

TESE DE DOUTORADO Nº 164

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS APLICADOS AOS SINAIS
VARIANTES NO TEMPO PRESENTES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE
POTÊNCIA**

Túlio Charles de Oliveira Carvalho

DATA DA DEFESA: 30/08/2013

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS APLICADOS AOS
SINAIS VARIANTES NO TEMPO PRESENTES EM SISTEMAS
ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

Túlio Charles de Oliveira Carvalho

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Marcos Antônio Severo Mendes

Belo Horizonte - MG

Agosto de 2013

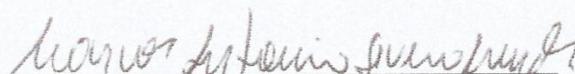
"Análise e Implementação de Métodos Aplicados aos Sinais Variantes no Tempo Presentes em Sistemas Elétricos de Potência"

Túlio Charles de Oliveira Carvalho

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 30 de agosto de 2013.

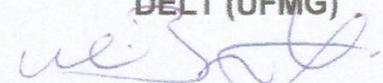
Por:



Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
DELT (UFMG) - Orientador



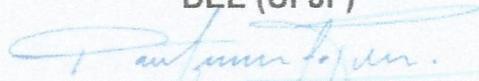
Prof. Dr. Lenín Martins Ferreira Morais
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Wallace do Couto Boaventura
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Carlos Augusto Duque
DEE (UFJF)



Prof. Dr. Paulo Fernando Ribeiro
Eindhoven University of Technology

Agradecimentos

A Deus, pois sem Ele nada disso seria possível.

A minha esposa Giselle e filho Pedro por terem estado ao meu lado durante todos os momentos e pela paciência e compreensão quando não estive presente para poder me dedicar ao trabalho. Sem vocês não teria concluído esta tese.

Aos meus pais Romeu e Maria do Carmo por terem me ensinado, educado e me direcionado para este caminho.

Aos meus familiares pelo apoio durante esta jornada.

Ao professor Marcos Severo pela amizade, orientação, dedicação e ensinamentos necessários para realização deste trabalho.

Ao professor Paulo Ribeiro por ter me recebido e me orientado na TU/e, por compartilhar suas experiências, pela confiança depositada no meu trabalho e sobretudo pela amizade.

Aos professores Carlos Duque e Paulo Marcio pelas inúmeras contribuições no desenvolvimento de artigos e trabalhos.

Ao professor Wil Kling da TU/e por ter me recebido na universidade e disponibilizado toda a infraestrutura para desenvolvimento do meu trabalho

Aos amigos da UFMG e CEFET-MG pelo apoio, conversas e incentivos durante este período.

Aos amigos da TU/e e do dia a dia da Holanda pelo período de convivência.

A Capes, Cnpq, Fapemig, Erasmus Mundus e CEFET-MG por financiar parte deste projeto.

Resumo

Tradicionalmente a análise de harmônicos em sistemas elétricos de potência é realizada no domínio da frequência e considerando sinais em regime permanente. Além disso, a grande maioria dos índices de qualidade energia foi desenvolvida considerando os sinais de tensão e corrente periódicos e em função da transformada de Fourier. Porém, sinais elétricos de potência estão se tornando cada vez mais complexos e esta condição de estacionariedade não é fácil de ser atendida. Isto se deve a diversos fatores como o amplo uso de dispositivos eletrônicos e cargas não lineares que introduzem harmônicos, sub-harmônicos e inter-harmônicos e a penetração da geração distribuída que podem gerar problemas na qualidade de energia como variações de tensão, flickers e distorções na forma de onda. Métodos como a transformada de Fourier não são eficientes na análise de sinais variantes no tempo pois não respondem corretamente à dinâmica do sinal perdendo a informação no tempo e apresentando espalhamento espectral. Neste contexto, novas técnicas de processamento de sinais devem ser consideradas para uma análise mais adequada dos sinais elétricos. Estas técnicas devem possuir características como fornecer informações no domínio do tempo e da frequência e possuir uma resposta rápida e em tempo real. Dentre as técnicas abordadas neste trabalho destacam-se a Transformada Janelada de Fourier Recursivo, Transformada Wavelet por Pacotes e Banco de filtros. São abordadas metodologias baseadas nestas técnicas de decomposição tempo-frequência para cálculos de índices considerando sinais não senoidais, desequilibrados e variantes no tempo. Neste trabalho é apresentada a análise de desempenho, aperfeiçoamento e aplicações dos métodos de decomposição de sinais em harmônicos variantes no tempo utilizando sinais simulados, medidos em laboratório e em ambientes industriais. Estes métodos permitem pesquisadores e engenheiros analisarem melhor os fenômenos transitórios através da observação do comportamento dos harmônicos no tempo.

Abstract

Traditionally, the harmonic analysis in power systems is performed in frequency domain and considering the signals in steady state. Moreover, the majority of power quality indices has been developed considering the periodicity of the voltage and current waveforms and as function of the Fourier Transform. However, power signals are becoming increasingly complex and the stationarity conditions are difficult to be achieved. This is due to the widespread use of electronic devices and nonlinear loads that produce harmonics, inter-harmonics and sub-harmonics and the penetration of distributed generation that can bring power quality issues such as voltage fluctuations, flickers and waveforms distortions. Methods such as Fourier Transform are not efficient in analyzing time-varying signals because they do not have dynamic response, lose the time information and suffer of frequency spillover. In this context, new signal processing techniques must be considered for a more accurate analysis of power signals. These techniques must provide information in time and frequency domain and in real time. The methods discussed in this work are the Slide Window Recursive Fourier Transform, Wavelet Packet Transform and Filter Bank. Methods to calculate parameters considering non-sinusoidal, unbalanced and time-varying signals are presented. It is shown the performance, improvement and applications of the time-varying decomposition methods using simulated, laboratory and industrial signals. These methods allow researchers and engineers to look into the transient phenomena through the observation of the behavior of time-varying harmonics for better understanding the time-varying nature of harmonics.

Índice

1. INTRODUÇÃO	16
1.1 Motivação.....	19
1.2 Objetivo	22
1.3 Estrutura do trabalho.....	24
2. DEFINIÇÕES DOS FENÔMENOS DE QUALIDADE DE ENERGIA EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA.....	25
2.1 Sistema elétrico de potência	25
2.2 Distúrbios.....	28
2.2.1 Transitórios.....	29
2.2.2 Eventos de Curta Duração.....	31
2.2.3 Eventos de Longa Duração	32
2.2.4 Distorção da forma de onda	33
2.3 Conclusão	34
3. PROCESSAMENTO DE SINAIS APLICADOS A DISTÚRBIOS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA.....	36
3.1 Transformada de Fourier Janelada	37
3.1.1 Transformada de Fourier de Tempo-Curto (STFT – Short Time Fourier Transform).....	38
3.2 Transformada Wavelet.....	40
3.2.1 Wavelet mãe	40
3.2.2 Transformada Wavelet Contínua	44
3.2.3 Transformada Wavelet Discreta.....	45
3.2.4 Transformada Wavelet por Pacotes.....	47
3.2.5 Condições para Reconstrução perfeita	51
3.3 Wavelets ou STFTs.....	52
3.4 Conclusão	53
4. DECOMPOSIÇÃO DE SINAIS VARIANTES NO TEMPO	54
4.1 DFT recursivo com janela deslizante (SWRDFT).....	56
4.2 Transformada Wavelet por Pacotes usando Modulação em Banda Lateral Única (WPT+SSB).....	58
4.3 Banco de Filtros usando Modulação em Banda Lateral Única (FB+SSB).....	62
4.4 Efeito da ordem dos filtros de decomposição	64
4.5 Análise dos resultados.....	68

4.6	Métodos Modificados baseado em WPT e Banco de Filtros	87
4.6.1	Transformada Wavelet por Pacotes para Decomposição de Harmônicos (WPTH – Wavelet Packet Transform for Harmonic Decomposition).....	87
4.6.2	Banco de filtros para decomposição harmônica (FBHD – Filter Bank for Harmonic Decomposition).....	91
4.6.3	Banco de Filtros Modificado com SSB (MFB+SSB – Modified Filter Bank with Single Side Band).....	92
4.6.4	Análise dos resultados	96
4.7	Validação experimental	111
4.7.1	Análise da resposta à frequência dos filtros.....	112
4.7.2	Harmônicos de um Conversor PWM.....	113
4.7.3	Harmônicos do conversor de seis pulsos	118
4.8	Conclusão	121
5.	ÍNDICES VARIANTES NO TEMPO	124
5.1	Cálculo das componentes simétricas	126
5.2	Cálculo de desequilíbrio	127
5.2.1	Simulação	128
5.2.2	Análise de transitórios	133
5.3	Cálculo de potência	143
5.3.1	Sistemas monofásicos.....	144
5.3.2	Sistemas Trifásicos.....	145
5.3.3	Análise usando sinais reais.....	148
5.4	Conclusão	158
6.	CONCLUSÃO	160
6.1	Trabalhos Futuros	162

Lista de Figuras

FIG. 1.1. ESQUEMA/ GERAL PARA PROCESSAMENTO DE SINAIS EM SISTEMAS DE ENERGIA	18
FIG. 1.2. DIAGRAMA DE BLOCOS DAS CONTRIBUIÇÕES OBTIDAS NESTE TRABALHO	23
FIG. 2.1. FLUXO DE POTÊNCIA EM UM SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA TRADICIONAL	26
FIG. 2.2. VISÃO GERAL DO SISTEMA DE POTÊNCIA MODERNO	26
FIG. 2.3. CONSUMIDORES DE UMA (A) REDE DE TRANSMISSÃO E DE UMA (B) REDE DE DISTRIBUIÇÃO	27
FIG. 3.1. TRANSFORMADA DE FOURIER JANELADA	38
FIG. 3.2. FAMÍLIA DAUBECHIES	42
FIG. 3.3. FAMÍLIA COIFLETS	42
FIG. 3.4. FAMÍLIA SYMLETS	43
FIG. 3.5. ESTRUTURA DE TRÊS NÍVEIS PARA O (A) BANCO DE DECOMPOSIÇÃO E (B) BANCO DE SÍNTESE	46
FIG. 3.6. DECOMPOSIÇÃO USANDO TRANSFORMADA WAVELET POR PACOTES	48
FIG. 3.7. TRANSFORMADA WAVELET POR PACOTES PARA SISTEMAS DE 50 HZ E FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM DE 1600 Hz	49
FIG. 3.8. TRANSFORMADA WAVELET POR PACOTES USANDO UMA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM DE 3200 HZ	50
FIG. 3.9. BANCO DE SÍNTESE DA TRANSFORMADA WAVELET POR PACOTES PARA 3 NÍVEIS	50
FIG. 4.1. ESTRUTURA DO DFT COM JANELA DESLIZANTE	57
FIG. 4.2. ARQUITETURA DO DFT RECURSIVO COM JANELA DESLIZANTE.	58
FIG. 4.3. DECOMPOSIÇÃO UTILIZANDO A TRANSFORMADA WAVELET POR PACOTES	59
FIG. 4.4. EFEITO DA MODULAÇÃO SSB NA DECOMPOSIÇÃO UTILIZANDO A TRANSFORMADA WAVELET POR PACOTES.....	60
FIG. 4.5. ESTRUTURA COMPLETA PARA DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE DE HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO.....	62
FIG. 4.6. COMPARAÇÃO DA RESPOSTA À FREQUÊNCIA ENTRE FILTRO FIR E WAVELETS	63
FIG. 4.7. VISÃO GERAL DO SISTEMA DE DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE USANDO FB+SSB	64
FIG. 4.8. (A) SINAL COM 1 PU PARA A (B) FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL E 0.5 PU NO (C) 7º HARMÔNICO.....	65
FIG. 4.9. VALOR RMS CALCULADO UTILIZANDO WAVELETS DE ORDEM 1 A 45 PARA (A) FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL E (B) 7º HARMÔNICO	66
FIG. 4.10. RELAÇÃO DA ORDEM DO FILTRO COM MSE (A) E MAE (B) PARA O 1ª HARMÔNICO	66
FIG. 4.11. RELAÇÃO DA ORDEM DO FILTRO COM MSE (A) E MAE (B) PARA O 7º HARMÔNICO	66

FIG. 4.12. VALOR RMS CALCULADO UTILIZANDO BANCO DE FILTROS DE ORDEM 3 A 99	67
FIG. 4.13. RELAÇÃO DA ORDEM DO FILTRO FIR COM MSE (A) E MAE (B) PARA A FUNDAMENTAL	67
FIG. 4.14. RELAÇÃO DA ORDEM DO FILTRO FIR COM MSE (A) E MAE (B) PARA O 7º HARMÔNICO	68
FIG. 4.15. FORMA DE ONDA DA CORRENTE EM REATORES USADOS EM LÂMPADAS LEMNIS.....	69
FIG. 4.16. VALOR RMS DA CORRENTE NAS LÂMPADAS LEMNIS CALCULADAS USANDO OS TRÊS MÉTODOS.	70
FIG. 4.17. CORRENTE SIMULADA DE INRUSH DURANTE A ENERGIZAÇÃO DO TRANSFORMADOR.....	71
FIG. 4.18. ANÁLISE TEMPO-FREQUÊNCIA UTILIZANDO OS TRÊS MÉTODOS (1º AO 7º HARMÔNICO)	72
FIG. 4.19. ANÁLISE TEMPO-FREQUÊNCIA UTILIZANDO OS TRÊS MÉTODOS (8º AO 15º HARMÔNICO)	73
FIG. 4.20. RECONSTRUÇÃO DA FORMA DE ONDA USANDO OS TRÊS MÉTODOS.....	74
FIG. 4.21. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA IDEAL.....	75
FIG. 4.22. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO WPT+SSB.....	75
FIG. 4.23. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FB+SSB	76
FIG. 4.24. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SWRDFT	76
FIG. 4.25. DETALHE DA ANÁLISE USANDO FB+SSB (A) PARA FILTROS H1 E H2 E (B) PARA OS FILTROS H7 E H8.....	77
FIG. 4.26. COMPARATIVO ENTRE WPT+SSB E FB+SSB PARA OS FILTROS H7 E H8	78
FIG. 4.27. SIMULAÇÃO DE UM SINAL DE TENSÃO COM 0,5 PU PARA O SÉTIMO HARMÔNICO E 0,1 PARA O OITAVO HARMÔNICO.	79
FIG. 4.28. ANÁLISE DE HARMÔNICOS COM FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL IGUAL A 49 Hz	80
FIG. 4.29. DECOMPOSIÇÃO DO SINAL COM PRESENÇA DE INTER-HARMÔNICOS	81
FIG. 4.30. RECONSTRUÇÃO DO SINAL	81
FIG. 4.31. CORRENTE DE PARTIDA DE UM MOTOR DE 2.2 kW.....	82
FIG. 4.32. RECONSTRUÇÃO DA FORMA DE ONDA USANDO OS TRÊS MÉTODOS.....	83
FIG. 4.33. ANÁLISE DE TEMPO FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE PARTIDA DE UM MOTOR TRIFÁSICO DE 2.2 kW (1º AO 7º HARMÔNICO).	84
FIG. 4.34. ANÁLISE DE TEMPO FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE PARTIDA DE UM MOTOR TRIFÁSICO DE 2.2 kW (8º AO 15º HARMÔNICO).	85
FIG. 4.35. ARQUITETURA DE DECOMPOSIÇÃO USANDO O MÉTODO WPTHD	88
FIG. 4.36. DETALHE DO MÉTODO 2 PARA DECOMPOSIÇÃO DO SINAL E SÍNTESE DOS HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO	89
FIG. 4.37. DIAGRAMA DE BLOCOS PARA DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE USANDO WPTHD.....	90

