**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Carlos Henrique Beuter

**A Transformada de Stockwell Seletiva Aplicada na
Estimação Fasorial de Harmônicas Variantes no Tempo**

São Carlos

2020

Carlos Henrique Beuter

**A Transformada de Stockwell Seletiva Aplicada na
Estimação Fasorial de Harmônicas Variantes no Tempo**

Tese apresentada à Escola de Engenharia de
São Carlos da Universidade de São Paulo,
para obtenção do título de Doutor em Ciên-
cias - Programa de Pós-Graduação em Enge-
nharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de
Potência

Orientador: Prof. Associado Mário Oleskovicz

VERSÃO CORRIGIDA

**São Carlos
2020**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

B569a Beuter, Carlos Henrique
A Transformada de Stockwell Seletiva aplicada na
estimação fasorial de harmônicas variantes no tempo /
Carlos Henrique Beuter; orientador Mário Oleskovicz.
São Carlos, 2020.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Elétricos de Potência -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2020.

1. Harmônicas Variantes no Tempo. 2. Transformada
S. 3. Otimização por Enxame de Partículas. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **CARLOS HENRIQUE BEUTER**.

Título da tese: "A transformada de *Stockwell* seletiva aplicada na estimação fasorial de harmônicas variantes no tempo".

Data da defesa: 08/07/2020

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Associado **Mario Oleskovicz**
(Orientador)

(Escola de Engenharia de São Carlos – EESC/USP)

Aprovado

Prof. Dr. **Carlos Augusto Duque**

(Universidade Federal de Juiz de Fora/UFJF)

Aprovado

Prof. Dr. **Ricardo Augusto Souza Fernandes**

(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Aprovado

Prof. Dr. **Silvio Aparecido de Souza**

(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

Aprovado

Profa. Dra. **Núbia Silva Dantas Brito**

(Universidade Federal de Campina Grande/UFCG)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Titular **Ivan Nunes da Silva**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

Agradecimentos

Agradeço à minha esposa por suportar os vários estágios até a conclusão deste trabalho. Foram horas de introspecção, tristezas, explosões de sentimentos diversos, angústia e alegrias. Somente uma pessoa bastante próxima, com um grau de maturidade elevada suportaria tais momentos.

À minha mãe por continuamente ter me incentivado e apoiado ao longo desta trajetória acadêmica. À minha sogra pela preocupação e carinho que sempre demonstrou.

Um agradecimento especial ao orientador Prof. Associado Mário Oleskovicz, que não só me proporcionou esta oportunidade, mas também com competência, paciência e serenidade, dedicou seu tempo e atenção aos trabalhos, em um nível acima do padrão, a medida que estes foram sendo desenvolvidos. Sou imensamente grato as várias etapas de correções em artigos diversos, indicação de possíveis caminhos e o repasse de atividades que me proporcionaram amadurecimento adicional no ambiente da Universidade de São Paulo (USP). Certamente a perfeição é um alvo bastante elevado e praticamente inalcançável, mas a busca constante pela excelência foi um dos maiores legados que guardarei desta orientação.

Aos professores das disciplinas em que tive a oportunidade de cumprir os créditos. Sem dúvida foram essenciais para indicar o caminho a seguir.

Aos colegas que conheci durante este período na Escola de Engenharia de São Carlos (EESC). Tanto aos mais próximos, quanto aos demais, que tive o privilégio no convívio diário. Foram horas de parcerias, sugestões, opiniões e aconselhamentos. Não teria aqui espaço suficiente para listar a cada um por nome. Alguns destes, no entanto, gostaria de destacar. A primeira acolhida feita pelo colega e Prof. Rafael Borges, na fase inicial de ambientação. Ao Prof. Jeovane Sousa pelos primeiros repasses de informações, ideias e discussões, mesmo que breves sobre a Transformada de Stockwell (TS), bem como ao Luiz Trondoli pelas longas conversas sobre Falta de Alta Impedância (FAI). Adicionalmente a Liz e a Alessandra, pelos incentivos, contribuições em trabalhos colaborativos e revisões diversas em tempo de confecção de artigos e a tese. E finalmente, um destaque adicional

ao André Luís Pessoa, por gentilmente contribuir com seu conhecimento, dados e horas de discussões sobre o tema ao longo desses anos.

Ao Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica ([LSEE](#)) pelo ambiente e infraestrutura disponibilizados.

A Coordenação do Curso de Pós-Graduação pelo excelente trabalho, muitas vezes ocultos aos olhos dos discentes, que fizeram a diferença no processo que culminou na conclusão de mais esta etapa.

A [USP](#) pelo acolhimento neste período. Levarei para o resto da vida boas lembranças desta que foi a minha casa por pouco menos de meia década. Foram anos memoráveis, mesmo que passados muito rapidamente.

Aos membros da banca, pela disposição em analisar e contribuir com o trabalho tanto na fase de qualificação, quando na defesa.

Finalmente e não menos importante, aos coordenadores do Curso de Eng. Mecânica, bem como aos diretores(ras) do Instituto de Ciências Agrárias e Tecnológicas ([ICAT](#)) do campus da Universidade Federal de Rondonópolis ([UFR](#)), pela oportunidade e esforço despendido ao longo destes anos que estive em São Carlos. Dentre os nomes de destaque têm-se o Prof. Heinsten, Prof. Edson, Prof. Sérgio e a Prof^a Anely. Sem a ajuda, presteza e a compreensão destes, certamente este trabalho não seria possível. Também não posso deixar de mencionar o Prof. Marcelo e a Prof^a Alexandra pelo apoio em diferentes momentos.

“O sinal mais seguro da sabedoria é a constante serenidade.”
(Michel De Montaigne)

RESUMO

Beuter, C. **A Transformada de Stockwell Seletiva Aplicada na Estimção Fasorial de Harmônicas Variantes no Tempo**. 2020. 168p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2020.

O problema da distorção na forma de onda gerado pelas componentes harmônicas e os problemas relacionados às Harmônicas Variantes no Tempo (HVTs) estão cada vez mais presentes nos sistemas onde se tem a presença de componentes dependentes da eletrônica de potência. Neste contexto, o principal objetivo desta pesquisa é a implementação de ferramentas que permitam uma melhor avaliação e caracterização das HVTs. A partir de um estudo investigativo realizado, foi utilizada a Transformada de Stockwell (TS), com ênfase na representação vetorial. Para testar e validar as ferramentas, utilizou-se de sinais sintéticos e simulados/reais, que possuem características representativas das HVTs. Apresenta-se assim uma nova abordagem para a extração de parâmetros essenciais que permitam melhor distinguir as HVTs. O foco foi a extração fasorial, especialmente em sinais de um ciclo, envolvendo o pré e o pós-falta, onde a Transformada Discreta de Fourier (TDF) possui limitações, bem como em sinais pós-falta com um número maior de ciclos. Os resultados apontam que a TS apresenta características de interesse para a extração das informações relacionadas às HVTs que tornam a definição do fasor mais dinâmica e coerente ao longo do ciclo de pré e de pós em análise. Porém, revelou problemas relacionados ao espalhamento espectral, amenizados pelo foco em frequências específicas via a aplicação da proposta da Transformada S Seletiva (TSS). Melhorias também foram possíveis pelo uso de algoritmos de interpolação e por uma concentração de energia alcançada quando os parâmetros de janelamento foram encontrados via a aplicação de uma variante do algoritmo *Particle Swarm Optimization* (PSO).

Palavras-chave: Harmônicas Variantes no Tempo. Transformada S. Otimização por Enxame de Partículas.

ABSTRACT

Beuter, C. **The Selective Stockwell Transform Applied to the Phasor Estimation of Harmonic Variations in Time.** 2020. 168p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2020.

The distortion problem in the waveform generated by the harmonic components and the related issues to *Time-Varying Harmonics* (TVHs) are increasingly present in systems where components dependent on power electronics are present. In this context, the main objective of this research is to implement tools that allow a better evaluation and characterization of TVHs. From an investigative study carried out, *S Transform* was used, with the emphasis on vector representation. Aim to test and validate the tool, synthetic and simulated/real signals were used, with characteristics representative of TVHs. This work presents a new approach for the extraction of essential parameters that allow a better distinction between TVHs. The focus was on phasor extraction, especially in signs of a pre- and post-fault cycle, where *Discrete Fourier Transform* has limitations, as well as post-fault signals with a more significant number of cycles. The results show that the *S Transform* has characteristics of interest for the extraction of information related to TVHs that make the phasor definition more dynamic and coherent throughout the pre and post-analysis cycle. However, it revealed problems related to spectral spreading, mitigated by the focus on specific frequencies via the application of the Selective S Transform (SST) proposal. Improvements were also made possible by the use of interpolation algorithms and by an energy concentration, achieved when the windowing parameters were found by applying a variant of *Particle Swarm Optimization*.

Keywords: Harmonic Variants in Time. S Transform. Particle Swarm Optimization.

Lista de figuras

Figura 1 – Divisão das técnicas de análise proposta por Fabri (2011).	38
Figura 2 – Distinção entre os diferentes tipos de sinais.	50
Figura 3 – Corrente de energização de um transformador, um caso típico de HVT.	53
Figura 4 – Decomposição da corrente de magnetização de um transformador em função das componentes harmônicas ímpares.	54
Figura 5 – Visão de subsistemas interconectados em uma WAN que podem propiciar um cenário para gerar HVTs.	56
Figura 6 – Sistema de energia simulado em pequena escala para gerar e adquirir sinais com características de HVTs.	57
Figura 7 – Chaveamentos dos disjuntores indicados na Figura 6.	57
Figura 8 – Tendência e distribuição estatística da frequência em um barramento de uma subestação de 13 kV.	59
Figura 9 – Categorização das técnicas para a estimação e extração das componentes harmônicas.	61
Figura 10 – Diagrama com algumas das técnicas atuais usualmente aplicadas na estimação e extração das componentes harmônicas.	62
Figura 11 – Diagrama esquemático para a aplicação da TS.	70
Figura 12 – Amostras de magnitude da TDF para uma frequência espectral.	71
Figura 13 – Visão macro das duas etapas para a fundamentação e escolha da TS e da TSS ao invés da TDF.	77
Figura 14 – Regiões em destaque de um componente harmônico qualquer variante no tempo via a TS.	80
Figura 15 – Diagrama de aplicação da TSS.	81
Figura 16 – Aplicação conceitual da seletividade.	83
Figura 17 – Aplicação conceitual da seletividade em (a) um sinal sintético, (b) a análise via a TS padrão, (c) a seletividade em um plano, e (d) a seletividade em malha.	83
Figura 18 – Diagrama de análise para os sinais de FAIs.	85

Figura 19 – Amostra do sinal no tempo (a) e seu espectro resultante da TDF até a ordem 256 (b). Em (c) e (d) têm-se os espectros em amplitude para as harmônicas de mais baixa ordem em diferentes níveis de detalhamento no eixo das harmônicas.	89
Figura 20 – Sinal analisado via a (a) TS, (b) a análise da TS em malha, e (c) da TS em malha com aproximação até a harmônica 25.	90
Figura 21 – Sobreposição (a) dos espectros resultantes da TDF e da TS, (b) destacando as harmônicas de mais baixa ordem, e (c) as seis harmônicas após h_3 do sinal.	91
Figura 22 – Projeção (a) fasorial para a 4ª ordem harmônica, (b) para a 6ª ordem harmônica, (c) frequências resultantes da TS, e (d) projeção fasorial simplificada para a 4ª e 6ª.	93
Figura 23 – Análise do sinal considerando o período de existência das duas ordens harmônicas entre as amostras 100 e 400 para a 4ª e para a 6ª ordem.	94
Figura 24 – Comparando (a) os fasores calculados via a TDF, com (b) os fasores máximos via a TS para a harmônica de ordem 4, (c) de ordem 6, e (d) para os valores conjuntos.	95
Figura 25 – Fasores (a) calculados considerando o valor médio entre o início efetivo do período de existência da frequência até o seu valor máximo para a 4ª harmônica, (b) 6ª harmônica, e (c) para a junção dos fasores.	96
Figura 26 – Fasores (a) calculados considerando o valor médio entre o início efetivo do período de existência da frequência até o seu final para a 4ª harmônica, (b) 6ª harmônica, e (c) para a junção dos fasores.	97
Figura 27 – Fasores médios considerando do ponto médio entre intervalo do início da existência e seu valor máximo até o final da existência da frequência.	98
Figura 28 – Resultados das simulações para o sinal sintético - Caso I e II	102
Figura 29 – Comparativo entre as energias calculadas para os Casos I e II	104
Figura 30 – Resultados das (a) estimativas de localização do pico médio, (b) da variância estimada, e (c) do erro médio.	107
Figura 31 – Sinal sintético em análise.	108
Figura 32 – Em (a) e (b), duas perspectivas dos resultados da aplicação da TS padrão considerando a componente fundamental. Em (c) e (d), duas perspectivas dos resultados da aplicação da TS padrão desconsiderando a componente fundamental.	109
Figura 33 – Aplicação da TS padrão sem otimizar a MC (a) no plano, e (b) em malha.	110
Figura 34 – Aplicação da TS (a) usando o AIW-PSO no plano, e (b) em malha.	110
Figura 35 – Seleccionadas as frequências harmônicas chaves de ordem maior que a fundamental (a), primeiro grupo na linha 20 e laterais (b), e linha 35 com as laterais (c).	111

Figura 36 – Indicação (a) das faixas harmônicas chaves de ordem maior que a fundamental, e (b) primeiro grupo da linha harmônica 20 e laterais. . .	112
Figura 37 – Trecho com interpolação em frequência e ajuste de amplitude	112
Figura 38 – Sinal (a) em análise completo, e em (b), somente as amostras de pré e pós-falta.	113
Figura 39 – Aplicação (a) da TS padrão com o sinal de 60 Hz, e (b) filtrado a partir da 10 ^a ordem harmônica.	114
Figura 40 – Aplicação (a) da TS no plano padrão, e (b) quando otimizada.	114
Figura 41 – Visualização (a) da TS em malha padrão, e (b) quando otimizada. . . .	115
Figura 42 – Visualização (a) da TS em malha indicando a região de seletividade, (b) a linha harmônica 14 e (c) a linha harmônica 22, com as respectivas linhas laterais.	116
Figura 43 – Interpolação (a) em malha indicando a região de seletividade da linha harmônica 14, (b) sua correção em frequência, (c) correção em amplitude, e (d), um detalhe da correção em amplitude.	117
Figura 44 – O início e o sinal representativo considerado de uma FAI.	118
Figura 45 – A TS aplicada ao sinal de FAI a partir do primeiro contato com o “solo”.119	
Figura 46 – Representação fasorial do sinal com as frequências de 60, 180 e 300 Hz (a), e (b) em detalhe as frequências de 180 e 300 Hz.	120
Figura 47 – Processamento de um dos <i>shoulders</i> do sinal de FAI nomeado como “barra02solo22”	121
Figura 48 – Processamento do 2 ^o <i>shoulder</i> do sinal FAi nomeado “barra02solo22” .	122
Figura 49 – Sinal de FAI a partir do primeiro <i>shoulder</i> e a sobreposição dos demais. 123	
Figura 50 – Aplicação da (a) TS padrão e (b) otimizada. Foco nas linhas (c) 19 e (d) 31.	124
Figura 51 – Sinal para a 3 ^a harmônica com (a) a correção em frequência e (b) em amplitude.	124
Figura 52 – Sinal (a) de falta original, (b) no 2 ^o período pós falta, (c) malha da TS sem o filtro de 60Hz e (d) malha com foco na harmônica 12.	126
Figura 53 – Análise (a) do sinal considerando a TS padrão no plano, (b) a TS em malha, e (c) a TS otimizada.	127
Figura 54 – Sinal (a) da TS otimizada e (b) quando aplicada a frequência seletiva. .	128
Figura 55 – Sinal (a) da TS em malha, (b) com a correção em frequência e (c) em amplitude. Em todos estes janelamentos foram aplicados um corte de $\approx 20\%$ nas bordas laterais.	129
Figura 56 – Resultados comparativos entre a aplicação do método padrão e com auxílio das demais transformadas sobre o problema da estimação do local de falta.	130

Figura 57 – Detalhes dos resultados comparativos entre a aplicação do método padrão e as demais abordagens consideradas.	131
Figura 58 – Sinal (a) de corrente na fase A , (b) considerando meio ciclo de pré e meio ciclo de pós-falta, (c) analisando via a TS padrão, e (d) com destaque para as harmônicas de baixa ordem, filtrando a componente fundamental.	132
Figura 59 – O espectrograma (a) resultante do ciclo do sinal em análise, (b) pela análise via a TS padrão no plano, (c) e da TS otimizada no plano, (d) e a sua resposta em malha, já filtrado o CC para dar destaque a componente fundamental.	133
Figura 60 – Em (a) o sinal resultante aplicando a seletividade. Já em (b) a visão em malha, e em (c) a correção em amplitude.	134
Figura 61 – O sinal (a) em análise no domínio do tempo, (b) o seu espectro em escala de frequência, e (C) em amostras com destaque para a amostra 20 ajustada.	156
Figura 62 – Sinal sintético com (a) 1 e (c) 6 ciclos. A TS aplicada em (b) 1 e (d) em 6 ciclos.	160
Figura 63 – Sinal (a) sintético com 32, (c) 288 e (e) com 512 amostras por ciclo. A (b) TS aplicada ao sinal com 32, (d) 288 e (f) com 512 amostras por ciclo. 161	
Figura 64 – Sinal sintético (a) no tempo com $\phi = 0$, e (b) o resultado da aplicação da TS. Em (c) o resultado da linha 0 (zero), com a variação de $0 \leq \phi \leq 2\pi$. 162	

Lista de tabelas

Tabela 1 – Valores de escala de correção para os tipos de janelas comuns usados com (3.32) e (3.33).	71
Tabela 2 – Resumo da validação dos fasores em função de diferentes abordagens de medição via TS, conforme a Seção 4.3.2.	99
Tabela 3 – Resumo da diferença percentual dos fasores obtidos no passo 5 em relação a referência TDF com base nos valores apresentados na Tabela 2.	100
Tabela 4 – Parâmetros usados no algoritmo AIW-PSO.	101
Tabela 5 – Alguns resultados e a média para 100 execuções do algoritmo AIW-PSO proposto para o Caso I.	103
Tabela 6 – Comparativo entre as energias calculadas para os Casos I e II.	106
Tabela 7 – Resultado comparativo do Erro Médio (EM) e respectivo desvio padrão entre os valores obtidos por cada um dos diferentes métodos aplicados e a distância real da falta considerada.	131

Lista de quadros

Quadro 1 – Comparativo entre as formas de interpolação.	72
---	----

Lista de siglas

AG	Algoritmos Genéticos
AIW-PSO	<i>Adaptive Individual Inertia Weight Based on Best, Worst and Individual Particle Swarm Optimization</i>
ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
ATPDraw	<i>Alternative Transients Program interface Draw</i>
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DHT	Distorção Harmônica Total
EESC	Escola de Engenharia de São Carlos
ESPRIT	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique</i>
FAI	Falta de Alta Impedância
FK	Filtro de <i>Kalman</i>
FV	Fotovoltaico
HVT	Harmônica Variante no Tempo
ICAT	Instituto de Ciências Agrárias e Tecnológicas
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
KWT	<i>Kalman-Wavelet Transform</i>

LSEE	Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica
MC	Medida de Concentração
MP	Método de <i>Prony</i>
MatLab	<i>Matriz Laboratory</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PSCAD	<i>Power System Computer Aided Design</i>
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
RTF	Representação Temporal da Frequência
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RNA	Redes Neurais Artificiais
SEP	Sistemas Elétricos de Potência
SNR	<i>Sinal-to-Noise Ratio</i>
SP	Sistemas de Potência
SWRDFT	<i>Sliding-Window Recursive Discrete Fourier Transform</i>
TCZ	Transformada <i>Chirp-Z</i>
TDDe	Taxa de Distorção da Decomposição
TDF	Transformada Discreta de Fourier
TFTC	Transformada de Fourier de Tempo Curto
TF	Transformada de Fourier
TK^kF	<i>Taylor-Kalman-Fourier</i>
TRF	Transformada Rápida de Fourier
TRFI	Transformada Rápida de Fourier Inversa
TS	Transformada de Stockwell
TSG	Transformada S Generalizada
TSD	Transformada S Discreta

TSS	Transformada S Seletiva
TVH	<i>Time-Varying Harmonic</i>
TW	Transformada <i>Wavelet</i>
TWD	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta
TWC	Transformada <i>Wavelet</i> Contínua
UFR	Universidade Federal de Rondonópolis
USP	Universidade de São Paulo

Sumário

1	INTRODUÇÃO	29
1.1	Motivação	30
1.2	Objetivos e Contribuições	31
1.3	Ferramentas Consideradas na Tese	32
1.4	Organização do Trabalho	33
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	35
2.1	Estado da Arte das Harmônicas Variantes no Tempo	35
2.2	Síntese do Capítulo	47
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	49
3.1	Definições	49
3.1.1	Tipos de Sinais	49
3.1.2	Frequência Variante no Tempo	50
3.1.2.1	Métodos para Estimar a Frequência	51
3.1.2.2	Consequências da Variação da Frequência	51
3.2	Harmônicas Variantes no Tempo	52
3.2.1	O que são Harmônicas Variantes no Tempo (HVTs)?	52
3.2.1.1	Visão Conceitual de Perfis que Variam no Tempo	55
3.2.1.2	Contexto Estatístico	57
3.2.1.3	Variação da Frequência Fundamental e suas Componentes Harmônicas	59
3.3	Ferramentas e Técnicas Correlatas	60
3.4	Ferramentas e Otimizações	62
3.4.1	A Transformada de Stockwell	63
3.4.2	Melhorias na Concentração de Energia na Transformada de Stockwell	64
3.4.3	Escolhendo os Melhores Parâmetros	66
3.5	<i>Particle Swarm Optimization</i>	67
3.6	A Transformada S Discreta	68
3.6.1	O Algoritmo da TSD Padrão	69
3.6.2	Algoritmo Simplificado e Corrigido	70
3.7	A Interpolação em Frequência e Amplitude	70
3.7.1	Os Tipos Usuais de Interpoladores	70

3.7.2	Interpolação em Amplitude	72
3.8	Síntese do Capítulo	73
4	MATERIAIS E METODOLOGIA	75
4.1	Materiais	75
4.2	Metodologia	77
4.3	Etapa 01	77
4.3.1	Definições para o Processamento	78
4.3.2	Diferentes Tipos de Análise	78
4.4	Etapa 02	80
4.4.1	Visão Geral da TSS	81
4.4.2	Procedimento de análise específico para as FAIs	84
4.5	Síntese do Capítulo	85
5	RESULTADOS	87
5.1	Etapa 01	88
5.1.1	Passo 01	88
5.1.2	Passo 02	91
5.1.3	Passo 03	93
5.1.4	Passo 04	94
5.1.5	Passo 05	95
5.2	Etapa 02	100
5.2.1	Otimização da Energia de Dispersão	100
5.2.1.1	Caso I	101
5.2.1.2	Caso II	103
5.2.2	Resultados da Comparação com o Uso de Interpolação	106
5.2.3	Sinal Sintético	107
5.2.3.1	TS Padrão	108
5.2.3.2	TS com Coeficientes Otimizados	109
5.2.3.3	TS com Seletividade em Frequência	110
5.2.3.4	TS com a Interpolação em Frequência e Amplitude	111
5.2.4	Sinal Simulado: Curto-Circuito Trifásico	113
5.2.4.1	TS Padrão	113
5.2.4.2	TS com Coeficientes Otimizados	114
5.2.4.3	TS com Seletividade em Frequência	116
5.2.4.4	TS com a Interpolação em Frequência e Amplitude	116
5.2.5	Sinais de FAI	117
5.2.5.1	Contexto	118
5.2.5.2	Processamento do Sinal Completo	119
5.2.5.3	Processamento de Múltiplas Janelas	120

5.2.5.4	A TSS aplicada na Análise da FAI	123
5.2.6	Aplicação da TSS no Cálculo da Distância da Falta	125
5.2.6.1	Contexto	125
5.2.6.2	A TSS aplicada no Sinal de Falta	125
5.2.6.3	Cálculo da Distância de Falta	129
5.2.6.4	A TSS aplicada a uma Janela de Transição com Dados de Pré e Pós-Falta .	131
5.3	Síntese do Capítulo	134
6	CONCLUSÕES	137
6.1	Oportunidades de Pesquisas Futuras	139
6.2	Publicações Relacionadas à Pesquisa	139
	REFERÊNCIAS	141
	APÊNDICES	151
APÊNDICE A	– ALGORITMO DA TS CORRIGIDO	153
APÊNDICE B	– AVALIAÇÃO DOS ALGORITMOS DE INTERPOLAÇÃO	155
APÊNDICE C	– CÓDIGO DE AVALIAÇÃO DA TSS	157
APÊNDICE D	– AVALIAÇÃO DO EFEITO DE BORDA DA TS	159
D.1	Variação do número de ciclos	159
D.2	Número de amostras por ciclo	160
D.3	Ângulo de fase	162
D.4	Síntese deste apêndice	162
	ANEXO	165
ANEXO A	– RELAÇÃO ENTRE TS, TFTC E TW	167
A.1	Relação entre TS e TFTC	167
A.2	Relação entre a TS e a TWC	167

Introdução

Este capítulo apresenta uma breve definição e contextualização das Harmônicas Variantes no Tempo (HVTs) e, na sequência, o contexto motivacional para o tema proposto, o objetivo e as contribuições, ferramentas utilizadas e, finalmente, a organização do trabalho.

Tendo em vista uma primeira definição para as HVTs, estas podem ser apresentadas como uma sequência de harmônicas que variam ao longo do tempo. Fica assim subentendido que na presença de HVTs, um ou mais elementos que compõem o(s) fasor(es) (amplitude, fase e frequência) de um sinal de corrente ou tensão, são variantes (não estacionários) em função do tempo. Uma discussão mais aprimorada sobre a definição da [HVT](#) e sua origem será posteriormente apresentada.

Como fato, tem-se que com o crescente uso e penetração da eletrônica de potência no final do século XX, caracterizando equipamentos/cargas não lineares, as *harmônicas* tornaram-se motivo recorrente de preocupação, conforme observado nos artigos e livros apresentando técnicas para medir e/ou estimar de maneira precisa e rápida, tanto as harmônicas, como as inter-harmônicas ([JAIN; SINGH, 2011](#), p.1758).

Segundo [Bollen e Gu \(2006, p.368\)](#), as variações na frequência (e, conseqüentemente, nos seus componentes harmônicos) ocorrem nos Sistemas Elétricos de Potência ([SEP](#)) não só devido às cargas, mas também a fatores ambientais, sazonais e de outros aspectos. Assim, não só as características das cargas ou geradores conectados são agravantes das HVTs, a exemplo da atual penetração de geração distribuída, mas também os aspectos externos não intrínsecos às características das redes.

Assim, a medição das HVTs assume importância maior para análises da Qualidade da Energia Elétrica ([QEE](#)) e, conseqüentemente, para a estabilidade dos sistemas atuais, como das microrredes e das redes elétricas inteligentes (do inglês *Smart Grids*). Nestes cenários, as HVTs podem ser empregadas para identificar assinaturas e eventos de cargas, que por sua vez podem ser aplicadas no acompanhamento e regulação da [QEE](#), no controle, proteção e manutenção preditiva, mantendo assim uma adequada operação e equilíbrio do sistema como um todo. Atenção também deve ser dada aos instrumentos de medição

comerciais, que em testes laboratoriais podem apresentar resultados diferentes para os mesmos valores de HVTs devido a uma série de fatores, incluindo as diferenças de protocolos e sincronização. Nos experimentos realizados por [Carvalho, Ribeiro e Belchior \(2016\)](#), por exemplo, equipamentos comerciais de [QEE](#) (Classe *A* e Classe *S*) sob condições de HVTs com alta Distorção Harmônica Total ([DHT](#)) da tensão, apresentaram significativas diferenças entre as medições, o que poderia levar a conclusões e decisões equivocadas dependendo da escolha do instrumento de medição adotado.

Sendo assim, as HVTs estão diretamente relacionadas às variações nas frequências e, portanto, com à segurança do sistema, necessitando da proposição de índices para melhor quantificar a relação entre as variáveis ([BOLLEN; GU, 2006](#), p.368). Desta maneira, uma estimativa mais precisa da amplitude, fase e frequências de uma senoide composta pelo componente fundamental e pela presença de outros componentes harmônicos e inter-harmônicos, estacionários e/ou não-estacionários, é de interesse para uso em várias aplicações em [SEPs](#).

Cabe adiantar que as discussões sobre os limites ideais das HVTs ainda estão em aberto, tanto no nível conceitual, quanto regulatório, o que motiva ainda mais as pesquisas por métodos para medir e monitorar o comportamento não estacionário das frequências envolvidas.

1.1 Motivação

Diante do cenário atual dos sistemas elétricos de potência, sob o ponto de vista da presença das HVTs, existe a necessidade de novas técnicas e equipamentos que sejam capazes de quantificar e melhor caracterizar o comportamento destes sinais não estacionários. Pelo melhor entendimento do problema, a estimativa correta das correntes e tensões frente às HVTs poderá contribuir para uma medição mais precisa, com o consequente encaminhamento e definição de índices inovadores associados à [QEE](#). Acredita-se que esta nova abordagem permitirá um acompanhamento adequado desta classe de distúrbio, tornando-se um importante instrumento e com contribuições para o diagnóstico de problemas associados à [QEE](#). Desta maneira, de um procedimento adequado e uma precisa medição das HVTs, trabalhos futuros poderão ser direcionados para a definição de índices (limiares) aceitáveis, bem como para soluções frente aos problemas causados. Esta abordagem poderá, por exemplo, também impulsionar o desenvolvimento de novas soluções para a proteção digital, controle e análises de sistemas elétricos, visto que apresentará uma nova perspectiva para estudos e aplicações nestas áreas.

Já em relação a aplicação da ferramenta matemática da Transformada de Stockwell ([TS](#)) nestas circunstâncias, a mesma fornece informações do sinal com resolução dependente da frequência, estimando corretamente o módulo e a fase dos componentes espectrais do sinal. A [TS](#) baseia-se em uma janela gaussiana deslizante e escalonável, podendo

ser interpretada tanto como uma Transformada de Fourier de Tempo Curto (TFTC) dependente da frequência, quanto como uma correção da fase na Transformada *Wavelet* (TW). Os componentes senoidais obtidos com a TS mantêm uma referência fixa no tempo, enquanto a janela gaussiana dilata e translada. Consequentemente, a amplitude, frequência e fase podem ser extraídas em qualquer instante de tempo. Devido a estas propriedades, interessantes e aplicáveis em sinais com HVT, cabe afirmar que esta foi a ferramenta preferencial neste estudo.

1.2 Objetivos e Contribuições

O principal objetivo desta pesquisa é a elaboração de uma metodologia que permita quantificar e qualificar HVTs pelo uso da Transformada S Seletiva (TSS), de forma que os resultados possam subsidiar o processo de tomada de decisão da operação do SEP.

Para alcançar estes objetivos, os seguintes desenvolvimentos foram realizados ao longo desta pesquisa:

- Apresentada a aplicação TS como ferramenta alternativa de análise para as HVTs;
- Evidenciada a aplicação e ganhos na análise de sinais elétricos via a TS, sobre uma janela de dados de um ciclo (60 Hz), contendo amostras de pré e de pós-distúrbio, assim como em aplicações envolvendo um ciclo de pré e pós-falta ou mais ciclos (até seis);
- Caracterizado os fasores (amplitudes e fases) de todos os componentes harmônicos existentes na janela de dados em análise; e
- Desenvolvido um algoritmo computacional híbrido com uso da TS, Otimização por Enxame de Partículas, do inglês *Particle Swarm Optimization* (PSO), seletividade e técnicas de interpolação, para melhor avaliação frente às HVTs.

