiers. *IEEE Transactions ON Power Delivery*, 21:883 – 889, 2006.