FIG. 4.38. DIAGRAMA DE BLOCOS PARA DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE USANDO FBHD	91
FIG. 4.39. RESPOSTA À FREQUÊNCIA DO SÉTIMO E NONO HARMÔNICO USANDO OS MÉTODOS WPTHD E FBHD.	92
FIG. 4.40. DIAGRAMA DE BLOCOS PARA DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE USANDO MFB+SSB.....	93
FIG. 4.41. ARQUITETURA PARA DECOMPOSIÇÃO USANDO MFB+SSB.....	94
FIG. 4.42. ARQUITETURA PARA DECOMPOSIÇÃO USANDO MFB+SSB.....	94
FIG. 4.43. RESPOSTA À FREQUÊNCIA PARA 7° E 8° HARMÔNICOS USANDO MÉTODOS FB+SSB E MFB+SSB	96
FIG. 4.44. SINAL SIMULADO CONTENDO HARMÔNICOS DE 3°,7°,8° E 9° ORDEM.....	97
FIG. 4.45. DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE DOS HARMÔNICOS USANDO FB+SSB.....	98
FIG. 4.46. DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE DOS HARMÔNICOS USANDO WPTHD	98
FIG. 4.47. DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE DOS HARMÔNICOS USANDO FBHD	99
FIG. 4.48. DECOMPOSIÇÃO E SÍNTESE DOS HARMÔNICOS USANDO MFB+SSB.....	99
FIG. 4.49. CORRENTE ELÉTRICA EM REATORES DE LÂMPADAS ECONÔMICAS	100
FIG. 4.50: ESPECTROGRAMA DA CORRENTE EM REATORES DE LÂMPADAS ECONÔMICAS	100
FIG. 4.51. DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DE UM SINAL REAL USANDO FB+SSB	102
FIG. 4.52. DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DE UM SINAL REAL USANDO WPTHD	102
FIG. 4.53: DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DE UM SINAL REAL USANDO FBHD.....	103
FIG. 4.54. DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DE UM SINAL REAL USANDO MFB+SSB	103
FIG. 4.55. SINAL VARIANTE NO TEMPO SIMULADO DE ACORDO COM A EQUAÇÃO 4.14	104
FIG. 4.56. 7°, 8° E 9° HARMÔNICO DO SINAL VARIANTE NO TEMPO SIMULADO DE ACORDO COM A EQUAÇÃO 4.14	104
FIG. 4.57. SÍNTESE DE HARMÔNICOS VARIANTE NO TEMPO USANDO FB+SSB.....	105
FIG. 4.58. SÍNTESE DE HARMÔNICOS VARIANTE NO TEMPO USANDO WPTHD.....	105
FIG. 4.59. SÍNTESE DE HARMÔNICOS VARIANTE NO TEMPO USANDO FBHD	106
FIG. 4.60. SÍNTESE DE HARMÔNICOS VARIANTE NO TEMPO USANDO MFB+SSB.....	106
FIG. 4.61. SINAL DA TENSÃO DURANTE AFUNDAMENTO DE TENSÃO EM UM FORNO A ARCO DE 88 kV	107
FIG. 4.62. SINAL DE CORRENTE DA FASE A DURANTE AFUNDAMENTO	107
FIG. 4.63. DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE DA FASE A DURANTE AFUNDAMENTO USANDO FB+SSB	108
FIG. 4.64. DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE DA FASE A DURANTE AFUNDAMENTO USANDO WPTHD	108
FIG. 4.65. DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE DA FASE A DURANTE AFUNDAMENTO USANDO FBHD.....	109
FIG. 4.66. DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE DA FASE A DURANTE AFUNDAMENTO USANDO MFB+SSB	109
FIG. 4.67. DETALHES PARA O SÉTIMO HARMÔNICO PARA OS MÉTODOS WPTHD E FBHD	110

FIG. 4.68. DETALHES PARA O SÉTIMO HARMÔNICO PARA OS MÉTODOS FB+SSB E MFB+SSB.....	110
FIG. 4.69. DETALHES PARA O SÉTIMO HARMÔNICO PARA OS MÉTODOS FBHD E MFB+SSB	111
FIG. 4.70. RESPOSTA À FREQUÊNCIA DO: (A) FILTRO ANALÓGICO, (B) SWR-DFT, E (C) MFB+SSB	113
FIG. 4.71. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO PARA MONTAGEM EXPERIMENTAL COM O CONVERSOR PWM.....	114
FIG. 4.72. (A) AFUNDAMENTO DE TENSÃO DE 230 V PARA 150 V E (B) A CORRENTE NA SAÍDA DO GERADOR	115
FIG. 4.73. A CORRENTE DO 7º HARMÔNICO FILTRADO PELO (A) FILTRO ANALÓGICO, (B) SWRDFT E (C) MFB+SSB	116
FIG. 4.74. FORMA DE ONDA DECOMPOSTA PELOS MÉTODOS DIGITAIS E FILTRO ANALÓGICO NO INÍCIO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO	117
FIG. 4.75. FORMA DE ONDA DECOMPOSTA PELOS MÉTODOS DIGITAIS E FILTRO ANALÓGICO DURANTE AFUNDAMENTO	117
FIG. 4.76. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA MONTAGEM EXPERIMENTAL COM O DRIVE DE SEIS PULSOS	119
FIG. 4.77. (A) SINAL DE CORRENTE E DETALHES DURANTE (B) PRIMEIRA E (C) ULTIMA TRANSIÇÃO DE TORQUE	119
FIG. 4.78. SÉTIMO HARMÔNICO DO CONVERSOR DE SEIS PULSOS FILTRADO POR: (A) FILTRO ANALÓGICO, (B) SWRDFT E (C) MFB+SSB DURANTE VARIAÇÕES DE TORQUE.....	120
FIG. 4.79. VISTA AMPLIADA DO 7º HARMÔNICO FILTRADO PELO FILTRO ANALÓGICO E PELOS DOIS FILTROS DIGITAIS.	121
FIG. 5.1. CÁLCULO DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS USANDO SWRDFT.....	126
FIG. 5.2. CÁLCULO DE DESEQUILÍBRIO PARA O 5º HARMÔNICO DO SINAL SIMULADO.....	130
FIG. 5.3. CÁLCULO DE DESEQUILÍBRIO PARA O 7º HARMÔNICO DO SINAL SIMULADO.....	130
FIG. 5.4. ERRO USANDO A METODOLOGIA PROPOSTA PARA CALCULAR O DESEQUILÍBRIO (A) 5º HARMÔNICO E (B) 7º HARMÔNICO.....	131
FIG. 5.5. COMPONENTE DE SEQUENCIA ZERO NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	131
FIG. 5.6. ERRO CALCULANDO A COMPONENTE DE SEQUENCIA ZERO NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	132
FIG. 5.7. FASORES VARIANTES NO TEMPO PARA (A) FUNDAMENTAL, (B) 5º HARMÔNICO E (C) 7º HARMÔNICO.	132
FIG. 5.8. CORRENTE DE INRUSH TRIFÁSICO DURANTE UMA ENERGIZAÇÃO DE TRANSFORMADOR.....	133
FIG. 5.9. SINAL AMPLIADO DA CORRENTE DE INRUSH DURANTE A ENERGIZAÇÃO DO TRANSFORMADOR	134
FIG. 5.10. SINAL RECONSTRUÍDO COMPARADO COM O SINAL ORIGINAL	134
FIG. 5.11. COMPONENTE SEQUENCIA ZERO (A) NO DOMÍNIO DO TEMPO E (B) A RAZÃO DE ASSIMETRIA.....	135
FIG. 5.12. COMPONENTES DE SEQUENCIA DE FASE (A) POSITIVA E (B) NEGATIVA DA FUNDAMENTAL EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	136
FIG. 5.13. VISTA DETALHADA DA COMPONENTE DE SEQUENCIA DE FASE (A) POSITIVA E (B) NEGATIVA DA CORRENTE FUNDAMENTAL EM FUNÇÃO DO TEMPO	136

FIG. 5. 14. DESEQUILÍBRIO DA CORRENTE VARIANTE NO TEMPO PARA A FUNDAMENTAL	137
FIG. 5.15. DESEQUILÍBRIO DA CORRENTE VARIANTE NO TEMPO PARA O 2º HARMÔNICO	138
FIG. 5.16. DESEQUILÍBRIO DA CORRENTE VARIANTE NO TEMPO PARA O 5º HARMÔNICO	138
FIG. 5.17. FASORES VARIANTES NO TEMPO PARA O SEGUNDO HARMÔNICO COM (A) 50% DE DESEQUILÍBRIO E (B) 5 % DE DESEQUILÍBRIO	139
FIG. 5.18. SINAL REAL DA TENSÃO DURANTE O AFUNDAMENTO	139
FIG. 5.19. SEQUENCIA DE FASE (A) POSITIVA E (B) NEGATIVA EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	140
FIG. 5.20. FUNDAMENTAL DECOMPOSTO USANDO SWRDFT E CÁLCULO DE DESEQUILÍBRIO DURANTE O AFUNDAMENTO	141
FIG. 5.21. 5º HARMÔNICO DECOMPOSTO USANDO SWRDFT E CÁLCULO DE DESBALANCEAMENTO DURANTE O AFUNDAMENTO.	142
FIG. 5.22. 7º HARMÔNICO DECOMPOSTO USANDO SWRDFT E CÁLCULO DE DESBALANCEAMENTO DURANTE O AFUNDAMENTO	142
FIG. 5.23. FASORES DA TENSÃO TRIFÁSICAS PARA (A) QUINTO HARMÔNICO E (B) SÉTIMO HARMÔNICO.	143
FIG. 5.24. DIAGRAMA DE BLOCOS PARA CÁLCULO DE PARÂMETROS VARIANTES NO TEMPO PARA SISTEMAS MONOFÁSICO BASEADO NO SWRDFT.	144
FIG. 5.25. DIAGRAMA DE BLOCO PARA CALCULAR ÍNDICES VARIANTES NO TEMPO TRIFÁSICO BASEADO NO SWRDFT.....	146
FIG. 5.26. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO SISTEMA TRIFÁSICO	149
FIG. 5.27. TENSÃO NA FASE A MEDIDO NO BARRAMENTO DO SISTEMA TRIFÁSICO	149
FIG. 5.28. DETALHE (D) DA TENSÃO DA FASE A MEDIDO NO BARRAMENTO DO SISTEMA TRIFÁSICO	150
FIG. 5.29. CORRENTE NO SISTEMA DE ILUMINAÇÃO.....	150
FIG. 5.30. DETALHE DA CORRENTE NO SISTEMA DE ILUMINAÇÃO.....	151
FIG. 5.31. THD _{ei} EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO	151
FIG. 5.32. THD _{eV} EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO.....	152
FIG. 5.33. POTÊNCIA APARENTE E POTÊNCIA DE DISTRORÇÃO DA CORRENTE EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO.....	152
FIG. 5.34. CORRENTE DE DISTRORÇÃO EFETIVA (D _{ei}) DO CONVERSOR DE SEIS PULSOS EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA CADA HARMÔNICO.....	153
FIG. 5.35. SINAL DA TENSÃO DURANTE AFUNDAMENTO DE TENSÃO.....	154
FIG. 5.36. SINAL DA CORRENTE DURANTE AFUNDAMENTO DE TENSÃO	155
FIG. 5.37. THD _{ei} EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	156

FIG. 5.38. THD _{EV} EM FUNÇÃO DO TEMPO	156
FIG. 5.39. POTÊNCIA APARENTE EM FUNÇÃO DO TEMPO	157
FIG. 5.40. POTÊNCIA DE DISTORÇÃO DA CORRENTE EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	158

Lista de Tabelas

TABELA 2.1. CATEGORIA DOS FENÔMENOS ELETROMAGNÉTICOS.....	30
TABELA 3.1. RESUMO COMPARATIVO ENTRE AS WAVELETS MÃES.	44
TABELA 4.1 FAIXA DE PASSAGEM USANDO STFT RELACIONADO COM TIPO DE JANELA E TAMANHO L.....	40
TABELA 4.2. FAIXA DE FREQUÊNCIA VERSUS NÍVEL DE DECOMPOSIÇÃO	61
TABELA 4.3. COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS	86
TABELA 4.4. FAIXA DE FREQUÊNCIA VERSUS NÍVEL DE DECOMPOSIÇÃO USANDO MÉTODO 2	90
TABELA 4.5. FAIXA DE FREQUÊNCIA VERSUS NÍVEL DE DECOMPOSIÇÃO USANDO MÉTODO 2	90
TABELA 4.6. CÁLCULO RMS USANDO OS 4 MÉTODOS.....	97
TABELA 4.7. CÁLCULO DO ERRO NO CÁLCULO DO VALOR RMS USANDO OS 4 MÉTODOS.....	97
TABELA 4.8. CÁLCULO DO VALOR RMS USANDO OS 4 MÉTODOS	101
TABELA 4.9. ERRO NO CÁLCULO DO VALOR RMS USANDO OS 4 MÉTODOS	101
TABELA 4.10. MSE E MAE DO SINAL.....	106
TABELA 5.1. DIFERENÇAS MÁXIMAS DOS PARÂMETROS PARA O EXPERIMENTO COM O CONVERSOR DE SEIS PULSOS	153
TABELA 5.2. DIFERENÇA MÁXIMA ENTRE OS PARÂMETROS.....	158

Capítulo 1

Introdução

Problema em qualidade de energia (PQ – *Power Quality*) pode ser definido como qualquer desvio na energia manifestado na tensão, corrente ou frequência que resulta na falha ou mau funcionamento do equipamento do consumidor. Além disso, existem normas que regulamentam o fornecimento de energia elétrica que definem o padrão de funcionamento de um sistema elétrico. Entretanto, além destes critérios técnicos definidos, a qualidade de energia deve também ser determinada de acordo com a necessidade dos equipamentos do usuário final. Por isso, apesar do interesse ser na qualidade da energia, é usado a forma de onda da tensão para observar e controlar a qualidade de energia. Os Sistemas de potência em corrente alternada são projetados para funcionar a uma frequência típica de 50Hz ou 60Hz e a uma dada amplitude. Qualquer desvio significativo na forma de onda ou na frequência é considerado problema de Qualidade de Energia. Devido à relação direta com a tensão, a corrente também é observada de forma a avaliar a Qualidade de Energia. Como se sabe, mesmo que o sistema de geração entregue uma tensão próxima da ideal, a corrente pode ter variações significativas devido à carga que esta tensão está aplicada [1].

Dentre os distúrbios relacionados com a qualidade de energia pode-se citar afundamento de tensão, elevação de tensão, transitórios impulsivos e oscilatórios, notches múltiplos, interrupções, harmônicos, inter-harmônicos e flickers. Estes podem trazer como consequência a diminuição da vida útil dos equipamentos do sistema de potência, diminuição da confiabilidade do sistema e causar má operação dos componentes de controle e proteção do sistema de potência [55].

Para melhor entendimento dos distúrbios a análise das componentes espectrais é de fundamental importância. A análise de harmônicos era realizada levando em consideração poucos dispositivos que injetavam harmônicos na rede. Métodos convencionais consideravam somente análise em regime permanente e esta era feita no domínio do tempo ou da frequência. Além disso, instrumentos convencionais eram projetados para sinais senoidais o qual levava a significantes erros quando usado em sinais não senoidais [4].

Porém os sinais elétricos estão se tornando cada vez mais complexos. Isto se deve às mudanças significativas do sistema de potência devido ao maior uso de dispositivos eletrônicos e cargas não lineares [1] [58] [59] [63]. Além disso, a penetração de fontes de energia renovável tal como energia eólica e fotovoltaica pode aumentar a complexidade do sistema elétrico [2] [3].

À medida que o sistema de potência se torna mais complexo, processamento de sinais tem se tornado uma ferramenta cada vez mais importante na análise deste complexo sistema. Como consequência novos algoritmos estão sendo desenvolvidos para cobrir as necessidades deste novo cenário [4]-[53]. Trabalhos vêm sendo realizados para prover um correto suporte para medições em sistemas de potência que possuem características em comum tais como:

- Armazenamento contínuo da forma de onda durante o distúrbio usando instrumento de monitoramento;
- Algoritmos que consideram que o sinal de potência é variante no tempo, ou seja, possuem mudanças rápidas na amplitude, ângulos de fase e frequência da fundamental e também das componentes harmônicas;
- Medições em tempo real dos sinais de potência;
- Cálculo de índices que, devido a variações no tempo de amplitude ou frequência, mantém a informação do tempo nos seus cálculos de tal forma que podem prover uma interpretação mais sensível dos distúrbios;
- Redefinição de índices de qualidade de energia para atender situações não estacionárias usando técnicas de processamento de sinais.

Inicialmente, análise de harmônicos de ondas variantes no tempo era realizada usando uma abordagem probabilística considerando que as componentes harmônicas variam muito lentamente e assim não afetava a precisão do processo analítico [27]-[29].

Novos conceitos foram publicados, incluindo combinação de métodos probabilísticos e espectrais (também chamado de espectro evolucionário) [30]. Entretanto, a maioria destes métodos cai na transformada de Fourier que implicitamente assume estacionariedade e linearidade dos seus componentes.

Os métodos para análise tempo-frequência estão sendo usados por serem ferramentas mais adequadas para lidar com distorções harmônicas variantes no tempo [4]-[15]. Estes métodos decompõem o sinal de potência em componentes harmônicas que podem ser usados para melhor identificar as características dos distúrbios e assim serem aplicadas em sistemas de controle, proteção, manutenção preventiva e para melhor analisar os sinais de potência.

O diagrama apresentado na Figura 1.1 mostra aplicações do processamento de sinais em sistemas de potência. São evidenciados os principais pontos discutidos neste trabalho que consiste na análise de harmônicos variantes no tempo.