Sendo assim, esta pesquisa de doutorado traz como principal contribuição a proposta de uma metodologia baseada na TSS para análise de sinais contendo HVTs.

A pesquisa avaliou vários algoritmos da TS encontrados na literatura correlata, contribuindo, por exemplo, na correção da fase do sinal no trabalho de Dash (2015), já que este se apresenta como um dos mais compactos e rápidos, pois realiza todas as operações sem o uso de laços de repetição (“looping”).

Através de algumas técnicas de janelamento, com o acréscimo de parâmetros ao padrão, documentado em literatura, foram também encontrados os coeficientes otimizados pela aplicação do algoritmo PSO e apontados os coeficientes que, para cada tipo (classe) de sinal em análise, tendem a apresentar uma melhor concentração de energia.

A seletividade em frequência foi a forma proposta nesta pesquisa para melhorar a velocidade de processamento, tomando como base somente a(s) frequência(s) de interesse. Apesar da necessidade de um conhecimento prévio do especialista, com a definição da(s) linha(s) de frequência(s) alvo, acredita-se que esta abordagem abre oportunidades para combinar com outras formas de seleções generalizadas que atendam a necessidade de análise em frequência. A apresentação da [TSS](#) tem uso genérico, e assim como a própria [TS](#), pode ser aplicada em diversas áreas do conhecimento.

Através de um procedimento de interpolação, também avaliado neste trabalho, pela sua eficiência e simplicidade observados, garantiu-se melhores resultados em frequência e/ou amplitude quando combinado com os demais procedimentos já comentados.

Também vale ressaltar que pela análise de um ciclo do sinal em algumas das situações desta tese, contendo uma transição entre a pré e a pós-descontinuidade, a proposta aponta para a possibilidade de aplicações distintas das encontradas na literatura correlata, já que muitos trabalhos tratam tão somente da análise de alguns ciclos de pré e de pós, desconsiderando uma possível janela transitória entre os mesmos. Também para esta janela transitória, verificou-se a existência e a necessidade de considerar o efeito de borda. Visto que este efeito causa uma distorção nas primeiras amostras de análise via [TSS](#), as quais podem ser desprezadas para a determinação fasorial no tempo.

1.3 Ferramentas Consideradas na Tese

Esta pesquisa quantificou e caracterizou as HVTs especificamente pelo uso de ferramentas até então pouco exploradas neste contexto, tal como a [TS](#). As demais ferramentas, como a aplicação do *Adaptive Individual Inertia Weight Based on Best, Worst and Individual Particle Swarm Optimization* ([AIW-PSO](#)) com foco na otimização por energia, e da interpolação dos coeficientes resultantes, servirão apenas de apoio nesta tarefa.

Não faz parte do escopo do trabalho o uso de outras ferramentas, métodos ou transformadas, salvo sob a justificativa de comparação, tal como a Transformada Discreta de Fourier ([TDF](#)), ou mesmo a Transformada Rápida de Fourier ([TRF](#)), apesar de implícitas na sustentação matemática da [TS](#). Isso não impede que outras ferramentas também sirvam de apoio na formulação e argumentação, como a [TFTC](#), [TW](#) e suas derivadas, tal como a Transformada *Wavelet* Contínua ([TWC](#)), Transformada *Wavelet Packet* e Transformada *Wavelet* Discreta ([TWD](#)).

Para o momento, vale lembrar que para a proposição inicial do desenvolvimento desta tese, tinha-se a intenção de também usar e melhor explorar a Transformada *Chirp-Z* ([TCZ](#)) na análise dos sinais caracterizados por HVTs. Contudo, apesar da [TCZ](#) apresentar resultados aparentemente promissores, foram verificados alguns inconvenientes, o que levou a descartá-la na continuidade da pesquisa. Mesmo assim, alguns desses resultados podem

ser encontrados no artigo apresentado na Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE) de 2017 (BEUTER; OLESKOVICZ, 2017). Dentre os inconvenientes, o tempo de processamento mostrou-se bastante elevado, dadas as características matemáticas apresentadas. Adicionalmente, existe a necessidade de apontar uma região de magnificação (*zoom*) espectral, que a princípio é desconhecida. Estes dois fatos tornaram a ferramenta não apropriada na aplicação na análise das HVTs, neste momento.

Em uma das tentativas, foi verificada a possibilidade de uso de um banco da TCZ, justamente para contornar a necessidade de apontar um ponto de magnificação, porém, este também se tornou inconveniente, dado o número elevado de pontos de observação para cada faixa de frequência alvo. Adicionalmente foi observado em Beuter e Oleskovicz (2017) que a precisão não é elevada o suficiente para justificar o uso da ferramenta nesta ocasião. Sendo assim, a TCZ apresenta um uso mais restrito na sincronização de frequência. Em uma futura pesquisa, outras propriedades relacionadas a esta ferramenta poderão ser melhor avaliadas e aproveitadas, provavelmente sobrepondo os pontos negativos até então identificados e não superados.

1.4 Organização do Trabalho

Este documento está organizado em **seis** capítulos, contendo desde as motivações, o estado da arte, até os materiais, métodos, os resultados obtidos e as conclusões.

Assim, o presente **Capítulo 1**, introduz o leitor ao tema da tese, apresentando, principalmente, o contexto, as motivações, justificativas e contribuições decorrentes do desenvolvimento da pesquisa.

O **Capítulo 2** é destinado a revisão bibliográfica, contendo o estado da arte referente a cada um dos temas, métodos e ferramentas empregadas e disponíveis na literatura correlata. Alguns dos principais trabalhos publicados e encontrados sobre o tema até o momento da conclusão desta pesquisa serão brevemente apresentados e discutidos.

O **Capítulo 3** abordará as definições, ferramentas e técnicas consideradas e correlatas no desenvolvimento da pesquisa. Estas servirão como base de apoio para a proposta e sustentação da tese. Abordará com maior profundidade, além da TS, seus desdobramentos, tal como a Transformada S Discreta (TSD), otimização por energia, PSO, seletividade em frequência e interpolação.

O **Capítulo 4** tem como foco os materiais e a metodologia concebida e empregada nesta tese.

O **Capítulo 5** apresentará os resultados obtidos, dando enfoque na utilização da TSS, envolvendo todos os elementos anteriormente apresentados de maneira integrada.

As conclusões gerais, as principais contribuições desta pesquisa, assim como as sugestões para futuras pesquisas, serão apresentadas e ressaltadas no **Capítulo 6**.

Revisão Bibliográfica

O conteúdo deste capítulo é dedicado a revisão das publicações ao longo dos últimos anos relevantes e relacionadas às HVTs, tema principal deste trabalho. O capítulo traz uma revisão abrangente com base em periódicos, dissertações e teses.

2.1 Estado da Arte das Harmônicas Variantes no Tempo

Esta seção apresenta de maneira sistemática e cronológica as publicações incorporadas no documento, relacionadas às HVTs. A principal base como ponto de partida é a do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE). No entanto, conforme será observado, outras fontes e referências também são adotadas, tais como dissertações e teses.

Ma e Girgis (1996) abordam dois problemas de identificação de fontes harmônicas: os locais ótimos para instalar um número limitado de medidores e as fontes (origens) harmônicas, bem como as injeções de correntes em sistemas de energia trifásicos desequilibrados. Para estes problemas, foram utilizados Filtros de *Kalman* (FKs). A análise do erro da covariância do sistema associado a uma estimativa de injeção harmônica, determina a disposição ideal de um número limitado de medidores harmônicos. Com base nos locais de medição harmônica dispostos otimamente, o FK produz as estimativas dinâmicas ótimas das injeções harmônicas com algumas medidas harmônicas ruidosas. O método é dinâmico e tem a capacidade de identificar, analisar e rastrear cada injeção harmônica em todos as barras do sistema de energia trifásico não balanceado. As medidas harmônicas reais registradas e os dados simulados em um sistema de distribuição de energia foram empregados para comprovar a eficiência dessa abordagem. Segundo os autores, um dos pontos fortes deste método é por ser dinâmico, tendo a capacidade de identificar, analisar e rastrear cada injeção harmônica, não precisando de medidas harmônicas redundantes. A decisão dos melhores locais para a instalação dos medidores foi baseada no rastreamento da matriz de erros da covariância para três locais de medição, com base em um sistema de distribuição de 10 barras (44 kV). O artigo é baseado na dissertação de um dos autores (MA, 1994) e não explica muitos dos motivos de se utilizar esta configuração e o número

de medidores. Nota-se, no entanto, que uma vez considerando a medição das harmônicas dinamicamente, tem-se neste caso um exemplo de medição das HVTs com uso de FKs.

Nascimento (2007) em sua tese, apresenta um método utilizando Redes Neurais Artificiais (RNA) para a determinação das amplitudes e fases dos componentes harmônicos das HVTs presentes na corrente de carga de um controlador Corrente Alternada (CA), mudando seu ângulo de disparo. Como verificação, o autor valida a proposta utilizando um modelo do Filtro Ativo de Potência monofásico para a compensação seletiva da distorção harmônica. Na proposta, são encontrados os seis primeiros harmônicos da corrente de carga para a determinação da corrente de referência do Filtro Ativo de Potência em Paralelo. O treinamento da RNA é feita *off-line*, por meio de um prévio conhecimento do comportamento harmônico das cargas. Apesar do autor testar as lógicas *fuzzy* e *neuro-fuzzy*, baseadas na estrutura *Adaptive Network-based Fuzzy Inference System* o método escolhido foi a RNA, por apresentar um esforço computacional menor.

Rodrigues, Silveira e Ribeiro (2010) fornecem um levantamento bibliográfico abrangente das técnicas encontradas na literatura para lidar com formas de ondas variáveis no tempo e não estacionárias em Sistemas de Potência (SP). Os autores relembram a importância deste tipo de estudo ao afirmar que as formas de ondas em sistemas de energia requerem uma base de análise abrangente que precisa ser incorporada nos estudos e análises dos sistemas. Ainda segundo os autores, já é de conhecimento que nos SPs, está sempre presente o sinal variável no tempo e que este possui natureza não estacionária. Este comportamento variável no tempo é devido as contínuas mudanças em configurações do sistema, perfis de cargas lineares e modos de operação de cargas/equipamentos não lineares e, portanto, apresentam desafios conceituais e práticos. O trabalho vem assim apenas a confirmar uma das definições apresentadas anteriormente sobre HVTs.

Bollen et al. (2010) comentam sobre as tendências, desafios e oportunidades na pesquisa na área de QEE. Dentre estas é apresentada a análise das HVTs. Além de indicar a dificuldade de medir este tipo de condição, a exemplo da TDF, os autores apontam que a seleção do tamanho da janela de dados mais adequada é uma questão complexa que ainda está sendo debatida. Apontam também para algumas abordagens que têm sido propostas nos últimos anos para melhorar a precisão das grandezas harmônicas em condições que variam no tempo. Estas incluem análises com base no FK (MA; GIRGIS, 1996), no Filtro *Notch* Adaptativo e no *Phase Locked Loop* (PLL) (KARIMI-GHARTEMANI; MOJIRI; BAKHSHAI, 2005), em um combinador linear de Fourier utilizando Redes Neurais Artificiais Adaptativas (RNAA) (DASH et al., 1996) e na aproximação por decomposição através de bancos de filtros (DUQUE et al., 2008). Cada um destes métodos tem vantagens e desvantagens, e a busca de melhores métodos continua a ser uma área de pesquisa ativa em processamento de sinais. Uma parte do trabalho apresenta um exemplo de HVT de curta duração para ilustrar o problema, como sendo proveniente da corrente de

magnetização de um transformador. Basicamente o artigo aponta para as oportunidades e indica as tendências ainda que no ano de 2010.

Biswal, Dash e Biswal (2011) apresentaram uma proposta para a Transformada S Generalizada (TSG) rápida. Nesta proposta foi alterada a janela gaussiana padrão para a dependência de novos fatores (α, β, γ) . O fator β ajusta o modo e γ a taxa de variação da frequência. α é um parâmetro que especifica a contribuição da frequência, independente da largura fixada da janela. Nesta proposta da TSG rápida, a complexidade é reduzida de $\mathcal{O}(N^3)$ para um fator $\mathcal{O}(N^2 \log N)$. A janela utilizada fica assim em função de $w(t, f, r, \alpha, \beta, \gamma)$, onde os resultados para um sinal sintético foram satisfatórios visualmente, pois além de identificar os inter-harmônicos, também indicaram a variação destes ao longo do tempo. Apesar de não apresentar o fluxograma proposto, os resultados numéricos, um comparativo e, aparentemente, o tempo de processamento ser bastante longo (500 ms), o que é bastante elevado para muitas das aplicações em QEE, o artigo traz uma abordagem inspiradora para outras técnicas híbridas de análise das HVTs.

Fabri (2011) propõe a implementação de um analisador de HVT para operação em tempo real, utilizando como plataforma um processador digital de sinais, do inglês *Digital Signal Processor*. O algoritmo utilizado é a Transformada de Fourier Recursiva com Janela Deslizante, do inglês *Sliding-Window Recursive Discrete Fourier Transform (SWRDFT)*, com baixa complexidade computacional (oito multiplicações e sete adições/subtrações por núcleo). Através do algoritmo proposto, o sinal é analisado em relação aos inter-harmônicos ou variações na frequência fundamental. Também é proposto um método para correção dos erros de amplitude e fase causados pelos filtros analógicos de entrada, a partir da manipulação dos componentes em quadratura da TDF. O autor também apresenta o desenvolvimento de uma nova estrutura de banco de filtros *Finite Impulse Response* e *Quadrature Mirror Filters* visando a decomposição harmônica sem o uso do Filtro *Notch*. Ainda segundo o autor, existem duas abordagens distintas para a análise de distúrbios variantes no tempo. A primeira refere-se às técnicas de estimação, as quais englobam o FK, PLL e a TDF, dentre outros. Já a segunda diz respeito às técnicas de decomposição de sinais envolvendo, por exemplo, a TW, banco de filtros, etc., conforme ilustra a Figura 1.

Fabri (2011) também sugere alguns parâmetros auxiliares para a análise gráfica a fim de identificar inter-harmônicas, não bem tratadas pela SWRDFT, dentre os quais, têm-se, o Fator de Crista (FC) e a Taxa de Distorção da Decomposição (TDDe) que são calculados de forma janelada. A TDDe em particular, é calculada com base na energia do sinal e se aproveita da limitação da SWRDFT em apresentar decomposições incorretas quando da presença de inter-harmônicas no sinal, distorcendo a decomposição dos harmônicos próximos à localização do inter-harmônico. Quanto mais próximo de zero, menor é a indicação da presença de inter-harmônicos na harmônica analisada. Estes índices podem auxiliar na localização de componentes inter-harmônicos em um sinal,

Figura 1 – Divisão das técnicas de análise proposta por Fabri (2011).

Fonte: Adaptado de Fabri (2011).

principalmente se utilizados juntamente com a **TDDe**. Entretanto ainda foi difícil afirmar com exatidão quantos inter-harmônicos estavam presentes no sinal sintético analisado. Nos exemplos analisados de casos reais, a alta **TDDe** indicou que a variação de amplitude nas decomposições é causada pelo espalhamento espectral.

Liu et al. (2012) estenderam o modelo da *Taylor-Kalman Filter* modificado para incluir harmônicos e para permitir uma melhor estimativa do fasor na presença de sinais contendo HVTs. O **FK** é utilizado para obter, de forma adaptativa, uma estimativa dinâmica das frequências harmônicas. Nas simulações, o filtro proposto permite uma estimativa precisa do fasor de frequência fundamental mesmo quando perturbações harmônicas estão presentes. A teoria apresentada tem forte embasamento matemático com origem nas expansões de Taylor e no **FK**. Pelos resultados apresentados, pode-se observar que para um período de até 50 ms, a expansão de Taylor de ordem superior introduz maiores transitórios durante a sedimentação do *Taylor-Kalman Filter*. Até a 13ª ordem, o erro de estimativa de amplitude das harmônicas ficou abaixo de 5% do valor original. Os testes também indicaram que a expansão de Taylor de ordem superior (2ª ordem ou mais) é a mais adequada para sinais com amplitude e fase variantes no tempo. No entanto, existe um limite técnico imposto pelo processamento matemático computacional. Em todos os casos, inclusive pelo próprio método que se utiliza do **FK** associado às expansões de Taylor, são utilizadas matrizes que implicam em um indesejável e alto processamento computacional.

Jain e Singh (2013) apresentam uma abordagem rápida e precisa para a estimativa em tempo real de harmônicas moderadas e variáveis em sinais de tensão e corrente. O método proposto se baseia na estimativa de parâmetros dos sinais através da Estimativa

de Parâmetros de Sinais via Técnicas de Invariância Rotacional, do inglês *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique* ([ESPRIT](#)) assistida por uma Rede Neural *Wavelet* Adaptativa, do inglês *Adaptive Wavelet Neural Network* (AWNN). A AWNN fornece estimativas rápidas dos harmônicos dominantes (duas vezes a cada ciclo da fundamental considerando dados de meio ciclo como entrada), enquanto a [ESPRIT](#) a complementa para lidar com sinais que variam no tempo com maior precisão. A AWNN é baseada na *Radial Basis Function Neural Network* (RBFNN) em conjunto com a *wavelet* Chapéu Mexicano. O problema é modelado para encontrar cinco parâmetros livres: frequência; amplitude; fase; ângulo; e ruído branco. O treinamento minimiza a função cumulativa de erro com uso do gradiente descendente para o erro. A rede é inicializada por um método heurístico. Os autores chamam a atenção para a correta seleção da taxa de aprendizagem e o termo *momentum*, pois estes influenciarão na velocidade da convergência e na estabilidade numérica no processo de treinamento. As características do método proposto são validadas por sinais simulados (sintéticos) e experimentais (usando uma Lâmpada Fluorescente Compacta) com parâmetros estacionários e variáveis no tempo. O método apresentou resultados superiores quando comparado a RBFNN pura e [TFTC](#). Ainda segundo os autores, este procedimento gera um atraso na estimativa total, que é composto do tempo de espera para a acumulação dos dados suficientes (tipicamente de 10 a 12 ciclos), e o tempo de computação, podendo se estender de 0,3 segundos a poucos segundos. A associação das duas técnicas também implicou em custo adicional de *hardware*.

[Carvalho \(2013\)](#) ao trabalhar com [HVT](#), aborda basicamente três métodos: (1) [SWRDFT](#); (2) Transformada *Wavelet Packet* (TWP) usando Modulação em Banda Lateral Única, do inglês *Wavelet Packet Transform with Single Side-Band* (WPT+SSB); e (3) um Banco de Filtros usando Modulação em Banda Lateral Única, do inglês *Filter Bank with Single Side Band* (FB+SSB). O autor apresenta aprimoramentos baseados no uso da TWP e nos seguintes bancos de filtros: TWP para Decomposição de Harmônicos, do inglês *Wavelet Packet Transform for Harmonic Decomposition* (WPTHD); Banco de Filtros para Decomposição Harmônica, do inglês *Filter Bank for Harmonic Decomposition*; e Banco de Filtros Modificado usando Modulação em Banda Lateral Única, do inglês *Modified Filter Bank with Single Side Band*. O trabalho também abrangeu metodologias baseadas nestas técnicas de decomposição tempo-frequência para cálculos de índices considerando sinais não senoidais, desequilibrados e variantes no tempo. Dentre os índices apresentados estão o Fator de Desbalanceamento da Corrente (FDC), e o Fator de Desbalanceamento da Tensão (FDT). Para a análise de transitórios, tal como exemplificado para a corrente de energização de um transformador (corrente de *inrush*), é aplicável a razão de assimetria (I_0/I_-) da frequência fundamental, usando o sinal decomposto por [SWRDFT](#), bem como o FDT. Segundo o autor, tais parâmetros podem ser usados para melhorar o desempenho dos sistemas de controle e de proteção durante o transitório destes dispositivos. Outras

aplicações dos índices propostos foram apresentados para os afundamentos de tensão, usando o FDT para a frequência fundamental, comparados com o 5º e 7º harmônicos, onde ocorrem duas mudanças de sequência de fase e grande variação dos ângulos das fases, respectivamente. Ainda usando a [SWRDFT](#) para a potência, foram propostos os índices: distorção harmônica total efetiva variante no tempo para a corrente (THD_{eI}) e a distorção harmônica total efetiva variante no tempo para a tensão (THD_{eV}). Segundo o autor, as diferenças podem ser observadas, principalmente, quando o sinal possui variações rápidas, onde o método descrito no trabalho é mais preciso quando comparado com o método tradicional da [TRF](#), permitindo uma análise mais adequada do comportamento do sistema elétrico. Ainda segundo o autor, os métodos, *Wavelet Packet Transform for Harmonic Decomposition*, *Filter Bank for Harmonic Decomposition* e *Modified Filter Bank with Single Side Band* apresentaram resultados superiores em relação aos métodos *Filter Bank With Single Side Band* e *Wavelet Packet Transform with Single Side-Band*.

[Ferreira et al. \(2014\)](#) abordaram um método com base estatística chamado *Principal Curves* para a detecção de distúrbios de [QEE](#). As principais vantagens do método são a sua baixa carga computacional na fase operacional, capacidade de detectar distúrbios quando a energia possui características de HVTs, e bom desempenho em sinais com altos níveis de ruído. A simulação com dois mil casos sintéticos (50% com distúrbio e 50% sem distúrbio) e os resultados de sessenta dados experimentais da base do grupo de trabalho [IEEE P1159.3 Task Force \(IEEE, 2020\)](#), mostram que o método proposto supera os demais comparados, em termos das taxas de probabilidade de detecção (subindo de 99,5% para 100%), probabilidade de falso alarme e complexidade computacional. Aparentemente o método *Principal Curves* não é tão aplicado na literatura para HVTs.

[Carvalho et al. \(2014a\)](#) relembram que sistemas desequilibrados provocam o aparecimento de todos os tipos de sequências (positiva, negativa e zero) para cada frequência. Além disso, citam que as condições variam em função do tempo, complicando a análise e exigindo modelos adequados. Ainda segundo os autores, muitos dos desequilíbrios variáveis no tempo, especialmente em frequências mais altas, são pouco discutidos em detalhes na literatura. Neste artigo, os autores usam a [SWRDFT](#) para calcular as componentes das HVTs e depois calculam as sequências dos parâmetros positivos, negativos e zero para cada frequência. São apresentados dois índices, chamados de Fator de Desbalanceamento da Tensão e o Fator de Assimetria de Tensão, relacionados com as HVTs para ajudar na avaliação deste desequilíbrio. Sinais reais medidos da energização de um transformador são usados para esta análise. Uma vez calculadas as sequências das componentes simétricas, a taxa de assimetria resultante indicará mais claramente a natureza deste fenômeno. Segundo os autores, estes parâmetros que variam no tempo podem então ser utilizados para investigar tanto a natureza dos fenômenos transitórios, quanto fornecer informações para aplicações de proteção e controle à medida que a rede se torna mais inteligente e complexa.

Já o trabalho de [Carvalho et al. \(2014b\)](#), discorre sobre a potência aparente e índices de QEE em condições variáveis no tempo com base nas definições do padrão IEEE 1459 ([IEEE, 2010](#)). A SWRDFT é usada para decompor sinais reais de um conversor de seis pulsos fornecendo energia a um motor Corrente Contínua (CC) com características de HVTs e, subsequentemente, calcula os parâmetros principais como função do tempo. Estes incluem as componentes simétricas, as distorções harmônicas totais efetiva (corrente e tensão), a potência aparente efetiva e as distorções efetivas de potência. O método SWRDFT é comparado com a TRF de acordo com a IEC6100-4-30 ([NBR-IEC, 2005](#)) para grupos de dez ciclos. A principal diferença entre os métodos é observado quando o sinal apresenta grandes variações ao longo do tempo, o que não ocorre em sinais quase estacionários. Segundo os autores, o motivo desta diferença é o vazamento espectral da TRF. O método é assim recomendado como preferencial sobre o padrão atualmente utilizado pela norma.

[Collin et al. \(2014\)](#) apresentam uma modelagem para a injeção de corrente com HVTs relacionadas às cargas residenciais. O modelo combina a abordagem de *Markov-chain Monte Carlo* com modelos de circuitos equivalentes baseados em componentes capazes de reproduzir as formas de ondas da corrente de entrada e instantânea das cargas residenciais mais importantes (em termos da demanda de energia e volume). Os autores não apresentam no artigo cada uma das modelagens dos diferentes tipos de cargas utilizados, mas remetem à tese de um dos autores para uma consulta e mais detalhes ([COLLIN, 2013](#)). Alguns resultados do modelo também são apresentados para demonstrar as variações temporais dos harmônicos manifestados nas cargas residenciais de Baixa Tensão (BT). O nível de detalhe proporcionado pelo modelo é ilustrado usando a proliferação de lâmpadas fluorescentes compactas como um estudo de caso. Os resultados mostraram que o aumento dos níveis de cancelamento harmônico dentro dos domicílios não resulta necessariamente em uma redução geral dos níveis de distorção no nível agregado, confirmando a necessidade de modelos precisos e variáveis no tempo para representar as complexas interações harmônicas.

[Carvalho et al. \(2014c\)](#) apresentam os resultados laboratoriais sobre o comportamento dos filtros SWRDFT e dos bancos de filtros digitais no sinal obtido na saída de um conversor eletrônico PWM (*Pulse-Width Modulation* de seis pulsos) de um controlador de velocidade variável de um motor de indução, do inglês *Induction Motor Variable Speed Drives*. Foram utilizados fontes de corrente com HVTs, afundamentos de tensões e variações de carga para demonstrar a validade dos métodos de decomposição digital-tempo-frequência. A corrente de saída da unidade foi gravada e filtrada com um filtro passa-banda analógico sintonizado na sétima harmônica, sendo a sua saída comparada com a harmônica correspondente derivada das técnicas de processamento de sinal citadas anteriormente. Um ponto de destaque foram as diferenças no comparativo das formas de onda entre os métodos digitais e o filtro analógico no início do afundamento de tensão com o uso do PWM. Segundo os autores, esta diferença se deve: (1) as inter-harmônicas

serem filtradas de forma diferente pelos três filtros (analogico, banco de filtros digitais e [SWRDFT](#)); (2) a variação rápida de amplitude é uma fonte de erro no método [SWRDFT](#) devido à sua forma recursiva; (3) a largura de banda dos três filtros é diferente, e isso leva a interferências diferentes para o harmônico e inter-harmônico nas proximidades de 350 Hz; e (4), a magnitude da sétima harmônica neste conversor é relativamente baixa, o que é indesejável em termos da imunidade à ruídos da medição. O objetivo principal deste trabalho não era comparar a precisão do método, mas sim, de validar a natureza física e as formas de ondas. Os resultados mostraram que os métodos de decomposição tempo-frequência podem acompanhar o comportamento dos componentes harmônicos que variam no tempo.

No artigo de [Malekian, Gürlek e Schufft \(2015\)](#), é apresentada uma análise matemática do modelo das HVTs no domínio da frequência. Para isso, os autores fazem uma definição prática para a fase do harmônico. Adicionalmente, apresentam um modelo probabilístico para a fase e a amplitude. Além disso, os autores abordam a modelagem da variação temporal das harmônicas no domínio da frequência. Considerando harmônicos como quantidades complexas aleatórias, a variação temporal da amplitude harmônica e do ângulo de fase pôde ser modelada probabilisticamente. Para modelar a natureza estocástica dos harmônicos no domínio da frequência, são propostos dois métodos análogos para derivar a Função Densidade de Probabilidade de uma dada série temporal. A dependência estatística das amplitudes e ângulos de fase é levada em conta nesses métodos. Os conceitos apresentados são puramente matemáticos e podem servir de base para análises que consideram modelos probabilísticos.

[Nayak e Sahu \(2015\)](#) apresentam um [FK](#) Estendido e Robusto, do inglês *Robust Extended Kalman Filter* (REKF), baseado na técnica de filtros lineares H_∞ (H-infinito linear) para evitar o erro de divergência devido a linearização e a formulação Jacobiana que geralmente ocorre no *Extended Kalman Filter* (ExKF). Além disso, as matrizes de covariância e de ruído do [FK](#) estendido e robusto estão ajustadas de forma iterativa para produzir uma convergência mais rápida e com precisão para o monitoramento dos fasores das HVTs. Segundo os autores, este algoritmo serve para estimar os fasores da frequência fundamental e das harmônicas em sistemas de geração distribuídos e, portanto, são adequados para a detecção de eventos de ilhamento, não ilhamento e comutação. Os experimentos demonstraram que o REKF monitora os fasores das HVTs associadas ao componente [CC](#) sobreposto, em até dois ciclos, em um sistema de 50 Hz.

[Jain \(2015\)](#) apresenta um algoritmo simples e eficiente para tratar a variação da amplitude de um sinal dentro de uma janela deslizante, permitindo assim uma resolução no tempo de 1-ciclo e de frequência de 5 Hz (de acordo com IEC Std. 61000-4-7) ([IEC, 2002](#)) com maior precisão e confiabilidade do que a [TRF](#) de um sinal variável no tempo. O algoritmo proposto pelo autor calcula e aplica as correções necessárias para fornecer

estimativas precisas dos harmônicos inteiros para o ciclo mais recente, independentemente do número de ciclos dentro da janela deslizante. As correções são feitas com base na variação da energia do sinal (Teorema de Parseval), indicando a variação de componentes harmônicos. O algoritmo é computacionalmente eficiente e rápido. Portanto, pode ser implementado facilmente em um Processador Digital de Sinal ou em um *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA). As características mais evidentes do algoritmo proposto foram validadas em três tipos de sinais simulados e um experimental, e comparadas com a técnica da TDF. Uma das desvantagens observadas é a relativa complexidade da lógica para a identificação da variação de energia do sinal, assim como não cobrir a estimativa de inter-harmônicas.

Lewis et al. (2015) apresentam uma técnica híbrida chamada de *Kalman-Wavelet Transform* (KWT) para monitorar harmônicas de estado dinâmico. O método apresentado é a combinação da TWD e o FK para rastrear uma forma de onda de corrente ou tensão que variam em função do tempo. O modelo proposto foi validado sobre sinais de tensão provenientes da conexão e desconexão de um *no-break* e comparado com as respostas da aplicação do FK tradicional. A aproximação dada pelo modelo proposto ao sinal antes da comutação são semelhantes. No entanto, os fenômenos não lineares que aparecem durante a comutação não são capturados com precisão. Além disso, após a comutação, o sinal a ser aproximado é uma onda relativamente quadrada formada basicamente por doze componentes harmônicas. Desta maneira a aproximação fornecida não apresentou forte adesão ao sinal original, especialmente nas regiões de oscilações.

Nanda et al. (2015) apresentam uma combinação modificada da expansão da série de Taylor e a extensão do FK para a estimação precisa de parâmetros e componentes harmônicos de um sinal variável no tempo com adição de ruído e baixa razão sinal-ruído (frequentemente abreviada por *Sinal-to-Noise Ratio* (SNR)). O modelo é um sistema dinâmico que considera a variação dos parâmetros ao longo do tempo. A expansão de Taylor utilizada foi de 2ª ordem em conjunto com o algoritmo do *Extended Kalman Filter*. A ideia dos autores em utilizar um modelo aproximado foi para diminuir a complexidade do processamento computacional. Devido as propriedades do FK, esta abordagem permite boa imunidade ao ruído, contaminações harmônicas e melhor convergência. Nos dois sinais sintéticos utilizados como testes, a convergência ocorreu em aproximadamente um ciclo da forma de onda. O segundo sinal sintético analisado apresentou erros de amplitude em torno de 1×10^{-3} para até a 3ª harmônica, e 1×10^{-2} para harmônicas até a 11ª ordem. Já o erro máximo de fase ficou em 1×10^{-2} para todas as seis harmônicas da composição.

Paternina et al. (2015) propõem em seu trabalho novas estratégias para estimar fasores dinâmicos de corrente e tensão sob condições transitórias, através de algoritmos baseados em: (i) filtros *Taylor-Kalman-Fourier* (TK^kF); (ii) *Taylor-Kalman Filter* (TKF); e (iii) o Método de *Prony* (MP), que são comparados com o método convencional da TDF. Segundo os autores, a desvantagem da TDF em condições transitórias, se deve,

principalmente, à sua falta de adaptabilidade em parâmetros variáveis no tempo. Os resultados do trabalho são apresentados para condições reais e simuladas. Os algoritmos foram validados diante de: (a) uma perturbação transitória de tensão de um sistema Fotovoltaico (FV) de pequeno porte; (b) um sistema de energia elétrico modelado com uma máquina síncrona de barra infinita; assim como foram avaliados sob (c) curtos-circuitos súbitos trifásicos nos terminais de um kit didático contendo uma máquina síncrona em pequena escala. No sistema FV (a), os algoritmos TK^kF e *Taylor-Kalman Filter* foram melhores na estimativa da corrente em relação ao MP e a TDF. Já para o fasor, o MP foi o único que apresentou o pior desempenho. Diante de distúrbios de tensão, TK^kF e a TDF tiveram os fasores menos afetados. No caso (b), o único que apresentou pior desempenho na estimativa dos fasores foi a TDF. Já para a situação (c), a pior estimativa foi para o MP e a TDF. Os autores concluem que o algoritmo da TK^kF proposto teve o melhor desempenho em estimar o fasor com rapidez e precisão, diante de condições transitórias. Adicionalmente, o TK^kF proposto é bastante promissor, devido à sua capacidade de filtragem de harmônicos com ganhos planos, sua robustez ao ruído e sua capacidade de estimar fasores dinâmicos, alcançando melhores respostas transitórias em comparação com os demais algoritmos apresentados.

Oliveira (2015) propõe dois métodos de estimação fasorial do componente fundamental. O primeiro método Transformada de Fourier de Tempo Discreto (TFTD) sintetiza e elimina o decaimento CC e estima a frequência fundamental. O segundo estima o fasor na presença de componentes harmônicos, inter-harmônicos, inter-harmônicos variantes no tempo, decaimento CC exponencial e ruído com o uso da ESPRIT, calculando as harmônicas restantes. O segundo método é de interesse para esta pesquisa por abranger as HVTs e estimar o fasor na presença de componentes harmônicas, inter-harmônicos, do componente de decaimento CC exponencial e ruído. Os componentes dos sinais foram modelados em dois grupos chamados componentes gerais e componentes extras. Dois algoritmos foram implementados no estudo proposto: a TDF com suas variações e métodos de subespaços. Da união destes dois métodos surge a TFTD por ESPRIT. O destaque do trabalho foi o processamento dos métodos de subespaços no domínio da frequência. Para validar o modelo, foram utilizados sinais simulados via o *Alternative Transients Program* (ATP), decorrentes da aplicação de faltas em linhas de transmissão com pouco mais de meio comprimento de onda. Este último item não foi dado muito destaque no trabalho.

Maldonado (2016), propôs um filtro TK^kF modificado para estimar o fasor dinâmico e as componentes harmônicas variantes no tempo em sistemas de energia em condições de estado não estacionário. Este artigo propõe uma metodologia para reduzir a distorção harmônica em sinais medidos e assim obter uma leitura mais precisa. O objetivo do trabalho não era mudar o sinal de um sistema, mas obter informações mais precisas que poderiam ajudar a tomar decisões. Para atingir este objetivo, um escalonamento das

harmônicas foi realizado no modelo dos filtros TK^kF . Neste artigo o autor propõe um método adicional, utilizando o filtro TK^kF em paralelo, para reduzir a DHT. Um sinal sintético de prova foi utilizado, com amplitudes e fases variáveis ao longo do tempo e duas situações foram analisadas, o TK^kF agindo como estimador ($\eta = 2$) e como filtro redutor de DHT ($\eta = 10$). Já utilizando sinais reais do *Harmonic Data Base* do *IEEE Task Force*, foram obtidos estimativas mais precisas para harmônicas de baixa ordem.

Yao et al. (2016) apresentam um método baseado na TRF para a medição harmônica em sinais elétricos variáveis no tempo. O sinal harmônico é pré-processado pelo banco de filtros de resposta ao impulso infinito, chamado de *Linear Filter Bank* e pelo operador de energia *Teager-Kaiser* ou *Teager-Kaiser Energy Operator* (TKEO), para a detecção rápida do tempo inicial da instabilidade. O *Linear Filter Bank* é usado para decompor o sinal harmônico em múltiplos componentes e o TKEO é usado para a detecção do ponto no tempo em que ocorre a instabilidade de cada componente harmônico. Em seguida, o comprimento e a localização da *Kaiser Self-Convolution Window* são ajustados de acordo com a saída do *Linear Filter Bank* e TKEO, visando garantir que o sinal sob cada janela de amostragem é estacionário. Assim, o método *Adaptive Kaiser Self-Convolution Window* é uma combinação do *Kaiser Self-Convolution Window* e o método robusto de detecção rápida. Em resumo, o algoritmo da TRF é interpolado à base de uma janela de convolução Kaiser auto-adaptativa, ou também chamada *Adaptive Kaiser Self-Convolution Window*, utilizada para estimar cada componente harmônica. O erro relativo máximo e médio para a amplitude da *Adaptive Kaiser Self-Convolution Window* de quarta ordem ao longo de toda a duração do sinal sintético foi da ordem de $1 \times 10^{-2}\%$ e $1 \times 10^{-4}\%$, respectivamente. Nas mesmas condições, usando a TRF com a janela de *Hanning*, o erro relativo máximo e médio foi respectivamente da ordem de $1 \times 10^{+1}\%$ e $1 \times 10^{+1}\%$. Os resultados da simulação e implementação prática gerados a partir de um inversor FV indicam que o método proposto é adequado para lidar com as HVTs e alcança uma precisão mais elevada, quando comparada com as técnicas tradicionais baseadas na TRF.

Phan, Hermann e Wira (2016) introduzem um novo modelo de espaço de estado baseado em um *Extended Kalman Filter* para estimar a frequência fundamental de sinais do sistema de energia em tempo real. O modelo proposto leva em consideração todas as características de um sistema de energia trifásico genérico desequilibrado. As componentes simétricas do sistema de potência, isto é, os seus valores de amplitude e ângulo de fase, podem também ser deduzidos a cada iteração a partir do modelo de espaço de estados proposto baseado em variáveis de estado. A eficácia do método foi avaliada pelos autores para a frequência fundamental em três situações envolvendo sinais sintéticos: a estimação da frequência sob condições desbalanceadas; com ruído; e com a adição de harmônicas de 5ª e 7ª ordem. Adicionalmente, foi realizada uma avaliação do algoritmo para o rastreamento da frequência fundamental com três níveis de variações em degrau da frequência ($50 \pm [1 \times 10^{-5}, 1 \times 10^{-4}, 1 \times 10^{-3}]$). Em todos os casos a convergência ocorreu

em 12 iterações e em menos de 6,5 ms, com o estado estacionário com erro da ordem de 1×10^{-10} . Os resultados e comparações da estimativa de frequência *on-line* e da identificação de componentes simétricos mostram a eficiência do método proposto. A frequência é assim estimada a partir de sinais variáveis no tempo perturbados pelas harmônicas de ordem superior. Segundo os autores, a principal vantagem da abordagem proposta é que não é necessária uma estimativa de componentes simétricos para a estimativa de conteúdo de frequência em condições desequilibradas e para sistemas de energia que variam com o tempo.

Kabalci, Kockanat e Kabalci (2017) propõem um método chamado *Differential Search Algorithm* que aplica uma abordagem meta-heurística para estimação da amplitude e fase de sinais de potência variantes no tempo. Apesar de englobar a estimação de sinais com a fundamental, sub e inter-harmônicas, não contempla outras variantes, tal como a componente CC de decaimento exponencial. No entanto, emprega comparações com técnicas híbridas de algoritmos inteligentes e da computação evolutiva, tais como o *Genetic Algorithm-Least Square*, *Particle Swarm Optimization with Passive Congregation Least Square*, *Bacterial Foraging Optimization*, *Fuzzy Bacterial Foraging-Least Square* e *Bacterial Foraging Optimization-Recursive Least Square*. Aparentemente, o algoritmo apresentou melhores resultados, com erro reduzido em relação ao sinal de referência e as demais técnicas. Basicamente o *Differential Search Algorithm* é originado da migração de populações de seres vivos e imita o movimento de caminhada aleatória do tipo browniano (CIVICIOGLU, 2012). Nota-se no entanto limitações nesta proposta quando em aplicações de proteção em sistemas elétricos, na presença de sinais além dos harmônicos exemplificados.

Wu, Dong e Wang (2019) propõem utilizar o espectro resultante da TS para analisar as ondas viajantes geradas na faixa de frequência de 60 kHz e decorrentes de situações de faltas, em conjunto com os módulos de tensão e de corrente de interesse. Foi calculada a potência ativa inicial das ondas viajantes e definido, através de um limiar K , se as faltas são internas ou externas ao ponto de análise da falha (terminal do barramento). O algoritmo mostrou-se robusto a ruídos (30 dB), e também rápido ($\approx 0,5$ ms), devido ao baixo número de amostras utilizado (20). Apesar dos exemplos indicarem que a resultante da TS foram cerca de 1.200 amostras, portanto um tempo bem maior que o apresentado pelos autores, estes consideram a seleção de uma frequência alvo no uso da TS, o que aponta para bom caminho a ser seguido, neste tipo de abordagem.

Xi et al. (2019) apresentam uma proposta híbrida, envolvendo PSO e Algoritmos Genéticos (AG) associado a FK para estimar dinamicamente harmônicos em SP. A escolha inicial de estados e parâmetros do FK, como as matrizes de covariância de erro de processo e medição, afetam significativamente a precisão da estimativa. Visando minimizar este problema, uma combinação de PSO e AG é utilizada para otimizar os parâmetros do FK. O operador de mutação genético do AG é constituído através do PSO, que pode ajustar

na direção e o alcance da evolução com base em registros históricos e do enxame, levando a evitar a cegueira da mutação do AG e reduzir a probabilidade de desvios de mutação e aumentando a velocidade da evolução. A capacidade de busca global do híbrido PSO-AG pode garantir que o FK tenha uma estimativa mais precisa dos harmônicos. O algoritmo se mostrou robusto aos sinais variáveis no tempo, simulados com harmônicos e componentes CC na presença de desvio de amplitude e ruído branco. Resultados com base em sinais sintéticos mostram que o algoritmo híbrido proposto tem uma estimativa mais precisa, convergência mais rápida e melhor robustez na presença de ruído em comparação com o FK convencional. O inconveniente observado são as formas de ondas sintéticas, com amplitudes das harmônicas e inter-harmônicas elevadas em relação aos sinais reais.

Petrovic e Damljanovic (2019) trazem uma nova abordagem para a estimativa dos parâmetros dos fasores dinâmicos encontrados nas áreas de controle e proteção dos SEPs, com base em uma nova representação da correspondente matriz *Gram* e a expansão de *Taylor-Fourier* no domínio real. A matriz de Gram está associada aos coeficientes da expansão de *Taylor* para a representação dos sinais através do modelo de senos e cossenos. Partindo das expressões analíticas derivadas, os cálculos dos parâmetros desconhecidos são mais rápidos e precisos, desde que as propriedades de inversibilidade da matriz de *Gram* sejam satisfeitas. Os resultados apresentados em simulação envolveram sinais do sistema de potência com amplitude e fase variáveis no tempo, porém, sem a presença de ruído, todos casos sintéticos e considerando uma janela de 20 ms em 50 Hz. Mesmo diante das limitações e testes em um grupo pequeno de amostras não reais, a proposta apresentou simplificações que podem ser úteis em sistemas digitais em tempo real.

2.2 Síntese do Capítulo

A revisão bibliográfica indicou as várias técnicas disponíveis para a extração da frequência e suas harmônicas. As técnicas e formas de extração são em muitas das vezes derivadas de outros métodos já desenvolvidos, algumas mais elaboradas envolvendo um considerável esforço computacional. O que se tem observado nos anos mais recentes é a predominância de técnicas híbridas, ou seja, que combinam ferramentas conhecidas em busca de uma solução mais otimizada e precisa.

Na ampla maioria dos trabalhos consultados, o janelamento adotado é como recomendado pela norma IEC (IEC, 2015; NBR-IEC, 2005), de 10/12 ciclos para 50/60 Hz, respectivamente, visando uma medição fasorial aprimorada com base na norma. Os sinais considerados são na sua ampla maioria sintéticos e alguns destes foram obtidos via o uso de simuladores computacionais. Raros são os trabalhos que tratam de sinais reais medidos em campo.

Quando as referências tratam da análise fasorial sobre os distúrbios, foram poucos os trabalhos que consideraram o trecho de apenas um ciclo pós-distúrbio. Em geral são

considerados tão somente dois ou mais ciclos de pós-evento. Nenhuma destas referências considerou a análise de apenas um ciclo, sendo formado por 50% da janela de pré e 50% de pós-distúrbio, sendo esta lacuna também abordada por esta pesquisa.

Fundamentação Teórica

Este capítulo abrange os conceitos sobre o que é a [HVT](#), indicando como a definição de harmônicos ao longo dos anos influenciaram na sua definição e onde são observados alguns exemplos mais comuns deste termo, ou seja, o de perfis que variam no tempo e do contexto estatístico.

O capítulo traz uma revisão sucinta, envolvendo alguns conceitos matemáticos relevantes da [TSS](#) que serão aplicados no estudo e análise das HVTs, tais como, otimização, interpolação em frequência e seletividade. Inicialmente, será apresentada uma breve revisão das principais ferramentas de análise em frequência existentes e quais estão relacionadas à extração, bem como a contextualização teórica e de aplicação da [TS](#). Alguns exemplos ajudarão a elucidar casos de interpolação e seletividade. Sendo assim, o referencial matemático aqui apresentado servirá como suporte para o entendimento dos capítulos seguintes da tese.

3.1 Definições

Nesta seção, são discutidas as diferentes classificações de sinais quanto a sua variação no tempo. São conceitos que influenciaram na definição final das HVTs. Estes conceitos são importantes do ponto de vista das limitações e abrangência do estudo desenvolvido. Logo, esta seção servirá como base para uma definição estendida e aprimorada das HVTs em relação ao que já foi apresentado inicialmente na introdução (Seção [1](#)).

3.1.1 Tipos de Sinais

[Randall \(1987\)](#) faz distinção entre sinais não estacionários (p.211 - Cap. 6) e sinais transitórios (p.185 - Cap. 5), quando comparados com o sinais estacionários. Ambos variam com o tempo, mas estão em classes diferentes. Esta divisão é apresentada na Fig. [2](#). Na figura, os sinais não estacionários, foco deste trabalho, são subdivididos em contínuos e transitórios.

Figura 2 – Distinção entre os diferentes tipos de sinais.

Fonte: Adaptado de [Randall \(1987, p.40\)](#).

Segundo o autor, os sinais não estacionários podem ser divididos em sinais contínuos e transitórios, sendo este último, por sua vez, definido como aqueles que começam e terminam em amplitude zero. Na prática, até mesmo sinais contínuos não estacionários devem começar e terminar em algum momento. A diferença fundamental é que um transitório é tratado e analisado como um todo, enquanto que um sinal contínuo não estacionário, será normalmente analisado em seções curtas, onde cada uma das seções será muitas vezes quase estacionária.

Sendo assim, sinais cuja frequência (e seus harmônicos) variam com o tempo, se encaixam no grupo dos não estacionários.

3.1.2 Frequência Variante no Tempo

Segundo [Bollen e Gu \(2006, p.168\)](#) a frequência do sistema é uma medida indireta da velocidade com que as máquinas elétricas giram. Em um sistema interligado de forma síncrona em estado estacionário, todas as máquinas elétricas giram com exatamente a mesma velocidade. No entanto, a rigor, um sistema nunca está completamente em estado estacionário e, na prática, existem pequenas diferenças de velocidade entre as diferentes máquinas. Sendo assim, a frequência do sistema teria de ser definida como a média ponderada das frequências para as máquinas individuais.

Portanto, existe a necessidade de métodos para estimar esta frequência a fim de evitar as consequências indesejáveis desta variação.

3.1.2.1 Métodos para Estimar a Frequência

De uma maneira simplificada, alguns dos métodos citados por [Bollen e Gu \(2006, p.169\)](#) para estimar uma frequência variável abrangem ferramentas das mais simples às mais avançadas e generalizadas, conforme listado a seguir:

- Cruzamento pelo zero;
- [PLL](#);
- Sistemas trifásicos: transformadas $\alpha\beta$ e dq ; e
- Métodos avançados de processamento de sinais (redes neurais artificiais, métodos de núcleo, máquinas de núcleo esparso, dentre outros).

O método mais utilizado é a simples contagem de cruzamentos pelos zeros. O padrão IEC 61000-4-30 para medição da [QEE \(IEC, 2015\)](#) e a NBR IEC 61000-4-30 ([NBR-IEC, 2005](#), p.14) indicam para a medida da *frequência* o seguinte procedimento:

“A leitura da frequência deve ser obtida a cada 10 s. Como a frequência pode não ser exatamente 50 Hz ou 60 Hz durante o intervalo de tempo de relógio de 10 s, o número de ciclos pode não ser um número inteiro. A frequência fundamental considerada é igual ao número de ciclos inteiros contados durante o intervalo de 10 s, dividido pela duração total dos ciclos inteiros. Antes de cada avaliação, os harmônicos e inter-harmônicos devem ser atenuados, a fim de minimizar os efeitos de múltiplas passagens pelo zero.” ([NBR-IEC, 2005](#))

A norma IEC ainda admite outras técnicas que permitem a obtenção de resultados equivalentes, tal como a convolução ([IEC, 2015](#), p. 14). No entanto, para sinais não estacionários, a estimação da frequência produz grandes erros basicamente devido ao dilema fase-frequência conhecido em telecomunicações, ou seja, a modulação da fase e frequência são os mesmos. Como a alteração da fase e frequência não podem ocorrer dissociadas uma da outra ([BOLLEN; GU, 2006](#), p. 170), fica assim evidente que o problema de estimação da frequência surge independentemente da técnica adotada.

3.1.2.2 Consequências da Variação da Frequência

[Bollen e Gu \(2006, p.47\)](#) comentam sobre algumas das consequências da variação da frequência, como:

- Desvios nos *clocks*: uma frequência de 50,05 Hz (0,1% mais rápido) implica em um acréscimo de 86,4 segundos por dia. Já com 50,5 Hz ocorrerá um acréscimo de 15 minutos por dia;

- Variação na velocidade dos motores: variações rápidas podem ocasionar problemas mecânicos;
- Variação nos fluxos: variações elevadas no fluxo para máquinas rotativas e transformadores conduz a altas correntes de magnetização; e
- Risco de acionamentos indevidos: geradores podem acionar o sistema de proteção em sub ou sobre frequências. Os geradores normalmente são mais sensíveis a sub-frequência (faixa de 49,5 ou 49 Hz). Com a saída de um ou mais geradores, agrava-se o equilíbrio do sistema.

Apesar dos exemplos apontados por [Bollen e Gu \(2006\)](#) serem baseados na frequência fundamental de 50 Hz, estes também produzem efeitos similares para 60 Hz, e mesmo que os exemplos apontados tomem por base apenas a frequência fundamental, a variação de frequência e suas consequências são extensíveis aos demais harmônicos. Sendo assim, surge a necessidade de atenção ao grupo de harmônicos que variam a frequência no tempo, ou seja, as HVTs.

3.2 Harmônicas Variantes no Tempo

O termo “Harmônicas Variantes no Tempo” (HVTs), ou em inglês *Time-Varying Harmonics* (TVH), têm significados equivalentes. Apesar de alguns autores usarem expressões bastante similares, tais como *frequency deviation*, *time varying waveform*, *time-varying waveform distortions*, etc., este trabalho adotará exclusivamente a sigla *HVT* como padrão, seguindo a tendência mais usada na literatura até então consultada. Eventualmente ao longo do texto, o termo em inglês, ou português, poderão ser usados alternadamente apenas para atender necessidades específicas.

Esta seção é dedicada a apresentar o conceito da [HVT](#), e como esta incluiu os inter-harmônicos, bem como sua análise sob o ponto de vista dos perfis de carga e estatístico.

3.2.1 O que são HVTs?

A palavra “*Harmônicas*” usado na sigla HVTs tem um conceito consolidado, porém, existiram diferentes entendimentos sobre o que abrangia as duas palavras restantes “*Variantes no Tempo*”.

Harmônicas é definida por [Dugan et al. \(2012a\)](#) e, similarmente, pelo [IEEE \(1993\)](#) da seguinte forma:

“Harmônicas são tensões ou correntes senoidais com frequências múltiplas inteiras da frequência com a qual o sistema de fornecimento de energia é projetado para operar (chamada de frequência fundamental, geralmente 50 ou 60 Hz). Formas de ondas distorcidas

periódicas podem ser decompostas em uma soma da frequência fundamental e as harmônicas. A distorção harmônica tem origem nas características não lineares de dispositivos e cargas no sistema de energia.” (DUGAN et al., 2012a)

Tendo em vista que harmônicas são frequências múltiplas inteiras da fundamental, uma das definições de variantes no tempo envolve o conceito de varredura apenas dos múltiplos inteiros, ou seja, n pertencendo ao conjunto dos números naturais (excluindo o zero): $\mathbb{N}^* = 1, 2, 3, \dots$. Como, por exemplo, na Figura 3, que traz um caso típico de HVTs. Na corrente de energização de um transformador (corrente de *inrush*), tem-se o caso de HVTs, cuja decomposição das harmônicas ímpares do sinal (da fundamental à 15ª ordem) é mostrada na Figura 4.

D’Apuzzo e D’Arco (2006) demonstram este entendimento distinto ao dar o seguinte título ao artigo: *Frequency and Amplitude Tracking of Time-Varying **Harmonics** and **Interharmonics** in Power Systems*. Os autores apresentam que o rastreamento das HVTs inclui as *inter-harmônicas*, de maneira distinta. Outros autores que apresentam este mesmo entendimento são Lazenby e Zivanovic (1999).

Por outro lado, à medida que as pesquisas em QEE foram evoluindo, o termo variantes no tempo passou a carregar implicitamente a presença de inter-harmônicas, ou seja, a incluir a varredura de múltiplos não inteiros da frequência fundamental.

Figura 3 – Corrente de energização de um transformador, um caso típico de HVT.

Fonte: Adaptado de Ribeiro (2009, p.10).

Figura 4 – Decomposição da corrente de magnetização de um transformador em função das componentes harmônicas ímpares.

Fonte: Adaptado de [Ribeiro \(2009, p.11\)](#).

Como [Dugan et al. \(2012a, p.27\)](#) mesmo reconhecem, estes são eventos cujo entendimento ainda está em aprimoramento:

“Existe agora uma melhor compreensão das origens e efeitos da distorção inter-harmônica. A distorção é, geralmente, o resultado da conversão da frequência, e muitas das vezes não é constante; esta varia com a carga. Essas correntes inter-harmônicas podem excitar ressonâncias severas no sistema de energia como uma frequência inter-harmônica variando e tornando-se coincidente com frequências naturais do sistema. Elas tem mostrado afetar os sinais de ondas portadoras em linhas de transmissão e induzir cintilação visual em lâmpadas fluorescentes e outros tipos de iluminação à arco elétrico, bem como em telas e monitores dos computadores.”
([DUGAN et al., 2012a](#))

Em sua revisão histórica, [Owen \(1998\)](#) relata que a presença de inter-harmônicas só foi motivo de mais séria preocupação depois de 1992, pois até então, nem mesmo a norma IEEE 519 vigente tratava do assunto. Somente a *International Electrotechnical Commission* (IEC) série 1000, mais especificamente a 61000-2-1 ([IEC, 1990b](#); [IEC, 1990a](#)) traz as primeiras definições e limites recomendados para inter-harmônicas.

[Halpin \(2003\)](#) comenta em seu artigo um tópico sobre HVT, citando que uma das limitações da IEEE 519-1992 ([IEEE, 1993](#)) era de não tratar a variação da frequência nos equipamentos ao longo do tempo. Ainda segundo o autor, várias medidas estavam sendo

consideradas para uma possível solução deste problema de definição de limites para HVTs. Somente na versão revisada da IEEE 519 estes limites foram abordados (IEEE, 2014), assim como já era vigente na série IEC 1000 (IEC, 1990b; IEC, 1990a), sendo esta última, revisada em 2002.

Segundo Ortmeier (2009, p.25-27), não existia uma definição de HVT até aquele momento e este fez uma primeira sugestão ao definir o termo como uma tensão ou corrente que variam em certa medida de ciclo para ciclo. Sendo assim, o autor propôs duas definições que ajudariam a suportar uma proposta mais apropriada do que seriam as HVTs, as quais são:

- **Evento transitório:** um evento no sistema de energia que tem impactos significativos a curto prazo sobre tensões e correntes; e
- **Transitório:** as tensões e correntes de curto prazo resultantes de um *evento transitório*, que são sobrepostos às tensões e correntes a longo prazo.

Sendo assim, ainda segundo o autor, certas cargas podem opor-se a noção de que variações de carga não causam transitórios. Estas cargas podem incluir fornos a arco elétrico e máquinas de solda, motores de tração e cargas de grandes impacto.

Os *eventos transitórios* causarão, tipicamente, significativos transitórios, particularmente no local do evento e proximidades. Pode-se assim esperar que alguns *eventos transitórios* nas proximidades do evento resultarão em níveis harmônicos significativamente acima dos níveis das HVTs considerados normais, enquanto *eventos transitórios* remotos terão pouco efeito sobre os níveis de distorção harmônica locais.

O autor ainda faz uma ressalva final, onde os níveis harmônicos medidos são uma função do processo de medição, tanto para os *transitórios* quanto para os níveis das HVTs.

3.2.1.1 Visão Conceitual de Perfis que Variam no Tempo

Uma visão mais conceitual e intuitiva da interconexão dos subsistemas que podem provocar HVTs é ilustrada pela Figura 5, no contexto das *Smart Grids*. Na Figura 5 a geração está interconectada com cargas monitoradas e controladas através de uma *Wide Area Network* (WAN). A WAN recebe informações dos eventos, através das entradas e saídas associadas, que ocorrem nas cargas conectadas tanto no sistema de transmissão como de distribuição, podendo caracterizar diferentes tipos de perfis harmônicos. Em um primeiro momento, por exemplo, poderia existir um perfil chamado de “A” com predominância das 1ª, 3ª, 5ª e 7ª ordens harmônicas. Em um segundo momento poderia existir um perfil chamado de “B” com predominância das 1ª, 5ª, 9ª e 11ª ordens harmônicas e assim por diante. São perfis de frequência que correspondem a determinados eventos ao longo do tempo e, portanto, conceitualmente, poderiam ser chamados de HVTs.

Uma ideia similar é transmitida para equipamentos de baixa tensão ([CAPASSO; LAMEDICA; PRUDENZI, 2009](#), p.332) onde foram realizadas várias medições em diferentes equipamentos, variando os tempos de entrada e saída das cargas presentes.

Figura 5 – Visão de subsistemas interconectados em uma WAN que podem propiciar um cenário para gerar HVTs.

Fonte: O autor.

Outra simulação envolvendo HVTs que utilizam a mesma ideia de perfis que variam com o tempo é apresentada por [Jain e Singh \(2013, p.340\)](#). Os autores simularam um pequeno sistema de energia consistindo de uma fonte, um transformador, uma linha de transmissão (Figura 6) e algumas cargas representativas com disjuntores (CB - *Circuit Breakers*) que chaveavam em diferentes tempos (Figura 7).

As entradas e saídas de diferentes cargas (Figura 7) implicam neste caso em diferentes perfis e, consequentes HVTs. A rede foi executada em um simulador digital em tempo real, neste caso, o *Real Time Digital Simulator* (RTDS). A corrente medida no ponto MP foi enviada de um sistema de aquisição de dados para um *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA). As especificações dos dispositivos empregados podem ser encontradas em [Jain e Singh \(2013\)](#).

Figura 6 – Sistema de energia simulado em pequena escala para gerar e adquirir sinais com características de HVTs.

Fonte: Jain e Singh (2013).

Figura 7 – Chaveamentos dos disjuntores indicados na Figura 6.

Fonte: Jain e Singh (2013).

Na Figura 6, inicialmente, apenas o CB-1 está fechado e a Carga-01 conectada no circuito. Após um segundo (1,0 s), a fonte harmônica I_{h1} é inserida no sistema ao fechar o CB-2. Em 3,5 s, outra carga com um conteúdo harmônico adicional e dois inter-harmônicos são considerados através de CB-3, e assim por diante. Os autores adotaram assim uma abordagem prática que representou as mudanças de diferentes tipos de cargas lineares e não lineares no sistema de energia real, permitindo caracterizar as HVTs.

Há ainda outro conceito relacionado às HVTs sob contexto estatístico, conforme apresentado a seguir.

3.2.1.2 Contexto Estatístico

Harmônicos normalmente são definidos como um fenômeno de estado estacionário, isto é, assume-se que a forma de onda a ser analisada repete-se periodicamente de $-\infty$ a $+\infty$.

Em situações práticas, no entanto, o nível de tensão e a distorção de corrente, bem como os seus componentes fundamentais estão mudando continuamente no tempo, devido ao fato de que, normalmente, ocorre variação da configuração da rede e suas cargas lineares

e não lineares (como apresentado na seção 3.2.1.1). Além disso, mesmo que estas sejam constantes, seus parâmetros não são geralmente bem conhecidos, tornando a distorção harmônica um fenômeno envolvendo incertezas.

Portanto, é inadequado que o cálculo de fluxo de carga harmônico, em um sistema real, seja realizado numa base determinista, isto é, partindo do princípio que todos os parâmetros relevantes são bem conhecidos e não aleatórios. Na verdade, esses estudos fornecem apenas uma imagem estática de uma situação variável e incerta, ou seja, uma *snapshot* de um determinado sistema em um momento no tempo.

Metodologias baseadas em teorias de probabilidade, com diferentes graus de sofisticação, foram desenvolvidos para lidar com essas incertezas (MARQUES et al., 2013; MALEKIAN; GÜRLEK; SCHUFFT, 2015). A aplicação prática destes métodos, no entanto, muitas vezes, tem que lidar com a falta de informação para descrever em termos probabilísticos a distribuição da quantidade e o tipo de cargas não lineares de tamanho médio e pequeno, bem como a composição de cargas lineares. Isto sugere que, em muitos casos práticos, a informação disponível para o fluxo de carga harmônico pode ser melhor descrito através de medidas difusas como distribuições de probabilidade (ROMERO-QUETE et al., 2015), Função Densidade de Probabilidade, histogramas e medidas estatísticas (RIBEIRO; DUQUE; CERQUEIRA, 2013, p.16). As HVTs se encaixam como uma das representações que melhor definem estas características.

Neste contexto, Ribeiro (2003) e Ribeiro, Duque e Cerqueira (2013, pp.22–23) apresentaram o conceito de *espectro evolucionário* ou *espectro evolutivo* e usam este termo relacionado as HVTs, que têm, essencialmente, a mesma interpretação física como os espectros de processos estacionários. A principal diferença é que enquanto o espectro de um processo estacionário descreve a distribuição de energia da frequência para um conjunto de processos (todos os tempos), o *espectro evolutivo* é dependente do tempo e descreve a distribuição de energia da frequência local em cada instante de tempo. O *espectro evolutivo* é um espectro mudando continuamente, ou em outras palavras, um espectro dependente do tempo.

Visando assim garantir o nível de confiança dos métodos probabilísticos de harmônicos, o conceito de espectros evolutivos pode ser aplicado quando a TRF mostra frequências dominantes separadas. Neste caso, as frequências se comportam como ondas senoidais em um determinado ponto no tempo. Quando estas condições não forem satisfeitas, métodos probabilísticos aplicados a somatórios harmônicos não resultarão em estimativas precisas (RIBEIRO; DUQUE; CERQUEIRA, 2013, p.22).