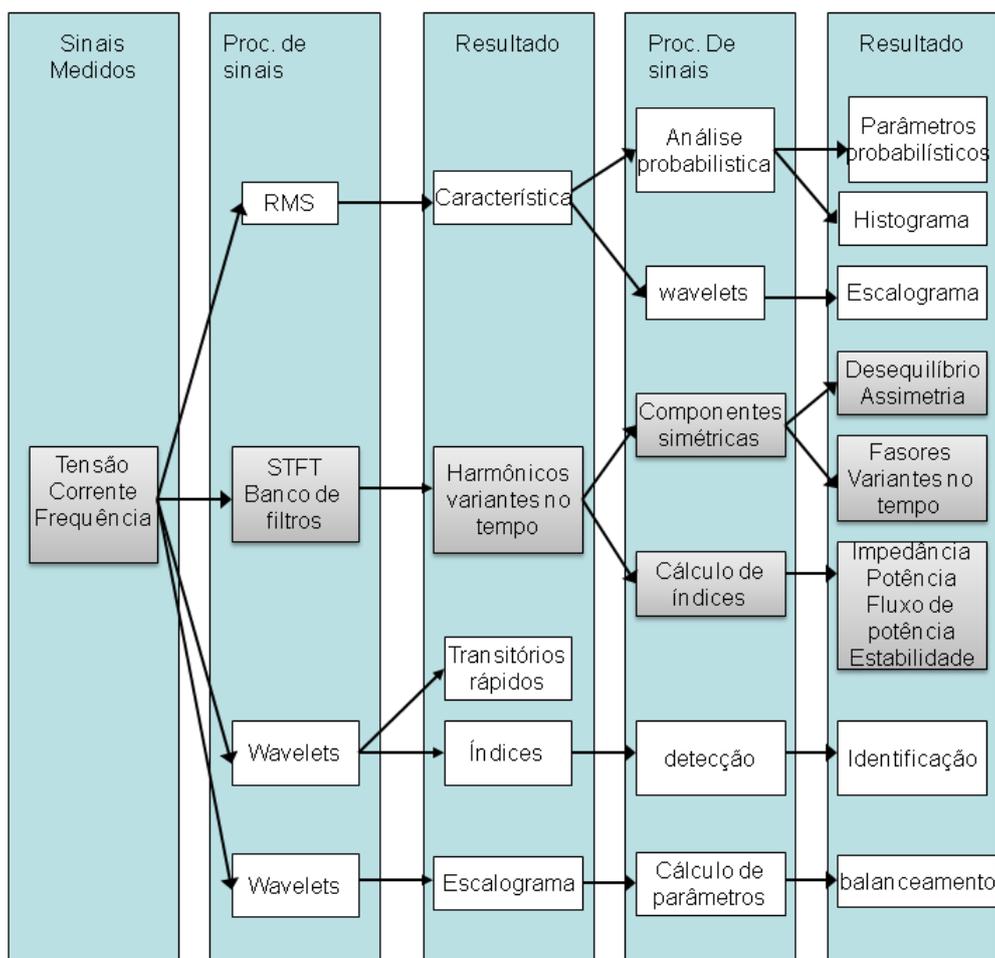


Fig. 1.1. Esquema/ geral para processamento de sinais em sistemas de energia

Em uma primeira etapa de processamento a transformada wavelets, decomposição tempo-frequência e valor eficaz são importantes para obter diferentes informações que caracterizam o estado do sistema elétrico. As wavelets são usadas para detecção de rápidos movimentos, cálculo de índices e localização dos distúrbios no tempo [15]-[26]. A decomposição tempo-frequência é usada para visualização do comportamento dos harmônicos variantes no tempo durante transitórios ou em regime não estacionário [5]-[12]. Já o cálculo do valor eficaz (rms – *root mean square*) informa o estado do sistema e análise probabilística [27]-[30].

Após o primeiro processamento e determinados as primeiras informações, um segundo processamento é utilizado para calcular importantes índices de qualidade de energia como desbalanceamentos, assimetrias, fasores, impedância, fluxo de potência e estabilidade [31]- [41]. Os Índices de qualidade de energia são necessários para representar o grau de qualidade de uma forma quantitativa. Além disso, são essenciais para fixar o preço da eletricidade no mercado elétrico.

Alinhado com esta evolução no sistema de processamento de sinais, este trabalho apresenta métodos de decomposição de sinais de potência em componentes variantes no tempo considerando atuais exigências do sistema elétrico. Além disso, são apresentados algoritmos para cálculo de índices de qualidade de energia para análise de sistemas de potência. Todos os algoritmos são testados e avaliados utilizando sinais simulados, de laboratório e medidos em campo.

1.1 Motivação

Este trabalho tem como motivação principal a necessidade contínua de aprimoramento do processamento de sinais aplicado ao sistema elétrico de potência e sistemas industriais visando um adequado monitoramento da qualidade de energia.

Pesquisas em qualidade de energia têm sido motivadas pela necessidade de fornecer tensão livre de distorções e distúrbios para o usuário final. Distúrbios de tensão e correntes do sistema de energia são considerados uma parte normal do funcionamento do sistema, mas, estas perturbações podem causar funcionamento incorreto do equipamento do cliente. Caracterizar estas incompatibilidades requer um entendimento dos distúrbios e

suas possibilidades de impacto nos consumidores que estão cada vez mais exigentes por diversos motivos:

- Amplo uso de dispositivos eletrônicos e microprocessados cada vez mais sensíveis aos distúrbios eletromagnéticos. Com o avanço da tecnologia digital, equipamentos são menos tolerantes aos distúrbios que podem gerar falhas no equipamento e consequente parada na linha de produção.
- Complexidade dos processos industriais, o qual resulta em perdas econômicas se um equipamento falha ou apresenta mau funcionamento.
- O uso sistemas de computadores em muitas empresas e instalações comerciais;
- Desregulamentação do setor de energia, que dá aos clientes o direito de exigir maior qualidade de energia;
- Interconexão complexa do sistema, resultando profundas consequências se algum componente falhar.
- Harmônicos em um sistema de potência podem ser fonte de uma variedade de efeitos não desejados como, por exemplo, interferência de sinais, sobretensão, perda de dados, falha em sistemas de proteção, assim como aquecimento mau funcionamento e danos de equipamentos.
- Harmônicos também são responsáveis por ruído em linhas de transmissão de dados e telefone e podem induzir mau funcionamento de relés e medidores.

Porém, técnicas de processamento de sinais usadas não são mais eficientes considerando moderno sistema de potência. Análise de harmônicos era realizada levando em conta somente alguns dispositivos eletrônicos que injetavam harmônicos na rede. Os sinais dos sistemas de fornecimento de energia eram balanceados e simétricos e as análises eram feitas em regime permanente e baseadas nas representações de sequência positiva. Porém esta situação tem mudado significativamente devido a vários fatores:

- O amplo uso de dispositivos eletrônicos em cargas residenciais, comerciais e industriais. Sistemas de potência, na presença de equipamentos de potência, podem produzir não somente inteiros, mas também sub-harmônicos e componentes não inteiros nas formas de onda dos sinais de potência.
- Amplo uso de cargas não lineares em baixa potência como computadores pessoais e lâmpadas econômicas e também em alta potência como inversores de frequência e fornos a arco.

- Penetração da geração distribuída na rede elétrica. Geração própria e de fontes renováveis de energia podem gerar problemas em qualidade de energia como variações de tensão, flickers e distorções na forma de onda.

Nestas situações os métodos baseados na transformada de Fourier ou cálculos de valores RMS não são eficientes. O desempenho destas transformadas é satisfatório para sinais estacionários onde as propriedades dos sinais não mudam com o tempo. Para sinais não estacionários estes métodos não respondem corretamente aos sinais dinâmicos e resultam em espalhamento espectral.

Visando uma análise mais adequada dos sinais elétricos novas técnicas devem ser desenvolvidas. Estas técnicas devem fornecer informações no domínio do tempo e da frequência simultaneamente, pequena influência de ruídos ou variações na frequência e menor espalhamento espectral. Além disso, o algoritmo deve ser de baixo custo computacional para aplicações em tempo real.

Considerando estas novas técnicas de processamento de sinais, índices que quantificam a qualidade de energia devem ser redefinidos para atender a estas necessidades atuais. Até então, os limites de harmônicos têm sido definidos levando em conta seus efeitos ao longo do tempo em equipamentos, mas, efeitos instantâneos devido aos harmônicos de curta duração e alta frequência também podem produzir mau funcionamento de equipamentos devido à alta sensibilidade de cargas eletrônicas para este tipo de distúrbio. Esta natureza variante no tempo dos harmônicos deve ser observada e corretamente quantificada. A grande maioria dos índices de qualidade energia foi desenvolvida considerando os sinais de tensão e corrente periódicos que possuem uma série de Fourier. As definições dos índices de qualidade de energia são frequentemente escritos em termos de componentes harmônicas e da fundamental do sinal.

Como mencionado, muitas cargas industriais não possuem sinais de corrente periódicos e por isso não possuem uma expansão de Fourier e podem não possuir até mesmo um espectro estacionário de frequência. Uma vez que poucos processos são realmente estáticos, variações de corrente e aperiodicidade são mais comuns. É razoável expressar índices de qualidade de energia em termos de harmônicos em função do tempo. Então, é desejável estender as definições de alguns índices comuns para acomodar esta aperiodicidade. Os índices devem ser usados para sinais periódicos ou não periódicos e a definição dos índices deve ser calculável por um algoritmo padrão que produz resultados

consistentes. Por isso, é necessária uma redefinição dos índices para que as análises sejam conduzidas de formas mais adequadas.

1.2 Objetivo

Considerando tendências do sistema elétrico de potência bem como avanço tecnológico conforme exposto nas seções anteriores, este trabalho tem como objetivo geral propor metodologias, baseada em técnicas de decomposição tempo-frequência do sinal, para cálculo de índices variantes no tempo em um sistema elétrico de potência de forma a atender necessidades eminentes. Diferentemente das metodologias convencionais, é proposto neste trabalho metodologias de decomposição de sinais que consideram os sinais de tensão e corrente em condições não ideais, ou seja, não senoidais, desequilibrados e variantes no tempo. Os índices apresentam uma resposta dinâmica e são apresentados em função do tempo.

Dentre as contribuições deste trabalho destacam-se:

- Análise do desempenho dos métodos apresentados na literatura;
- Avaliação do desempenho dos métodos de decomposição de harmônicos variantes no tempo frente a sinais típicos encontrados em sistemas elétricos de potência;
- Proposta de melhorias considerando as limitações encontradas;
- Validação experimental dos métodos de decomposição tempo-frequência;
- Apresentação da metodologia para cálculo de índices variantes no tempo baseados nas técnicas de decomposição tempo-frequência de forma a quantificar a qualidade de energia.
- Apresentar cálculos de índices como componentes simétricas, desequilíbrio, potência e distorção harmônica total em função do tempo para sinais desequilibrados, não estacionários e não senoidais utilizando dados experimentais.

Assim, a Figura 1.2 apresenta, em diagrama de blocos, as contribuições obtidas neste trabalho. Os métodos Banco de Filtros usando Modulação em Banda Lateral Única (FB+SSB – *Filter bank with Single Side Band*) [11], Transformada Wavelet por Pacotes

(WPT – Wavelet Packet Transform) [12] e Transformada de Fourier Discreta e Recursiva com Janela Deslizante (SWRDFT – *Slide Window Recursive Discrete Fourier Transform*) [10] são comparados e avaliados usando sinais de potência na presença de distúrbios eletromagnéticos. A partir de limitações encontradas, novos métodos são propostos para decomposição de harmônicos variantes no tempo: Transformada Wavelet por Pacotes para Decomposição Harmônica (WPTHHD – *Wavelet Packet Transform for Harmonic Decomposition*), Banco de Filtros para Decomposição Harmônica (FBHD – *Filter Bank for Harmonic Decomposition*) e Banco de Filtros com Modulação em Banda Lateral Única (MFB+SSB – *Modified Filter Bank with Single Side Band*). Posteriormente, foi realizada uma validação experimental dos métodos em laboratório. Além disso, foi proposta uma arquitetura baseada na SWRDFT para análise de sistemas trifásicos e cálculos de índices variantes no tempo.

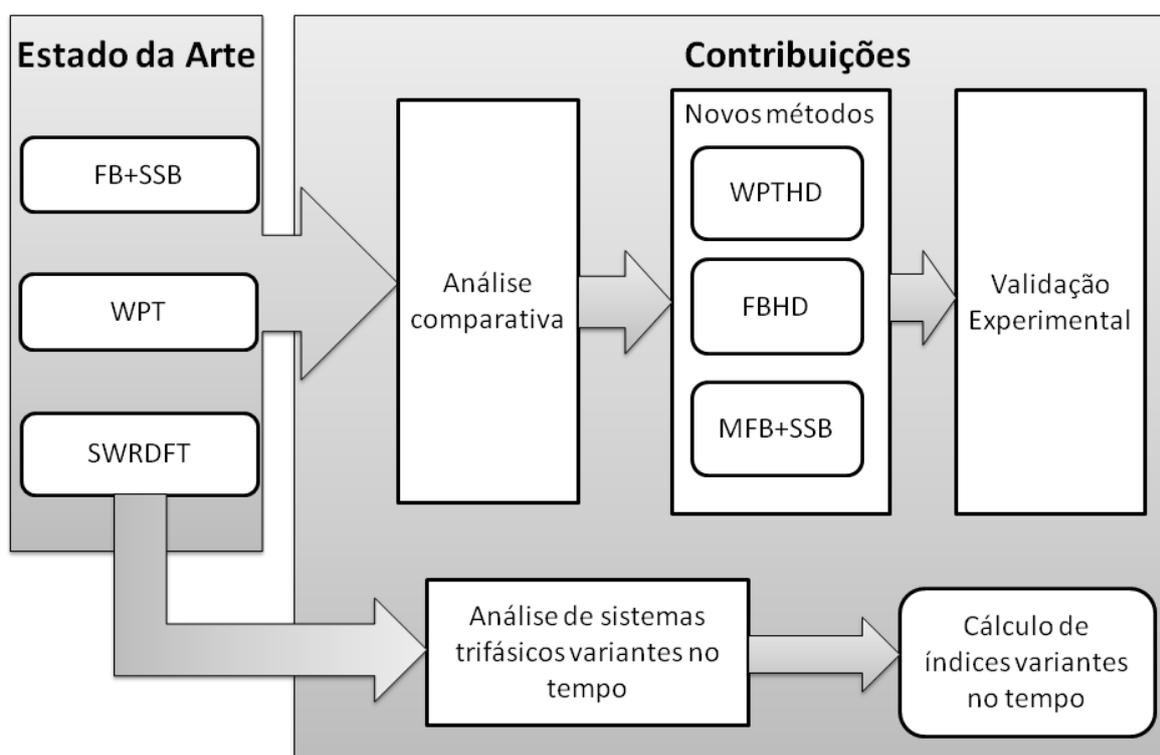


Fig. 1.2. Diagrama de blocos das contribuições obtidas neste trabalho

Para realização dos experimentos foram utilizados sinais com as características desejadas, monofásicos e trifásicos, obtidos em ambiente de simulação, medidos laboratório e em campo.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho está dividido em seis capítulos. Este primeiro capítulo apresenta a introdução sobre o trabalho, motivação e o objetivo desta pesquisa. No segundo capítulo é descrito de forma objetiva sobre qualidade de energia em sistema elétrico de potência destacando as normas, parâmetros e distúrbios eletromagnéticos. No terceiro capítulo é descrita a base teórica das técnicas de processamento de sinais usadas como suporte para o desenvolvimento deste trabalho. No quarto capítulo são apresentadas as metodologias implementadas para decomposição do sinal em harmônicos variantes no tempo. São apresentados também os algoritmos, análises comparativas, resultados experimentais e validação destes métodos utilizando sinais simulados, de laboratórios e medidos em campo. No quinto capítulo são mostradas técnicas avançadas de processamento de sinais aplicados a harmônicos variantes no tempo. Destacam-se cálculos de índices variantes no tempo em sistemas trifásicos em sinais não estacionários. Finalmente, no sexto capítulo têm-se as conclusões obtidas a partir do desenvolvimento deste trabalho, as contribuições e as propostas de continuidade.

Capítulo 2

Definições dos Fenômenos de Qualidade de energia em Sistemas Elétricos de Potência

Neste capítulo é descrita uma visão geral dos distúrbios eletromagnéticos presentes em um sistema elétrico de potência. São ponderadas tendências que deixam este sistema mais complexo como a penetração da geração distribuída (energia fotovoltaica, eólica e biomassa), amplo uso de dispositivos eletrônicos como conversores estáticos, inversores de frequência e presença de outras cargas não lineares como lâmpadas econômicas, fornos a arco entre outros.

2.1 Sistema elétrico de potência

O objetivo principal de um sistema elétrico de potência é transferir a energia elétrica de geradores para consumidores. Tradicionalmente, o sistema elétrico foi projetado baseado na geração concentrada em uma estação central de energia e transmitida em alta tensão. A rede de transmissão conecta plantas de potência de grande escala às múltiplas subestações próximas aos consumidores. Já os consumidores de baixa e média tensão recebem esta energia através de redes de distribuição locais. Neste conceito, percebe-se o

fluxo de energia em uma única direção: da estação central de geração de energia passando pela rede de transmissão, distribuição e finalmente para os consumidores como ilustrado na Figura 2.1 [1].

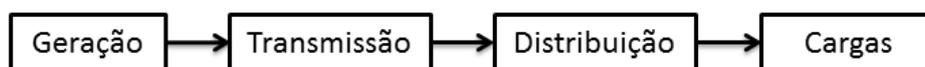


Fig. 2.1. Fluxo de potência em um sistema elétrico de potência tradicional

Incentivos econômicos, tecnológicos e ambientais estão mudando a forma de gerar e transmitir energia elétrica. Gerações centralizadas de energia estão dando lugar para gerações menores e distribuídas. A tendência do sistema elétrico de potência é a implementação desta geração distribuída e de fontes de energia renovável o que leva em uma mudança na arquitetura do sistema elétrico de potência conforme ilustrado na Fig. 2.2 [63].

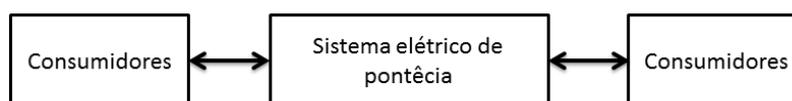


Fig. 2.2. Visão geral do sistema de potência moderno

O sistema atual do sistema de potência ainda é muito semelhante ao mostrado na Figura 2.1. A Figura 2.2 mostra uma tendência devido ao desenvolvimento de tecnologias envolvendo principalmente geração própria. O sistema de potência da Figura 2.2 pode ser uma rede de transmissão, uma rede de distribuição ou uma rede industrial. Para uma rede de transmissão, os consumidores são, por exemplo, estações de geração, redes de distribuição, grandes consumidores industriais ou outras redes de transmissão. Exemplos de redes de distribuição e transmissão podem ser vistos na Figura 2.3.