Segundo os autores, novas investigações e aplicações usando formas de ondas práticas, juntamente com medições em campo, ainda são necessárias para validar esta abordagem.

3.2.1.3 Variação da Frequência Fundamental e suas Componentes Harmônicas

Segundo [Dugan et al. \(2012b, p.30\)](#), as variações de frequência em sistemas de potência são definidas como o desvio da frequência fundamental nominal do sistema sob análise (por exemplo, 50 ou 60 Hz).

Ainda segundo os autores, a frequência do sistema de potência está diretamente relacionada com a velocidade de rotação dos geradores que alimentam o sistema. Logo, é natural que existam pequenas variações na frequência em função do equilíbrio dinâmico entre carga e mudanças de geração. Este desvio e sua duração dependem das características da carga e da resposta do sistema de controle de geração às mudanças da carga. A Figura 8 ilustra variações de frequência para um período de 24 horas em um barramento de uma subestação de 13 kV.

A parte superior da Figura 8 indica que a frequência fundamental não é fixa em 60 Hz ao longo do tempo. Do ponto de vista estatístico, uma curva pode ser representada como uma Função Densidade de Probabilidade (parte inferior da Figura 8) indicando não só a variação da frequência fundamental, mas também na suposta e provável presença de componentes harmônicas, a existência de HVTs.

Figura 8 – Tendência e distribuição estatística da frequência em um barramento de uma subestação de 13 kV.

Fonte: Adaptado de [Dugan et al. \(2012b, p.31\)](#).

3.3 Ferramentas e Técnicas Correlatas

Usualmente, as HVTs individuais são analisadas pela aplicação da Transformada de Fourier Janelada (TFJ), tais como a [TFTC](#), onde cada harmônica do espectro corresponde a uma secção de janela considerando o sinal como contínuo. Mas como muitas vezes existem desvios no sinal mesmo dentro do menor comprimento da janela selecionada, diferentes tamanhos de janelas resultam em espectros harmônicos diferentes, e a escolha do tamanho mais adequado da janela passa a ser um problema, ainda não solucionado ([BOLLEN et al., 2010](#)).

Como observado na revisão bibliográfica realizada, várias abordagens têm sido propostas para melhorar a precisão na estimação das magnitudes harmônicas em condições que variam no tempo. Dentre estas, incluem-se, analisadores baseados no [FK](#), no Filtro *Notch* Adaptativo e no [PLL](#), um combinador linear de Fourier utilizando redes neurais adaptativas e a abordagem por decomposição por bancos de filtros. Cada um destes métodos tem vantagens e desvantagens, e a busca de melhores métodos continua a ser uma área de pesquisa ativa em processamento de sinais voltados à sistemas elétricos de potência ([BOLLEN et al., 2010](#)).

Algumas das ferramentas abordadas na visão geral de [Jain e Singh \(2011\)](#) para a análise em frequência fixa ou variável no tempo são:

- Transformada Discreta de Fourier ([TDF](#));
- Transformada *Wavelet* ([TW](#));
- Transformada *Hilbert–Huang* (THH);
- Transformada *Chirp-Z* ([TCZ](#));
- Média Móvel Auto Regressiva (MMAR);
- Método de *Prony* ([MP](#));
- Classificação de Sinal Múltiplo, do inglês *Multiple Signal Classification* (MUSIC);
- *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique* ([ESPRIT](#)); e
- Filtro de *Kalman* ([FK](#));

As técnicas apresentadas foram sumarizadas e adaptadas na Figura 9. Alguns itens adicionais não apresentados na Figura 9, mas mencionados pelos autores são:

- Redes Neurais Artificiais ([RNA](#));
- Malha de Captura de Fase (MCF), do inglês *Phase Locked Loop* ([PLL](#)); e a

- Transformada *Gabor–Wigner* (TGW).

Os mesmos autores ainda comentam que além das técnicas paramétricas e não paramétricas, alguns pesquisadores criaram um grupo adicional chamado de híbridos, que incorporam e misturam as duas técnicas citadas. Os autores também apresentam uma tabela resumo das vantagens e desvantagens de cada técnica, bem como uma estimativa do esforço computacional associado a cada uma delas.

Ainda na Figura 9 é possível observar o destaque dado para esta pesquisa, voltado para os Métodos Não Paramétricos, através da Análise no Domínio do Tempo-Frequência e enfatizando a aplicação da TS.

Uma versão mais ampla das ferramentas apontadas por Jain e Singh (2011) é apresentada na Figura 10, onde se pode observar tanto uma visão geral das técnicas e ferramentas, bem como suas possíveis interações, se estas existirem. Por exemplo, a *Short-Term Fourier Transform* (STFT) vem da TDF, que por sua vez é derivada da Transformada de Fourier (TF). Neste sentido, da composição da STFT e da TW resulta a TS.

Figura 9 – Categorização das técnicas para a estimação e extração das componentes harmônicas.

Fonte: Adaptado de Jain e Singh (2011).

Figura 10 – Diagrama com algumas das técnicas atuais usualmente aplicadas na estimação e extração das componentes harmônicas.

Fonte: Elaborado pelo autor, com base em Jain e Singh (2011).

3.4 Ferramentas e Otimizações

Dentre os tópicos analisados ao longo dos vários artigos referenciados, as ferramentas consideradas promissoras, por serem abordadas em literatura mais recentemente como uma tendência, mesmo possuindo ainda poucas referências a respeito, são:

- Transformada de Stockwell (TS);
- Transformada *Chirp-Z* (TCZ);
- Transformada *Hilbert* (TH) e método *Hilbert-Huang*(HH);
- Transformada Harmônica (THa); e
- Análise de Componentes Independentes (ACI).

A TS, baseia-se em uma janela gaussiana móvel, escalável e localizada, como uma extensão da TW. Se comparada com esta última, a TS possui uma propriedade de localização no tempo, frequência e fase mais apurados quando aplicadas em distúrbios de QEE (SENROY; SURYANARAYANAN; RIBEIRO, 2009, p.235). Para fins de comparação convém citar que a TW e a TFTC formam uma ponte para o entendimento da TS.

As demais ferramentas apontadas como promissoras, não fazem parte do escopo desta tese.

3.4.1 A Transformada de Stockwell

A Transformada de *Stockwell*, ou simplesmente **TS**, é uma generalização da **TFTC**, equiparando-se a **TWC**. Porém, superando algumas de suas desvantagens. Para melhor compreender a relação entre a **TS** e a **TFTC**, bem como a **TS** e a **TWC**, veja o Anexo A.

A **TS** tem uma resolução dependente do domínio tempo-frequência e se refere inteiramente a informação da fase. A **TS** fornece uma análise multi-resolução, mantendo a fase absoluta de cada frequência (HUDA; ABDULLAH; JOPRI, 2013). Em outras palavras, diferente da **TWC**, a **TS** mantém uma referência de fase absoluta, não transladando as funções senoidais básicas, podendo assim localizar os componentes reais e imaginários do espectro de forma independente, mantendo a informação de fase.

A **TS** é definida (STOCKWELL; MANSINHA; LOWE, 1996) como:

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau-t)^2 \cdot f^2}{2}} \cdot e^{-i2\pi ft} dt. \quad (3.1)$$

Sendo $h(t)$ as amostras no tempo, f a frequência, e t e τ as unidades de tempo. A inversa da **TS** é dada por:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f) d\tau \right] e^{i2\pi ft} df. \quad (3.2)$$

Uma vez que $S(\tau, f)$ é complexa, pode-se também escrever:

$$S(\tau, f) = A(\tau, f) e^{i\Phi(\tau, f)}, \quad (3.3)$$

em que $A(\tau, f)$ é a amplitude do espectro S e $e^{i\Phi(\tau, f)}$ é a fase do espectro S . A média temporal de $S(\tau, f)$, ou seja, os valores médios da **TS** refletidos no eixo da frequência, resultam no espectro de Fourier $H(f)$, conduzindo a (3.2). Observe que a largura do envelope gaussiano em (3.1) varia com a frequência. Assim, a resolução local não é restrita, como em uma janela de largura fixa da **TFTC**.

A equação 3.1 pode ser modificada, partindo do pressuposto de que a largura σ da função de modulação gaussiana poderia ser proporcional ao inverso da frequência:

$$g(t, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} dt, \quad (3.4)$$

com o fator σ representado em função de f

$$\sigma(f) = \frac{k}{f}. \quad (3.5)$$

Normalmente, k é ajustada para a unidade em (3.5), provendo aproximadamente um ciclo modulado de seno e cosseno. No entanto, k pode ser incrementado para melhorar a resolução na frequência, com uma correspondente perda de resolução no tempo. Surge

desta forma a chamada **TSG** (MANSINHA et al., 1997), pois (3.1) pode ser ligeiramente modificada para:

$$S(\tau, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{\frac{-(\tau-t)^2 f^2}{2k^2}} e^{-i2\pi ft} dt, \quad (3.6)$$

ou ainda

$$S(\tau, f) = \frac{|f|}{k\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{\frac{-(\tau-t)^2 f^2}{2k^2}} e^{-i2\pi ft} dt. \quad (3.7)$$

Outra forma de visualizar a **TS** (STOCKWELL; MANSINHA; LOWE, 1996) de um sinal variante no tempo, pode ser da seguinte forma:

$$S_x(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) w(t - \tau, f) e^{-i2\pi ft} dt, \quad (3.8)$$

sendo a função janelada $w(t - \tau, f)$:

$$w(t - \tau, f) = \frac{1}{\sigma(f)\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-t}{2\sigma f^2}}, \quad (3.9)$$

e $\sigma(f)$ definido de acordo com a frequência:

$$\sigma(f) = \frac{1}{|f|}. \quad (3.10)$$

Portanto, **TS** finalmente é representada por:

$$S_x(\tau, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{\frac{-(t-\tau)f^2}{2}} e^{-i2\pi ft} dt. \quad (3.11)$$

Exceto pelo fator k , nota-se a semelhança entre (3.11) e (3.7). Tanto (3.10) quanto (3.5) indicam que existem formas de melhor parametrizar a janela e otimizar seus índices, conforme será abordado na sequência.

3.4.2 Melhorias na Concentração de Energia na Transformada de Stockwell

Em alguns casos, a **TS** pode ser sensível à baixa concentração de energia na Representação Temporal da Frequência (**RTF**), com boa concentração em baixas frequências, mas com uma concentração dispersa em altas frequências.

A **TS** original (3.8) usa uma janela gaussiana (3.9) e seu desvio padrão varia com a frequência (3.10). Independentemente do sinal analisado, a largura da janela gaussiana diminuirá à medida que a frequência aumentar. No entanto, essa estratégia pode ser considerada uma limitação da **TS**, pois não considera a natureza do sinal analisado. Portanto, seria mais apropriado adaptar a janela ao sinal para maximizar a resolução da **TS**.

A concentração de energia na **RTF** é um parâmetro relevante para os algoritmos que visam detectar a duração de certos eventos em um sinal, ou extrair os recursos relevantes

nos domínios do tempo e frequência. Baseado em (3.9), $\sigma(f)$ pode ser arbitrado como uma função que controla a largura da janela gaussiana. No trabalho de [Pinnegar e Mansinha \(2003\)](#), os autores sugerem a introdução do γ_{GS} através de uma modificação da equação (3.10):

$$\sigma(f) = \frac{\gamma_{GS}}{|f|}. \quad (3.12)$$

O parâmetro $\sigma(f)$ representa o número de ciclos (períodos) de uma frequência que pode estar contida em um desvio padrão da janela gaussiana (3.9). Quando muito pequena, a janela gaussiana retém poucos ciclos da onda senoidal, e a resolução na frequência diminui para baixas frequências. Por outro lado, se for muito grande, a janela retém mais ciclos e, conseqüentemente, a resolução do tempo diminui para altas frequências ([ASSOUS; BOASHASH, 2012](#)).

Assim, a [TS](#) poderia ser reescrita como uma função de γ_{GS} , agora sendo chamado de [TSG](#) (3.13):

$$S_x^{\gamma_{GS}}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|f|}{\gamma_{GS}\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(t-\tau)^2 f^2}{2(\gamma_{GS})^2}} e^{-i2\pi f t} dt. \quad (3.13)$$

Outra proposta de generalização é a inclusão do parâmetro p em (3.10) ([DJUROVIĆ; SEJDIĆ; JIANG, 2008](#); [SEJDIĆ; DJUROVIĆ; JIANG, 2008](#)):

$$\sigma(f) = \frac{1}{|f|^p}. \quad (3.14)$$

Dessa forma, a [TSG](#) pode ser reescrita como uma função de p :

$$S_x^p(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|f|^p}{\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(t-\tau)^2 f^{2p}}{2}} e^{-i2\pi f t} dt. \quad (3.15)$$

Outra forma de controle progressivo da janela, usando o parâmetro p e adicionando m e k , foi sugerida por ([ASSOUS; BOASHASH, 2012](#)), onde $\gamma_{GS} = mf + k$.

A [TSG](#) resultante é dada por (3.16):

$$S_x^{m,k}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|f|^p}{(mf + k)\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(t-\tau)^2 f^2}{2(mf+k)^2}} e^{-i2\pi f t} dt. \quad (3.16)$$

Uma proposta adicional de [Moukadem, Abdeslam e Dieterlen \(2014\)](#) envolve uma modificação de [Assous e Boashash \(2012\)](#) em (3.12), fornecida por $\gamma_{GS} = mf^p + k$. A [TSG](#) pode ser reescrita como:

$$S_x^{m,p,k}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|f|^p}{(mf^p + k)\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(t-\tau)^2 f^2}{2(mf^p+k)^2}} e^{-i2\pi f t} dt. \quad (3.17)$$

Finalmente, [Moukadem et al. \(2015\)](#) propõe um parâmetro adicional, introduzindo um r suplementar para melhor flexibilidade. Onde γ_{GS} permanece como no caso anterior e $\sigma(f)$ é:

$$\sigma(f) = \frac{\gamma_{GS}}{|f|^r}. \quad (3.18)$$

A janela gaussiana é assim dada por:

$$w(\tau - t, f, \gamma_{GS}) = \frac{|f|^r}{(mf^p + k)\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(\tau-t)^2 f^{2r}}{2(mf^p+k)^2}}, \quad (3.19)$$

onde, a [TSG](#) pode ser reescrita como:

$$S_x^{r,m,p,k}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|f|^r}{(mf^p + k)\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(t-\tau)^2 f^{2r}}{2(mf^p+k)^2}} e^{-i2\pi ft} dt. \quad (3.20)$$

Portanto, essas foram as últimas evoluções relacionadas à flexibilização da janela gaussiana, visando um melhor controle e definição ao longo da variação da frequência na [RTF](#).

A janela $w(\tau - t, f, \gamma_{GS})$ foi supostamente melhor definida como uma função de r , m , p e k , cuja flexibilidade permite retornar as formas anteriores, apenas configurando corretamente os parâmetros. Por exemplo, ajustando (3.20) com $r = 1$, $m = 1$, $p = 0$ e $k = 0$, tem-se a [TS](#) original não otimizada (3.11).

3.4.3 Escolhendo os Melhores Parâmetros

Conforme anteriormente evidenciado, uma questão crucial é então escolher os parâmetros r , m , p e k da janela gaussiana para a [TSG](#).

Na proposta de [Assous e Boashash \(2012\)](#), os parâmetros foram calculados empiricamente, onde k foi escolhido como $1/N$, N é o número de amostras do sinal e m são quatro vezes a variação do sinal (4σ). No entanto, esses valores não podem ser generalizados para todos os sinais. É mais apropriado gerar automaticamente parâmetros adaptativos que respeitem a natureza do sinal em análise. Portanto, em ([SEJDIĆ; DJUROVIĆ; JIANG, 2008](#)), os autores introduziram o parâmetro p para a janela gaussiana entre 0 e 1. A [TSG](#) foi calculada e o valor no qual a concentração máxima de energia ocorre foi verificado para cada valor de p .

Em ([MOUKADEM; ABDESLAM; DIETERLEN, 2014](#)), a gaussiana foi modulada por três parâmetros pela aplicação de [AG](#). Já em ([MOUKADEM et al., 2015](#)), quatro parâmetros (r , m , p e k) foram considerados. A função de avaliação (*fitness*) usada é a medida da concentração de energia proposta em ([SEJDIĆ; DJUROVIĆ; JIANG, 2008](#)) e ([STANKOVIĆ, 2001](#)).

Ao aplicar a Medida de Concentração (MC) da energia proposta para a TS (MOUKADEM; ABDESLAM; DIETERLEN, 2014) (MOUKADEM et al., 2015), a equação (3.21) é obtida:

$$MC(r, m, p, k) = \frac{1}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_x^{r,m,p,k}(t, f)| df dt}, \quad (3.21)$$

sendo:

$$\overline{S_x^{r,m,p,k}(t, f)} = \frac{1}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_x^{r,m,p,k}(t, f)| df dt}}. \quad (3.22)$$

Desta maneira, o problema de otimização pode ser expresso como:

$$\arg_{r,m,p,k} \max \left(\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 / \left| \overline{S_x^{r,m,p,k}(t, f)} \right| df dt \right) \right). \quad (3.23)$$

A maximização dos argumentos da medida de concentração permite uma melhor visualização do sinal na relação tempo e frequência, melhorando a resolução do sinal analisado. Esta MC pode ser então utilizada como função objetivo em procedimento de otimização.

O método proposto nesta pesquisa envolve a aplicação do algoritmo AIW-PSO para a otimização dos parâmetros r , m , p e k . A escolha do método se deve a proposta de convergência otimizada, o que traria um ganho de tempo na busca em relação aos métodos tradicionais.

Com base no sinal de entrada $x(t)$, a TSG é aplicada via AIW-PSO, cuja função de condicionamento físico é a energia (3.23). Os resultados da otimização serão os parâmetros ideais (r , m , p e k).

Quando a maior concentração de energia (3.23) for encontrada, o último passo será então o de calcular e exibir a TSG modificada usando os valores ideais de r , m , p e k .

3.5 Particle Swarm Optimization

O método PSO tem como ponto de partida a pesquisa de Kennedy e Eberhart (1995). Para encontrar os melhores valores para os parâmetros da janela gaussiana em função de r , m , p e k , conforme visto na subseção 3.4.2, uma das formas é utilizar o procedimento baseado no PSO, tal como uma de suas variantes conhecido como AIW-PSO e apresentado por Spavieri et al. (2018).

Com base no código original (ALAM et al., 2014), a alteração incorporada no PSO se restringe à adaptação individual do peso da inércia com base nos melhores e piores desempenhos individuais da partícula. Essa modificação foi proposta formalmente por

Spavieri et al. (2018) e aplicada previamente por Golfieri et al. (2017a), Golfieri et al. (2017b).

O objetivo do peso da inércia é equilibrar a exploração global e o espaço de partículas, proporcionando agilidade ao algoritmo devido ao menor número de iterações. Assim, a ideia básica desse mecanismo é iniciar o peso inercial para cada partícula, com base na comparação do valor da função objetivo com o melhor e o pior valor da função objetivo global. Conforme proposto, para cada iteração do AIW-PSO, o peso inercial é calculado de acordo com:

$$\omega_i^{k+1} = \omega_{min} + (\omega_{max} - \omega_{min}) \frac{(f_i^k - f_{worst}^k)}{(f_{best}^k - f_{worst}^k)}, \quad (3.24)$$

onde: i é a partícula; k o número de iterações; ω_{max} e ω_{min} são constantes que representam respectivamente o peso máximo e mínimo inercial; f_{best}^k e f_{pior}^k são, respectivamente, o melhor e o pior valor da função objetivo de todo o enxame para cada iteração; e f_i é o valor da função objetivo nessa iteração.

3.6 A Transformada S Discreta

Considerando que $h[kT]$, com $k = 0, 1, \dots, N-1$, denotando uma série temporal discreta correspondente a $h(t)$, com um intervalo de amostragem temporal de T , a TF é definida por:

$$H \left[\frac{n}{NT} \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h[kT] e^{-\frac{i2\pi nk}{N}}. \quad (3.25)$$

Usando (3.25), a série temporal discreta $h[kT]$ da TS (A.3) é encontrada alterando $f \rightarrow n/NT$ e $\tau \rightarrow jT$:

$$S \left[jT, \frac{n}{NT} \right] = \sum_{m=0}^{N-1} H \left[\frac{m+n}{NT} \right] \times e^{-\frac{2\pi^2 m^2}{n^2}} e^{\frac{i2\pi mj}{N}} \quad n \neq 0 \quad (3.26)$$

Sendo j, m e $n = 1, \dots, N-1$.

Com $n = 0$, a TS é igual a constante, definida como:

$$S[jT, 0] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h \left(\frac{m}{NT} \right). \quad (3.27)$$

A equação (3.27) cria uma constante de média temporal na frequência zero ($n = 0$), assegurando que a inversa é exata. A inversa da TS é então:

$$h[kT] = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S \left[jT, \frac{n}{NT} \right] \right\} e^{\frac{j2\pi nk}{N}}. \quad (3.28)$$

Uma alternativa para agilizar o cálculo da TSD seria aproveitar da velocidade da TRF. Por definição, a TS pode ser expressa como a convolução de $x(\tau)e^{-j2\pi f\tau}$ e $|f|e^{-\pi t^2 f^2}$ (A.3).

Aplicando a [TF](#) em ambos os lados de $(x(\tau)e^{-j2\pi f\tau})$ e de $|f|e^{-\pi t^2 f^2}$, resulta:

$$S_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f + \alpha) e^{-\pi\alpha^2/f^2} e^{j2\pi\alpha t} d\alpha \quad (3.29)$$

Assim, a [TSD](#) pode ser derivada do produto da [TRF](#) de $X(f + \alpha)$ com o janelamento $e^{-\pi\alpha^2/f^2}$ e, finalmente, da inversa da [TRF](#) de $e^{j2\pi\alpha t}$.

Considerando $t = n\Delta_T$, $f = m\Delta_F$, $\alpha = p\Delta_F$, Δ_T o intervalo amostral, e Δ_F a frequência de amostragem, a [TSD](#) pode ser expressa como:

$$S_x(n\Delta_T, m\Delta_F) = \sum_{p=0}^{N-1} X[(p + m)\Delta_F] e^{-\pi \frac{p^2}{m^2}} e^{j2\pi \frac{pn}{N}} \quad (3.30)$$

Baseado em (3.30), é possível obter o algoritmo otimizado para o cálculo da [TS](#), conforme será abordado na subseção seguinte.

3.6.1 O Algoritmo da TSD Padrão

A implementação da [TS](#) pode ser facilitada ao se utilizar do algoritmo da [TRF](#), dada a relação existente entre a [TS](#) e a [TF](#), conforme apontado em (3.29). Pelo algoritmo, a [TF](#) de um sinal de entrada qualquer precisa ser calculada apenas uma vez. Assim, utilizando a [TS](#) na sua forma discreta, para cada valor requerido da frequência m , o espectro pode ser deslocado na direção da frequência por m . A janela gaussiana $G[n, m]$ pode então ser avaliada e a [TS](#) calculada usando a Transformada Inversa de Fourier (TIF), conforme apresentado em (3.30).

O algoritmo para o cálculo da [TS](#) pode ser apresentado da seguinte forma ([SAHU; PANDA; GEORGE, 2009](#)):

1. Execute a [TDF](#) da série temporal $h[kT]$ (com N amostras e intervalo de amostragem T) para obter $H[\frac{m}{NT}]$ usando a rotina da [TRF](#). Este passo é calculado uma vez.
2. A partir da Gaussiana no tempo $g[k, n]$, calcule a localização Gaussiana $G[n, m]$ para a frequência necessária n/NT .
3. Mude o espectro $H[\frac{m}{NT}]$ para $H[\frac{m+n}{NT}]$, considerando a frequência n/NT .
4. Multiplique $H[\frac{m+n}{NT}]$ por $G[n, m]$ para obter $B[\frac{n}{NT}, \frac{m}{NT}]$.
5. Calcule a TIF de $B[\frac{n}{NT}, \frac{m}{NT}]$ para obter a linha de $S[\frac{n}{NT}, uT]$ correspondendo à frequência $\frac{m}{NT}$.
6. Repita os passos 3, 4 e 5 até que todas as linhas de $S[\frac{n}{NT}, uT]$, correspondendo a todas as frequências discretas $\frac{n}{NT}$, sejam definidas.

A representação esquemática deste algoritmo é como observado na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama esquemático para a aplicação da TS.

Fonte: Baseado em [Sahu, Panda e George \(2009\)](#).

3.6.2 Algoritmo Simplificado e Corrigido

Dentre os algoritmos da TS padrão disponíveis na literatura, um dos mais compactos e sem laços de repetição (“looping”) foi apresentado por ([DASH, 2015](#)). Este algoritmo segue os passos de processamento discutidos na seção 3.6.1. No entanto, foi identificado que este código possui um problema de fase. Sendo assim, para as aplicações em que a fase é importante, esta correção é essencial.

A correção pode ser feita ao aplicar o conjugado do sinal original, ajustando assim a fase, conforme código reproduzido e corrigido apresentado no Apêndice A.

3.7 A Interpolação em Frequência e Amplitude

Esta seção apresenta os estimadores de frequência e amplitude mais usuais encontrados na literatura correlata e um comparativo quanto as suas assertividades. O resultado final indica qual destas ferramentas são as mais simples e indicadas para uso na proposta híbrida da HVT.

3.7.1 Os Tipos Usuais de Interpoladores

Vários artigos que tratam da interpolação em frequência, apresentam um comparativo entre os métodos clássicos e os métodos atuais, mais complexos computacionalmente.

A ideia de interpolação em frequência pode ser ilustrada pela Figura 12 ([JACOBSEN; KOOTSOOKOS, 2007](#)), cujo procedimento de interpolação é feito através de um método bastante simples, que serve para o propósito de correção neste momento.

Tabela 1 – Valores de escala de correção para os tipos de janelas comuns usados com (3.32) e (3.33).

Janela	P	Q
Hamming	1.22	0.60
Hanning	1.36	0.55
Blackman	1.75	0.55
Blackman-harris (3 termos)	1.72	0.56

Fonte: [Jacobsen e Kootsookos \(2007\)](#)

Figura 12 – Amostras de magnitude da TDF para uma frequência espectral.

Fonte: Baseado em [Jacobsen e Kootsookos \(2007\)](#) e [Candan \(2011\)](#).

Segundo os autores [Jacobsen e Kootsookos \(2007\)](#), o equacionamento

$$\delta = -\operatorname{Re} \left[\frac{(X_{k+1} - X_{k-1})}{(2X_k - X_{k-1} - X_{k+1})} \right], \quad (3.31)$$

apresenta resultados bem melhores que outras propostas, sem perder a simplicidade.

Uma alternativa ainda mais aprimorada, é pelo uso de janelamento, considerando:

$$\delta = \frac{P (|X_{k+1}| - |X_{k-1}|)}{(|X_k| + |X_{k-1}| + |X_{k+1}|)}. \quad (3.32)$$

Ou ainda por:

$$\delta = \operatorname{Re} \left[\frac{Q (X_{k-1} - X_{k+1})}{(2X_k + X_{k-1} + X_{k+1})} \right], \quad (3.33)$$

que depende de uma correção (P ou Q), conforme a janela escolhida é utilizada, de acordo com a Tabela 1.

O trabalho de [Cetinkaya \(2013\)](#) apresenta um resumo de outras formas de interpolação recorrentes na literatura, incluindo de [Jacobsen e Kootsookos \(2007\)](#), tal como

Quadro 1 – Comparativo entre as formas de interpolação.

Quinn	$\alpha_1 = \Re e \left(\frac{X_{k-1}}{X_k} \right)$ $\alpha_2 = \Re e \left(\frac{X_{k+1}}{X_k} \right)$ $\delta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} \quad \text{and} \quad \delta_2 = \frac{-\alpha_2}{1 - \alpha_2}$ $\text{se } \delta_1 > 0 \quad \text{e} \quad \delta_2 > 0 \quad \hat{\delta} = \delta_2$ $\text{então } \hat{\delta} = \delta_1$
MacLeod	$d = \frac{\Re e (X_{k-1}X_k^* - X_{k+1}X_k^*)}{\Re e (2 X_k ^2 + X_{k-1}X_k^* + X_{k+1}X_k^*)}$ $\hat{\delta} = \left(\frac{\sqrt{1 + 8d^2} - 1}{4d} \right)$
Jacobsen	$\hat{\delta} = \Re e \left(\frac{X_{k-1} - X_{k+1}}{2X_k - X_{k-1} - X_{k+1}} \right)$
Candan	$\hat{\delta} = \frac{\tan(\pi/N)}{(\pi/N)} \Re e \left(\frac{X_{k-1} - X_{k+1}}{2X_k - X_{k-1} - X_{k+1}} \right)$

Fonte: Baseado em [Cetinkaya \(2013\)](#).

[Quinn \(1994\)](#), [Quinn \(1997\)](#), [Macleod \(1998\)](#) e [Candan \(2011\)](#), conforme apresentado na síntese do Quadro 1. Existem outras variantes, no entanto, estas são as principais das quais derivam os artigos mais recentes.

3.7.2 Interpolação em Amplitude

Autores que tratam da correção em amplitude, tais como [Agrez \(2000\)](#), [Agrez \(2002\)](#), [Chang, Chen e Wu \(2007\)](#), [Chang e Chen \(2010\)](#) e outros, apontam para o uso de sinais que seguem o padrão de 12 ciclos recomendado pela [IEC \(IEC, 2002\)](#).

Em [Agrez \(2000\)](#), por exemplo, sugere-se a correção em amplitude para uma janela de 20 ms utilizando a equação

$$A_m = 2 \left| \frac{2\pi\delta_m (1 - \delta_m^2)}{\sin(\pi\delta_m)} \right| |X_k| \quad (3.34)$$

que depois de algumas manipulações, pode ser melhor representada por:

$$A_m \cong 2 \cdot \frac{[|X_{k-1}| + 2|X_k| + |X_{k+1}|]}{|W(1 + \delta_m)| + 2|W(\delta_m)| + |W(1 - \delta_m)|} \quad (3.35)$$

Sendo δ_m representado por um δ_{mR} como o desvio para uma janela retangular, dado pela expressão:

$$\delta_{mR} \approx s_\delta \frac{(|X_{k+1}| + |X_{k-1}|)}{2|X_k| + ||X_{k+1}| - |X_{k-1}||} \quad (3.36)$$

$$s_\delta = \text{sign}(|X_{k+1}| - |X_{k-1}|)$$

Ou ainda por sua expressão δ_{mH} para a janela Hanning.

Porém, este equacionamento foi proposto para um janelamento onde a resolução em frequência é de 5 Hz (em 60Hz – 12 ciclos), como determina a IEC (IEC, 2002). Já para o uso de apenas um ciclo do sinal em análise, surge então a necessidade de uma forma alternativa.

A alternativa simplificada é baseada na média quadrática das amplitudes central e laterais, também conhecido como *Root Mean Square* (RMS).

$$Amp_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} = \sqrt{\frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_N^2}{N}} \quad (3.37)$$

A qual conduz para a equação que leva em consideração a diferença das amplitudes laterais em relação a amplitude central, que nesta correção de um ciclo é representada pela equação

$$Amp_k = \sqrt{(X_{k-1} - X_k)^2 + X_k^2 + (X_{k+1} - X_k)^2}, \quad (3.38)$$

baseada nos experimentos realizados com a TSS.

3.8 Síntese do Capítulo

A definição de HVTs foi aprimorada ao longo dos anos, chegando finalmente na definição da variação de frequências harmônicas que engloba as inter-harmônicas não estacionárias ao longo do tempo. O fenômeno HVT pôde ser definido em função dos diferentes perfis harmônicos dos sistemas elétricos ou mesmo do ponto de vista das incertezas das medidas em relação aos harmônicos ao longo do tempo.

As ferramentas para busca dos fasores dos componentes harmônicos são abundantes e variadas, observando-se certas potencialidades desejadas quando do uso de ferramentas híbridas. A ferramenta em destaque que não utiliza métodos paramétricos é a TS, detalhada neste capítulo.

A TS forma uma ponte entre a TFTC e a TWC. Neste sentido, o capítulo apresentou a fundamentação matemática básica para cada aspecto desta ferramenta, incluindo uma correlação com as demais existentes e algumas formas de otimização. Dentre as melhorias, inclui a técnica de modificar o janelamento gaussiano através de 4 (quatro) parâmetros, visando uma maximização da chamada MC, que tem relação direta com energia de dispersão.

Finalmente, foram apresentadas outras ferramentas adicionais, tais como uma variante do PSO e a interpolação, todas visando melhorar ainda mais a extração do sinal fasorial de HVTs.

Materiais e Metodologia

A abordagem proposta fez uso de ferramentas de análise de processamento de sinais que permitam extrair, qualificar e melhor quantificar as [HVTs](#), usando ferramentas já existentes, seus aprimoramentos, derivados e formações híbridas. Adicionalmente engloba testes utilizando (a) dados manipulados sinteticamente, (b) dados disponibilizados na literatura que refletem operações (situações) de interesse, e (c) dados utilizados no cálculo de distância da falta em um sistema de distribuição.

4.1 Materiais

A utilização do *Matriz Laboratory* ([MatLab](#)) como ferramenta é motivada pela flexibilidade propiciada na realização de cálculos numéricos computacionais. Foram utilizadas as versões 2015a ([MATLAB, 2015](#)) e 2019 ([MATLAB, 2019](#)) envolvendo as *Toolboxes* de Otimização, Otimização Global, Processamento de Sinais e *Wavelet*.

Os algoritmos de suporte que foram executados, validados e aprimorados para a análise das [HVTs](#) estão inteiramente ou parcialmente disponíveis na literatura correlata. Alguns destes são incompletos e precisaram de alguns ajustes, quer para correções ou incrementos necessários para se adequarem aos propósitos desta tese.

Os algoritmos avaliados foram o [PSO](#), a [TS](#), de interpolação em frequência e amplitude, e da seletividade, já apresentados no Capítulo 3.

Outros algoritmos em [MatLab](#) também foram validados ([STOCKWELL; MANSINHA; LOWE, 1996](#); [PINNEGAR; MANSINHA, 2003](#); [PINNEGAR; MANSINHA, 2004](#)), com diferentes variantes da [TS](#) para situações mais específicas, assim como os de [Dash \(2015\)](#) compacto e sem uso de laços de repetição (“looping”) (Apêndice A).

Além dos dados manipulados (sintéticos) utilizados (Seção 5.2.1.1 e 5.2.1.2) e no de resultados que vem na sequência, para testar e validar a metodologia como um todo, também foram utilizadas:

- Bases de dados geradas por simulações computacionais via o software [ATP](#) ([WEH-](#)

[REND, 2016](#)), usando a interface gráfica *Alternative Transients Program interface Draw* ([ATPDraw](#)) ([HØIDALEN, 2015](#)). Como exemplos destas bases, têm-se os sinais obtidos dos trabalhos de ([BIASOTTO, 2012](#)) e de ([MENEZES, 2012](#)). Tais escolhas buscaram representar melhor os sinais transitórios decorrentes de curtos-circuitos em sistemas elétricos de potência, através de modelos apropriados e dos circuitos e/ou componentes específicos de circuitos elétricos que venham a transmitir como resposta formas de ondas de tensões e ou de correntes trifásicas contendo [HVTs](#).

- Dados reais medidos em campo de Faltas de Alta Impedância (FAIs) ([MACEDO et al., 2015](#); [TRONDOLI, 2019](#)). As FAIs apresentam características de HVTs, denotando assim o interesse nesta classe de sinais. Além do mais, esta escolha também permitiu avaliar a [TSS](#) na identificação de FAIs pelo emprego de mais de um ciclo dos sinais em análise.
- Situações de faltas aplicadas em um sistema de distribuição com o intuito de aprimorar o cálculo da distância de falta via o processamento pela [TSS](#). Estes dados foram obtidos em uma tarefa conjunta com os demais pesquisadores do Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica ([LSEE](#)).

4.2 Metodologia

A visão macro das duas principais etapas seguidas para fundamentar e melhor justificar o uso da **TS** e da **TSS** é apresentada na Fig. 13. Os resultados decorrentes destes procedimentos estão apresentados no Capítulo 5.

Figura 13 – Visão macro das duas etapas para a fundamentação e escolha da TS e da TSS ao invés da TDF.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Etapa 01 consiste basicamente em analisar um sinal considerando a **TS** padrão. Esta validação ocorre através de 5 (cinco) passos, conforme descrito a seguir (Seção 4.3.2). Sobre os sinais em análise nesta etapa é validado o ganho observado no emprego da **TS** em relação à **TDF**.

A Etapa 02 abrange a aplicação da **TSS** proposta, fazendo uso das bases de sinais apresentadas no item anterior e comparando os ganhos desta proposta em relação as ferramentas usuais, considerando para tal a **TDF** e a **TS** padrão.

4.3 Etapa 01

Esta etapa é representada sucintamente na Figura 13. Para confirmar a melhor forma de representar o fasor de tensão e/ou de corrente de um sinal, foram considerados 5 passos que identificam as variações das medições ao longo do tempo, e, conseqüentemente, indicam valores que melhor representam fasorialmente o sinal, conforme será apresentado na sequência.

4.3.1 Definições para o Processamento

Algumas definições que fazem parte desta etapa e do processamento, as quais são apenas citadas dado a sua simplicidade, são:

$$\text{fasor}_{\text{Médio}} = \text{Média}(\text{fasor}_k : \text{fasor}_N) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \text{fasor}_k, \quad (4.1)$$

$$\text{fasor}_{\text{Máximo}} = \text{Máximo}(\text{fasor}_k : \text{fasor}_N), \quad (4.2)$$

sendo N o número de amostras do ciclo do sinal em análise e k o índice individual de cada fasor.

Considerando 4.1 e 4.2, os fasores serão representados pela forma cartesiana (ou retangular) como $\text{fasor}_k = \text{parte}_{\text{real}} \pm \text{parte}_{\text{imaginária}} \cdot i$, ou ainda, pelo seu equivalente na forma trigonométrica (polar) $\text{fasor}_k = \text{argumento}_k / \text{fase}_k^\circ$. A forma exponencial (Euler) dada por $\text{fasor}_k = \text{argumento}_k e^{i \cdot \text{fase}_k}$ não será adotada neste trabalho, visto que os seus termos são idênticos aos da forma trigonométrica.

Estas definições são importantes, pois cada resultado da TS é composto por $N/2$ linhas de frequência, sendo cada linha a composição de um conjunto de valores fasoriais complexos, aqui geralmente processados em lote.

4.3.2 Diferentes Tipos de Análise

Como as porções (pequenos comprimentos) dos sinais em análise envolvem a condição de, por exemplo, meio ciclo de pré (regime permanente), e meio ciclo de pós evento (transitório), é necessário determinar o quão confiável é o processamento do fasor diante da mudança que este apresenta ao longo deste pequeno intervalo de tempo (um ciclo do sinal em análise).

Para padronizar a análise e a representação gráfica, foram então adotados os seguintes passos para cada sinal sintético e/ou simulado (real) considerado:

Passo 1: Considerado somente um ciclo (sendo 50% das amostras em pré evento, e 50% pós descontinuidade do sinal – transitório), com 512 amostras por ciclo em relação a frequência fundamental de 60 Hz. Este número de amostras permite analisar frequências de até aproximadamente 15,36 kHz. Quando necessário, o sinal foi reamostrado neste passo.

Passo 2: É aplicada a TDF a este ciclo inteiro e obtido o espectro de amplitude das frequências envolvidas. Este passo representa a visão tradicional do espectro do sinal nesta condição.

Passo 3: Para o mesmo ciclo inteiro, é aplicada a TS, e repetido o Passo 2. A ideia é evidenciar a proximidade dos resultados, indicando que pelo uso da TS padrão é possível recorrer ao sinal apresentado pela TDF.

Passo 4: Para o ciclo em análise, reunido em um mesmo diagrama de fasores, um aglomerado de todos os fasores para cada frequência é evidenciado via [TS](#). Somente o respectivo período de existência de cada frequência é considerado. A ideia é apresentar um conjunto de fasores de [HVTs](#) representativos para cada frequência evidenciada via [TS](#).

Passo 5: Para o ciclo em análise, somente para o período de existência de cada frequência, faz-se o gráfico em um mesmo diagrama de fasores (com todos os pontos ou faixas referindo-se a [Figura 14](#)):

- 5.1: o fasor resultante quando somente o valor máximo é considerado (ponto 4);
- 5.2: o fasor resultante considerando o valor médio do início do intervalo de existência até o seu valor máximo (faixa 3–4);
- 5.3: o fasor resultante considerando o valor médio, do início do intervalo de existência até o final da existência da frequência (faixa 2–7);
- 5.4: o fasor resultante considerando o valor médio, do ponto médio a partir do intervalo de início da existência e seu valor máximo até o final da existência da frequência (faixa 3–7); e
- 5.5: o fasor resultante para cada frequência evidenciada considerando o valor médio desde o início até o final do ciclo em análise (faixa 1–7).

Para um melhor entendimento da localização de cada uma das partes da curva sobre a qual a [TS](#) foi aplicada no Passo 5, considere a [Figura 14](#). As partes são numeradas de 1 a 7. Apesar de possuir números adicionais, esta figura tem o propósito de ilustrar de maneira genérica um componente harmônico qualquer variante no tempo obtido pela [TS](#).

Pela aplicação destes 5 passos será possível observar no capítulo de resultados, o comportamento da [TDF](#) em relação a [TS](#), evidenciando assim o ganho na estimação fasorial via a [TS](#).

Figura 14 – Regiões em destaque de um componente harmônico qualquer variante no tempo via a TS.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Legenda:

- 1 - Início das amostras do sinal em análise;
- 2 - Início dos valores significativos (fasores) do sinal;
- 3 - Valor médio;
- 4 - Valor máximo (pico);
- 5 - Valor médio dos máximos;
- 6 - Final dos valores máximos;
- 7 - Final do sinal (amostras);
- Faixa 1–7 - Faixa da frequência contendo todas as amostras;
- Faixa 2–7 - Faixa de existência da frequência (ou componente harmônico);
- Faixa 4–6 - Faixa dos máximos; e
- Faixa 3–7 - Faixa do valor médio entre o início da existência do sinal e o pico, até o final das amostras.

4.4 Etapa 02

Todas as técnicas e métodos, variantes e aprimoramentos utilizados na Etapa 2 foram formulados e apresentados no Capítulo 3. Se necessário, algum equacionamento complementar também será apresentado ao longo do capítulo de resultados. Sendo assim, quando referenciado o uso da TSS, trata-se da técnica proposta aprimorada da TS, com seus ganhos fasoriais que definem melhor o sinal das HVTs.

Nesta Etapa 2, os experimentos envolvem a proposta da TSS, conforme resumidamente apresentada na Figura 13. O presente sub-tópico apresenta maiores detalhes desta avaliação, tendo como ponto de partida a base de sinais comentada na Seção 4.1.

Todos os dados originais foram reamostrados para 512 amostras por ciclo (em relação

a frequência fundamental) visando aproximar a capacidade de medição dos equipamentos em campo e melhorar a abrangência da análise. Vale afirmar que na etapa de aplicação da TS padrão, ocorreu um efeito de borda quando uma taxa amostral reduzida foi empregada, tal como 128 amostras por ciclo ou inferiores. Sendo assim, quando da ocorrência destes efeitos de borda, foram considerados cortes laterais no momento da extração fasorial. Conforme pode ser observado no Apêndice D, estes cortes laterais mostraram ser suficientes na ordem de 10 a 20% das extremidades da janela em análise. Para taxas amostrais maiores que 256 amostras por ciclo, esta característica não é tão significativa, como anteriormente ilustrado na parte 1 da Figura 14.

4.4.1 Visão Geral da TSS

Uma vez validado o ganho da TS padrão em relação a TDF na Etapa 1, os passos para a aplicação da TSS são destacados na parte central da Figura 15.

Figura 15 – Diagrama de aplicação da TSS.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os principais passos são:

1. Aplicar a [TS](#) padrão, verificando assim as características do sinal em análise;
2. Reaplicar a [TS](#) com os coeficientes de janelamento otimizados, indicando o ganho deste passo em relação à [TS](#) padrão;
3. Aplicar a seletividade da frequência na [TS](#) otimizada anteriormente; e
4. Proceder com a interpolação da amplitude e frequência no resultado anterior.

O primeiro passo, diz respeito a aplicar a [TS](#) padrão, verificando assim as características em frequência do sinal em análise.

O segundo passo consiste em aplicar o procedimento de otimização dos coeficientes de janelamento, que já foi apresentado na Seção 3.4, que consiste basicamente em encontrar euristicamente a maximização da energia do sinal da [TS](#). Este processo demonstrará a existência de um grupo de parâmetros que apresenta a melhor concentração de energia no janelamento para os sinais das HVTs.

No terceiro passo, a seletividade da frequência apontará para a linha de frequência de interesse. Geralmente a definição desta linha é dada por um especialista, previamente direcionada para a necessidade do problema em análise ou em função das amplitudes apontadas por uma simples [TDF](#) sobre o trecho (comprimento do sinal de interesse), indicando as amplitudes de maior destaque. Como esta proposta visa uma aplicação genérica, a definição da seleção da frequência ficará por conta do especialista, a depender do problema estudado. Ainda no terceiro passo, uma vez definidas as frequência de interesse, a velocidade é aumentada aplicando a seletividade exclusivamente sobre as linhas alvo.

Na Figura 16, tem-se como exemplo a representação de duas frequências de interesse já segregadas, de acordo com as regiões apresentadas na Seção 4.3.2, na Figura 14 (Amplitude Máxima, Amplitude Média e Término da Janela). A janela de observação envolve as amostras de interesse na análise e somente as linhas F_1 e F_2 extraídas representando as frequências de interesse.

Para ilustrar, um sinal sintético qualquer é apresentado na Figura 17 com 512 amostras por ciclo, com base na frequência fundamental de 60 Hz, com duas harmônicas adicionais (h_{50} e h_{120}) sobrepostas a componente fundamental, a partir de 50% da janela de observação (Figura 17a). A análise resultante da aplicação da [TS](#) padrão é apresentada na Figura 17b, com a proposta da seletividade na [TSS](#) visualizada nas Figuras 17c e 17d, respectivamente, no plano e em malha. Este exemplo indica que o processamento de uma ou mais linhas harmônicas de interesse, cumpre com o objetivo proposto, que é a extração do fasor representativo do sinal em um tempo significativamente mais curto.

Figura 16 – Aplicação conceitual da seletividade.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 17 – Aplicação conceitual da seletividade em (a) um sinal sintético, (b) a análise via a TS padrão, (c) a seletividade em um plano, e (d) a seletividade em malha.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Finalmente, no quarto passo, na etapa de interpolação, o algoritmo ajustará as amostras para valores mais apropriados de amplitude e/ou frequência, conforme apresentado na seção 3.7. O ganho efetivo será em amplitude, tendo em vista que por definição, a frequência já foi selecionada na etapa anterior e seguirá na linha alvo até o final do ciclo de interesse. Eventualmente, a interpolação em frequência poderá ser útil para validar o quão estável é a frequência no trecho de interesse selecionado pelo especialista.

Para melhor compreensão do ganho fasorial a partir desta proposta, são apresentados nesta segunda e última etapa, a relação fasorial entre a TSS e a TS padrão, bem como um comparativo com o fasor via a TDF.

4.4.2 Procedimento de análise específico para as FAIs

Da base de dados utilizada (seção 4.1), os dados das FAIs (MACEDO et al., 2015; TRONDOLI, 2019) merecem destaque devido as peculiaridades dos sinais e propósitos de análise desejados.

Especificamente para a análise dos sinais reais de FAIs, cada sinal com aproximadamente $20 \cdot 10^3$ amostras, seguiu um processamento diferenciado, como apresentado na Figura 18. Esta diferenciação foi necessária, pois a análise deste tipo de sinal envolveu algumas etapas além das já apresentadas. Inicialmente, foram adotados os passos de pré processamento para a identificação da porção (comprimento do sinal) de interesse e, na sequência, foi realizado o processamento considerando: seis ciclos do sinal; um ciclo; e todas as amostras, conforme identificadas na Figura 18 pelos caminhos numerados 1 e 2.

O procedimento de reamostragem só é considerado para o caminho 2, tendo em vista que o caminho 1 já envolve muitos ciclos do sinal em análise e o volume de amostras torna a resolução suficiente para avaliação via TSS.

Alguns parâmetros iniciais foram adotados para que a escolha do trecho de análise fosse apropriado, ilustrado na Figura 18. Foi utilizada a TWD como uma ferramenta auxiliar para determinar o primeiro ponto de descontinuidade do sinal, neste caso para indicar o rompimento do cabo (1), o suposto primeiro “toque no solo” (2), e o momento de estabilização onde começa a FAI propriamente dita (3). O “toque no solo” (2) é uma expressão que indica o provável toque do cabo em um distinto tipo de solo, tal como areia, grama, galhos e outros materiais em análise. Neste momento, não é objeto do trabalho este tipo de avaliação, e sim, a identificação de HVTs e suas distintas características para aplicações de interesse do especialista. Maiores detalhes serão apresentados na seção 5.2.5, no capítulo de resultados.

Figura 18 – Diagrama de análise para os sinais de FAIs.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os materiais e métodos utilizados na pesquisa. Os materiais tem por base o software [MatLab](#) para o processamento dos algoritmos que foram desenvolvidos, bem como uma base de dados formada por sinais sintéticos, processados via software [MatLab](#) e [ATP](#) e disponibilizados na literatura correlata de interesse, contendo sinais representativos de HVTs.

A metodologia foi dividida em duas grandes etapas e apresentada uma visão geral de cada uma destas.

A primeira etapa é a validação do ganho da **TS** sobre a **TDF** em determinadas condições, e a segunda se refere a proposta de utilização da **TSS**.

Também foi indicada detalhadamente a forma de processar os sinais de FAIs e algumas particularidades que permitem o uso da **TSS**. A ideia baseia-se em melhorar as limitações identificadas da **TS**, buscando evidenciar uma abordagem híbrida e aprimorada em relação a ferramenta da **TDF** padrão.

Resultados

Este capítulo apresenta os resultados decorrentes da proposta desta tese, conforme as Etapas 1 e 2 descritas anteriormente na metodologia.

Inicialmente são apresentados os resultados dos experimentos de otimização e interpolação, utilizados nas etapas seguintes.

Tendo como ponto de partida um sinal simulado computacionalmente, foram realizados testes com uso da **TS** em comparações com a **TDF**. Nesta fase foram avaliadas as características fasoriais decorrentes da aplicação da **TS** para melhor compreender o seu uso como alternativa à aplicação da **TDF**, conforme apontado na Etapa 1, visando, por exemplo, uma possível aplicação dos resultados na análise de problemas associados à **QEE** e/ou em funções de proteção de um **SEP** qualquer.

Na sequência, são exibidos os resultados da Etapa 2 da proposta com foco na **TSS**. Inicialmente são apresentados os resultados dos experimentos de otimização e interpolação, utilizados nos passos seguintes desta etapa. Na sequência, são expostas mais duas análises (uma sobre um sinal sintético e a outra decorrente de simulações computacionais de um sistema elétrico) e duas aplicações distintas na análise de sinais, tais como de FAIs e para o cálculo da distância da falta em um sistema de distribuição.

5.1 Etapa 01

Nesta seção são validados os cinco passos propostos na metodologia para obter uma melhor definição espectral da **TS** (conforme descrito na Seção 4.3) em comparação com a **TDF**.

O ponto de partida para validação do uso da **TS** e suas características de operação, foi um dos três sinais transitórios simulados via o *software ATP* e apresentados em Biasotto (2012). As validações aqui apresentadas utilizam primeiramente a aplicação da **TS** e da **TDF**, com representações das diferentes formas de visualização, como: as linhas no plano tempo-frequência; a malha 3D do tempo-frequência-amplitude; a representação fasorial padrão; e a simplificada sobreposta.

Adianta-se que as comparações dos resultados obtidos pela utilização de diferentes limitações nas faixas de frequência mostraram o ganho na estimação fasorial, o que argumenta a favor do uso da **TS** para uma melhor representação de sinais caracterizados por HVTs.

Vale lembrar que aqui foram feitas algumas simplificações nas representações das frequências, conforme descrito nos passos a seguir. Adicionalmente, a taxa amostral predominante foi mantida como padrão em 512 amostras/ciclo, pois em testes iniciais, com taxas menores, os resultados apresentaram distorção e não foram satisfatórios.

5.1.1 Passo 01

O transitório oscilatório apresentado é de um sistema de distribuição modelado no **ATP** composto por uma subestação de energia com capacidade de 12,5 MVA, com tensão de entrada de 138 kV e 13,8 kV de saída, caracterizado por um alimentador trifásico e composto por cabos com bitola de 350 MCM, possuindo um comprimento de 14,6 km.

O transitório eletromagnético observado foi devido a um curto-circuito monofásico, envolvendo a fase *A* e o terra (BIASOTTO, 2012). O sinal original possui um número elevado de amostras por ciclo (≈ 3.400), sendo necessário, para uniformização em relação aos demais sinais analisados, passar por uma re-amostragem para 512 amostras por ciclo, ficando conforme a Figura 19a.

Como primeiro passo de análise da Etapa 1, aplicou-se a **TDF** ao sinal, resultando na Figura 19b. Nas Figuras 19c e 19d são apresentadas as regiões em que foram magnificadas as amplitudes e as componentes harmônicas de mais baixa ordem.

As regiões de interesse neste sinal são as harmônicas de baixa ordem e um trecho em particular nas proximidades da harmônica h_{227} com fasor $204,4/-93.0^\circ$. Evitando possível confusão com algum efeito similar ao de Gibbs ¹ e aproveitando fasores de maior magnitude, foram considerados somente os de mais baixa ordem, $H_4 = 580,4/-86.4^\circ$ e $H_6 = 367,3/-94.1^\circ$.

Figura 19 – Amostra do sinal no tempo (a) e seu espectro resultante da TDF até a ordem 256 (b). Em (c) e (d) têm-se os espectros em amplitude para as harmônicas de mais baixa ordem em diferentes níveis de detalhamento no eixo das harmônicas.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na aplicação da TS sobre o sinal analisado (Figura 20a – 20c), observa-se claramente a identificação da descontinuidade do sinal ao longo tempo. Como foi adotado o procedimento de considerar na janela em análise composta por 50% do sinal de pré-falta e

¹ O fenômeno de *Gibbs* (HEWITT; HEWITT, 1979) é característico em séries de Fourier de funções periódicas quando em passagem por descontinuidade de salto. Na convergência de uma função, utilizando-se de somas parciais finitas da Série de Fourier, ocorrem oscilações em amplitudes não convergentes a zero. Um fenômeno análogo é observado na extremidade de amostras com descontinuidades após a re-amostragem. Apesar de terem origens distintas, os efeitos apresentam similaridade.

por 50% de pós-falta, o transitório em questão ocorreu na metade do sinal, ou seja, nas proximidades da amostra 256, para janela considerada com 512 amostras.

Enquanto a Figura 20b apresenta a malha (gráfico *mesh*) envolvendo as harmônicas até a ordem 256, a Figura 20c dá destaque para as harmônicas até a ordem 25. Conforme apresentado mais adiante, esta restrição de faixa será oportuna. Outro destaque para melhor avaliar o sinal é a exclusão da componente fundamental (componente localizada na posição 2, o componente CC ocupa a posição 1) nas Figuras 20b e 20c para melhor representar a visão da malha de valores com baixas amplitudes quando visualizadas as primeiras harmônicas.

Figura 20 – Sinal analisado via a (a) TS, (b) a análise da TS em malha, e (c) da TS em malha com aproximação até a harmônica 25.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao aplicar a TS neste sinal, é também possível observar uma amplitude elevada

identificada nas altas frequências ($H > 200$) no momento do transitório, decorrente justamente das frequências mais altas presentes na oscilografia anterior da Figura 19a.

5.1.2 Passo 02

Na Figura 21a observa-se a sobreposição dos espectros resultantes da aplicação da TS e da TDF. A mesma representação pode ser vista na Figura 21b, mas sendo destacadas as harmônicas de mais baixa ordem.

Figura 21 – Sobreposição (a) dos espectros resultantes da TDF e da TS, (b) destacando as harmônicas de mais baixa ordem, e (c) as seis harmônicas após h_3 do sinal.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A existência de um “envelopamento” da TS sobre a TDF pode ser observado na Figura 21b. Porém, com amplitudes muito similares as de maior escala (da TDF), o que é uma aproximação esperada, tendo em vista que a partir da integral da TS ao longo do

tempo é possível retornar aos valores da [TDF \(3.2\)](#). Apesar de não ser o ponto em destaque, as primeiras harmônicas possuem valores idênticos às amplitudes da [TS](#) e, portanto, não foram aqui representadas, pois conforme citado anteriormente, foram descartadas desta análise. O destaque está no ganho da [TS](#) para os fasores com ordem harmônica acima da frequência fundamental.

As primeiras harmônicas do sinal são apresentadas na [Figura 21c](#), com destaque para a 4^a e 6^a ordem, que apresentam valores em amplitudes diferenciados, e que ainda serão comentadas adiante. As demais harmônicas nesta representação, possuem valores desprezíveis para o momento.

5.1.3 Passo 03

A representação típica fasorial da 4ª harmônica pode ser vista na Figura 22a, bem como da 6ª harmônica na Figura 22b. A representação fasorial da 1ª ordem, apesar de possuir uma amplitude elevada, por representar a frequência fundamental de 60 Hz, não apresenta ganho significativo na TS, devido as suas características de janelamento. Estas representações fasoriais foram coletadas com o uso da TS e apontam a variação ao longo das linhas do eixo da harmônica 4 e 6. A parte superior da Figura 22c aponta a variação ao longo das linhas do eixo da harmônica 4. Já a maior variação ocorre na 6ª harmônica, conforme representado exclusivamente pelas linhas em destaque na parte inferior da mesma figura. Uma forma diferenciada de visualizar estes fasores e sobrepostos na mesma representação, é mostrada na 22d. Ambos são os mesmos resultados apontados na Figura 22a e 22b, porém, sem o eixo fasorial típico que une a origem ao valor efetivo.

Figura 22 – Projeção (a) fasorial para a 4ª ordem harmônica, (b) para a 6ª ordem harmônica, (c) frequências resultantes da TS, e (d) projeção fasorial simplificada para a 4ª e 6ª.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.1.4 Passo 04

Em um mesmo diagrama, é apresentado exclusivamente para o período de existência de cada frequência, os valores dos fasores. O período de existência é efetivamente neste caso, aproximadamente, entre as amostras 100 e 400 (Figura 22c).

As representações fasoriais dos valores significativos desde o início até o fim do sinal efetivo (amostras 100 e 400) calculados via a TS são representadas na Figura 23, contendo as mesmas informações combinando as duas projeções fasoriais.

Figura 23 – Análise do sinal considerando o período de existência das duas ordens harmônicas entre as amostras 100 e 400 para a 4ª e para a 6ª ordem.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.1.5 Passo 05

Visando comparar os fasores obtidos via a **TDF** com os fasores máximos do sinal caracterizados via a **TS**, tem-se a Figura 24.

Observa-se na Figura 24a, primeiramente, que os fasores alvos pela **TDF** possuem os valores de $580,380 \angle -86,4^\circ$ para a 4ª ordem, e de $367,290 \angle -94,1^\circ$ para a 6ª ordem. Os fasores da **TDF** são obtidos pelas Figuras 24a (apenas amplitude), 24b e 24c, observando os módulos e ângulos dos vetores apresentados, das harmônicas 4 e 6, respectivamente.

Na Figura 24b o fasor apresentado pela **TS** para a 4ª harmônica é $645,364 \angle -90,5^\circ$, e $536,369 \angle -103,7^\circ$ para a 6ª harmônica na Figura 24c.

A representação equivalente da 4ª e 6ª harmônicas é vista no formato da Figura 24d. Até aqui, nota-se inclusive numericamente, que os valores de pico dos fasores via **TS** são maiores do que os apresentados pela **TDF**. No entanto, apresentam fase similares, o que é coerente e esperado.

Figura 24 – Comparando (a) os fasores calculados via a TDF, com (b) os fasores máximos via a TS para a harmônica de ordem 4, (c) de ordem 6, e (d) para os valores conjuntos.

(a)

(b)

(c)

(d)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Agora, considerando o valor médio entre o início efetivo do período de existência das frequências até os valores máximos (rever conceitualmente na Figura 14, item 3), o conjunto de fasores via a TS é apresentado nas Figuras 25a e 25b. Como a saída representada é um feixe de valores vetoriais, para a 4ª ordem o fasor representado pelo valor médio encontrado é $629,495 \angle -88,9^\circ$. A 6ª ordem, o fasor representado pelo valor médio é $479,092 \angle -99,9^\circ$. Observa-se um decréscimo nos valores absolutos, porém, os mesmos mantiveram as direções e os valores acima dos fasores equivalentes obtidos via TDF. Logo, como neste caso os fasores estão restritos a uma única região do plano, é coerente considerar o valor médio.

Figura 25 – Fasores (a) calculados considerando o valor médio entre o início efetivo do período de existência da frequência até o seu valor máximo para a 4ª harmônica, (b) 6ª harmônica, e (c) para a junção dos fasores.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste momento, considera-se o valor médio entre o início efetivo do período de existência da frequência até o seu valor máximo e todas as amostras deste ponto até o final (Figura 14, faixa 2 – 7). Assim como no caso anterior, a projeção do conjunto de fasores calculados via a TS é apresentado nas Figuras 26a e 26b. Apesar da variação observada, o fasor considerando o valor médio para a 4ª harmônica é dado por $592,344 \angle -87,7^\circ$. Já para a 6ª harmônica, este ficou como $391,276 \angle -96,6^\circ$. A maior variabilidade ocorreu na baixa frequência.

Figura 26 – Fasores (a) calculados considerando o valor médio entre o início efetivo do período de existência da frequência até o seu final para a 4ª harmônica, (b) 6ª harmônica, e (c) para a junção dos fasores.

(a)

(b)

(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, o fasor resultante para cada frequência avalia o valor médio desde o início até o final do período de existência de cada harmônica em destaque (4ª e 6ª).

Nas Figuras 27a – 27c são considerados os fasores médios do início ao final do sinal em análise. Para a 4ª harmônica o fasor encontrado é dado por $604,804 \angle -88,6^\circ$ e para a 6ª harmônica $391,090 \angle -100,8^\circ$.

A Figura 27d é apresentada como um verificador, em que é representado o fasor médio do início ao final do sinal (considerando todas as 512 amostras), onde para a 4ª harmônica o fasor é $358,380 \angle -86,4^\circ$ e para a 6ª harmônica o fasor resultante é $367,290 \angle -94,1^\circ$. Estes valores devem ser praticamente idênticos aos apresentados pelos fasores resultantes da TDF, conforme comentado adiante.

Figura 27 – Fasores (a) médios considerando do ponto médio entre o intervalo do início da existência e seu valor máximo até o final da existência da frequência para a 4ª harmônica, (b) 6ª harmônica, e (c) para a junção dos fasores.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Um comparativo geral entre todos os valores apresentados pode ser visto na Tabela 2. As harmônicas de destaque são as de ordem 4 e 6 representando as frequências de 240 e 360 Hz, respectivamente. Em todos os casos observados na Tabela 2, o fasor calculado via a TS representa melhor o sinal analisado, independente das variantes adotadas. O único valor que a referência fasorial via TDF apresentou valores idênticos foi na linha “verificadora” (Passo 5.5), pois, justamente foi aplicado o conceito do retorno da TS para o domínio da TDF (Equação A.9 no Apêndice).