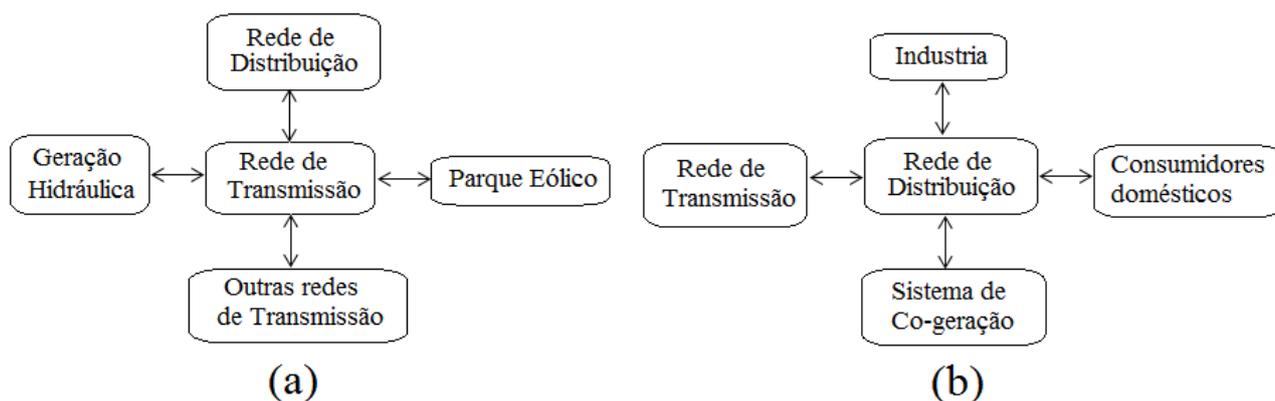


Fig. 2.3. Consumidores de uma (a) rede de transmissão e de uma (b) rede de distribuição

Geração distribuída (DG - *Distributed Generation*) engloba uma grande faixa de tecnologias de geração primária como motores de combustão interna, turbinas a gás, micro turbinas, células fotovoltaicas, células de combustível e energia eólica. Diferentes formas de conexões destas fontes com a rede de energia traz uma complexidade maior aos sinais de potência [1].

Algumas preocupações podem surgir quando geradores distribuídos, com seus diferentes tipos e tecnologias, são interconectados com o sistema de distribuição. Entre estes problemas podem-se citar interrupções, flutuação de tensão, flicker, afundamentos e harmônicos.

Geradores podem ser conectados na rede quando ocorre ausência da geração principal ou para cobrir fornecimento quando parte do sistema está fora de serviço. Isto irá melhorar a confiabilidade do sistema. Entretanto, nem todas as tecnologias dos DGs são capazes de fornecer energia suficiente para a carga quando o sistema não consegue. Gerações distribuídas renováveis, por exemplo, com uso de inversores não controlado e baixa capacidade de armazenamento pode não ser capaz de operar no modo Isolado. Quando o DG é interconectado em paralelo com o sistema de distribuição, alguns conflitos de operação podem afetar a confiabilidade do sistema [2].

Geradores síncronos são capazes de prover potência ativa e reativa e, por isso, podem ser usados para regular tensão no sistema de distribuição a qual ele está conectado. Controles feitos por geradores são, em geral, mais rápidos e suaves que os controles convencionais como mudança de tap de transformadores ou chaveamento de capacitores. Conflitos podem surgir devido à interferência destes geradores com

equipamentos de regulação de tensão existentes. Comunicações especiais e sistema de controle são necessários para solucionar este conflito e permitir estes geradores trabalharem corretamente com equipamentos de regulação de tensão [2].

Além disso, DGs podem introduzir harmônicos na rede a qual está conectada. O tipo e a severidade da distorção harmônica irão depender dos conversores utilizados e da configuração da interconexão. Inversores baseados em tiristores podem produzir uma enorme quantidade de harmônicos. Entretanto, os novos inversores baseado em IGBTs que usam tecnologia PWM são capazes de gerar uma saída satisfatória de acordo com norma IEEE (512-1992) para harmônicos. DGs síncronos também podem ser fonte de harmônicos dependendo da ligação dos enrolamentos do gerador e do aterramento [3].

O uso da energia renovável juntamente com a eletrônica de potência e cargas não lineares trazem uma dinâmica maior nos sinais de potência que necessitam ser adequadamente analisados [13]. Na próxima seção são descritos as características de distúrbios presentes neste sistema de potência.

2.2 Distúrbios

A forma de onda da tensão em um sistema de energia c.a. é senoidal com uma amplitude estável e frequência nominal (50 Hz ou 60 Hz). A forma de onda da corrente reflete a tensão do sistema e suas características. Para um sistema de energia trifásica, há uma diferença de 120 graus de defasagem entre as fases de tensão ou corrente. O caso ideal é ter a frequência e tensão iguais aos valores nominais e a corrente em fase com a tensão.

Entretanto, as formas de onda da tensão e corrente reais usualmente são diferente dos seus valores nominais. Qualquer problema de potência que é manifestado no desvio da tensão, corrente ou frequência e resulta em falha ou operação incorreta dos equipamentos dos consumidores é um problema de qualidade de energia.

Variações são distúrbios em regime estacionário ou quase-estacionário que requer medições contínuas. A variação na qualidade de energia está relacionada com a variação da frequência do sistema de potência distorções da forma de onda, variações da tensão, variações da frequência, desequilíbrio trifásico e flicker.

Em alguns casos, entretanto, grandes desvios ocorrem na forma de onda da tensão e corrente. Tais distúrbios em qualidade de energia são chamados de eventos que são distúrbios rápidos com um começo e um fim. Um exemplo típico de um evento em qualidade de energia é uma interrupção. Durante a interrupção a tensão medida é zero. A identificação da interrupção é feita quando o sinal fica abaixo de certo valor limite durante certo tempo. A duração da interrupção é a diferença de tempo entre o início e o fim da interrupção.

Os fenômenos eletromagnéticos podem ser divididos em categorias conforme pode ser visto na Tabela 2.1 [55].

2.2.1 Transitórios

O termo transitório tem sido usado em sistemas de potência por muito tempo. Seu nome passa a ideia de ser um fenômeno indesejado e de natureza momentânea. As definições do IEEE Std 100-1992 trazem dois conceitos diferentes. A primeira diz respeito à frequência destes fenômenos que é da ordem de 3 MHz. A outra traz o conceito de ser uma mudança temporária até o sistema atingir o estado permanente.

Tabela 2.1. Categoria dos fenômenos eletromagnéticos

Categorias	Conteúdo espectral	Duração típica	Amplitude da tensão
1.0 Transitórios			
1.1 Impulsivo			
1.1.1 NanoSegundos	5 ns subida	< 50 ns	
1.1.2 Microsegundos	1 µs subida	50 ns – 1 ms	
1.1.3 Milisegundos	0.1 ms subida	> 1ms	
1.2 Oscilatório			
1.2.2 Baixa Freq.	< 5 kHz	0.3 – 50 ms	0 – 4 pu
1.2.2 Média Freq.	5 – 500 kHz	20 µs	0 – 8 pu
1.2.3 Alta freq.	0.5 – 5 MHz	5 µs	0 – 4 pu
2.0 Variações de curta duração			
2.1 Instantânea			
2.1.1 Afundamento		0.5 – 30 ciclos	0.1 – 0.9 pu
2.1.2 Elevação		0.5 – 30 ciclos	1.1 – 1.8 pu
2.2 Momentânea			
2.2.1 Interrupção		0.5 ciclos – 3 s	< 0.1 pu
2.2.2 Afundamento		30 ciclos – 3 s	0.1 – 0.9 pu
2.2.3 Elevação		30 ciclos – 3 s	1.1 – 1.4 pu
2.3 Temporária			
2.3.1 Interrupção		3 s – 1 min	< 0.1 pu
2.3.2 Afundamento		3 s – 1 min	0.1 – 0.9 pu
2.3.3 Elevação		3 s – 1 min	1.1 – 1.4 pu
3.0 Variações de longa duração			
3.1 Interrupção		> 1 min	0.0 pu
3.2 Sub-tensão		> 1 min	0.8 – 0.9 pu
3.3 Sobre-tensão		> 1 min	1.1 – 1.2 pu
4.0 Desbalanceamento		Regime permanente	0.5 – 2 %
5.0 distorções			
5.1 Comp. DC		Regime permanente	0 – 0.1%
5.2 Harmônicos	0 – 100 ^o	Regime permanente	0 – 20 %
5.3 Inter-harmônicos	0 – 6 kHz	Regime permanente	0 – 2 %
5.4 Notch		Regime permanente	
5.5 Ruído		Regime permanente	0 – 1 %
6.0 Flutuação	< 25 Hz	Intermitente	0.1 – 7%
7.0 Variações de Frequência		< 10 s	

Tensões transitórias causadas por raios ou operações de chaveamento podem causar falhas na alimentação do circuito ocasionando, por exemplo, perda das informações alocadas em memória de dispositivos eletrônicos e microprocessados.

Os transitórios podem ser divididos em duas categorias: Impulsivos e oscilatórios. O transitório impulsivo se caracteriza por uma mudança repentina de corrente ou tensão, no regime permanente sem que haja mudança de polaridade dos mesmos. Um dos fenômenos mais comuns de transitórios impulsivos é a descarga atmosférica. Um transitório oscilatório consiste de uma tensão ou corrente o qual oscila a polaridade rapidamente. Como exemplo, pode-se citar a chaveamento de capacitores ou cargas indutivas.

2.2.2 Eventos de Curta Duração

Esta categoria está associada com afundamentos, elevações e interrupções de tensão ou corrente. Variações de curta duração de tensão são quase sempre causadas por condições de falta, energização de grandes cargas que requerem alta corrente de partida ou perda intermitente de conexão entre cabos. Dependendo da localização da falta e das condições do sistema, pode ocorrer tanto afundamento quanto elevação ou até mesmo perda completa da tensão.

O problema mais predominante quando há interrupções, afundamentos ou elevações é o desligamento de equipamentos. Em muitas indústrias, quando ocorre este fenômeno, mesmo que de curta duração, pode levar à parada do processo o que levaria horas para reiniciar.

É importante monitorar o sinal, pois, levando em conta apenas o efeito causado no equipamento do consumidor não é possível saber qual fenômeno causou a falha do mesmo. As soluções para cada tipo de fenômeno devem ser tratadas individualmente respeitando suas características.

Uma interrupção ocorre quando a tensão de alimentação ou a corrente de carga diminui para menos do que 0.1 pu por um período de tempo não excedente a 1 minuto. Interrupção pode ser causada por falta no sistema de potência, falhas em dispositivos e sistemas de controle. Podem afetar equipamentos eletrônicos e iluminação causando mau funcionamento ou até mesmo o desligamento dos mesmos. Destacam-se entre os

equipamentos eletrônicos os controladores eletrônicos, computadores e eletrônica de potência em geral.

Afundamento é definido como uma diminuição no sinal de tensão ou corrente com duração de 0.5 ciclos a 1 minuto. As amplitudes típicas estão entre 0.1 e 0.9 pu. Eles são geralmente associados com falta no sistema, mas, podem também serem causados por chaveamento de cargas ou partida de um motor. Já elevações podem ser definidas como aumento na tensão ou corrente com duração de 0.5 ciclos a 1 minuto. As amplitudes típicas estão entre 1.1 e 1.8 pu. Como nos afundamentos, elevações são causadas por falta no sistema, mas, eles são menos comuns do que os afundamentos. Podem provocar mau funcionamento ou danificar equipamentos eletrônicos, controladores ou computadores. Já equipamentos como transformadores, cabos, TPs, TCs e máquinas elétricas podem comprometer a sua vida útil [55].

2.2.3 Eventos de Longa Duração

Eventos de longa duração abrangem desvios de valores rms por um período maior que 1 minuto. Podem ser de dois tipos: Sobretensões e subtensões, dependendo do tipo da variação. Geralmente a causa não é falta no sistema. São causadas por variações na carga e operações de chaveamento. Estas variações são caracterizadas imprimindo o valor rms da tensão versus o tempo.

Sobretensão pode ser resultado de chaveamento da carga ou no chaveamento de banco de capacitores responsável por compensar o reativo do sistema. Configuração incorreta do tap de transformadores também pode causar sobretensão no sistema.

Subtensão é caracterizada por evento contrário aos do fenômeno de sobretensão. Ligar uma carga no sistema ou desligar um banco de capacitores do barramento.

O efeito de longas interrupções é o desligamento do equipamento, a não ser quando protegidos por uma UPS ou outro sistema de armazenamento de energia.

Subtensões acima de 1 minuto podem causar mau funcionamento de equipamentos. Em motores de indução há um aumento da perda por aquecimento devido a um aumento de corrente. Além disso, podem ocorrer neste tipo de máquina mudanças de velocidades. Em banco de capacitores, a subtensão provoca uma diminuição na tensão de saída

mudando o fator de potência do sistema para valores não desejados. Alguns equipamentos não são afetados por este fenômeno como é o caso de transformadores, barramentos, medidores, etc.

Sobretensão pode causar falha nos equipamentos como em dispositivos eletrônicos trazendo danos imediatos, o que não ocorrem com transformadores, cabos e máquinas elétricas. Estes equipamentos perdem a vida útil quando este fenômeno ocorre durante um período maior de tempo. Algumas vezes este fenômeno desarma circuitos de proteção como relés [1].

2.2.4 Distorção da forma de onda

Distorção da forma de onda é o desvio em regime permanente de uma onda senoidal ideal. Os principais tipos de deformação da onda são deslocamento de zero (Offset), Harmônicos, Inter-harmônicos, Notch, Ruído.

Injeção de correntes harmônicas do consumidor para a rede elétrica pode causar distorções da tensão na fonte de alimentação do sistema de potência. Estas correntes harmônicas e consequente distorções da tensão podem causar sobreaquecimento de máquinas elétricas e transformadores, falhas ou atuações dos sistemas de proteção (tal como fusíveis), provocar condições de ressonância no sistema elétrico de potência. Isto pode interferir na operação do sistema elétrico e influenciar nas medições.

Deslocamento do zero consiste de uma componente d.c. somado a tensão ou corrente AC do sistema de potência. Este fenômeno pode ser resultado de um distúrbio ou efeito de um retificador de meia onda.

Componentes Harmônicas são tensões ou correntes senoidais com frequências múltiplas da frequência a qual o sistema de alimentação é projetado para funcionar (por exemplo, 60 Hz). As componentes harmônicas quando somadas ao sinal da fundamental (Tensão ou corrente) produzem uma distorção na sua forma de onda. Distorções harmônicas existem devido às características não lineares de dispositivos e cargas no sistema de potência. Os níveis de distorção harmônica podem ser caracterizados pelo espectro das componentes harmônicas. Também é comum quantificar através da distorção harmônica total (THD – Total Harmonic Distortion).

Notch é um distúrbio de tensão periódico causado por operação normal de componentes eletrônicos quando a corrente é comutada de uma fase para outra. Tensão notch é um caso especial que está entre transitório e distorção harmônica. Como notch ocorre em regime permanente, pode ser caracterizado no espectro harmônico do sinal. Entretanto, a componente de frequência associado com notch pode ser um pouco alta e pode não ser medido através de equipamentos de medições convencionais.

Flutuações de tensão são variações sistemáticas de tensão de forma aleatória que não excede os limites dados por norma que é de 0,95-1.05 pu. Qualquer carga que possui variações de corrente significativa, especialmente quando há componentes reativos, pode causar flutuações de tensão. Fornos a arco são as causas mais comuns de flutuação de tensão.

A frequência está diretamente relacionada com a velocidade de rotação dos geradores do sistema. A frequência depende do equilíbrio entre a carga e a capacidade de geração de energia. Quando esta dinâmica muda, pequenas variações na frequência ocorrem. Variações que saem dos limites aceitos por norma, em regime permanente, são causadas por faltas, desconexão de grandes cargas ou desligamento de um gerador de energia. Variações de frequência afetam a operação de máquinas elétricas, processos que dependem de clock, etc... Pequenas variações de frequência no sistema elétrico podem causar danos severos ao eixo do gerador e da turbina devido aos torques subsequentes que aparecem [1].

2.3 Conclusão

Este capítulo apresenta os fenômenos que afetam a qualidade de energia considerando tendências como integração da geração distribuída, uso amplo de dispositivos eletrônicos e outras cargas não lineares que aumentam a complexidade do sinal de corrente e tensão do sistema de potência. Além disso, são descritos os distúrbios eletromagnéticos como afundamentos, elevações, distorções harmônicas, transitórios e notch que ocorrem devido a inúmeros fatores como faltas, cargas não lineares, conversores, inversores, descargas atmosféricas, energização de cargas pesadas, entre outras. Os efeitos dos distúrbios são os mais diversos e foram discutidos neste capítulo

incluindo mau funcionamento, sobreaquecimento, diminuição da vida útil e até mesmo a interrupção no funcionamento de equipamentos.

Este estudo é importante para a escolha do tipo de processamento de sinal necessário. Os métodos devem ser capazes de processar informações úteis de medições de acordo com as características de cada distúrbio. No capítulo 3 é apresentada a base teórica dos métodos de decomposição do sinal com o objetivo de analisar os sinais com distúrbios apresentados neste capítulo.

Capítulo 3

Processamento de sinais aplicados a distúrbios em sistemas de potência

A análise do sistema elétrico de potência tem sido realizada considerando a corrente e tensão estacionárias. Porém, em um sistema de potência real, os sinais raramente são estacionários. Mesmo durante a operação normal de funcionamento as estatísticas da amplitude e frequência da tensão e corrente podem mudar suavemente ao longo do tempo [54][64].

Para análise de um sistema não estacionário, os métodos de processamento de sinais podem se dividir em dois grandes grupos. O primeiro grupo consiste em decomposições baseados em modelos, onde, com um conhecimento prévio do sistema presume-se que os dados são gerados a partir de um modelo como, por exemplo, modelo senoidal, cujo sinal é modelado como a soma de um número finito de componentes de frequência em um ruído branco. O número de componentes é previamente estabelecido e a frequência e amplitude são estimadas pela adequação do sinal medido e do modelo. Destacam-se três métodos de estimação: *Multiple Signal Classification* (MUSIC), *Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques* (ESPRIT) e Filtro de Kalman. Além destes, outros métodos podem ser usados como Auto Regressivo (AR), Média Móvel Auto Regressivo (ARMA), modelo em espaço de estados, entre outros [72]-[84].

O segundo grupo são as decomposições de dados baseado em transformadas e filtros: este método decompõe o sinal em componentes como harmônicos e inter-harmônicos. Estas componentes podem ser visualizadas em duas formas:

- Análise do domínio da frequência: Ideal para sinais estacionários. DFT ou FFT são comumente usados.
- Análise no domínio tempo-frequência: Ideal para sinais não estacionários. O método *Short-Time Fourier Transform* (STFT) é comumente usado. Este método pode ser explicado como sendo um bloco de dados enquadrados em uma janela de tamanho determinado pelo projetista. Outro método é a Transformada Discreta Wavelet que utiliza filtros para fazer uma análise em multi-resolução.

Enquanto as técnicas de estimação estão focadas com o processo de extrair informações úteis de um sinal, como amplitude, fase e frequência, decomposição de sinal está interessada com a forma que o sinal original pode ser dividido em outras componentes, tal como harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos [5].

Neste trabalho serão descritos métodos para separar o sinal em harmônicos, inter-harmônicos ou faixas de harmônicos usando as técnicas de decomposição de sinais.

3.1 Transformada de Fourier Janelada

A Transformada de Fourier é uma representação no domínio da frequência de uma função no tempo. Porém, ao determinar os coeficientes no domínio da frequência perdem-se as informações no domínio do tempo, ou seja, não é possível informar quando um determinado evento aconteceu. Assim, como solução buscou-se uma forma de manter estas informações no tempo e criou-se transformada de Fourier janelada. Este método é uma adaptação da Transformada de Fourier proposta por Denis Gabor [61]. Esta transformada consiste na multiplicação do sinal de entrada por uma dada função janelada cuja posição varia no tempo, isto é, o sinal é dividido em pequenos segmentos no tempo. Sendo assim, para cada janela é aplicada a Transformada Discreta de Fourier. Desta forma, a cada janela um espectro de frequência apresenta o conteúdo deste intervalo de tempo, mapeando o sinal em uma função bidimensional de tempo e frequência, como

mostrado na Figura 3.1. Com isso, pode-se representar a evolução do conteúdo de frequência com o tempo, de todo sinal em análise.

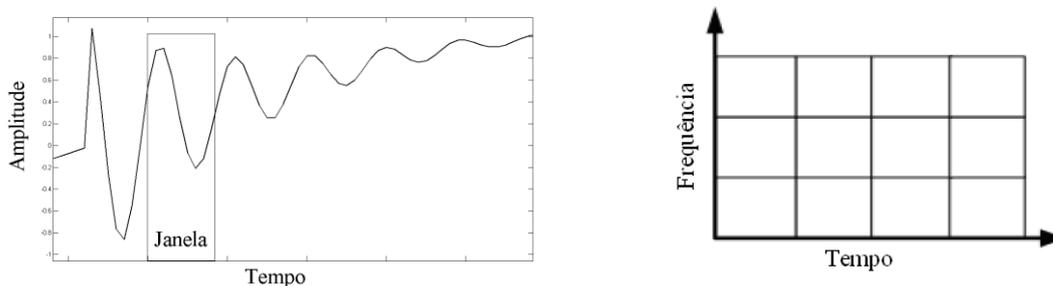


Fig. 3.1. Transformada de Fourier Janelada

Nota-se pelo gráfico da Figura 3.1 que a janela possui o tamanho fixo e é usada para todas as frequências. Sendo assim, não importa se estão sendo medidos componentes de alta ou baixa frequência que o tamanho da janela será o mesmo.

3.1.1 Transformada de Fourier de Tempo-Curto (STFT – *Short Time Fourier Transform*)

Um dos principais interesses para análise de tensão e corrente não estacionária é estimar as componentes espectrais em função do tempo. Para isso é necessário aplicar técnicas de decomposição tempo-frequência de sinal como Transformada de Fourier de Tempo-Curto (STFT - *Short Time Fourier Transform*). A STFT é utilizada para decomposição tempo-frequência de sinais não estacionários, onde o uso da Transformada de Fourier é inadequado.

Para um dado sinal $x(n)$, o sinal complexo na faixa de frequência k no instante n pode ser obtido usando STFT:

$$X_n(e^{jw_k}) = \sum_m x(m)w(n-m)e^{-jw_k m} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.1)$$

Onde $w_k = 2\pi k/N$ é a frequência em radianos, N é o número de faixas de frequências, $w(m)$ é uma janela selecionada (ex, Hamming) de tamanho L , $L \leq N$ se é necessário reconstrução perfeita usando o banco de síntese. O STFT é usualmente implementado usando DFT com uma janela deslizante como se segue:

$$\begin{aligned}
& [X_n(0) \quad X_n(1) \quad \dots \quad X_n(N-1)] \\
& = \text{DFT}_N[x(n-L+1)w(0) \quad x(n-L+2)w(1) \quad \dots \quad x(n)w(L-1)] \quad (3.2)
\end{aligned}$$

Onde k é um índice associado com a frequência $w_k = 2\pi k/N$, n representa o tempo, e DFT_N representa DFT de N pontos, onde, $L=N$ é frequentemente usado. A saída dependente do tempo é obtida deslocando a janela no tempo. Pode-se notar que $X_n(e^{jw_k})$ pode ser interpretado como versão deslocada da k th saída do filtro passa faixa $\tilde{X}_n(w_k)$, obtido como:

$$\tilde{X}_n(e^{jw_k}) = e^{jw_k n} X_n(e^{jw_k}) \quad (3.3)$$

Onde

$$\tilde{X}_n(e^{jw_k}) = \sum_m x(n-m)w(m)e^{jw_k m} = x(n) * h_k(n) \quad (3.4)$$

E a resposta ao impulso do k -ésimo filtro passa faixa é

$$h_k(n) = w(n)e^{jw_k n} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.5)$$

Onde a frequência central é

$$f_k = \frac{f_s k}{N} \quad \text{Hz} \quad (3.6)$$

Todos estes filtros passa-faixa possuem mesma faixa de passagem que é determinado pelo tipo e tamanho da janela selecionada. Para uma janela Hamming de tamanho L , a banda de passagem correspondente do filtro passa faixa é:

$$2B = \frac{4f_s}{L} \text{ Hz} \quad (3.7)$$

A Tabela 4.1 mostra uma lista do tamanho da faixa de passagem de vários filtros passa-banda para outros tipos de janelas.

Tabela 4.1 Faixa de passagem usando STFT relacionado com tipo de janela e tamanho L

Janela	Atenuação de saída (dB)	Largura da banda passante
Retangular	-13	$4\pi/L$
Barlett	-25	$8\pi/(L-1)$
Hanning	-31	$8\pi/(L-1)$
Hamming	-41	$8\pi/(L-1)$
Blackman	-57	$12\pi/(L-1)$

3.2 Transformada Wavelet

No início da década de 1990, a Transformada Wavelet começou a ser utilizada pela engenharia em sinais aperiódicos, ruidosos, intermitentes ou transitórios. Nesta linha, as principais aplicações são compressão de dados, previsão de terremoto, aplicações matemáticas tal como soluções numéricas para cálculo de equações diferenciais. Nas últimas décadas, aumentou-se o uso em aplicações no sistema de potência, incluindo medida e avaliação da qualidade de energia [60].

A principal característica da transformada Wavelet é a análise em multi-resolução que consiste na decomposição do sinal em sub-sinais de diferentes níveis de resoluções. No sub-capítulo que se segue é descrito a Transformada Wavelet Contínua. A partir da sua definição é encontrada a Transformada Wavelet Discreta e então descrita a análise de multi-resolução.

3.2.1 Wavelet mãe

Aplicações da Transformada Wavelet dependem fortemente da escolha da Wavelet mãe. Por exemplo, para se obter uma boa compressão de dados a Wavelet mãe deve produzir altos coeficientes em determinados níveis e valores próximos de zero para os demais, possibilitando eliminar estes e não comprometer a forma de onda do sinal original. Já no caso de formar padrões para identificação e classificação de distúrbios esta característica não é interessante. Neste caso, padrão único para cada evento é mais

importante que colocar os coeficientes em um determinado nível. O sinal disponível em diversos níveis e faixas de frequência facilita a classificação de distúrbio principalmente quando ocorrem eventos que possuem características próximas.

Há uma ampla faixa de Wavelet mães para ser escolhida e cada uma possui propriedades únicas. Para aplicações em qualidade de energia, tem sido usado Wavelet mãe com Suporte curto e ao menos um momento nulo. Um suporte curto é importante para obter um número baixo de altos coeficientes para que se tenham menos dados para operar e ficar mais fácil configurar níveis de corte. Momento nulo é outra importante propriedade, pois ajuda a suprimir a forma regular do sinal, evidenciando a forma dos transitórios. Infelizmente, suporte curto e momentos nulos são opostos de se conseguir e assim um compromisso entre os dois deve existir.

Entre as diversas funções Wavelet que são mencionadas na literatura, a família Daubechies é a mais usada por satisfazer as propriedades descritas anteriormente. Wavelet Daubechies são também conhecidas e amplamente usadas em outras aplicações. Os nomes das wavelets da família Daubechies são escritos por dbN, onde N é a ordem da wavelet e db é devido ao sobrenome da criadora desta Wavelet mãe. A wavelet db1 é igual à Haar. Entre as diferentes wavelets dbN (N-Ordem), db3 e db4 são as mais adotadas nas aplicações de qualidade de energia para detecção de eventos. Estas possuem um número suficiente de momentos nulos para recuperar os transitórios enquanto mantêm relativamente um pequeno suporte para evitar ter muitos valores altos. Escolher a wavelet mãe correta requer várias tentativas, dependendo muito da experiência do projetista e do sinal a ser analisado. A Figura 3.2 apresenta exemplos desta família.

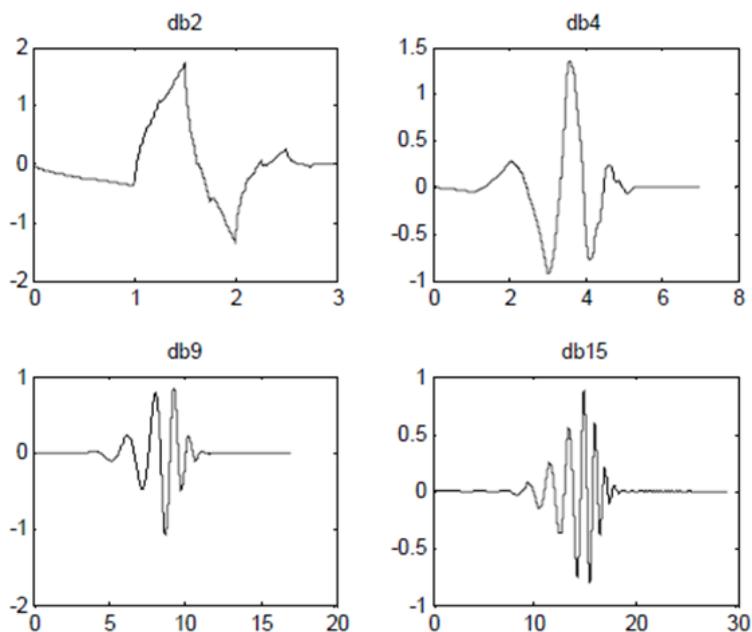


Fig. 3.2. Família Daubechies

As Wavelet mães da família Coiflets são denominadas $\text{coif}N$, onde N representa a ordem desta wavelet. Esta função tem $2N$ momentos nulos e a função escala tem $2N-1$ momentos nulos e ambos possuem suporte compacto e tamanho $6N-1$. Se comparada com Daubechies são menos assimétricas, suporte compactado onde $\text{coif}N$ pode ser comparado com $\text{db}N$ e momentos nulos o $\text{coif}N$ é da ordem de $\text{db}2N$. A Figura 3.3 mostra algumas wavelets mães da família Coiflets.

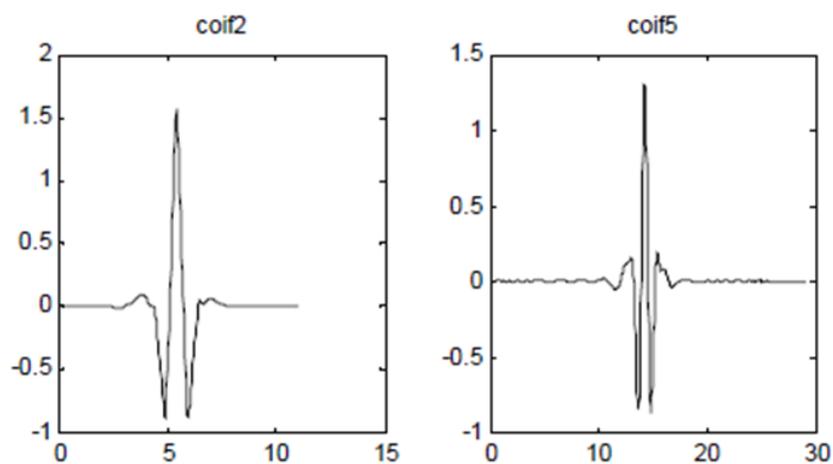


Fig. 3.3. Família Coiflets

A wavelet mãe do tipo Symlets são aproximadamente simétricas, propostas por Daubechies como modificações da wavelet Daubechies. Assim, as propriedades são similares. As Wavelets mães da família Symlet possuem vários modelos e alguns são apresentados na Figura 3.4.

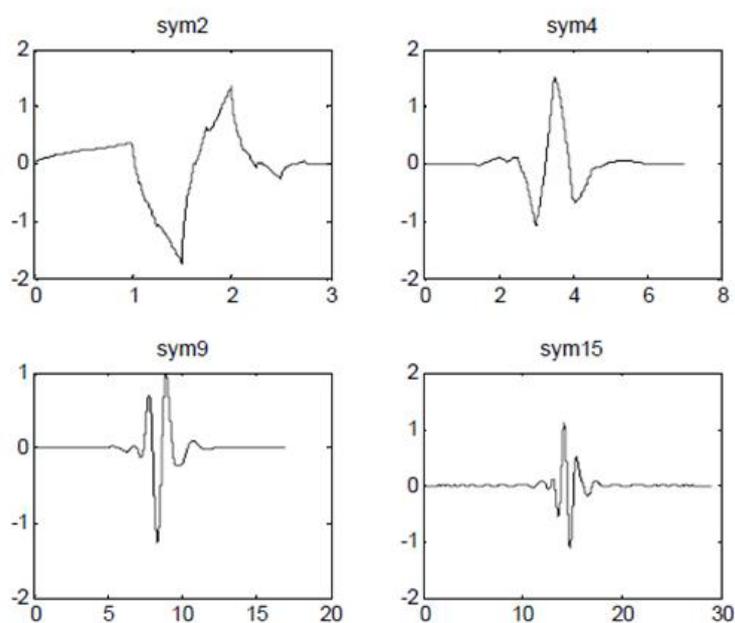


Fig. 3.4. Família Symlets

A Tabela 3.1 apresenta um resumo comparativo entre as Wavelets Mães.

Tabela 3.1. Resumo comparativo entre as Wavelets mães.

Propriedades	Morlet	Mexh	Meyer	Haar	DbN	Gaus	SymN	CoifN	BiorNrNd
Suporte compacto	Não	Não	Não	2	2N-1	Não	2N-1	6N-1	2 Nd +1
Simetria	Sim	Sim	Sim	Sim	Não	Sim	Próximo	Próximo	Sim
Número de momentos nulos	-	-	-	1	N	-	N	2N	Nr-1
Existência da função escala	Não	Não	Sim	Sim	Sim	Não	Sim	Sim	Sim
Análise Ortogonal	Não	Não	Sim	Sim	Sim	Não	Sim	Sim	Não
Análise Biotorgonal	Não	Não	Sim	Sim	Sim	Não	Sim	Sim	Sim
Filtro FIR (tamanho)	Não	Não	Não	2	2N	Não	2N	6N	Sim
Algoritmos Rápidos	Não	Não	Não	Sim	Sim	Não	Sim	Sim	Sim
CWT	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim
DWT	Não	Não	Sim	Sim	Sim	Não	Sim	Sim	Sim
Expressão explícita	Sim	Sim	Não	Sim	Não	Sim	Não	Não	Não

3.2.2 Transformada Wavelet Contínua

A Transformada Wavelet Contínua (CWT - *Continuous Wavelet Transform*) é definida como uma convolução entre o sinal $s(t)$ e a wavelet mãe escalonada e transladada pelos fatores 'a' e 'b', respectivamente, de acordo com a equação:

$$CWT(a, b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int s(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (3.8)$$

Onde a constante $\frac{1}{\sqrt{|a|}}$ é usada para normalização da energia da função Wavelet em diferentes escalas, $s(t)$ é o sinal investigado, $\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$ é a função de janelamento, t é o tempo em segundos, a é o fator de escala e b o fator de translação.