Tabela 2 – Resumo da validação dos fasores em função de diferentes abordagens de medição via TS, conforme a Seção 4.3.2.

Descrição	4ª harmônica		6ª harmônica	
	Retangular	Polar	Retangular	Polar
A	B	C	D	E
Referência TDF	36,2-579,3i	580, 4/ $\angle$ -86, 4°	-26,1-366,4i	367, 3/ $\angle$ -94, 1°
Passo 5.1	-5,8-645,3i	645, 4/ $\angle$ -90, 5°	-127,1-521,1i	536, 3/ $\angle$ -103, 7°
Passo 5.2	11,4-629,4i	629, 5/ $\angle$ -88, 9°	-82,4-471,9i	479, 1/ $\angle$ -99, 9°
Passo 5.3	23,5-591,9i	592, 4/ $\angle$ -87, 7°	-45,1-388,7i	391, 3/ $\angle$ -96, 6°
Passo 5.4	14,3-604,6i	604, 8/ $\angle$ -88, 6°	-73,6-384,1i	391, 1/ $\angle$ -100, 8°
Passo 5.5	36,2-579,3i	580, 4/ $\angle$ -86, 4°	-26,1-366,4i	367, 3/ $\angle$ -94, 1°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Tabela 2, apesar do Passo 5.1 indicar valores fasoriais maiores (valor de pico da TS), a representação fasorial entre 5.3 e 5.4 são as melhores, pois ainda apresentam ganhos em relação a TDF. Porém, levando em consideração os valores das faixas 4 – 6 e 3 – 7 respectivamente (Figura 14) da existência efetiva do sinal para a faixa considerada.

Como indicado na Tabela 3, quanto maior for a frequência (H_6 em relação a H_4), melhor é a representação fasorial da TS ao longo do tempo. O motivo se deve justamente a influência da largura do janelamento da TS, que será menor, quanto maior for a frequência (Equações 3.4 e 3.5 da Seção 3.4.1). Esta observação pode ser vista pela maior variação percentual (positiva) em toda coluna E em relação a referência (coluna A), e se comparada a coluna C da mesma Tabela 3 também com relação a referência.

Tabela 3 – Resumo da diferença percentual dos fasores obtidos no passo 5 em relação a referência TDF com base nos valores apresentados na Tabela 2.

Descrição	H_4		H_6	
	4ª harmônica		6ª harmônica	
	Retangular	Polar	Retangular	Polar
A	B	C	D	E
Referência	0.00	0.00	0.00	0.00
Passo 5.1	+12.12	+10.07	+34.44	+31.51
Passo 5.2	+8.88	+7.80	+24.96	+23.34
Passo 5.3	+3.02	+2.03	+7.49	+6.13
Passo 5.4	+5.53	+4.03	+12.96	+6.09
Passo 5.5	+0.00	+0.00	+0.00	+0.00

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota: Valores mais positivos (+) são melhores.

O resultado apresentado na Tabela 3 envolve formas de cálculos referente a diferença percentual fasorial em relação a referência. Uma delas utiliza o valor complexo (colunas B e D) e calcula o valor absoluto no resultado final, apresentado finalmente em forma percentual. Já a outra forma utiliza apenas os valores absolutos do fasor no formato polar (colunas C e E). Do ponto de vista mais exato, o primeiro método, aparentemente, representa melhor a diferença percentual entre cada método e o fasor TDF.

5.2 Etapa 02

Como a Etapa 02 reflete por inteiro a aplicação da TSS proposta, e esta faz uso de um processo de otimização da energia de dispersão e de um procedimento de interpolação, inicialmente serão apresentados alguns resultados em relação aos mesmos. Na sequência, os resultados obtidos sobre a completa execução da Etapa 02 serão apresentados, levando em consideração as bases de dados anteriormente apontadas.

5.2.1 Otimização da Energia de Dispersão

A janela gaussiana $G[n, m]$ apresentada no Capítulo 3 (Subseção 3.4.1), possui alguns formatos que otimizam a forma de enfatizar as frequências ao longo do tempo.

Conforme [Beuter e Oleskovicz \(2020\)](#), existem várias propostas que focam neste objetivo, e uma das composições que mais se apresentou apropriada foi a destacada e apresentada em [Beuter et al. \(2018\)](#). No trabalho, os coeficientes que apresentaram melhores resultados são os de baixo valores, ou seja, entre 0,1 e 0,9, independente dos sinais utilizados. No geral, estes apresentam melhor desempenho para a concentração de energia, conforme indicado na sequência.

Os parâmetros adotados para o processamento do algoritmo [AIW-PSO](#) estão indicados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros usados no algoritmo AIW-PSO.

Tamanho da população (partículas)	30
Número de iterações	100
C_1	1.5
C_2	1.5
ω_{min}	0.4
ω_{max}	0.9

Fonte: [Beuter et al. \(2018\)](#)

Para avaliar a eficácia do método proposto, dois sinais sintéticos (casos) foram implementados no ambiente [MatLab](#). Ambos os sinais foram analisados usando: a [TS](#) padrão (onde $r = 1$, $m = 1$, $p = 0$ e $k = 0$); a melhor janela gaussiana baseada nos resultados de ([MOUKADEM et al., 2015](#)); e a [TSG](#) otimizada com base nos resultados do algoritmo [AIW-PSO](#) aplicado.

5.2.1.1 Caso I

O sinal sintético para o primeiro caso, conforme apresentado por [Assous e Boashash \(2012\)](#), é formado por 1.024 amostras da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 x(1 : 280) &= \cos(2\pi(1 : 280)100/1024), \\
 x(281 : 512) &= 0, \\
 x(513 : 1024) &= \cos(2\pi(513 : 1024).200/1024), \text{ e} \\
 x(120 : 240) &= x(120 : 240) + \cos(2\pi(120 : 240).400/1024).
 \end{aligned}$$

Este é um sinal clássico para avaliar a [TS](#) e a [TSG](#), e contém três componentes de frequência (100, 200 e 400 Hz), de acordo com a Figura 28a. A Figura 28b refere-se à aplicação da [TS](#) no sinal sintético sem otimização. Já a Figura 28c, refere-se à aplicação da [TSG](#) otimizada pelo método apresentado em ([MOUKADEM et al., 2015](#)). Finalmente, a Figura 28d é o resultado da [TSG](#) otimizada pelo algoritmo proposto [AIW-PSO](#).

Figura 28 – Resultados das simulações para o sinal sintético - Caso I: (a) sinal no tempo de acordo com [Assous e Boashash \(2012\)](#) e representado por $h(t)$; (b) não otimizado e aplicando a TS; (c) usando a TSG otimizada pelo método [Moukadem et al. \(2015\)](#); e (d) aplicando a TSG otimizada pelo algoritmo proposto AIW-PSO.

Fonte: (a) Adaptado de [Assous e Boashash \(2012\)](#), (b) elaborado pelo autor, (c) adaptado de [Moukadem et al. \(2015\)](#), e (d) elaborado pelo autor.

Foi observado através dessas simulações computacionais que a energia apresentou um valor de MC de $2.9629 \cdot 10^{-3}$ para a TS padrão $[r = 1, m = 1, p = 0 \text{ e } k = 0]$. Na proposta de [Moukadem et al. \(2015\)](#), os resultados obtidos para $[r, m, p \text{ e } k]$ foram, respectivamente, $[0,0693 \ 0,0542 \ 0,0241 \ 0,0126]$, com uma MC de $5,1100 \cdot 10^{-3}$ constante. Ou seja, mesmo ao executar o algoritmo proposto por [Moukadem et al. \(2015\)](#) mais de uma vez, os resultados foram idênticos. Isso ocorre principalmente porque os autores usam a ferramenta *MatLab fmincon* ([MATHWORKS, 2019](#)). Além disso, os autores aplicaram três restrições adicionais: (1) $nT_s f_{max}^r - k - m \leq 0$; (2) $m f_{max}^p + k - lT_s \leq 0$; e (3) $0 \leq r, m, p, k \leq 3$. Sendo $n = 2$, T_s a taxa de amostragem, f_{max} a frequência máxima, e $l = 1000$. As três restrições estão relacionadas aos limites de largura da janela analisada, já que a janela não deve ser muito estreita de forma a alterar a resolução do tempo, e nem

muito grande para prejudicar a resolução da frequência.

No método proposto, a **MC** encontrada atingiu valores na ordem de **5.13.10⁻³**, o que implica em uma melhor função de avaliação (*fitness*), embora, visualmente, sejam semelhantes (Figura 28c e Figura 28d). No entanto, um dos diferenciais do método proposto é obter outros resultados a cada execução do algoritmo (Tabela 5), igual ou melhor que os anteriores com base nos valores da **MC**. Vale afirmar que todas as execuções apresentaram resultados energéticos muito próximos, sendo, portanto, superiores à função de condicionamento usada por (MOUKADEM et al., 2015). Esses resultados indicam a existência de vários mínimos locais que atendem às restrições impostas. Das três restrições deduzidas por (MOUKADEM et al., 2015), apenas a última foi adotada para este Caso I ($0 \leq [r, m, p \text{ e } k] \leq 3$), uma vez que nenhum ganho significativo foi observado visualmente na **RTF** proposta (comparar visualmente a Figura 28d com a Figura 28c).

Alguns dos resultados otimizados para 100 execuções do algoritmo proposto, incluindo a média da **MC** resultante de **5,1322.10⁻³** e seu respectivo desvio padrão de **3,5669.10⁻⁶**, são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Alguns resultados e a média para 100 execuções do algoritmo AIW-PSO proposto para o Caso I.

r	m	p	k	MC × 10⁻³
2.3570	0.7648	1.7880	0.3512	5.1268
0.9152	2.0345	0.0545	2.2868	5.1362
1.2921	2.1761	0.5256	1.6044	5.1338
1.9178	3.0000	1.0936	2.0285	5.1349
2.1507	1.0500	1.5232	1.7978	5.1292
...	...	...	...	...
Média × 10⁻³				5.1322
Desvio Padrão Amostral × 10⁻⁶				3.5669

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.1.2 Caso II

O sinal sintético para o segundo caso de Moukadem et al. (2015, p.230) é formado por,

$$x(t) = \cos(a\pi - b\pi t^2) + \cos(4\pi \sin(f\pi t) + 80\pi t), \quad (5.1)$$

sendo $a = 100$, $b = 20$ e $f = 5$, ilustrado pela Figura 29a.

A Figura 29b refere-se à resposta da **TS** ao sinal sintético sem otimização. Já a Figura 29c, refere-se a aplicação da **TSG** otimizada pelo método de (MOUKADEM et al.,

2015). Finalmente, as Figuras 29d e 29e mostram as respostas da TSG otimizada pelo algoritmo proposto AIW-PSO.

Figura 29 – Comparativo entre as energias calculadas para os Casos I e II em análise: (a) sinal no tempo (MOUKADEM et al., 2015); (b) para a TS não otimizada; (c) para a TSG otimizada pelo método de (MOUKADEM et al., 2015); (d) para TSG otimizada pelo método do algoritmo AIW-PSO; e (e) para a TSG otimizada pelo método do algoritmo AIW-PSO com faixa $(0 \leq [r, m, p \text{ and } k] \leq 0, 2)$.

Fonte: (a) Adaptado de Moukadem et al. (2015), (b) elaborado pelo autor, (c) adaptado de Moukadem et al. (2015), (d) e (e) elaboradas pelo autor.

Foi observado através dessas simulações computacionais que a energia atingiu o

valor de **3,1278.10⁻³** para a **TS** padrão [$r = 1, m = 1, p = 0$ e $k = 0$]. Na proposta de (MOUKADEM et al., 2015), os resultados obtidos para [r, m, p e k] foram, respectivamente, [0,0536 0,0277 0,0340 0,0077] e a **MC** de **3,3810.10⁻³**. A **TSG** otimizada pelo método **AIW-PSO**, considerando o intervalo ($0 \leq [r, m, p \text{ e } k] \leq 3$), apontou para [r, m, p e k] os valores resultantes de [1,2197 2,3976 0,0189 2,6287], respectivamente, e uma **MC** de **3,4362.10⁻³**. Finalmente, o **TSG** otimizado pelo método proposto **AIW-PSO** com o intervalo ($0 \leq [r, m, p \text{ e } k] \leq 0,2$)², apontou para [r, m, p e k], os valores resultantes de [0,0189 0,0210 0,0532 0,0084], respectivamente, e uma energia de **3,3813.10⁻³**.

Uma particularidade pode ser observada na Figura 29d, onde na otimização, mesmo com maior energia, a restrição adicional simplificada ($0 \leq [r, m, p \text{ e } k] \leq 0,2$) foi necessária, pois todas as restrições indicadas por Moukadem et al. (2015) levaram para esse intervalo (até 0,2) em todas as quatro variáveis. É importante notar que, mesmo assim, pela otimização proposta, mais soluções são apresentadas e, em todas elas, a otimização baseada em energia indicou melhores resultados, pois são semelhantes ou maiores que o apresentado por Moukadem et al. (2015).

É importante enfatizar que as amostras variam ao longo do tempo de acordo com a taxa amostral. Por exemplo, os resultados da energia em valores absolutos calculados pela equação 3.23 são diferentes dos apresentados por Moukadem et al. (2015) e Ashrafian, Mirsalim e Suratgar (2014).

Vale ressaltar que o comparativo da energia relativa entre os diferentes métodos apresentados para cada um dos sinais considerados, Caso I e Caso II, é o foco principal desta demonstração. Nesse sentido, em termos relativos, a energia do método proposto foi mais otimizada em todas as variantes das soluções.

A Tabela 6 apresenta um resumo dos Casos I e II, indicando os valores da energia otimizados por cada um dos métodos apresentados, quando comparados com o método proposto.

² Após testes adicionais e casos gerais que serão posteriormente apresentados a frente envolvendo a aplicação da **TSS** original, a restrição dos parâmetros em valores $\leq 0,1$ se mostrou mais apropriada aos limites $\leq 0,2$.

Tabela 6 – Comparativo entre as energias calculadas para os Casos I e II.

Método	Energia Caso I $\times 10^{-3}$	Energia Caso II $\times 10^{-3}$	Energia Condição $\times 10^{-3}$
ST Padrão	2.9629	3.1278	Pior
Moukadem (MOUKADEM et al., 2015)	5.1100	3.3810	
Método Proposto ⁽¹⁾	5.1339	3.4362	Melhor ⁽³⁾
Método Proposto ⁽²⁾		3.3813	Melhor ⁽⁴⁾

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota: Em **(1)**, os limites de $[r, m, p$ and $k]$ estão entre 0 e 3, e em **(2)** entre 0 e 0,2. Em **(3)**, o método proposto apresentou um desempenho melhor com foco na energia. Já **(4)** foi visualmente melhor na RTF.

5.2.2 Resultados da Comparação com o Uso de Interpolação

Para exemplificar e testar como é o processamento destes algoritmos, um sinal sintético simples, com uma das frequências assíncronas foi criado e apresentado no Apêndice B.

Visando uma comparação sistemática, foi criado um sinal sintético com representação complexa, dado por:

$$x(n) = Ae^{j\omega n} + v(n), \quad (5.2)$$

sendo $v(n)$ um ruído branco gaussiano complexo com média zero e variância $\sigma^2 = 0,5$.

A frequência estimada é calculada como em Cetinkaya (2013):

$$\hat{\omega} = \frac{2\pi(k + \hat{\delta})}{N} \quad (5.3)$$

Sendo $\hat{\omega}$ a frequência ω estimada, e, da mesma forma, $\hat{\delta}$ é a correção δ estimada.

O comprimento do sinal selecionado é de 64 amostras ($N = 64$), e as simulações foram realizadas para 10.000 ensaios independentes ($N = 10.000$), com a relação sinal/ruído $SNR = 10 \log \frac{P_s}{P_n} = 15.6$ dB.

Os comparativos são apresentados na Figura 30 e envolvem medidas de erro sistemático (*bias*), dado por:

$$\hat{\omega}_{bias} = \left(\frac{2\pi}{MN} \right) \sum_{i=1}^M (\delta - \hat{\delta}). \quad (5.4)$$

E a variância do estimador como:

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{4\pi^2}{N^2} \left(\frac{1}{M} \right) \sum_{i=1}^M (\delta - \hat{\delta})^2. \quad (5.5)$$

Apesar do algoritmo de [Jacobsen e Kootsookos \(2007\)](#) apresentar uma variância um pouco elevada em relação aos demais algoritmos, o erro médio é baixo. Adicionalmente, a proposta de [Jacobsen e Kootsookos \(2007\)](#) é bastante simples, e foi considerada como sendo a ferramenta preferencial de interpolação para a proposta da TSS.

Figura 30 – Resultados das (a) estimativas de localização do pico médio, (b) da variância estimada, e (c) do erro médio.

Fonte: Reproduzido com base em [Jacobsen e Kootsookos \(2007\)](#), [Candan \(2011\)](#), [Cetinkaya \(2013\)](#)

5.2.3 Sinal Sintético

Conforme indicado na Seção 4.1, considerou-se a aplicação da TSS em sinais sintéticos e simulados.

O primeiro sinal é o de formação sintética, onde por definição, são conhecidos os

seus parâmetros. Com base nestes, é possível comparar o quão efetiva é a proposta da [TSS](#) frente a própria [TS](#), e, por consequência, da [TDF](#).

O sinal sintético escolhido contempla algumas características, conforme apresentadas no Apêndice [C](#). O ciclo de 512 amostras do sinal é composto pela componente fundamental e duas componentes harmônicas de ordem 20 e 35, com amplitudes $[1, 0,3, 0,2]$, respectivamente. A fase é zero para todas as frequências, sendo considerado 50% das amostras de pré e 50% de um possível pós transitório.

A frequência fundamental está presente desde a primeira amostra até o final do sinal (512). As demais, 20ª e 35ª ordens, iniciam nas amostras 256 e 300, respectivamente.

Figura 31 – Sinal sintético em análise.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma vez caracterizado o sinal sintético, são aplicados os passos da Etapa 2 que permitem distinguir a evolução da [TSS](#) a partir da [TS](#), conforme segue.

5.2.3.1 TS Padrão

Na aplicação da metodologia da [TS](#) padrão observar-se a variação dos valores de amplitude ao longo do tempo, conforme apresentado na Figura [32](#).

Para uma análise da evolução das HVTs, os resultados de análise da [TS](#) padrão com dois ângulos de visão diferentes podem ser observados nas Figuras [32a](#) e [32b](#), respectivamente.

As amplitudes das componentes harmônicas são destacadas nas Figuras [32c](#) e [32d](#). Apesar do vazamento espectral lateral no janelamento ser mais proeminente em sinais com baixo número de amostras por ciclo, aqui ele ainda é visível devido a magnificação no início e no fim do sinal quando eliminada a componente fundamental.

Sem a visualização da frequência fundamental, fica evidente a separação das demais componentes harmônicas, como apresentado na Figura 32d.

Figura 32 – Em (a) e (b), duas perspectivas dos resultados da aplicação da TS padrão considerando a componente fundamental. Em (c) e (d), duas perspectivas dos resultados da aplicação da TS padrão desconsiderando a componente fundamental.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.3.2 TS com Coeficientes Otimizados

Existem várias formas de otimizar o janelamento aplicado na TS. O janelamento proposto vem do uso dos parâmetros $[r, m, p, k]$, conforme proposto na Equação (3.20) da Seção 3.4.2. A escolha dos melhores parâmetros foi abordado na Seção 3.4.3 e leva em conta a otimização da MC, indicada pelas Equações 3.21 a 3.23.

Considerando a TS padrão com $[r, m, p, k] = [1; 1; 0; 0]$, a Medida de Concentração (MC) calculada para este sinal (Figura 33a e Figura 33b) é de $12,115 \cdot 10^{-3}$ dado pelas Equações (3.21) e (3.22).

Neste exemplo, usando o AIW-PSO, com restrições $[r, m, p, k] < 0,2$ para todos os parâmetros, foi possível obter $[r, m, p, k] = [0.0313 \ 0.0625 \ 0.0582]$ com a MC otimizada de $15,038 \cdot 10^{-3}$ (Figura 34a), superior a MC da TS padrão.

Figura 33 – Aplicação da TS padrão sem otimizar a MC (a) no plano, e (b) em malha.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Note que a saída gráfica (Figura 34a), apresenta uma melhor MC. Visualizado em malha (Figura 34b) a apresentação no tempo e frequência também indica um menor espalhamento de energia.

Figura 34 – Aplicação da TS (a) usando o AIW-PSO no plano, e (b) em malha.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.3.3 TS com Seletividade em Frequência

O procedimento de seletividade envolve a escolha da(s) frequência(s) em destaque ao longo do sinal (Figura 35a).

Neste exemplo, fica evidente as linhas das harmônicas 20 e 35. A Figura 35a aponta para as linhas harmônicas na faixa de visão de [10 : 50]. Foram apresentadas as harmônicas laterais (direita e esquerda) para comparação com as principais em destaque (maiores amplitudes) (Figuras 35b e 35c).

Vale lembrar que neste momento, um dos ganhos do algoritmo proposto é justamente processar apenas as linhas de frequência de interesse da TS, o que reduz significativamente o tempo de processamento.

Figura 35 – Seleccionadas as frequências harmônicas chaves de ordem maior que a fundamental (a), primeiro grupo na linha 20 e laterais (b), e linha 35 com as laterais (c).

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.3.4 TS com a Interpolação em Frequência e Amplitude

A interpolação é o último passo da Etapa 2 para a aplicação da TSS, consistindo no processo de considerar a interpolação em cada trecho de interesse (e apropriado).

Conforme indicado na Figura 35b, o trecho da interpolação é onde ocorre a estabilização da existência da frequência, neste exemplo, a partir da amostra 256. Das duas harmônicas selecionadas (Figura 36a), o foco neste momento está na ordem 20 (Figura 36b). Na Figura 36b, observa-se que as laterais estão abaixo da central, alvo da investigação.

É possível observar que este sinal possui pouca correção (Figura 37a). Em parte devido ao pouco desvio e nenhuma interferência de inter-harmônicas. Adicionalmente, tendo em vista a formação do sinal ser fixo na linha harmônica 21, era de se esperar que a frequência se mantivesse em 1.200 Hz.

Figura 36 – Indicação (a) das faixas harmônicas chaves de ordem maior que a fundamental, e (b) primeiro grupo da linha harmônica 20 e laterais.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Quanto a amplitude, conforme observado nas Figuras 37b e 37c, esta foi corrigida, e se mostrou estável, devido a regularidade das linhas harmônicas laterais.

Figura 37 – Porção do sinal com interpolação em frequência com seus respectivos coeficientes (a), a correção em amplitude (b), o sinal em detalhe das amostras centrais (c).

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.4 Sinal Simulado: Curto-Circuito Trifásico

Nesta segunda etapa de aplicação, o sinal analisado é conforme encontrado em [Menezes \(2012\)](#) com um ciclo reamostrado para 512 amostras, composto de harmônicas diversas e características de um de curto-circuito trifásico terra. Conforme apresentado pelo autor, o sinal de Falta $ABC-T$ possui $R_f = 100 \Omega$ e $\delta = 0^\circ$ ($t = 48,16$ ms), ou seja, representa um curto-circuito trifásico envolvendo a terra, com alta resistência de falta (R_f) e ângulo de incidência de falta (δ) de 0° . Como resultado deste curto-circuito-trifásico envolvendo a terra, será observado um drástico afundamento de tensão nas três fases. O sinal original possui 832 amostras por ciclo, sendo retratado na Figura 38a. Porém, vale lembrar que neste trabalho, o foco da análise é sobre 1 ciclo envolvendo o transitório, sendo neste caso, também considerado 50% das amostras de pré e 50% de um possível pós transitório (Figura 38b).

Tendo em vista os resultados apresentados detalhadamente na seção anterior, para este caso, a apresentação dos resultados da TS que conduzem a TSS será simplificada.

Figura 38 – Sinal (a) em análise completo, e em (b), somente as amostras de pré e pós-falta.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.4.1 TS Padrão

Neste sinal é possível observar a resultante da aplicação da TS padrão, com seus valores de amplitude ao longo do tempo, conforme ilustra a Figura 39a. O mesmo sinal, retirando a frequência de 60 Hz também é reapresentado na Figura 39b.

Apesar da presença de vários harmônicos de alta ordem, muitas das amostras não estão presentes ao longo do tempo analisado. Já os harmônicos de baixa ordem ($\approx 10 < h < \approx 50$), são persistentes nas amostras do sinal em análise.

Figura 39 – Aplicação (a) da TS padrão com o sinal de 60 Hz, e (b) filtrado a partir da 10ª ordem harmônica.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.4.2 TS com Coeficientes Otimizados

Na aplicação da TS original, é observada a presença de frequências elevadas (Figura 40a), porém, não persistentes, ou seja, existem em apenas alguns períodos de tempo. O destaque aparece para as harmônicas na faixa abaixo da 50ª ordem (Figura 40b).

Para este sinal, o valor da $MC = 9,599 \cdot 10^{-3}$ também foi otimizado via o AIW-PSO, apresentando uma $MC = 14,283 \cdot 10^{-3}$. Os valores dos parâmetros de interesse foram $[r, m, p, k] = [0, 0, 0,386, 0,2067, 1, 7678 \cdot 10^{-19}]$. O que chama a atenção neste caso é o resultado para $m \approx 0.2$, ligeiramente acima do que é esperado para o AIW-PSO, como descrito na Seção 5.2.3.2 e apontado na Seção 5.2.1.2.

Figura 40 – Aplicação (a) da TS no plano padrão, e (b) quando otimizada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

As Figuras 41a e 41b mostram claramente a diferença entre os valores em malha com o uso da TS padrão e a otimizada, respectivamente. O efeito de borda, como esperado é mais evidente no primeiro caso (Figuras 41a), e minimizado no segundo, o que pode ser

considerado como mais uma vantagem, pois não é necessário desprezar uma parte das primeiras e últimas amostras quando aplicada a TS clássica (Anexo D).

Figura 41 – Visualização (a) da TS em malha padrão, e (b) quando otimizada.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.4.3 TS com Seletividade em Frequência

Considerando o resultado anterior ao longo desta avaliação, as harmônicas de interesse estão nas linhas 14 e 22.

A Figura 42a apresenta uma ampliação da área em destaque das harmônicas selecionadas. Já as Figuras 42b e 42c representam somente as linhas harmônica selecionadas e suas laterais.

Figura 42 – Visualização (a) da TS em malha indicando a região de seletividade, (b) a linha harmônica 14 e (c) a linha harmônica 22, com as respectivas linhas laterais.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.4.4 TS com a Interpolação em Frequência e Amplitude

Finalmente a verificação do ajuste em frequência e amplitude são representadas para a linha 14, conforme a Figura 43a. As Figuras 43b, 43c e 43d apresentam, respectivamente, as correções na frequência e amplitude, com uma magnificação visual (*zoom*) nesta última. Estes resultados indicam que neste caso não ocorreram correções expressivas em amplitude. A amplitude média da linha harmônica 14 original, considerando deste o início efetivo do sinal até o final das amostras (faixa de existência da frequência – veja Figura 14) foi

de $4.39 \cdot 10^4$, enquanto que o fasor corrigido ficou em $4,43 \cdot 10^4$, ou seja, uma diferença de 1,06%. Mesmo na otimização dos parâmetros do janelamento, envolvendo a **MC**, onde as energias foram melhor concentradas, esta etapa não degradou o fasor das harmônicas selecionadas. No entanto, dado a natureza do sinal, no ajuste em frequência, o resultado apontou uma pequena variabilidade, na ordem de 5 Hz (Figura 43d).

Um ponto importante a salientar após a avaliação deste sinal simulado em relação ao sinal sintético apresentado anteriormente (Seção 5.2.3) é que em ambos os casos, a escolha apropriada da linha harmônica faz grande diferença, o que neste momento exige o conhecimento do especialista.

Figura 43 – Interpolação (a) em malha indicando a região de seletividade da linha harmônica 14, (b) sua correção em frequência, (c) correção em amplitude, e (d), um detalhe da correção em amplitude.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.5 Sinais de FAI

Neste capítulo, ainda dentre os sinais analisados, estão também 34 (trinta e quatro) de FAIs, cujas características fasoriais podem ser observadas ao longo do tempo com auxílio da **TSS**. Um dos principais problemas da **FAI** é a sua caracterização quando comparada com a operação do sistema elétrico em questão, que pode apresentar o mesmo nível de corrente de carga. A ideia dos resultados apresentados, servem como motivação

em determinar um possível identificador de perfil para as FAIs.

Sobre os sinais em análise, conforme destacado na Figura 18 da Seção 4.4.2, dois grupos de amostras em particular foram observados. Para o primeiro grupo, o sinal como um todo de uma FAI foi analisado. Já o segundo grupo tem como ponto de partida os chamados *shoulders*, onde porções em específico do sinal foram avaliadas. Nestas aplicações, ao contrário dos sinais anteriores, não são levados em conta apenas os 50% do sinal de pré e de pós-falta, mas sim o conjunto total de amostras.

5.2.5.1 Contexto

Em relação aos 34 (trinta e quatro) sinais originais (MACEDO et al., 2015; TRONDOLI, 2019), os sinais (amostras) representativos das FAIs foram considerados a partir do momento em que ocorre o contato com o “solo” (ponto de contato: areia, asfalto, cascalho, grama, piso, concreto e barro).

Apesar de ter sido inicialmente analisado o momento de rompimento do cabo e um possível contato com o “solo” (considerado como um falso-positivo), efetivamente o ponto de início da FAI foi considerado a partir de certa estabilidade das amostras em análise, como apresentado na Figura 44.

Figura 44 – O início e o sinal representativo considerado de uma FAI.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na FAI, por definição, existe a presença de *shoulders* que se caracterizam pela estabilização da corrente em um certo patamar e em uma quantidade de ciclos. Também se têm os *builtups* que são definidos pela elevação crescente das medidas de corrente ao longo de alguns ciclos (JEERINGS; LINDERS, 1989; IURINIC et al., 2016). Por ter quantidade e duração estocásticas, não se encontrou na literatura correlata até o momento, uma definição mais formal de *shoulders*. Sendo assim, para o propósito deste experimento, foi adotado o mínimo de 6 ciclos (metade do número de ciclos proposto para a avaliação de

um agrupamento pela IEC em 60 Hz) (IEC, 2002) e variação da amplitude (valor RMS) de 1% (metade do percentual considerado como amplitude em regime permanente em sistemas de controle) (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013; LATHI, 2007; SANTOS, 2016; SANTOS, 2011).

Com base nestas definições, foram realizadas as análises via a TSS ao longo destes sinais, sendo algumas delas apresentadas na sequência. Como os vários comprimentos (porções) de *shoulders* possuem características similares, não será necessário apresentar todos. O sinal original possui cerca de 28.10^3 amostras e para efeito de processamento, foram consideradas as amostras após o rompimento do cabo, que ocorre depois das 6.10^3 amostras iniciais (Figura 44, comparada com o sinal completo original na Figura 47a – parte superior – apresentado mais a frente).

5.2.5.2 Processamento do Sinal Completo

Nesta primeira avaliação, o sinal completo é analisado, tendo como ponto de partida a identificação do primeiro contato com o “solo”. A análise fasorial é então conduzida via a TSS com foco nas frequências selecionadas que apresentaram maior amplitude.

Ao processar primeiramente a TS neste trecho, é possível observar a presença de pelo menos três harmônicas predominantes, as quais são a fundamental, a 3ª e a 5ª harmônica ([60 180 e 300] Hz, respectivamente). Em todas as três harmônicas predominantes, ocorre a variação da amplitude, com destaque para as cores mais intensas no final do trecho, conforme escala de cores apresentado na lateral (Figura 45).

Figura 45 – A TS aplicada ao sinal de FAI a partir do primeiro contato com o “solo”.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Após a aplicação da TS para extrair os fasores nas frequências de 60, 180 e 300 Hz, a Figura 46a indica que estes são variantes no tempo. Além disso, aponta justamente a variação da amplitude e fase das frequências de interesse, 180 e 300 Hz em destaque (Figura 46b).

Estes resultados apontam que a identificação de um sinal de FAI pode ser também caracterizado pela TSS, pois apresenta não somente a evolução das HVTs como também sua melhor representação vetorial, e que, dependendo da aplicação ou caracterização adotada, possuirá da mesma forma, vantagens sobre a TDF.

Figura 46 – Representação fasorial do sinal com as frequências de 60, 180 e 300 Hz (a), e (b) em detalhe as frequências de 180 e 300 Hz.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.5.3 Processamento de Múltiplas Janelas

O processamento de múltiplas janelas em um mesmo sinal, se dá considerando os vários pontos em que ocorrem os *shoulders*. Foi verificado ao longo de todo o sinal de um dos 34 casos da base de dados, nomeado aqui como “barra02solo22” (dos 34 avaliados), a presença de pelo menos 6 (seis) *shoulders* iniciando nas amostras [10.752 14.720 15.872 17.024 18.176] do sinal em análise.

O 2º *shoulder* (Figura 47c) foi caracterizado pela extração de um sinal com 3 (três) harmônicas predominantes (Figura 48c). Na Figura 47 é possível observar parte de algumas das etapas de análise, tal como a identificação do início da FAI com o uso da TWD na Figura 47b (coeficientes cD) e a localização do *shoulder* (Figura 47c) na posição indicada na Figura 47d.

Adicionalmente, vale apontar que as características de extração apresentadas indicam um perfil da FAI a partir dos *shoulders* (Figura 48a). Existe uma região “fixa” do setor angular (região polar) representado fasorialmente na Figura 48b, indicando o perfil deste sinal. A TS e, conseqüentemente, a TSS, permitem extrair melhor estas características, estabelecendo um padrão ou perfil fasorial, do *shoulder* analisado. Sendo assim, focando no primeiro *shoulder*, seria possível caracterizar todos os demais, minimizando o tempo de processamento na identificação de uma possível FAI.

Figura 47 – Processamento de um dos *shoulders* do sinal de FAI, considerando o (a) sinal completo e a localização do 2^a *shoulder*, (b) o resultado da aplicação da TWD com suporte dB4 para a identificação do início de interesse com base nos coeficientes cD de detalhe, (c) o trecho com os seis ciclos para o 2^o *shoulder*, e (d) um comparativo entre o sinal e o valor RMS resultante.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 48 – Processamento do 2º *shoulder* da FAI, onde é aplicada a (a) TS sobre 6 ciclos, (b) a visualização vetorial resultante, (c) a aplicação da TDF com suas principais harmônicas, e (d) a visualização de todo o sinal onde os *shoulders* estão distribuídos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 49 indica que na sobreposição dos valores fasoriais de 4 *shoulders* existe um padrão visual comum. A medida que a FAI é caracterizada, o *shoulder* torna-se mais ‘estável’, ou seja, com uma menor variação fasorial e restrito a um setor angular (tendência de 135° e 180° para 180 e 300 Hz, respectivamente). As linhas tracejadas referem-se as diferentes posições do *shoulder* no sinal ao longo do tempo para as mesmas frequências, ou seja, 180 e 300 Hz.

Figura 49 – Sinal de FAI a partir do primeiro *shoulder* e a sobreposição dos demais.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.5.4 A TSS aplicada na Análise da FAI

Ao aplicar a TSS no sinal da Figura 47c, é possível observar algumas características de interesse. Primeiramente convém observar que este trecho possui 6 (seis) ciclos, o que faz com que as linhas apresentem maior detalhes entre as harmônicas.

As Figuras 50a e 50b apontam para uma otimização via o AIW-PSO mais suave, passando a MC de $4,8673 \cdot 10^{-3}$ da TS padrão para $6,2427 \cdot 10^{-3}$ após otimização. Como é um sinal cíclico, mesmo que o tempo de processamento para este exemplo seja mais elevado, vale frisar que esta análise ocorrerá apenas no primeiro agrupamento de 6 ciclos.

Já as Figuras 50c e 50d apontam para as linhas 19 e 31 respectivamente, referentes as harmônicas 3 e 5, ou seus equivalentes a 180 e 300 Hz, também destacadas na seção anterior. Outro ponto que chama a atenção é para a variabilidade ao longo do “tempo” (amostras), apesar da estabilidade em 60 Hz, motivo da escolha deste agrupamento.

Focando na 3ª harmônica, a Figura 51a indica grande estabilidade em frequência. Foi ajustado a visualização das casas decimais de cada eixo, justamente para indicar esta baixa variabilidade. Já a Figura 51b indica correção ligeiramente mais significativa em amplitude com base nas amplitudes laterais, se comparada com as demais correções de 1 ciclo.

Figura 50 – Aplicação da (a) TS padrão e (b) otimizada. Foco nas linhas (c) 19 e (d) 31.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 51 – Sinal para a 3ª harmônica com (a) a correção em frequência e (b) em amplitude.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.6 Aplicação da TSS no Cálculo da Distância da Falta

Esta seção apresenta indicativos satisfatórios da aplicação da TSS no cálculo da distância da falta em um sistema elétrico de distribuição. A aplicação aqui descrita teve o suporte da pesquisa de André Luís da Silva Pessoa (Tese, USP, São Carlos, SP) ainda em desenvolvimento. Vale frisar que não é o foco deste trabalho apresentar a metodologia de solução do problema como um todo, mas sim, restringir-se a aplicação da TSS como suporte na localização de faltas, onde os fasores utilizados nos cálculos da distância são ajustados de tal forma que proporcionem o menor erro relativo à referência (distância real), quando comparado com o uso da TDF.

5.2.6.1 Contexto

Para os testes da metodologia proposta foi utilizado o sistema de distribuição do IEEE de 34 barras (SCHNEIDER et al., 2018). Para a modelagem do sistema de distribuição, foram removidos os reguladores de tensão que existem neste sistema. Foram também adicionados dois aerogeradores com velocidade fixa, posicionados conforme indicado por Dugan e Kersting (2006). Tanto o sistema de distribuição, quanto os aerogeradores, foram modelados utilizando o software *Power System Computer Aided Design (PSCAD)*/ *Electromagnetic Transients including DC (PSCAD; PSCAD-MANITOBA, 2005)*. O algoritmo de localização de faltas foi implementado utilizando o *software MatLab (MATLAB, 2015)*. Todas as cargas foram modeladas como de impedância constante. Como o objetivo é tão somente de um indicativo para esta aplicação, até o momento, foram consideradas somente as faltas monofásicas A-terra e com resistência de falta de 25Ω .

Para cada curto-circuito aplicado, foram considerados um ciclo de pré falta e o segundo ciclo de pós falta. A taxa amostral considerada foi de 256 amostras/ciclo, com base na frequência fundamental de 60 Hz.

De modo a dar um maior realismo foi adicionado um ruído branco de 48 dB a todos os sinais de tensão e corrente trifásicos obtidos via as simulações computacionais realizadas. Este valor de 48 dB foi escolhido, uma vez que segundo Tan e Ramachandaramurthy (2010) e Tomic, Kusljevic e Vujicic (2007), os ruídos presentes em equipamentos de medição normalmente estão entre 70 e 48 dB.

5.2.6.2 A TSS aplicada no Sinal de Falta

Para exemplificar o uso da TSS nesta aplicação do cálculo da distância, foi utilizado um dos 22 sinais de falta coletados no sistema teste, considerando uma re-amostragem para 512 amostras por ciclo, conforme segue.

Na Figura 52a é apresentado o sinal de falta analisado. Neste exemplo em específico, o procedimento envolve utilizar o segundo ciclo da forma de onda de pós-falta, devido a

maior estabilidade de amplitude (sem tanta presença de CC), representado pela Figura 52b.

Como os cálculos da solução do problema exigem conforme até então implementado, este sinal não foi analisado no momento de transição da janela de dados contendo amostras de pré e de pós-falta. Logo, vale novamente frisar que esta subseção, estará limitada ao algoritmo e considerações já adotadas na tese em desenvolvimento do pesquisador André Luís da Silva Pessoa.

Ao aplicar a TS sobre o sinal (Figura 52c) e um filtro para eliminar as 3 primeiras harmônicas (o que exclui a fundamental de 60Hz), é possível melhorar a visualização das demais harmônicas, para destacar na malha, por exemplo, a 12ª componente, de maior amplitude na Figura 52d, em uma faixa de 45 harmônicas.

Figura 52 – Sinal (a) de falta original, (b) no 2º período pós falta, (c) malha da TS sem o filtro de 60Hz e (d) malha com foco na harmônica 12.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 53 representa a etapa de otimização via o AIW-PSO. Neste sinal, a Figura 53a mais uma vez indica que não existem, visualmente, harmônicas de mais alta ordem. A 12ª harmônica pode ser vista na aproximação da malha 53b, que quando otimizada, resulta na Figura 53c. Via o processo de otimização a MC pode alcançar valores de até **0,04339**, contra o valor de **0,03757** obtido pela TS padrão. É visível a melhora na distribuição e concentração do sinal ao longo da malha, considerando todas as 512 amostras.

Figura 53 – Análise (a) do sinal considerando a TS padrão no plano, (b) a TS em malha, e (c) a TS otimizada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A fase da seletividade pode ser ilustrada pela Figura 54. Tanto a Figura 54a, quanto a Figura 54b, apresentam a 12ª harmônica em destaque. Relembra-se que a amplitude em destaque contém um pico absoluto de 0,633, contra aproximadamente 550 da fundamental, o que representa apenas 0,1551% do pico em 60 Hz. Este ponto de destaque terá influência nas demais considerações que seguem.

Figura 54 – Sinal (a) da TS otimizada e (b) quando aplicada a frequência seletiva.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para finalizar, a Figura 55 remete para as correções, considerando um corte de $\approx 20\%$ nas bordas, conforme salientado na Seção 4.4 e no Apêndice D. A Figura 55a em malha, com destaque a harmônica central, apresenta uma particularidade nas frequências laterais, ou seja, apesar da 12^a harmônica estar em destaque, as laterais não possuem amplitudes simétricas, conforme já visto em perfil na Figura 54b. Como consequência, a Figura 55b indica um desvio razoável em frequência, com pico na amostra ≈ 180 , onde ocorreu o vale e a maior assimetria das harmônicas laterais. Finalmente, a Figura 55c apresenta a correção em amplitude. Na média, a TSS possui amplitude fasorial um pouco acima da TS padrão. O valor médio da amplitude da TS para estas amostras é de **0,49344** contra **0,50556** com o uso da TSS. Quando comparado com a amplitude da TDF de **0,42111**, o ganho, mesmo que pequeno neste caso, ainda é evidenciado.

Tendo em vista as características deste tipo de sinal, com harmônicas bastante reduzidas em amplitude, as correções proporcionadas pela TSS foram pequenas em relação a TS padrão. Mesmo com estes ganhos via a aplicação da TSS, a amplitude desta harmônica continua na ordem de 0,16% da fundamental. Ainda assim, no próximo sub-tópico será evidenciado um diferencial ao se utilizar a TSS neste tipo de problema.

Figura 55 – Sinal (a) da TS em malha, (b) com a correção em frequência e (c) em amplitude. Em todos estes janelamentos foram aplicados um corte de $\approx 20\%$ nas bordas laterais.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.6.3 Cálculo da Distância de Falta

A Figura 56 apresenta as respostas no cálculo da distância da falta, quando cinco abordagens distintas foram consideradas. Estes dados foram obtidos em uma tarefa conjunta com os demais pesquisadores do LSEE as quais se referem a:

1. considerar somente a componente fundamental de 60 Hz;
2. incluir no cálculo da distância as altas frequências via a TDF;
3. incluir no cálculo da distância as altas frequências via a TSS;
4. incluir no cálculo da distância as altas frequências via a TSS sem 10% da borda; e
5. incluir no cálculo da distância as altas frequências via a TSS sem 20% da borda.

Figura 56 – Resultados comparativos entre a aplicação do método padrão e com auxílio das demais transformadas sobre o problema da estimação do local de falta.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesta visão geral, o algoritmo é aparentemente preciso na localização da falta e os métodos apresentam valores bastante similares. A Figura 57 amplia uma destas regiões, detalhando as diferentes distâncias em relação a referência exata para a localização da falta aplicada que é de 50 km.

Constata-se que pelo uso da TSS e da TDF os resultados são idênticos, pois para a TSS, foi calculado o valor médio dos fasores no janelamento total, que resulta novamente na TDF conforme a Equação (A.8) apresentada na Seção A.2). Uma forma de minimizar o efeito de borda na aplicação da TSS, é desconsiderar uma porcentagem inicial e final do sinal (efeito de borda), o que neste caso foi de 10% e 20%.

Como comparativo, é observado na Figura 57 que o erro relativo é maior quando utilizado para os cálculos ‘somente a componente fundamental’ (e_1), comparado com o uso das ‘altas frequências (TSS sem 20% da borda)’ (e_2).

Adicionalmente, a Tabela 7, apresenta o resultado comparativo do Erro Médio (EM) para cada um dos métodos. Todas as resultantes das distâncias são calculadas, e os menores valores dos Erros Médios dos desvios padrões apontam como melhor método a TSS desprezando 20% das bordas (destaque em amarelo).

Tabela 7 – Resultado comparativo do Erro Médio (EM) e respectivo desvio padrão entre os valores obtidos por cada um dos diferentes métodos aplicados e a distância real da falta considerada.

	EM	Desv. Padrão
TDF	0,2882	0,2108
TSS	0,2882	0,2108
TSS - 10%	0,2819	0,2043
TSS - 20%	0,2761	0,1998

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota: em destaque, têm-se os melhores valores.

Estes resultados são indicativos da superioridade da TSS como ferramenta de suporte para o cálculo da distância e, portanto, promissora em outras aplicações similares que envolvam possíveis correções fasoriais.

Figura 57 – Detalhes dos resultados comparativos entre a aplicação do método padrão e as demais abordagens consideradas.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.6.4 A TSS aplicada a uma Janela de Transição com Dados de Pré e Pós-Falta

Para finalizar, o intuito deste tópico é tão somente ilustrar uma possível extração e aproveitamento das características intrínsecas de uma das situações de falta considerada anteriormente (Seção 5.2.6.2). Vale relembrar que esta situação, até o momento, foi avaliada considerando-se um ciclo de pré e o segundo ciclo pós-falta da ocorrência do

evento. Contudo, agora, o mesmo sinal de falta monofásica *A*-terra, com resistência de falta de 25Ω , e aplicado a 50 km será reanalisado via a TS considerando meio ciclo de pré e meio ciclo de pós-falta da corrente na fase *A*. A taxa amostral considerada foi de 256 amostras/ciclo, com uma reamostragem para 512 amostras/ciclo, com base na frequência fundamental de 60 Hz.

A Figura 58 apresenta o sinal com algumas características de interesse. Da oscilografia na Figura 58a foi extraída a região de interesse na Figura 58b. Como seria de esperar, para baixas ordens, o valor da fundamental foi constante em toda resultante da TS (Figura 58c). Considerando que o valor de pico (negativo) possui amplitude aproximada de 175 A, o valor médio em torno de 100 A ao longo da fundamental é razoável. Na Figura 58d com a aproximação das harmônicas de baixa ordem, não é tão evidente a mesma amplitude da componente h_{12} discutida na Seção 5.2.6.2, bem como a identificação do início do evento transitório nas proximidades do meio ciclo apresentado.

Figura 58 – Sinal (a) de corrente na fase *A*, (b) considerando meio ciclo de pré e meio ciclo de pós-falta, (c) analisando via a TS padrão, e (d) com destaque para as harmônicas de baixa ordem, filtrando a componente fundamental.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 59 colabora com a características obtidas na figura anterior. A Figura 59a contém o espectro sem muita harmônicas em evidência. O que combina com a TS padrão, visto no plano na Figura 59b. Porém, a partir deste ponto, apresenta um resultado bastante diferenciado, proporcionado pela TSS. A Figura 59c é o resultado após a otimização, que comparado com a $MC = 17,694.10^{-3}$ da TS padrão, a $MC = 20,186.10^{-3}$ foi superior para a TSS, com destaque para os coeficientes baixos e dentro do esperado $[r, m, p, k] = [\approx 0, 0, 0558, 0, 1264 \approx 0]$ e uma diferenciação para as harmônicas de baixa ordem, quando é possível identificar mais claramente o evento transitório (50% das amostras) (Figura 59d), mesmo sem a presença de significativas harmônicas de alta ordem.

Figura 59 – O espectrograma (a) resultante do ciclo do sinal em análise, (b) pela análise via a TS padrão no plano, (c) e da TS otimizada no plano, (d) e a sua resposta em malha, já filtrado o CC para dar destaque a componente fundamental.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 60 apresenta os resultados finais. A curva da seletividade da frequência fundamental é vista na Figura 60a. Já a Figura 60b ilustra a amplitude ajustada. Comparando o resultado do valor médio da TDF com da TSS, fica mais uma vez evidente

a superioridade dos resultados desta segunda ferramenta. O diferencial nesta análise foi o resultado da otimização proporcionar melhor resolução no tempo (amostras) para a fundamental, permitindo não somente uma melhor representação fasorial das HVTs, mas também a identificação do momento inicial do evento transitório. Mesmo que o resultado possa estar distorcido em amplitude devido a componente lateral CC, o ganho ainda é evidente.

Figura 60 – Em (a) o sinal resultante aplicando a seletividade. Já em (b) a visão em malha, e em (c) a correção em amplitude.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 Síntese do Capítulo

Ao fim deste capítulo, foi possível notar que, com o uso de um sinal simulado com características de um transitório, o fasor calculado via a TS representa melhor este sinal se comparado com o fasor encontrado via a TDF.

Enquanto a TDF apresenta uma fotografia do trecho, a TS aproveita a possibilidade de segregação do transitório no trecho no domínio do tempo. Este potencial, explorado passo-a-passo foi extrapolado com o uso da TSS, inicialmente em um sinal sintético, e depois em diversas outras situações contendo sinais simulados computacionalmente.

A análise de um sinal contendo HVTs pôde então ser aprimorada com a técnica proposta da TSS, que inclui a otimização do janelamento, seleção da frequência predominante e a interpolação de frequências e amplitudes adjacentes. A otimização por PSO é aconselhável para um ciclo, sendo este com um número não elevado de amostras para que o tempo de processamento não seja elevado. O uso da TSS foi evidenciado para os trechos em que ocorreram o fenômeno transitório de sinais sintéticos e simulados.

A aplicação da TSS em uma situação de FAI demonstrou que também é possível extrair informações relevantes do fasor ao longo do tempo, que permitem caracterizar este tipo de falta, tal como apresentado nas características de *shoulder* do sinal.

O uso da [TSS](#) também se mostrou bastante promissora em aplicações envolvendo sinais transitórios, mesmo tomando como referência meio ciclo de onda de cada etapa (pré e pós evento). Depois do passo de otimização, a identificação das harmônicas de baixa ordem, que é falha no procedimento via a [TS](#) padrão, mas que são tão importantes quanto a componente fundamental, trouxe resultados melhores e diferenciados com a aplicação da [TSS](#).

Um ponto importante a salientar após esta avaliação do sinal sintético e simulados computacionalmente é que a escolha apropriada das linhas das harmônicas de interesse por um especialista é essencial. Então, para atender determinadas necessidades, parte-se do princípio que o especialista possui o prévio conhecimento do sistema analisado que se deseja extrair as HVTs, para fins diversos. Contudo, nada impede que em um aprimoramento posterior desta proposta da [TSS](#), sejam indicadas automaticamente as linhas de maior destaque através de um limiar de maior amplitude com uso inicial, por exemplo, da [TDF](#).

Finalmente, observa-se que a aplicação da [TSS](#) é bastante prática na etapa de otimização quando observadas as classes dos sinais (eventos transitórios diversos), visto que, uma vez aplicando o algoritmo [PSO](#), mantém-se os coeficientes encontrados para os demais sinais da mesma classe.

Conclusões

O problema da distorção gerada pelas componentes harmônicas é bastante conhecido e vem aumentando com a presença da eletrônica de potência quando da inserção crescente de cargas não lineares nos sistemas elétricos de potência. A distorção harmônica é, assim, de interesse constante nas pesquisas, resultando em um número bastante elevado de trabalhos relacionados a ferramentas de extração fasorial. Ao longo do tempo a presença das Harmônicas Variantes no Tempo (HVTs) ganhou destaque em problemas relacionados a sistemas distribuídos, parâmetros operacionais, sistemas dinâmicos e instrumentos de medição direcionados à análises no contexto da Qualidade da Energia Elétrica (QEE), dentre outros apresentados ao longo deste trabalho.

Diante da presença das HVTs, este trabalho apontou a necessidade de novas técnicas e dispositivos que sejam capazes de medir e monitorar o comportamento dos sinais não estacionários. Sendo assim, foi proposta a elaboração de procedimentos que permitam a avaliação e a caracterização das HVTs dispondo da Transformada de Stockwell (TS) em uma ferramenta híbrida.

Com a utilização de sinais sintéticos e simulados, que possuem características representativas das HVTs, esta pesquisa apresentou uma abordagem para a extração dos parâmetros essenciais que permitiram melhor caracterizar as HVTs por meio da seleção das faixas de frequências de interesse e de técnicas de aprimoramento.

No contexto deste trabalho, ficou evidente que a TS responde satisfatoriamente como ferramenta de análise frente a alguns aspectos: (1) o janelamento é ajustável à frequência, similar a Transformada *Wavelet* (TW). Porém, ao contrário desta última, com filtros de oitavas em relação às duas banda laterais, a TS apresenta filtros que se ajustam tanto à baixa quanto às altas frequências de maneira suave; (2) os resultados são reais. Como a TW tem como resultado valores em escala, a TS apresenta a vantagem de não necessitar de mais uma conversão para se obter a amplitude; e (3) os resultados são números complexos, o que permite a extração da fase ao longo do tempo.

Um dos principais pontos negativos apontados pela literatura até então consultada

para o uso da [TS](#) é sua limitada precisão, tanto pela forma de janelamento, quanto pelo vazamento espectral. Contudo, os métodos propostos e empregados nesta tese minimizaram este problema, representando melhor o fasor ao longo do tempo se comparado com a Transformada Discreta de Fourier ([TDF](#)), pois permitiram trabalhar melhor com sinais variantes no tempo.

Mesmo com o uso do *Adaptive Individual Inertia Weight Based on Best, Worst and Individual Particle Swarm Optimization* ([AIW-PSO](#)), onde o tempo da primeira otimização pode ser relativamente elevado, uma vez encontrados os coeficientes apropriados, estes serão suficientes para aplicação na mesma classe de sinais (com as mesmas características). Isto reduzirá consideravelmente o tempo de uma suposta nova aplicação e análises recorrentes, pois poderão ser utilizados os mesmos coeficientes para os demais sinais, com ganho esperado similarmente ou superior ao da utilização da [TS](#) padrão.

A aplicação em sinais simulados resultou em diversas situações em que a Transformada S Seletiva ([TSS](#)) se sobressaiu em relação à [TDF](#). Em todos os casos existe um ganho fasorial que permite melhor representar o valor do sinal para o ciclo considerado.

Salvo para as Faltas de Alta Impedância (FAIs), onde existia uma característica de aplicação particular da [TSS](#), todos os demais sinais foram considerados sobre um ciclo de processamento, porém com amostras de pré e pós-transitório, denotando a possibilidade de aplicações em que “antevejam” resultados enquanto ainda em transição do evento. Os resultados indicaram que este caminho é promissor e viável.

Dessa forma, os principais pontos alcançados por esta pesquisa são:

- Apresentada uma alternativa às ferramentas usuais, tal como a [TDF](#), para a extração das HVTs;
- Apresentado com o uso da [TS](#) padrão, através de técnicas vetoriais, quais os trechos apropriados para maior ganho fasorial em relação a [TDF](#);
- Proposto otimizações na extração das componentes das HVTs, mesmo em sinais contendo amostras de um ciclo em pré e pós distúrbio;
- Criado um algoritmo único híbrido que engloba as ferramentas da [TS](#), *Particle Swarm Optimization* ([PSO](#)) e a interpolação em frequência e amplitude, chamada de [TSS](#), que permite a melhor caracterização fasorial do sinal;
- Expandido o uso do conceito da [TSS](#) para a caracterização de fenômenos que contêm [HVT](#) em sinais com mais de um ciclo, tal como para as FAIs; e
- Indicado o caminho para o uso de uma ferramenta que permita “antecipar” valores de interesse na análise de um sinal transitório, envolvendo dados de pré e de pós-evento.

6.1 Oportunidades de Pesquisas Futuras

Ao fim deste trabalho, algumas das oportunidades identificadas para a sua continuidade são descritas a seguir:

- Prover uma demonstração matemática que explique melhor algumas demonstrações apresentadas visual e/ou numericamente, tais como, o efeito:
 - das bordas da TS, observável no início e fim de cada sinal analisado;
 - da interpolação ser viável na TS apenas no trecho em que ocorrem os fenômenos de interesse (frequências efetivamente observáveis);
 - do motivo de retorno da TS para Transformada Rápida de Fourier (TRF), como indicado na Equação 3.2 nem sempre ocorrer perfeitamente;
 - dos índices de otimização propostos abaixo de 0,2 identificados para $[r, m, p, k]$ serem, em geral, os melhores.
- Aprimorar as propriedades de magnificação da Transformada *Chirp-Z* (TCZ) visando possivelmente combinar com a TS para uma melhor extração das propriedades do sinal;
- Automatizar, como uma alternativa no processo da TSS, a seleção da harmônica de interesse, com base no critério da linha de frequência de maior amplitude e não somente na definição do especialista;
- Encontrar uma forma de melhor otimizar os parâmetros da TS ($[r, m, p, k]$), impondo restrições que não degradem a definição tempo versus a frequência, ou seja, restrições em que o limite do ótimo não elimine a identificação do sinal em um dos eixos de observação;
- Verificar a utilização da otimização da TSS em outras classes de sinais, confirmando o padrão de coeficientes ($[r, m, p, k]$) para uma mesma classe;
- Explorar melhor a formulação para a interpolação em frequência e amplitude para sinais de um ciclo; e
- Realizar uma análise com taxas amostrais menores em aplicações da TSS voltados a proteção e uma *Phasor Measurement Unit* (PMU).

6.2 Publicações Relacionadas à Pesquisa

No que segue, são listadas as publicações decorrentes da pesquisa até o momento realizada.

Artigos submetidos e apresentados na Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE) 2017:

- Rastreamento de Componentes Harmônicos com uso de um Combinador Linear Adaptativo: Aplicação e Considerações (BEUTER; OLESKOVICZ; TRONDOLI, 2017); e
- Estimação da Frequência Fundamental baseada na Transformada Chirp Z (BEUTER; OLESKOVICZ, 2017).

Artigo submetido e apresentado na International Conference on Alive Engineering Education (ICAEEdu) 2017:

- How to Raise and Keep Interest in Power Quality Lectures Methodology Adopted, Positive Aspects, Challenges, and Learning Opportunities (BEUTER et al., 2017).

Artigo apresentado na International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP) em 2018:

- Selection of the optimized window for the generalized s-transform using the AIW-PSO algorithm (BEUTER et al., 2018).

Co-participação como 2º autor em artigos submetidos e apresentados no *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Power and Energy Society (PES) Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)* – Latin America em 2019:

- Analysis of Harmonic and Interharmonic Components by Using an Improved Recursive Algorithm (FERREIRA et al., 2019); e
- Diagnosis of Oscillatory Transients Generated by Switching of Capacitor Banks using Matching Pursuit Algorithm (MPA) (HOFFMANN et al., 2019)

Publicação submetida e aprovada para a revista *Institution of Engineering and Technology (IET) Signal Processing* em 2020:

- S-transform: from main concepts to some power quality applications (BEUTER; OLESKOVICZ, 2020).

Referências

AGREZ, D. Weighted multi-point interpolated DFTF to improve amplitude estimation of multi-frequency signal. In: **Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference** [Cat. No. 00CH37066]. [S.l.]: IEEE, 2000.

_____. Weighted multipoint interpolated dft to improve amplitude estimation of multifrequency signal. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 51, n. 2, p. 287–292, Apr 2002. ISSN 0018-9456.

ALAM, S. et al. Research on particle swarm optimization based clustering: A systematic review of literature and techniques. **Swarm and Evolutionary Computation**, Elsevier BV, v. 17, n. Supplement C, p. 1 – 13, aug 2014. ISSN 2210-6502.

ASHRAFIAN, A.; MIRSALIM, M. A.; SURATGAR, A. A. Optimal selection of analyzing window of arbitrary shape for s-transform using pso algorithm. In: **2014 22nd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1792–1797. ISSN 2164-7054.

ASSOUS, S.; BOASHASH, B. Evaluation of the modified s-transform for time-frequency synchrony analysis and source localisation. **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**, Springer Nature, v. 2012, n. 1, feb 2012.

BEUTER, C.; OLESKOVICZ, M. S-transform: from main concepts to some power quality applications. **IET Signal Processing**, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 14, n. 3, p. 115–123, dec 2020.

BEUTER, C. H.; OLESKOVICZ, M. Estimaco da frequência fundamental baseada na transformada chirp z. In: **Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica - CBQEE2017**. [S.l.: s.n.], 2017.

BEUTER, C. H. et al. How to raise and keep interest in power quality lectures methodology adopted, positive aspects, challenges, and learning opportunities. In: **International Conference on Alive Engineering Education - ICAEEdu 2017**. [S.l.: s.n.], 2017.

_____. Selection of the optimized window for the generalized s-transform using the AIW-PSO algorithm. In: **2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. IEEE, 2018. p. 6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ichqp.2018.8378882>>.

BEUTER, C. H.; OLESKOVICZ, M.; TRONDOLI, L. H. Rastreamento de componentes harmônicos com uso de um combinador linear adaptativo: Aplicação e considerações. In: **Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica - CBQEE2017**. [S.l.: s.n.], 2017.

BIASOTTO, E. **Metodologia para o desenvolvimento de um novo padrão estrutural e elétrico de cruzeta para redes de 15 kV**. 2012. Tese (Doutorado) — USP, São Carlos, SP, 2012. Disponível em: <<https://teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18154/tde-31072012-115445>>.

BISWAL, M. K.; DASH, P. K.; BISWAL, B. A fast GST with frequency correction for estimation and tracking of harmonic and inter-harmonic frequencies in power signals. In: **2011 International Conference on Energy, Automation and Signal**. [S.l.]: IEEE, 2011.

BOLLEN, M. H.; GU, I. **Signal Processing of Power Quality Disturbances**. Wiley-IEEE Press, 2006. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN: 978-0-471-73168-9. ISBN 9780471931300. Disponível em: <<http://goo.gl/cQokZ5>>.

BOLLEN, M. H. J. et al. Trends, challenges and opportunities in power quality research. **European Transactions on Electrical Power**, John Wiley & Sons, Ltd., v. 20, n. 1, p. 3–18, 2010. ISSN 1546-3109. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/etep.370>>.

CANDAN, Ç. A method for fine resolution frequency estimation from three dft samples. **IEEE Signal Processing Letters**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 18, n. 6, p. 351–354, June 2011.

CAPASSO, A.; LAMEDICA, R.; PRUDENZI, A. Appendix a: Time-varying harmonic currents from large penetration electronic equipment. In: _____. **Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems**. John Wiley & Sons, Ltd, 2009. p. 331–355. ISBN 9780470746752. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/9780470746752.app1>>.

CARVALHO, F. M.; RIBEIRO, P. F.; BELCHIOR, F. N. Comparative analysis of instruments measuring time-varying harmonics. In: **2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 593–598.

CARVALHO, T. C. d. O. **Análise e Implementação de Métodos Aplicados aos Sinais Variantes no Tempo Presentes em Sistemas Elétricos de Potência**. 08 2013. Tese (Doutorado) — UFMG, 08 2013. Disponível em: <<http://www.bibliotecadigital.ufmg.br/dspace/handle/1843/BUOS-9DUH3R>>.