O fator de escala a representa o tamanho da janela, onde, janelas menores são usadas para analisar sinais de alta frequência e janelas maiores indicadas para sinais com frequências mais baixas e b representa a posição no tempo da Wavelet Mãe. Assim, $CWT(a, b)$ representa a medida de correlação entre o sinal original e a função Wavelet com os valores a e b em particular.

Comparado com outros métodos de análise tempo-frequência, CWT decompõe o sinal sem restrições na sua resolução. CWT também é contínuo em termos de

deslocamento no tempo que é feito de forma suave. Esta característica faz a representação CWT redundante [60].

3.2.3 Transformada Wavelet Discreta

A Transformada Wavelet Discreta (DWT – *Discrete Wavelet Transform*) apresenta ser computacionalmente mais eficiente e requer menos memória comparada a CWT. DWT segue um padrão de expansão discreta pela seleção do coeficiente a_0 que normalmente é chamada de diadática com o fator de 2.

A equação mostra o cálculo da DWT utilizando como base a CWT com parâmetros de escala e translação discretos.

$$DWT_f^\psi(j, k) = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}} \sum f(n) \psi\left[\frac{n - a_0^j k b_0}{a_0^j}\right] \quad (3.9)$$

Onde $j, k, n \in Z$, e $a_0 > 1$.

O cálculo da DWT, através do uso de filtros, é a forma mais eficiente de aplicar a Transformada Wavelet. Esta técnica propõe a decomposição do sinal com base na técnica denominada Análise em Multi-Resolução que permite estudar sinais em múltiplas bandas de frequência [66].

A transformada Wavelet Orthonormal Diadática é obtida ajustando os valores $a_0 = 2$ e $b_0 = 1$. A DWT diadática corresponde a um conjunto de filtros passa faixa com diferentes resoluções. As DWTs são frequentemente usadas para análise de distúrbios em sistemas de potência, especialmente para detectar transições tal como o início e fim de afundamentos.

Para decomposição em multi-resolução dos sinais, uma estrutura diadática DWT é empregada. Isto é feito primeiramente dividindo o sinal de entrada em componentes de baixa e alta frequências usando filtros passa alta e passa baixa associados com a função escala e função wavelet seguido de uma redução do número de amostras por um fator de 2. Então, os componentes de baixa frequência são novamente divididos em componentes de baixa e alta frequências e novamente seguido por uma redução do número de amostras por um fator de 2. O processo é então repetido até o nível de divisões desejado seja alcançado.

Do ponto de vista dos filtros em sub bandas, o DWT diadático pode ser interpretado como um conjunto de filtros passa faixa. Observa-se que o tamanho dos dados do sinal decomposto em cada banda é somente metade do tamanho do sinal no nível anterior.

Do ponto de vista do espaço do sinal V e a função base, a teoria wavelet é descrita pelo uso da função escala $\phi(t)$ e a função wavelet $w(t)$. As dilatações e translações destas funções formam as funções base: As funções escala $\{\phi_{jk}(t) = 2^{j/2}\phi(2t - k)\}$ abrange o sub-espaço V_j e as funções wavelet $\{w_{jk}(t) = 2^{j/2}w(2t - k)\}$ abrange o sub-espaço W_j , $W_j \oplus V_j = V_{j+1}$, $V_j \cap W_j = \{0\}$, onde j e k estão relacionados com escala e transação, respectivamente.

A função escala $\phi(t)$ e função wavelet $w(t)$ são associados com coeficientes de filtros passa baixa $h_0(k)$ e coeficientes de filtros passa alta $h_1(k)$ pelas equações de dilatação e equação wavelet como se segue:

$$\phi(t) = \sum_k 2h_0(k)\phi(2t - k) \quad (3.10)$$

$$w(t) = \sum_k 2h_1(k)\phi(2t - k) \quad (3.11)$$

Estas funções são descritas como banco de filtros de dois canais. As Wavelets são tipos especiais de filtros sub bandas que satisfazem certas condições.

O filtro passa baixa e filtro passa alta em um banco de filtros de decomposição de dois canais é representado por $H_0(z)$ e $H_1(z)$ e o filtro passa baixa e filtro passa alta do banco de filtros de reconstrução é representado por $F_0(z)$ e $F_1(z)$. Depois de aplicar os filtros de decoposição para cada nível, uma redução de amostras no fator de dois é aplicada na saída dos filtros. Além disso, antes de aplicar o filtro de síntese para cada nível, um aumento do número de amostras. A Figura 3.5 mostra a estrutura para três níveis do banco de decomposição e de síntese.

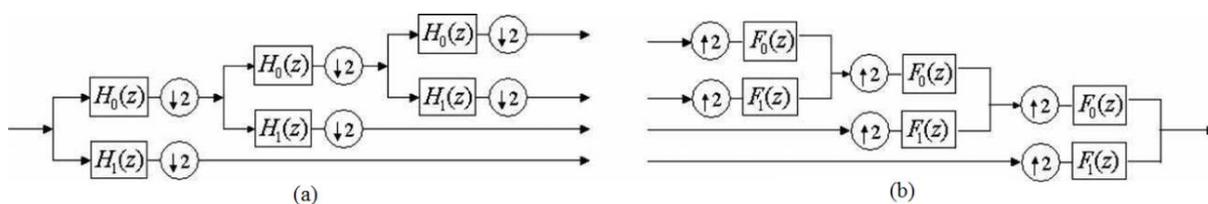


Fig. 3.5. Estrutura de três níveis para o (a) Banco de decomposição e (b) banco de síntese

É importante notar que esta estrutura é semelhante utilizar quatro filtros passa faixa, com as seguintes funções de transferência para os filtros de decomposição:

$$\widetilde{H}_0(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4) \quad (3.12)$$

$$\widetilde{H}_1(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_1(z^4) \quad (3.13)$$

$$\widetilde{H}_2(z) = H_0(z)H_1(z^2) \quad (3.14)$$

$$\widetilde{H}_3(z) = H_1(z) \quad (3.15)$$

De forma similar pode-se obter os filtros equivalentes do banco de síntese como se segue:

$$\widetilde{F}_0(z) = F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (3.16)$$

$$\widetilde{F}_1(z) = F_1(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (3.17)$$

$$\widetilde{F}_2(z) = F_1(z^2)F_0(z) \quad (3.18)$$

$$\widetilde{F}_3(z) = F_1(z) \quad (3.19)$$

Os filtros de decomposição e síntese são usados combinados para obter faixa de passagem completa e obter a perfeita reconstrução.

3.2.4 Transformada Wavelet por Pacotes

A Transformada Wavelet por Pacotes (WPT - *Wavelet Packet Transform*) é uma generalização da transformada Wavelet discreta onde tanto os coeficientes de aproximação quanto os coeficientes de detalhe são decompostos. Assim, resulta em uma decomposição completa da árvore de coeficientes como mostrado na Figura 3.6. A principal diferença entre a decomposição usando Transformada Wavelet por Pacotes e a Transformada Wavelet Discreta é a uniformidade das faixas de frequências o que para análise de harmônicos fundamental. As equações dos filtros utilizadas para esta decomposição são as mesmas utilizadas pela Transformada Wavelet Discreta.

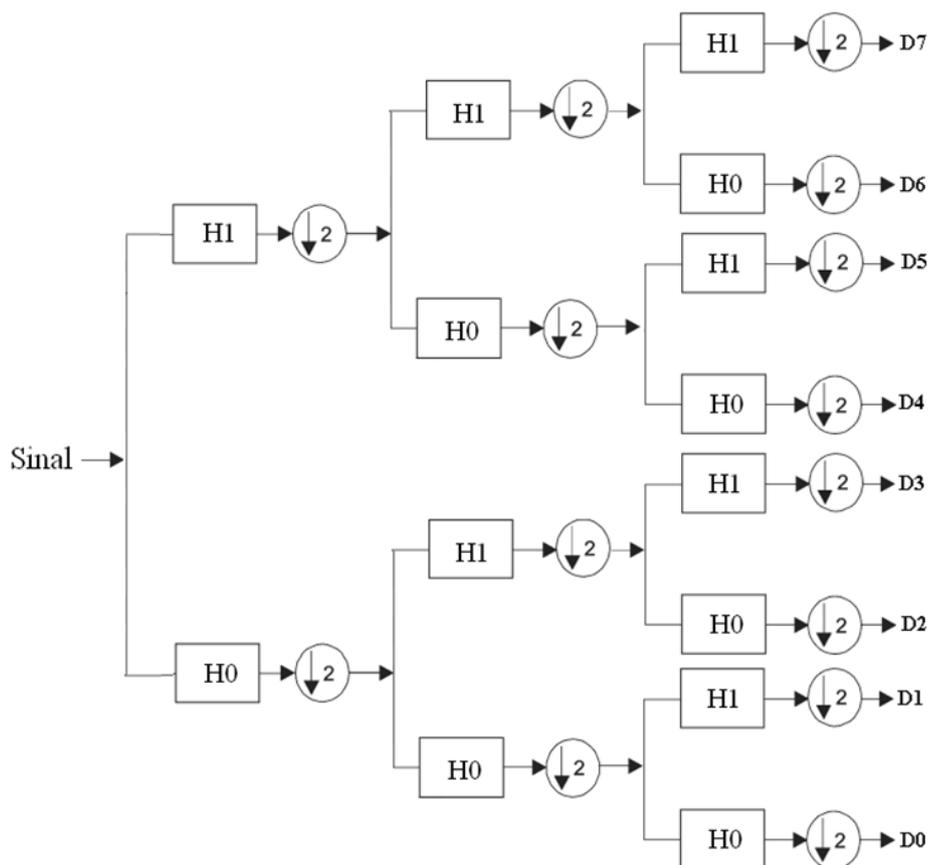


Fig. 3.6. Decomposição usando Transformada Wavelet por Pacotes

A escolha da frequência de amostragem é fundamental para a análise bem sucedida de harmônicos e inter-harmônicos. O harmônico deve ser posicionado no centro de cada faixa de frequência. Para isso é necessário escolher corretamente o valor da frequência de amostragem e o número de decomposições além de usar, se necessário, um pré-processamento de sinal.

A Figura 3.7 apresenta o diagrama esquemático da decomposição do sinal bem como a distribuição de frequência para sistemas de 50 Hz.

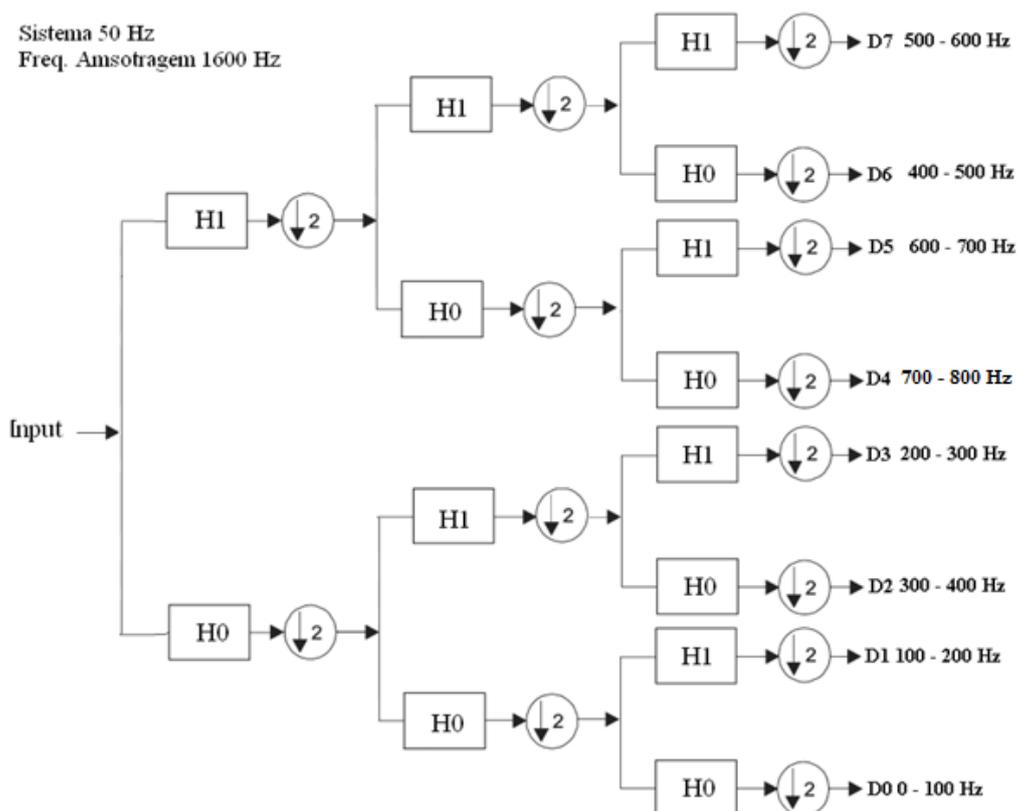


Fig. 3.7. Transformada Wavelet por pacotes para sistemas de 50 Hz e frequência de amostragem de 1600 Hz

A Frequência de amostragem pode ser alterada de acordo com a necessidade do projeto. Porém, o número de níveis deve ser modificado para que se mantenham as mesmas faixas de frequência na saída da decomposição. A Figura 3.8 apresenta, para um sistema de 50 Hz, a decomposição usando Transformada Wavelet por Pacotes para uma frequência de amostragem de 3200 Hz. Da mesma forma, uma frequência de amostragem de 6400 Hz pode ser usada, mas, um nível a mais deve ser adicionado, e assim por diante.

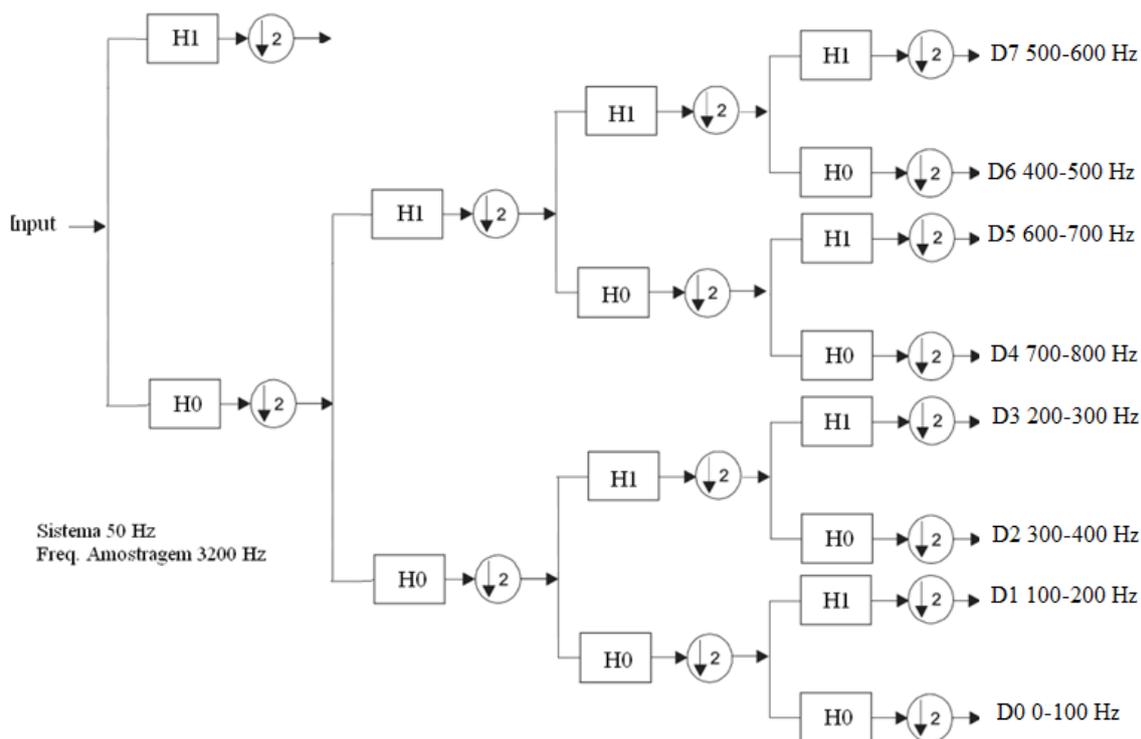


Fig. 3.8. Transformada Wavelet por pacotes usando uma frequência de amostragem de 3200 Hz

Da mesma forma que a Transformada Wavelet Discreta, os coeficientes da Transformada Wavelet por Pacotes podem ser sintetizados utilizando os filtros de reconstrução e a cada filtragem dobrar o número de amostras. Como o objetivo é visualizar os componentes em separado, a reconstrução é feita em separado. A Figura 3.9 mostra o diagrama esquemático do banco de reconstrução de alguns coeficientes para exemplificar este processo.

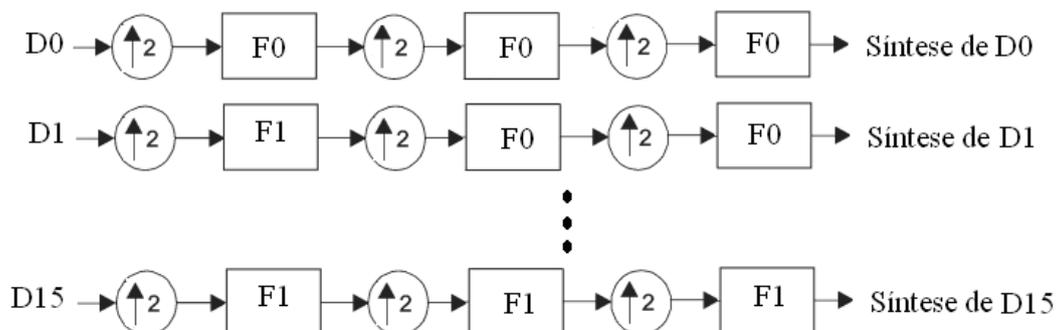


Fig. 3.9. Banco de síntese da Transformada Wavelet por Pacotes para 3 níveis

3.2.5 Condições para Reconstrução perfeita

Se um sinal passa através do banco de filtros de decomposição seguido por um banco de síntese sem nenhum outro processo, é desejável que o sinal seja reconstruído com as mesmas características do sinal original. Para atingir isto, uma reconstrução perfeita (PR – *Perfect Reconstruction*) é requerida no projeto de banco de filtros. A PR para um filtro de dois canais é obtida se as seguintes duas condições forem satisfeitas:

$$\text{Condição de cancelamento de Aliasing: } F_0(z)H_0(-z) + F_1(z)H_1(-z) = 0 \quad (3.20)$$

$$\text{Sem distorção: } F_0(z)H_0(z) + F_1(z)H_1(z) = 2z^{-l} \quad (3.21)$$

Onde l é o atraso de tempo. Usando a condição de cancelamento de aliasing em (3.20) obtêm-se:

$$F_0(z) = H_1(-z) \quad F_1(z) = -H_0(-z) \quad (3.22)$$

Ou, equivalentemente, $f_0(n) = (-1)^n h_1(n)$, $f_1(n) = -(-1)^n h_0(n)$ no domínio do tempo. Substituindo as condições anti-aliasing na equação das condições sem distorções obtêm-se:

$$P_0(z) - P_0(-z) = 2z^{-l} \quad (3.23)$$

Onde

$$P_0(z) = H_0(z)F_0(z) \quad (3.24)$$

É um filtro de meia banda (*half-band filter*). As condições de reconstrução perfeita naturalmente implica que o banco de filtros de decomposição e síntese são biorthogonal. O banco de filtros para perfeita reconstrução satisfaz as seguintes condições biorthogonalidade:

$$\sum_n h_0(n)\tilde{f}_0(n-2k) = \delta(k) \quad (3.25)$$

$$\sum_n h_0(n)\tilde{f}_1(n-2k) = 0 \quad (3.26)$$

$$\sum_n h_1(n)\tilde{f}_1(n-2k) = \delta(k) \quad (3.27)$$

$$\sum_n h_1(n)\tilde{f}_0(n-2k) = 0 \quad (3.28)$$

Onde $\tilde{f}_i(n)$ é definida como o reverso de $f_i(n)$, $i = 1, 2$.

3.3 Wavelets ou STFTs

Considerando que as wavelets ou STFTs podem ser selecionadas pra analisar distúrbios não estacionários, algumas questões devem ser consideradas.

A função base STFTs oferece uma ferramenta de análise tempo-frequência enquanto as wavelet oferecem uma ferramenta de análise tempo escala onde escalas são relacionadas com frequências logarítmicas. Em outras palavras, as janelas STFTs são fixas determinadas do momento de projeto, enquanto que Wavelets possuem janelas que se adequam de acordo com a faixa de frequência medida.

A STFT usa funções da Transformada de Fourier que são funções globais, enquanto filtros wavelets usam bases wavelets que são funções locais. Em geral, bases Fourier são melhores para sinais suaves enquanto wavelets são mais usados em sinais de transições bruscas.

Para detectar pontos singulares e mudanças repentinas, as wavelets são mais usadas. Como os filtros wavelet diadáticos naturalmente utilizam diferentes resoluções de frequência, wavelets podem facilmente identificar uma rápida ou lenta transição. Por exemplo, o início de um rápido afundamento e uma recuperação lenta depois de um afundamento. O STFT requer um ajuste apropriado para escolher a resolução do tempo selecionando o tamanho da janela com o objetivo de detectar mudanças em diferentes taxas.

Considerando análise de harmônicos variantes no tempo, as duas técnicas são igualmente eficientes para localizar harmônicos no tempo. Porém, um pré-processamento pode ser necessário para as Wavelets uma vez que as faixas de frequência, bem como o centro destas são determinadas conforme a árvore de decomposição e a frequência de amostragem e nem sempre coincidem com o desejo do projetista. Além disso, os filtros usados para o STFT são mais adequados para análise de harmônicos.

Os dois métodos são avaliados neste trabalho e discutidos no capítulo seguinte. São utilizados sinais simulados, medidos em laboratório e em campo.

3.4 Conclusão

Este capítulo apresenta a base teórica de métodos de decomposição tempo-frequência aplicados aos sinais não estacionários usados neste trabalho para análise da qualidade de energia. É apresentada uma discussão teórica sobre processamento de sinais como a Transformada Discreta de Fourier Janelada, Transformada Wavelet Contínua, Transformada Wavelet Discreta e Transformada Wavelet por Pacotes.

Com relação aos métodos apresentados, o STFT é amplamente usado para decomposição do sinal em harmônicos, porém, utiliza janelas fixas para o processamento do sinal. A análise em Multi-Resolução apresenta ser uma solução para este problema uma vez que ajusta melhor a janela de acordo com a frequência. Porém, pelo fato da DWT não separar os harmônicos de forma uniforme, a WPT foi descrita neste capítulo como uma solução para se obter faixas uniformes de frequências. A desvantagem apresentada para estes métodos é a dependência da frequência de amostragem e da Wavelet Mãe escolhida..

Este estudo é a base teórica para o desenvolvimento dos algoritmos apresentados no capítulo 4, onde é discutido o projeto e implementação das técnicas para decomposição de sinais em sistemas elétrico de potência.

Capítulo 4

DECOMPOSIÇÃO DE SINAIS VARIANTES NO TEMPO

O sinal de tensão e corrente normalmente é avaliado como sinais estacionários e não variantes no tempo. A análise no domínio da frequência utilizando DFT ou FFT é amplamente utilizada e atende a estas condições. Porém, com o aumento da complexidade do sistema elétrico de potência e a evolução dos sistemas de processamento digital, uma análise mais detalhada pode ser realizada considerando a natureza variante no tempo dos sinais de potência. Este processamento envolve a utilização de janelas que localizam o harmônico no tempo possibilitando a análise de sinais não estacionários. Assim, é possível fazer a análise na frequência sem perder a informação do tempo.

Diversos métodos para análise de sinais variantes no tempo têm sido desenvolvidos visando a análise de harmônicos em regime não estacionário. Podem-se destacar técnicas como filtro Notch adaptativo [39], algoritmos com aproximação Newtoniana [74]-[77], filtros kalman [78]-[81], redes neurais [82],[83], transformada S [48],[84], Wavelets[9][12], Banco de Filtros [11] e STFT [10]. Em geral estes métodos fazem a decomposição tempo-frequência do sinal em componentes espectrais localizando-os no tempo e determinando assim suas variações. Os sinais analisados não são estacionários apresentando distúrbios como afundamentos, elevações e flutuações de tensão, distorções harmônicas, transitórios

oscilatórios e impulsivos. Os métodos têm como objetivo caracterizar, de forma dinâmica, o sinal de corrente e tensão através da estimação de parâmetros como frequência, amplitude e potência.

Métodos tal como SWR-DFT, Transformada Wavelet por pacotes e banco de filtros decompõe o sinal em componentes harmônicos tal como um filtro analógico. Assim é possível visualizar a forma de onda da fundamental e dos harmônicos separadamente no domínio do tempo. Estes componentes harmônicos variantes no tempo podem ser usados para identificar características das cargas e eventos e podem ser aplicados em sistemas de controle, proteção e manutenção preventiva.

A transformada Wavelet por pacotes para decomposição harmônica foi usada em [9]. Uma configuração em 3 níveis e uma frequência de amostragem de 1600 Hz é usada para obter apenas os harmônicos ímpares. Foram obtidos resultados pouco precisos, especialmente para 7^o e 15^o harmônicos.

A SWR-DFT apresentada em [10] usa a transformada de Fourier com janela deslizante para calcular os harmônicos variantes no tempo. Esta configuração possui um baixo custo computacional, sem atraso de fase e curto tempo de transição.

O banco de filtros usa a mesma estrutura que o WPT para decompor o sinal. Este usa filtros de dois canais para separar baixas e altas frequências. Consiste de um processo sequencial com sucessivas decomposições até os harmônicos serem totalmente separados. Este método possui menor espalhamento de frequência quando comparado com outros métodos [11].

Estes métodos de decomposição tempo-frequência são usados neste capítulo. Primeiramente é feita uma comparação entre os métodos evidenciando a capacidade de decompor o sinal em condições como variações de frequência, variações de amplitude e presença de inter-harmônicos. De acordo com os resultados obtidos, é proposto neste capítulo modificações para melhorar o desempenho destes métodos corrigindo assim limitações encontradas nestes experimentos. Posteriormente, utilizando os métodos que apresentaram melhores resultados é realizada uma comparação com resultados obtidos por um filtro analógico. O propósito deste experimento não é verificar a precisão dos métodos, mas sim, validar a natureza física e as formas de onda da decomposição. Todos os experimentos foram conduzidos utilizando sinais obtidos em simulação, laboratório e medidos em campo.

4.1 DFT recursivo com janela deslizante (SWRDFT)

O algoritmo utilizado para implementação do DFT recursivo com janela deslizante (SWRDFT – *Slide Window Recursive-DFT*) pode ser obtido a partir da teoria da série de Fourier mostrado pelas equações (4.1) para sinais periódicos. A equação (4.2) se relaciona com a equação (4.1) através de (4.3) e (4.4) e é dito na forma retangular:

$$x(k) = a_0 + 2 \sum A_h \cos(w_h k + \theta_h) \quad (4.1)$$

$$x(k) = a_0 + 2 \sum Y_{c_h}(k) \cos(w_h k) - Y_{s_h}(k) \sin(w_h k) \quad (4.2)$$

$$A_h = \sqrt{(Y_{c_h})^2 + (Y_{s_h})^2} \quad (4.3)$$

$$\theta_h = \arctan\left(-\frac{Y_{s_h}}{Y_{c_h}}\right) \quad (4.4)$$

Os termos da equação podem ser obtidos usando as expressões em:

$$Y_{c_h}^k = \frac{2}{N} \sum_{l=0}^{N-1} x_{(k-N+1)} \cos\left(\frac{2\pi h l}{N}\right) \quad (4.5)$$

$$Y_{s_h}^k = \frac{2}{N} \sum_{l=0}^{N-1} x_{(k-N+1)} \sin\left(\frac{2\pi h l}{N}\right) \quad (4.6)$$

O conceito de janela deslizante pode então ser aplicado que consiste em descartar a amostra mais antiga assim que uma nova amostra se torna disponível para ser incluída nos cálculos. Desta forma o tamanho da Janela N é sempre o mesmo durante todo o processo. Os coeficientes de seno e cosseno são definidos em função de N para cada componente h.

Os cálculos usando DFT em (4.5) (4.6) requerem mais cálculos que realmente são necessários. Assim, ajustando a janela para um ciclo cheio a equação se torna recursiva para o cálculo dos termos como pode ser observado:

$$Y_{c_h}^k = Y_{c_h}^{k-1} + (x_k - x_{k-N}) \cos\left(\frac{2\pi h}{N} k\right) \quad (4.7)$$

$$Y_{s_h}^k = Y_{s_h}^{k-1} - (x_k - x_{k-N}) \sin\left(\frac{2\pi h}{N} k\right) \quad (4.8)$$

O DFT com janela deslizante é implementado usando a estrutura da Figura 4.1. O filtro aceita as amostras do sinal na frequência de amostragem e simultaneamente gera o DFT das N amostras mais recentes.

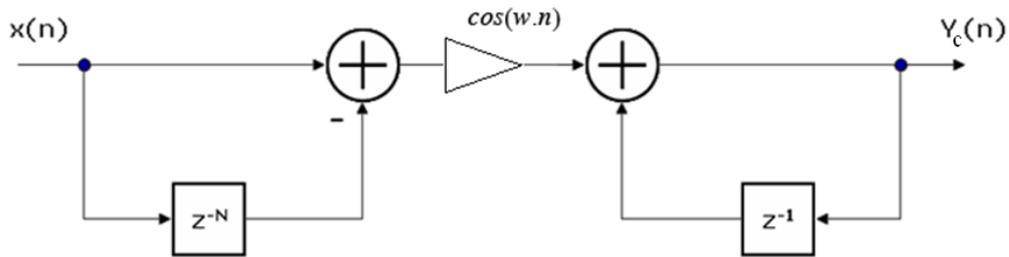


Fig. 4.1. Estrutura do DFT com janela deslizante

A implementação desta técnica pode ser feita de duas formas: Usando coeficientes de seno e cosseno previamente calculado e armazenado. Neste caso, o algoritmo deve executar um produto interno usando um vetor de coeficientes em cada janela. A segunda solução, mais eficiente, é usando um gerador de seno e cosseno. A segunda solução é mais efetiva.

Um gerador digital pode ser implementado pela equação:

$$\begin{bmatrix} s_1(n) \\ s_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(w_h) & \text{sen}(w_h) \\ -\text{sen}(w_h) & \cos(w_h) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(n-1) \\ s_2(n-1) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Para extrair N harmônicos é necessário empregar N estruturas como mostrado na Figura 4.2. As vantagens desta estrutura são o baixo esforço computacional, não apresenta atraso de fase e tempo de transitório igual ao tamanho da janela. Por outro lado, a desvantagem deste método está relacionada com as limitações do DFT devido à necessidade de uma amostragem síncrona.

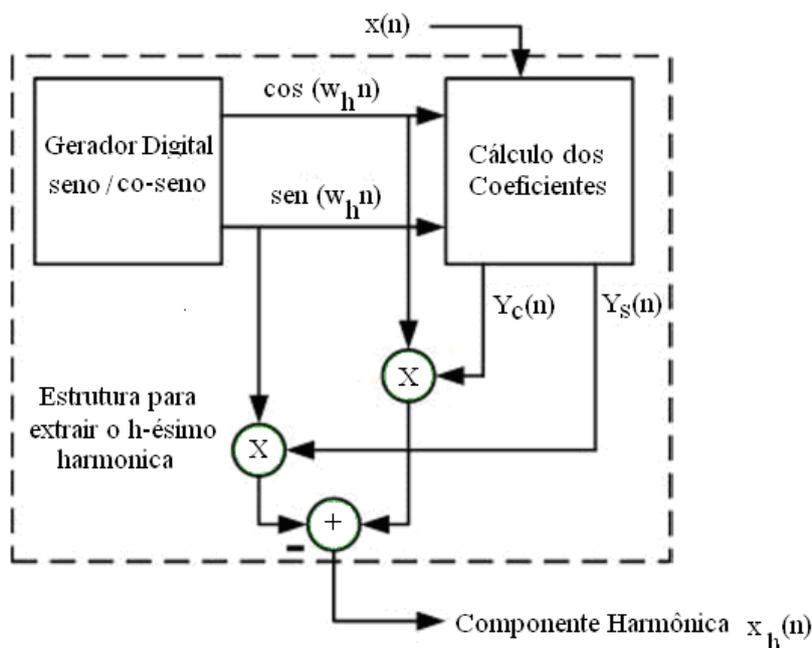


Fig. 4.2. Arquitetura do DFT recursivo com janela deslizante.

4.2 Transformada Wavelet por Pacotes usando Modulação em Banda Lateral Única (WPT+SSB)

O método da Transformada Wavelet por Pacotes usando Modulação em Banda Lateral Única (WPT+SSB – *Wavelet Packet Transform with Single Side-Band*) utiliza os coeficientes wavelets para decomposição do sinal. Entre as Wavelets mães, a db45 apresentou melhor resposta para decomposição de harmônicos e foi adotado neste trabalho.

A Figura 4.3 apresenta a arquitetura da decomposição usando a Transformada Wavelet por Pacotes. São evidenciados os níveis 1 a 5. Os níveis 6 a 8 foram suprimidos para melhor visualização da arquitetura. Estes apresentam as mesmas características dos níveis 1 a 5, ou seja, utilizando filtros QMF para decompor o sinal em baixa e alta frequência e um redutor de amostras.