CARVALHO, T. C. O. et al. Observing time-varying unbalances and asymmetries at harmonic frequencies. In: **2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 752–756. ISSN 1540-6008.

_____. Visualizing power quantities under non-sinusoidal and time-varying conditions. In: **2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 757–761. ISSN 1540-6008.

_____. A verification experiment for comparing digital and analog measurements of time-varying harmonics. In: **2014 IEEE PES General Meeting | Conference Exposition**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. ISSN 1932-5517.

CETINKAYA, S. **DFT-Based High Resolution Frequency Estimation Using Three Samples**. maio 2013. Dissertação (Master Thesis) — Eastern Mediterranean University, maio 2013. Disponível em: <<https://pdfs.semanticscholar.org/40b0/254e3ba5dc86c8f5a18f3f807718cbe91fb8.pdf>>.

CHANG, G. W.; CHEN, C. I. Measurement techniques for stationary and time-varying harmonics. In: **IEEE PES General Meeting**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5. ISSN 1932-5517.

CHANG, G. W.; CHEN, C. Y.; WU, M. C. A modified algorithm for harmonics and interharmonics measurement. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–5. ISSN 1932-5517.

CIVICIOGLU, P. Transforming geocentric cartesian coordinates to geodetic coordinates by using differential search algorithm. **Computers & Geosciences**, Elsevier BV, v. 46, p. 229–247, sep 2012.

COLLIN, A. et al. Simulating the time-varying harmonics of the residential load sector. In: _____. **Proceedings of International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHQP**. [S.l.]: IEEE PES, 2014. p. 768–772. ISBN 9781467364874.

COLLIN, A. J. **Advanced load modelling for power system studies**. 2013. Tese (Doutorado) — Inst. For Energy Syst, Univ. Edinburgh, 2013. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/1842/8890>>.

D'APUZZO, M.; D'ARCO, M. Frequency and amplitude tracking of time-varying harmonics and interharmonics in power systems. In: **2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1614–1619. ISSN 1091-5281.

DASH, K. B. **Stockwell Transform (S-Transform)**. 2015. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/45848-stockwell-transform-s-transform>>.

DASH, P. K. et al. An adaptive linear combiner for on-line tracking of power system harmonics. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 11, n. 4, p. 1730–1735, Nov 1996. ISSN 0885-8950.

DJUROVIĆ, I.; SEJDIĆ, E.; JIANG, J. Frequency-based window width optimization for -transform. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, Elsevier BV, v. 62, n. 4, p. 245–250, abr. 2008.

DUGAN, R.; KERSTING, W. Induction machine test case for the 34-bus test feeder-description. In: IEEE. **2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting**. [S.l.], 2006. p. 4–pp.

DUGAN, R. et al. **Electrical Power Systems Quality**. 3. ed. McGraw-Hill Education, 2012. ISBN 9780071761567. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=h1iBVtbSeI0C>>.

DUGAN, R. C. et al. Terms and definitions. In: _____. **Electrical Power Systems Quality, Third Edition**. McGraw Hill Professional, Access Engineering, 2012. cap. Terms and Definitions, p. –. Disponível em: <<https://accessengineeringlibrary.com:443/browse/electrical-power-systems-quality-third-edition/c9780071761550ch02>>.

DUQUE, C. et al. Novel method for tracking time-varying power harmonic distortions without frequency spillover. In: **Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 1932-5517.

FABRI, D. F. **Uma proposta de implementação de um analisador de harmônicos variantes no tempo**. 2011. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2011. Disponível em: <<https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/3041>>.

FERREIRA, D. D. et al. A direct approach for disturbance detection based on principal curves. In: **2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 747–751. ISSN 1540-6008.

FERREIRA, L. R. A. et al. Analysis of harmonic and interharmonic components by using an improved recursive algorithm. In: **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)**. [S.l.]: IEEE, 2019.

FRANKLIN, G.; POWELL, J.; EMAMI-NAEINI, A. **Sistemas de Controle para Engenharia - 6ed**. Bookman Editora, 2013. ISBN 9788582600689. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=WB84AgAAQBAJ>>.

GOLFIERI, C. I. et al. Detecção de ilhamento em um sistema com geração distribuída utilizando enxame de partículas. **CBQEE**, 2017.

_____. A estimação de fasores em sistemas elétricos de potência por meio de enxame de partículas com adaptação do peso de inércia individual. **CBQEE**, 2017.

HALPIN, M. Overview of revisions to IEEE standard 519-1992. In: **Quality and Security of Electric Power Delivery Systems, 2003. CIGRE/PES 2003. CIGRE/IEEE PES International Symposium**. [S.l.: s.n.], 2003. p. 65–68.

HEWITT, E.; HEWITT, R. E. The gibbs-wilbraham phenomenon: An episode in fourier analysis. **Archive for History of Exact Sciences**, Springer Science and Business Media LLC, v. 21, n. 2, p. 129–160, 1979.

HOFFMANN, A. B. G. et al. Diagnosis of oscillatory transients generated by switching of capacitor banks using MPA. In: **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)**. [S.l.]: IEEE, 2019.

HUDA, N. H. T.; ABDULLAH, A. R.; JOPRI, M. H. Power quality signals detection using s-transform. In: **Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2013 IEEE 7th International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 552–557.

HØIDALEN, H. K. **ATPDraw version 8.5.0.197613 (R2015a)**. NTNU – Norway: [s.n.], 2015. Disponível em: <<https://www.atpdraw.net>>.

IEC. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems**. [S.l.], 1990. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/18708>>.

_____. **Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2: Environment – Section 1: Description of the environment – Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems.** [S.l.], 1990. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/412761000-2-2.pdf>>.

_____. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems.** [S.l.], 2002. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/4133>>.

IEC. **Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: 2002 Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.** [S.l.], 2002. RLV. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/4228>>.

_____. **Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-30: Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods.** [S.l.], 2015. RLV. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/22270>>.

IEEE. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.** [S.l.], 1993. 1-112 p. Revisão da versão anterior 1981.

IEEE. **IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions.** [S.l.], 2010. 1-50 p. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2010.5439063>>.

IEEE. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems - Redline.** [S.l.], 2014. 1-213 p.

_____. **Power Quality Data of the IEEE P1159.3 Task Force.** 2020. This reference was last accessed is 26/02/2020. Disponível em: <<http://grouper.ieee.org/groups/1159/3/docs.html>>.

IURINIC, L. U. et al. Distribution systems high-impedance fault location: A parameter estimation approach. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 31, n. 4, p. 1806–1814, aug 2016.

JACOBSEN, E.; KOOTSOOKOS, P. Fast, accurate frequency estimators [dsp tips tricks]. **IEEE Signal Processing Magazine**, v. 24, n. 3, p. 123–125, May 2007.

JAIN, S. K. Algorithm for dealing with time-varying signal within sliding-window for harmonics estimation. **IET Science, Measurement Technology**, v. 9, n. 8, p. 1023–1031, 2015. ISSN 1751-8822.

JAIN, S. K.; SINGH, S. Harmonics estimation in emerging power system: Key issues and challenges. **Electric Power Systems Research**, v. 81, n. 9, p. 1754 – 1766, 2011. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779611001088>>.

JAIN, S. K.; SINGH, S. N. Fast harmonic estimation of stationary and time-varying signals using ea-awnn. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 62, n. 2, p. 335–343, Feb 2013. ISSN 0018-9456.

JEERINGS, D.; LINDERS, J. Ground resistance-revisited. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 4, n. 2, p. 949–956, apr 1989.

KABALCI, Y.; KOCKANAT, S.; KABALCI, E. A differential search algorithm application for solving harmonic estimation problems. In: **2017 9th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)**. [S.l.]: IEEE, 2017.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; MOJIRI, M.; BAKHSHAI, A. R. A technique for extracting time-varying harmonics based on an adaptive notch filter. In: **Control Applications, 2005. CCA 2005. Proceedings of 2005 IEEE Conference on**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 624–628. ISSN 1085-1992.

KENNEDY, J.; EBERHART, R. Particle swarm optimization. In: **Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks**. [S.l.]: IEEE, 1995.

LATHI, B. P. **Sinais e sistemas lineares**. Porto Alegre: Bookman, 2007. ISBN 9788560031139.

LAZENBY, W. H.; ZIVANOVIC, R. Some observations on time varying harmonics and inter harmonics. In: **Africon, 1999 IEEE**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 849–852 vol.2.

LEWIS, S. et al. Dynamic tracking of power system harmonics with a new kalman-wavelet technique. In: **2015 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

LIU, J. et al. Fundamental and harmonic synchrophasors estimation using modified taylor-kalman filter. In: **Applied Measurements for Power Systems (AMPS), 2012 IEEE International Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.

MA, H. **Power System Harmonic State Estimation**. 1994. Dissertação (Mestrado) — Clemson University, Clemson SC, 1994.

MA, H.; GIRGIS, A. A. Identification and tracking of harmonic sources in a power system using a kalman filter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 11, n. 3, p. 1659–1665, Jul 1996. ISSN 0885-8977.

MACEDO, J. R. et al. Proposition of an interharmonic-based methodology for high-impedance fault detection in distribution systems. **IET Generation, Transmission & Distribution**, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 9, n. 16, p. 2593–2601, dec 2015.

MACLEOD, M. D. Fast nearly ml estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 46, n. 1, p. 141–148, Jan 1998.

MALDONADO, J. R. Total harmonic distortion estimation, minimization inter harmonic amplitude and expanding bands rejection in tkf filters. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 2, p. 652–656, Feb 2016. ISSN 1548-0992.

MALEKIAN, K.; GÜRLER, A.; SCHUFFT, W. Analysis and modeling of time-varying harmonics in frequency domain. In: **2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 43–48. ISSN 2166-9538.

MANSINHA, L. et al. Local s-spectrum analysis of 1-d and 2-d data. **Physics of the Earth and Planetary Interiors**, v. 103, n. 3, p. 329 – 336, 1997. ISSN 0031-9201. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0031920197000472>>.

MARQUES, C. A. G. et al. Power quality issues. In: _____. **Power Quality Issues**. InTech, 2013. cap. Parameters Estimation of Time-Varying Harmonics. ISBN 9789535110682. Disponível em: <<http://www.intechopen.com/books/power-quality-issues/parameters-estimation-of-time-varying-harmonics>>.

MATWORKS. **fmincon: Find minimum of constrained nonlinear multivariable function**. 2019. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/optim/ug/fmincon.html>>.

MATLAB. **version 8.5.0.197613 (R2015a)**. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2015.

_____. **version 9.6.0.1072779 (R2019a) 9.6.0.1072779**. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2019.

MENEZES, A. V. **A proteção de retaguarda para linhas de transmissão aplicando medição fasorial sincronizada**. 2012. Tese (Doutorado) — EESC, 2012.

MOUKADEM, A.; ABDESLAM, D. O.; DIETERLEN, A. Time-frequency analysis: the s-transform. In: **Time-Frequency Domain for Segmentation and Classification of Non-Stationary Signals**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2014. p. 21–59.

MOUKADEM, A. et al. A new optimized stockwell transform applied on synthetic and real non-stationary signals. **Digital Signal Processing**, Elsevier BV, v. 46, p. 226–238, nov 2015.

NANDA, S. et al. A fast hybrid adaptive filter for parameter estimation of non stationary sinusoid under noise. In: **2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 125–129.

NASCIMENTO, C. F. do. **Determinação do conteúdo harmônico de corrente baseada em redes neurais artificiais para cargas não-lineares monofásicas**. 2007. Tese (Doutorado) — USP, São Carlos, SP, 2007. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18133/tde-27082007-170845>>.

NAYAK, P.; SAHU, B. N. A robust extended kalman filter for the estimation of time varying power system harmonics in noise. In: **2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 635–640.

NBR-IEC. **Compatibilidade eletromagnética Parte 4-30: Técnicas de medição e ensaio Métodos de medição de qualidade da energia**. [S.l.], 2005. Derivada da Norma equivalente IEC 60050-161:1990. Disponível em: <<http://www.abntcatalogo.com.br/norma.aspx?ID=1568>>.

OLIVEIRA, A. D. d. **Métodos de estimação fasorial na presença de Decaimento CC exponencial e inter-harmônicos**. 2015. Tese (Doutorado) — UFJF, 2015. Disponível em: <<https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/244>>.

ORTMEYER, T. H. Transients and harmonics. In: _____. **Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems**. Wiley-Blackwell, 2009. cap. 3, p. 25–27. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/9780470746752.ch3>>.

OWEN, E. L. A history of harmonics in power systems. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 4, n. 1, p. 6–12, Jan 1998. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=644881>>.

PATERNINA, M. R. A. et al. Phasor estimation under transient conditions. In: **PowerTech, 2015 IEEE Eindhoven**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

PETROVIC, P. B.; DAMLJANOVIC, N. New algorithm for dynamic phasor measurements based on taylor-fourier representation. In: **IEEE EUROCON 2019 -18th International Conference on Smart Technologies**. [S.l.]: IEEE, 2019.

PHAN, A. T.; HERMANN, G.; WIRA, P. A new state-space for unbalanced three-phase systems: Application to fundamental frequency tracking with kalman filtering. In: **2016 18th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

PINNEGAR, C.; MANSINHA, L. Time-local fourier analysis with a scalable, phase-modulated analyzing function: the s-transform with a complex window. **Signal Processing**, Elsevier BV, Amsterdam, The Netherlands, The Netherlands, v. 84, n. 7, p. 1167–1176, jul 2004. ISSN 0165-1684. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.sigpro.2004.03.015>>.

PINNEGAR, C. R.; MANSINHA, L. The bi-Gaussian s-transform. **SIAM Journal on Scientific Computing**, Society for Industrial & Applied Mathematics (SIAM), v. 24, n. 5, p. 1678–1692, jan 2003. Disponível em: <<https://doi.org/10.1137%2Fs1064827500369803>>.

PSCAD, M. H.; PSCAD-MANITOBA, H. **Research Centre**. [S.l.]: Winnipeg, 2005.

Quinn, B. G. Estimating frequency by interpolation using fourier coefficients. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 42, n. 5, p. 1264–1268, May 1994.

QUINN, B. G. Estimation of frequency, amplitude, and phase from the dft of a time series. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 45, n. 3, p. 814–817, March 1997.

RANDALL, R. **Frequency Analysis**. [S.l.]: Brüel & Kjaer, 1987. ISBN 9788787355070.

RIBEIRO, P. **Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems**. Wiley, 2009. 396 p. (Wiley - IEEE). ISBN 9780470746745, 9780470714027. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=rRh0vgxR0xAC>>.

RIBEIRO, P. F. A novel way for dealing with time-varying harmonic distortions: the concept of evolutionary spectra. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1153 Vol. 2.

RIBEIRO, P. F.; DUQUE, C. A.; CERQUEIRA, A. S. **Power Systems Signal Processing for Smart Grids**. Wiley, 2013. EISBN: 9781118639269 ISBN: 9781119991502. ISBN 9781118639238. Disponível em: <<http://onlinelibrary.wiley.com/book/10.1002/9781118639283>>.

RODRIGUES, R. P.; SILVEIRA, P. M.; RIBEIRO, P. F. A survey of techniques applied to non-stationary waveforms in electrical power systems. In: **Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–8. ISSN 1540-6008.

ROMERO-QUETE, A. A. et al. Time-varying harmonic analysis of electric power systems with wind farms, by employing the possibility theory. **DYNA**, scieloco, v. 82, p. 185 – 194, 08 2015. ISSN 0012-7353.

SAHU, S. S.; PANDA, G.; GEORGE, N. V. An Improved S-Transform for Time-Frequency Analysis. In: **2009 IEEE International Advance Computing Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 315–319.

SANTOS, W. C. d. **Uma Revisão de Modelos Clássicos de Faltas de Alta Impedância para Efeito de Melhoramento**. 2011. Dissertação (Dissertação Mestrado) — UFCG, 2011. Disponível em: <<http://dspace.sti.ufcg.edu.br:8080/xmlui/handle/riufcg/11061>>.

SANTOS, W. C. d. **Identificação de faltas de alta impedância em sistemas de distribuição**. 2016. Tese Doutorado — UFCG, 2016. Disponível em: <<http://dspace.sti.ufcg.edu.br:8080/jspui/handle/riufcg/602>>.

SCHNEIDER, K. P. et al. Analytic considerations and design basis for the IEEE distribution test feeders. **IEEE Transactions on Power Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 33, n. 3, p. 3181–3188, may 2018.

SEJDIĆ, E.; DJUROVIĆ, I.; JIANG, J. A window width optimized s-transform. **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**, Springer Nature, v. 2008, n. 1, p. 672941, 2008.

SENROY, N.; SURYANARAYANAN, S.; RIBEIRO, P. F. Enhanced empirical mode decomposition applied to waveform distortions. In: _____. **Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems**. Wiley-Blackwell, 2009. cap. 20, p. 233–251. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/9780470746752.ch20>>.

SPAVIERI, G. et al. An adaptive individual inertia weight based on best, worst and individual particle performances for the PSO algorithm. In: **Artificial Intelligence and Soft Computing**. [S.l.]: Springer International Publishing, 2018. p. 536–547.

STANKOVIĆ, L. A measure of some time–frequency distributions concentration. **Signal Processing**, Elsevier BV, v. 81, n. 3, p. 621–631, mar 2001.

STOCKWELL, R. G. **S-transform analysis of gravity wave activity from a small scale network of airglow imagers**. 1999. Tese (Doutorado) — The University of Western Ontario (Canada), 1999.

STOCKWELL, R. G.; MANSINHA, L.; LOWE, R. P. Localization of the complex spectrum: the s transform. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 44, n. 4, p. 998–1001, Apr 1996. ISSN 1053-587X.

SUNDAR, A. **Time frequency distribution of a signal using S-transform**. 2015. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/51808-time-frequency-distribution-of-a-signal-using-s-transform-stockwell-transform>>.

TAN, R. H.; RAMACHANDARAMURTHY, V. K. Numerical model framework of power quality events. **European Journal of Scientific Research**, European Journals Inc., v. 43, n. 1, p. 30–47, 2010.

TOMIC, J. J.; KUSLJEVIC, M. D.; VUJICIC, V. V. A new power system digital harmonic analyzer. **IEEE transactions on power delivery**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 772–780, 2007.

TRONDOLI, L. H. P. da C. **Detecção de Falhas de Alta Impedância Diretas em Sistemas Elétricos de Distribuição (Exame Qualificação)**. 2019. Tese (Exame de Qualificação (Doutorado)) — USP, São Carlos, SP, 2019.

WEHREND, H. **EMTP-ATP**. Kiel, Germany: [s.n.], 2016. Disponível em: <<http://www.eeug.org/>>.

WU, H.; DONG, X.; WANG, Q. A new principle for initial traveling wave active power differential busbar protection. **IEEE Access**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 7, p. 70495–70512, 2019.

XI, Y. et al. Harmonic estimation in power systems using an optimised adaptive kalman filter based on PSO-GA. **IET Generation, Transmission & Distribution**, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 13, n. 17, p. 3968–3979, sep 2019.

YAO, W. et al. Measurement of power system harmonic based on adaptive kaiser self-convolution window. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 10, n. 2, p. 390–398, 2016. ISSN 1751-8687.

Apêndices

Algoritmo da TS Corrigido

Referenciado na Seção 3.6.2, este apêndice apresenta um dos algoritmos da TS analisados com melhor desempenho em relação ao proposto originalmente por Robert Glenn Stockwell (STOCKWELL; MANSINHA; LOWE, 1996; STOCKWELL, 1999), cuja cópia da codificação esta disponível em Sundar (2015) com quase 350 linhas. O código apresentado a seguir é de Dash (2015) e possui pouco menos de 20 linhas, sendo montado em uma estrutura compacta e eficiente, sem o uso de laços de repetição (“looping”).

```

1 function ST=stran(h)
2     [~,N]=size(h);
3     nhaf=fix(N/2);
4     odvn=1;
5     if nhaf*2==N;
6         odvn=0;
7     end
8     f=[0:nhaf -nhaf+1-odvn:-1]/N;
9     Hft=fft(h);
10    invfk=[1./f(2:nhaf+1)]';
11    W=2*pi*repmat(f,nhaf,1).*repmat(invfk,1,N);
12    G=exp((-W.^2)/2);
13    HW=toeplitz(Hft(1:nhaf+1)',Hft);
14    HW=[HW(2:nhaf+1,:)];
15    ST=conj(iffth(HW.*G,[],2)); % correcao
16    st0=mean(h)*ones(1,N);
17    ST=[st0;ST];
18 end

```

Todo o processamento é feito através de matrizes, `repmat`, `toeplitz` e utilizada a função `TRF`, bem como da Transformada Rápida de Fourier Inversa (`TRFI`) para acelerar o processo.

Nos procedimentos comparativos observados, o algoritmo de Dash (2015) apresenta

um problema de retorno de fase, que pode ser corrigido conforme apontado na linha 15 com a inversão do sinal da parte imaginária do número complexo resultante.

Desta forma, o resultado apresentado é o mesmo que o proposto por [Stockwell \(1999\)](#).

Avaliação dos Algoritmos de Interpolação

Este código refere-se a Seção 5.2.2 sobre estimação com uso de interpolação.

Para uma exemplificação simples de como é o processamento dos algoritmos de interpolação, foi criado um sinal com uma das frequências assíncronas. O código foi implementado em *MatLab*, como segue.

```

1 fs = 60*128;
2 f_d = 60;
3 n_ciclo = 12;
4 t = 0:1/fs:n_ciclo/60-1/fs;
5
6 v_fre = [f_d 93];
7 v_amp = [1 .3];
8 v pha = [0 0 ];
9
10 h = zeros(1,length(t));
11 for ii=1:length(v_fre)
12 h = h + v_amp(ii)*cos(2*pi*v_fre(ii).*t+v pha(ii));
13 end

```

O sinal em análise no domínio do tempo pode ser observado na Figura 61a. Já o seu espectro em escala de frequência e em amostras podem ser observados nas Figuras 61b e 61c, respectivamente. A frequência com espalhamento espectral é a de 93 Hz que precisa ser ajustada, tendo em vista que a resolução para 12 ciclos é de 5 Hz. A medida do pico é de 95 ± 5 Hz.

Aplicando os quatro algoritmos propostos no Quadro 1 na Seção 3.7, os resultados são como apresentados abaixo:

```

f_corr = 93.2987    85.6543    94.8211    94.4065
f_amp_corr = 0.2895

```

Figura 61 – O sinal (a) em análise no domínio do tempo, (b) o seu espectro em escala de frequência, e (c) em amostras com destaque para a amostra 20 ajustada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados para **f_corr** referem-se a aplicação dos algoritmos de Quinn, MacLeod, Jacobsen e Candan, respectivamente, sendo **f_corr** a frequência corrigida e **f_amp_corr** a amplitude corrigida para a frequência alvo na amostra 20.

Código de Avaliação da TSS

Exemplo do sinal sintético aplicado na Seção 5.2.3 com um número maior de parâmetros. A composição do sinal contempla 50% de amostras de pré-falta e 50% de pós falta. Adicionalmente, ocorreu a inserção de duas frequências correspondentes as harmônicas de ordem 20 e 35 em relação a fundamental de 60 Hz. Os tempos da inserção das harmônicas e suas respectivas amplitudes são descritas em código. Adicionalmente, o sinal apresenta uma queda exponencial das harmônicas ao longo do tempo.

```
ffund = 60;
amp = [1 .3 .2]; %amplitudes das harmonicas
freq = [ffund 20*ffund 35*ffund]; %harmonicas
ciclos = 1; %sinal completo
AmoC = 512; %amostras por ciclo
janH = [1:512]; %Janela trecho de saida de interesse
temp = [1 256 300]; %inicio dos tempo de cada frequencia
ln = ciclos*AmoC; % numeros de amostras totais
Fs = ln*60; %minimo 2*max(freq)
t = ciclos*(0:ln-1)/Fs;
h = zeros(0,ln);
ka = [0 60 45]; %coeficientes de amortecimento
fcos = [1 1 1]; %fator cossenoidal
fdec = [0 0 0]; %fator decaimento
ht = zeros(1,ln);
h = zeros(1,ln);
phi = pi/3;
for jj=1:3
    tfaixa = temp(jj):ln;
    ht(tfaixa) = fcos(jj)*amp(jj)*sin(2*pi*freq(jj)*t(tfaixa)+ ...
        phi) + fdec(jj)*exp(-ka(jj).*t(tfaixa)).*(amp(jj)* ...
        cos(2*pi*t(tfaixa)*freq(jj) + phi)); %adiciona freq2
```

```
h(tfaixa) = h(tfaixa) + ht(tfaixa);  
end  
h = h(janH);
```

Avaliação do Efeito de Borda da TS

Este apêndice avalia o efeito de borda da TS a medida que ocorrem algumas variações nos parâmetros do sinal sintético. Os três parâmetros avaliados são: o número de ciclos do sinal; o número de amostras por ciclo; e, finalmente, o valor do ângulo de fase do sinal.

O sinal sintético utilizado é o mesmo do Apêndice C, alterando-se apenas os laços de repetição com variações do número de ciclos, amostras por ciclo e ângulo de fase, conforme explicitado em cada uma das seções que segue.

D.1 Variação do número de ciclos

O número de ciclos variou de 1 a 6, conforme a Figura 62, onde é apresentada a variação dos extremos para 1 e 6 ciclos, respectivamente, nas Figuras 62a e 62c.

Também é evidente na Figura 62b que esta possui uma borda maior que o resultado para um número maior de ciclos indicado na Figura 62d. Em parte, este efeito se deve ao janelamento menor na TS para 1 ciclo, o que torna a borda mais proeminente.

Para cada uma das figuras apresentadas, os códigos na parte superior, *nciclo*, *AmoC* e *phi*, indicam, respectivamente, o número de ciclos, o número de amostras por ciclo e o ângulo de fase de cada sinal. Estas indicações ajudarão no entendimento de cada variação realizada.

Figura 62 – Sinal sintético com (a) 1 e (c) 6 ciclos. A TS aplicada em (b) 1 e (d) em 6 ciclos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

D.2 Número de amostras por ciclo

O número de amostras por ciclo variou de 32 a 512. As Figuras 63a e 63b indicam que para valores muito baixos de amostras por ciclo (32) ocorre um efeito de borda naturalmente maior em relação as taxas amostrais maiores. Porém, a medida que o número de amostras por ciclo é maior, este efeito não é tão perceptível, como na comparação entre a taxa de 288 amostras/ciclo nas Figuras 63c e 63d, em relação a taxas de 512 amostras por ciclo exemplificado nas Figuras 63e e 63f. A taxa 288 amostras/ciclo não é usual, no entanto foi aqui utilizada pela função *linspace* do *Matlab* apenas para fins de avaliação nas simulações para fins de demonstração.

Figura 63 – Sinal (a) sintético com 32, (c) 288 e (e) com 512 amostras por ciclo. A (b) TS aplicada ao sinal com 32, (d) 288 e (f) com 512 amostras por ciclo.

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

(f)

Fonte: Elaborado pelo autor.

D.3 Ângulo de fase

O ângulo de fase variou de 0 a 2π . A medida que ϕ altera ao longo das 25 variações, o efeito de borda aumenta e diminui conforme evidenciado na Figura 64.

As Figuras 64a e 64b apresentam o resultado padrão para $\phi = 0$. Já a Figura 64c vem da variação da primeira linha das amostras da TS (bem a direita na Figura 64b), para $0 \leq \phi \leq 2\pi$. Esta variação é uma medida indireta do efeito de borda. Fica evidente que os menores valores de efeito de borda ocorrem para valores múltiplos inteiros de π , e os picos em múltiplos não inteiros de $\pi/2$.

Figura 64 – Sinal sintético (a) no tempo com $\phi = 0$, e (b) o resultado da aplicação da TS. Em (c) o resultado da linha 0 (zero), com a variação de $0 \leq \phi \leq 2\pi$.

Fonte: Elaborado pelo autor.

D.4 Síntese deste apêndice

No geral, em todos os casos em que o sinal parte de uma amplitude baixa e tem continuidade ao longo do tempo com um novo valor, mais elevado (exponencial com decaimento ao longo do tempo – aplicado neste exemplo), cerca de 10 a 20% das amostras iniciais refletem o efeito de borda, devido a aplicação do janelamento da TS. Este efeito é

maior na seguinte ordem: quando da variação da fase, do número de ciclos e, por ultimo, do número de amostras por ciclo.

Anexo

Relação entre a TS e a TFTC, e da TS com a TW

As formulações apresentadas na sequência tem por base o trabalho de [Stockwell, Mansinha e Lowe \(1996\)](#), e visam apresentar a relação matemática entre a Transformada de Stockwell (TS) e a Transformada de Fourier de Tempo Curto (TFTC), bem como da TS e da Transformada *Wavelet* Contínua (TWC), conforme discutidas na Seção 3.4.1.

A.1 Relação entre TS e TFTC

A TFTC de um sinal $h(t)$ é definido como:

$$TFTC_h(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)g(\tau - t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{A.1})$$

sendo τ e f a localização espectral no tempo e a frequência, respectivamente.

A TS pode ser derivada de (A.1) pela troca da função de janelamento $g(t)$ por uma função Gaussiana:

$$g(t) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2 f^2}{2}} \quad (\text{A.2})$$

Então a TS pode ser definida como:

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau-t)^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{A.3})$$

Sendo assim, a TS é um caso especial da TFTC com uma função de janelamento Gaussiano. Se a janela da TS é grande no domínio do tempo, a TS pode resultar em uma melhor resolução em frequência para baixas frequências. Enquanto que em um janela estreita, pode proporcionar uma melhor resolução em alta frequência.

A.2 Relação entre a TS e a TWC

A expressão tempo-contínuo da TWC é dada pela equação

$$TWC_h(\tau, d) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)\omega(t - \tau, d)dt \quad (\text{A.4})$$

Sendo t o tempo, $h(t)$ uma função do tempo, τ a localização espectral no tempo, d é a “largura” da *wavelet* $w(t, d)$ que controla a resolução, e $w(t, d)$ é a *wavelet* mãe fundamental escalável. Em (A.4) a restrição para a *wavelet* mãe $w(t, d)$ é que esta deve ter média zero.

Então a **TS** é definida como uma **TWC** com uma *wavelet* mãe específica multiplicada por um fator de fase:

$$S(\tau, f) = \underbrace{W(\tau, d)}_{\text{wavelet mãe}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi f\tau}}_{\text{fator de fase}} \quad (\text{A.5})$$

A *wavelet* mãe é definida como:

$$w(t, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi f t} \quad (\text{A.6})$$

Note que o fator d é o inverso da frequência f .

No entanto, a *wavelet* mãe em (A.6) não satisfaz a propriedade de média zero. Então (A.5) não é absolutamente uma **TWC**. Em outras palavras, a **TS** não é igual a **TWC**, e pode assim ser representada:

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau-t)^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi f t} dt \quad (\text{A.7})$$

Se a **TS** é uma representação de um espectro local, pode-se mostrar que a relação entre a **TS** e a Transformada de Fourier (**TF**) é dada por:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f) d\tau = H(f) \quad (\text{A.8})$$

Sendo $H(f)$ a **TF** de $h(t)$. Então $h(t)$ é:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f) d\tau \right\} e^{-j2\pi f t} df \quad (\text{A.9})$$

Esta dedução mostra que o conceito da **TS** é diferente da **TWC**.

A relação entre a **TS** e a **TF** pode ser escrita como:

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(\alpha + f) e^{-\frac{2\pi^2 \alpha^2}{f^2}} e^{-j2\pi \alpha t} d\alpha \quad (\text{A.10})$$

sendo $f \neq 0$

Por usar a vantagem da eficiência da **TRF** e o teorema da convolução, o análogo discreto de (A.10) pode ser usado para calcular a Transformada S Discreta (**TSD**). Se não transladada as funções de base cossenoidais, a **TS** pode localizar os componentes reais e imaginários do espectro de forma independente.