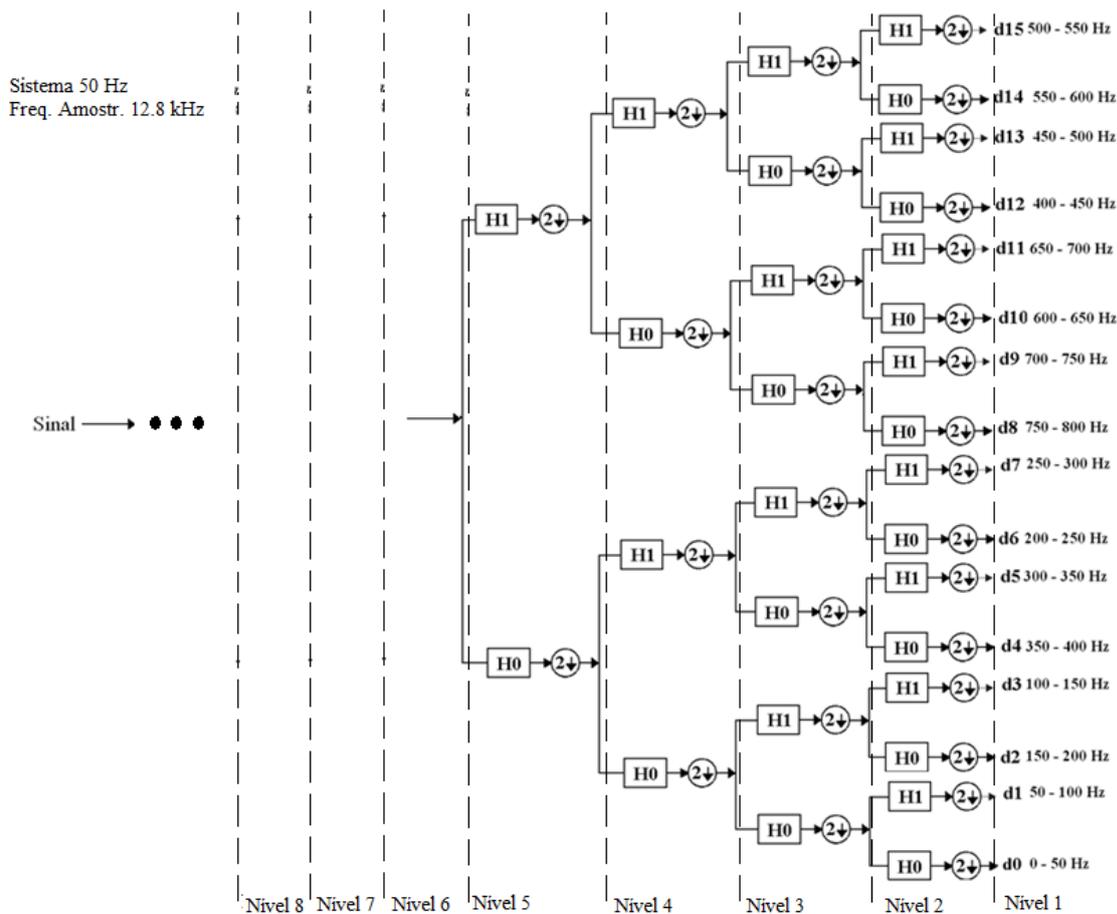


Fig. 4.3. Decomposição utilizando a transformada Wavelet por pacotes

Para conseguir os harmônicos centralizados nas faixas de frequências é utilizada a modulação SSB com o objetivo de deslocar as frequências do sinal centralizando-as. A frequência de deslocamento é de $0,5 f_0$ Hz, onde f_0 é a frequência do sistema. A Figura 4.4 mostra esquematicamente o efeito do uso da modulação SSB. Importante ressaltar que a indicação das componentes na saída não é a síntese do sinal, mas, os coeficientes da transformada wavelet que contém as informações dos harmônicos indicados. Para síntese é necessário passar pelo banco de síntese.

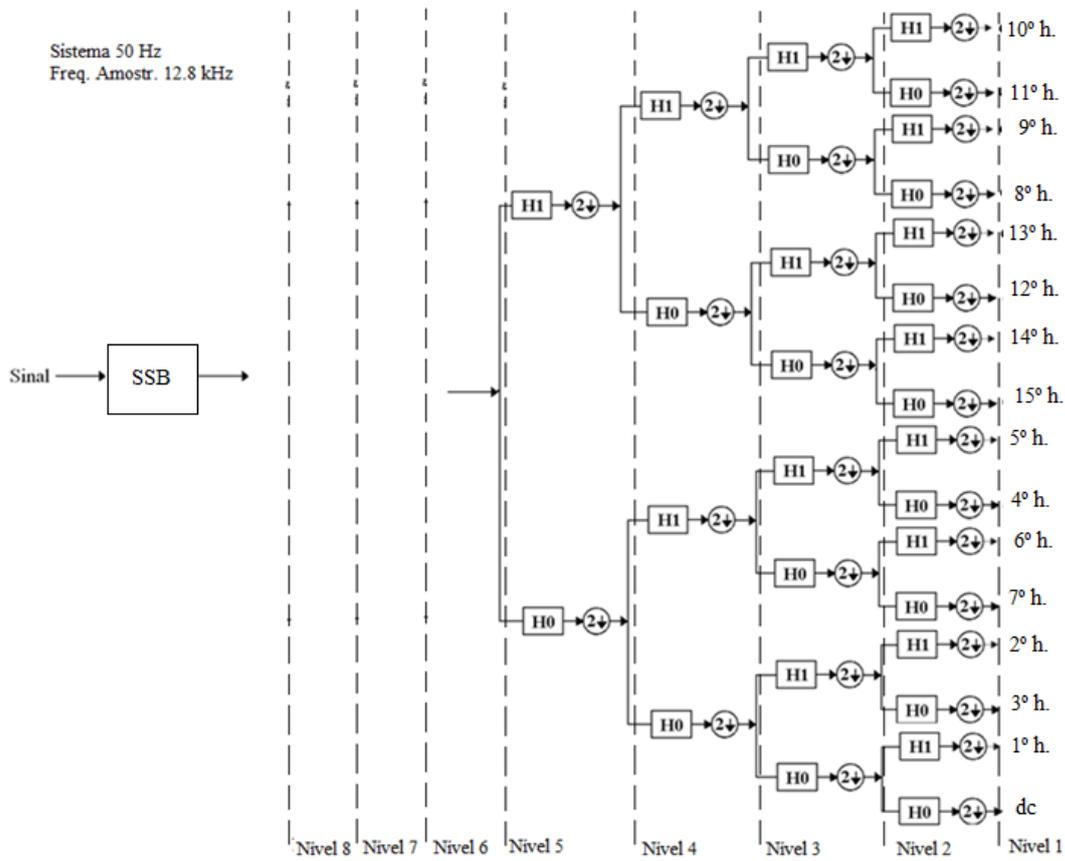


Fig. 4.4. Efeito da modulação SSB na decomposição utilizando a transformada Wavelet por pacotes

Para a frequência de amostragem igual a 12,8 kHz é necessário 8 níveis para decompor o sinal de acordo com a Figura 4.4. Assim, o filtro equivalente quando aplicado o banco filtros e a redução de amostras para algumas frequências é dado por:

$$\tilde{H}_0(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_0(z^{16})H_0(z^{32})H_0(z^{64}) \quad (4.10)$$

$$\tilde{H}_1(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_0(z^{16})H_0(z^{32})H_1(z^{64}) \quad (4.11)$$

$$\tilde{H}_5(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_1(z^{16})H_1(z^{32})H_1(z^{64}) \quad (4.12)$$

$$\tilde{H}_{15}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_1(z^8)H_0(z^{16})H_0(z^{32})H_0(z^{64}) \quad (4.13)$$

Onde $\tilde{H}_0(z)$, $\tilde{H}_1(z)$, $\tilde{H}_5(z)$ e $\tilde{H}_{15}(z)$ representam os filtros passa-faixa equivalente para componente dc, fundamental, quinto e décimo quinto harmônicos, respectivamente.

Para reconstrução dos harmônicos é utilizado o caminho inverso de forma a obter a síntese do harmônico correspondente. O filtro de reconstrução equivalente para alguns harmônicos são representados nas equações:

$$\tilde{F}_0(z) = F_0(z^{64})F_0(z^{32})F_0(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.14)$$

$$\tilde{F}_1(z) = F_1(z^{64})F_0(z^{32})F_0(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.15)$$

$$\tilde{F}_5(z) = F_1(z^{64})F_1(z^{32})F_1(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.16)$$

$$\tilde{F}_{15}(z) = F_0(z^{64})F_0(z^{32})F_0(z^{16})F_1(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.17)$$

Onde $\tilde{F}_0(z)$, $\tilde{F}_1(z)$, $\tilde{F}_5(z)$ e $\tilde{F}_{15}(z)$ representam os filtros de síntese equivalente para a componente d.c., fundamental, quinto e décimo quinto harmônicos, respectivamente.

A modulação SSB e a inversa da SSB são aplicadas antes da decomposição e depois da síntese, respectivamente. Desta forma, a modulação SSB não prejudica o processo de decomposição e síntese do sinal e conseqüente reconstrução perfeita.

A Tabela 4.2 mostra a frequência de saída para cada nível e a frequência central do filtro passa faixa. Esta tabela considera o efeito da modulação SSB aplicada ao sinal conforme descrito. O Nível 1 apresenta os harmônicos centralizados na banda passante do filtro e a largura da banda é 50 Hz.

Tabela 4.2. Faixa de frequência versus nível de decomposição

Nível de decomposição	Largura de banda	Frequência central	Saídas
Nível 8	6400 Hz	6400 N	2
Nível 7	3200 Hz	3200 N	4
Nível 6	1600 Hz	1600 N	8
Nível 5	800 Hz	800 N	16
Nível 4	400 Hz	400 N	32
Nível 3	200 Hz	200 N	64
Nível 2	100 Hz	100 N	128
Nível 1	50 Hz	50 N	256

Assim, a estrutura completa para visualização dos harmônicos variantes no tempo pode ser visto na Figura 4.5.

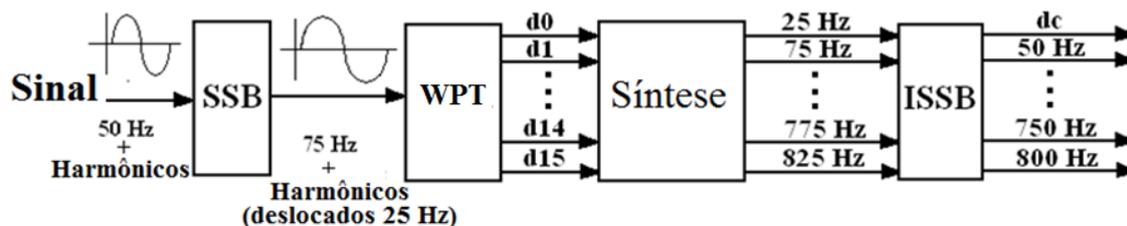


Fig. 4.5. Estrutura completa para decomposição e síntese de harmônicos variantes no tempo

4.3 Banco de Filtros usando Modulação em Banda Lateral Única (FB+SSB)

O método Banco de Filtros usando Modulação em Banda Lateral Única (FB+SSB – *Filter Bank with Single Side Band*) é baseado em Análise em Multi-Resolução assim como é feito para a Transformada Wavelet por Pacotes. Assim, o FB+SSB utiliza a estrutura de filtros QMF para dividir o sinal em duas bandas iguais de frequência utilizando filtros passa alta e passa baixa. Além disso, o número de amostras é dividido por um fator de 2 para eliminar informações repetidas, ficando o número de amostras total das duas bandas igual ao número de amostras do sinal original.

A diferença deste para WPT+SSB é a abordagem para o projeto dos filtros onde ao invés de se utilizar as funções wavelet e escala conforme mencionado, o banco de filtros utiliza de filtros FIR para separar as altas e baixas frequências. Estes filtros apresentam respostas mais suave e mais eficiente para separação das frequências. A Figura 4.6 apresenta a resposta em frequência do FB+SSB comparado com as WPT+SSB onde é evidenciada a maior banda de passagem e corte na saída da banda passante do filtro.

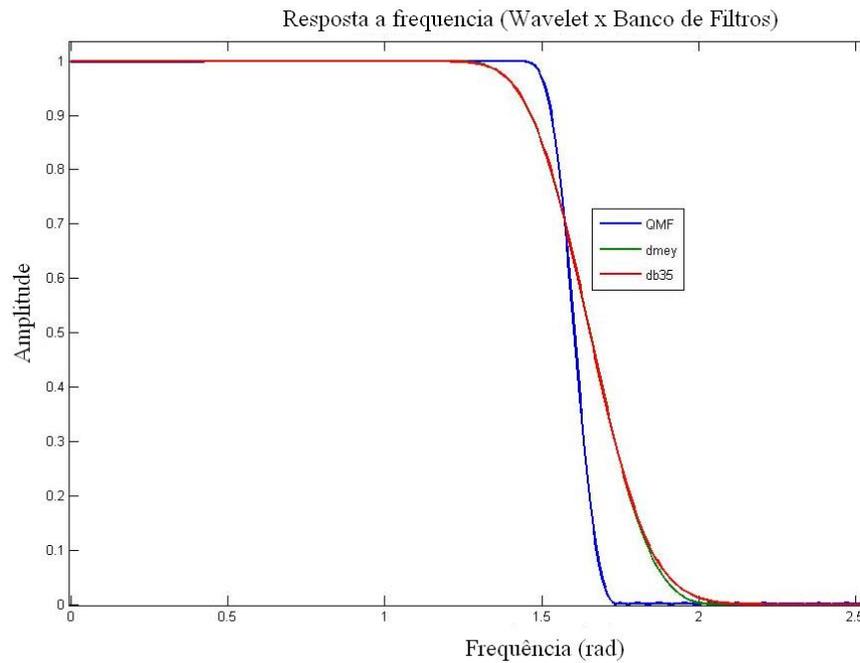


Fig. 4.6. Comparação da resposta à frequência entre Filtro FIR e Wavelets

A árvore de decomposição é mesma apresentada para o método WPT+SSB na Figura 4.4. Assim, o método possui 8 níveis de decomposição e síntese para obter os harmônicos centralizados na faixa de passagem dos filtros e banda passante de 50 Hz. A tabela de saída é mostrada na Tabela 4.2.

O processo de decomposição segue o mesmo princípio da WPT. O filtro passa faixa equivalente para algumas frequências é exemplificado abaixo:

$$\tilde{H}_3(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_0(z^{16})H_1(z^{32}) H_0(z^{64}) \quad (4.18)$$

$$\tilde{H}_6(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_1(z^{16})H_1(z^{32}) H_0(z^{64}) \quad (4.19)$$

$$\tilde{H}_8(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_1(z^8)H_1(z^{16})H_0(z^{32}) H_0(z^{64}) \quad (4.20)$$

$$\tilde{H}_{12}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_1(z^8)H_0(z^{16})H_1(z^{32}) H_0(z^{64}) \quad (4.21)$$

De forma análoga, os filtros equivalentes no processo de síntese para alguns harmônicos são mostrados analiticamente pelas equações:

$$\tilde{F}_3(z) = F_0(z^{64})F_1(z^{32})F_0(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.22)$$

$$\tilde{F}_6(z) = F_0(z^{64})F_1(z^{32})F_1(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.23)$$

$$\tilde{F}_8(z) = F_0(z^{64})F_0(z^{32})F_1(z^{16})F_1(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.24)$$

$$\tilde{F}_{12}(z) = F_0(z^{64})F_1(z^{32})F_0(z^{16})F_1(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.25)$$

A Figura 4.7 apresenta a visão geral da decomposição e síntese do banco de filtros. A diferença do WPT é apenas o banco de decomposição empregado conforme descrito.

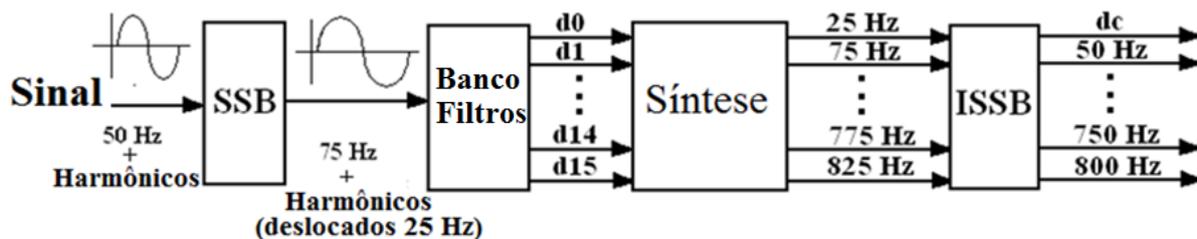


Fig. 4.7. Visão geral do sistema de decomposição e síntese usando FB+SSB

A ordem do filtro é também um importante parâmetro que deve ser adequadamente projetado com o objetivo de garantir uma análise confiável. Filtros de alta ordem possuem melhor resposta com o objetivo de reconstrução do sinal. Em contra partida o esforço computacional é maior quanto maior a ordem dos filtros.

4.4 Efeito da ordem dos filtros de decomposição

O uso da Análise em Multi-Resolução se caracteriza pelo uso de filtros para separar as componentes de alta frequência das componentes de baixa frequência. Filtros de alta ordem são melhores para decomposição e reconstrução do sinal, porém, aumentam o esforço computacional. Assim um compromisso deve ser estabelecido para se obter resultados precisos com menor esforço computacional.

Por isso, nesta seção é investigado o efeito da ordem da Wavelet mãe Daubechies e filtros FIR para decomposições de harmônicos. São usados cálculos do valor RMS, erro médio quadrático (MSE – *Mean Squared Error*) e erro absoluto (MAE – *Mean Absolute Error*) como parâmetros para avaliar o desempenho dos métodos conforme equações:

$$\text{MSE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_i - y_i)^2 \quad (4.26)$$

$$\text{MAE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |f_i - y_i| \quad (4.27)$$

Onde f_i é o valor calculado e y_i o valor real.

Para verificar o efeito da ordem dos filtros um sinal foi simulado com fundamental igual a 1 pu e 7º Harmônico igual a 0.5 pu. O sinal é apresentado na Figura 4.8. A componente fundamental e o 7º harmônico foram estrategicamente escolhidos. Os métodos respondem bem à componente fundamental, mas, possuem uma resposta pouco satisfatória para o sétimo harmônico. Estas características são melhores exploradas na análise dos resultados, quando é feita a resposta em frequência dos métodos.

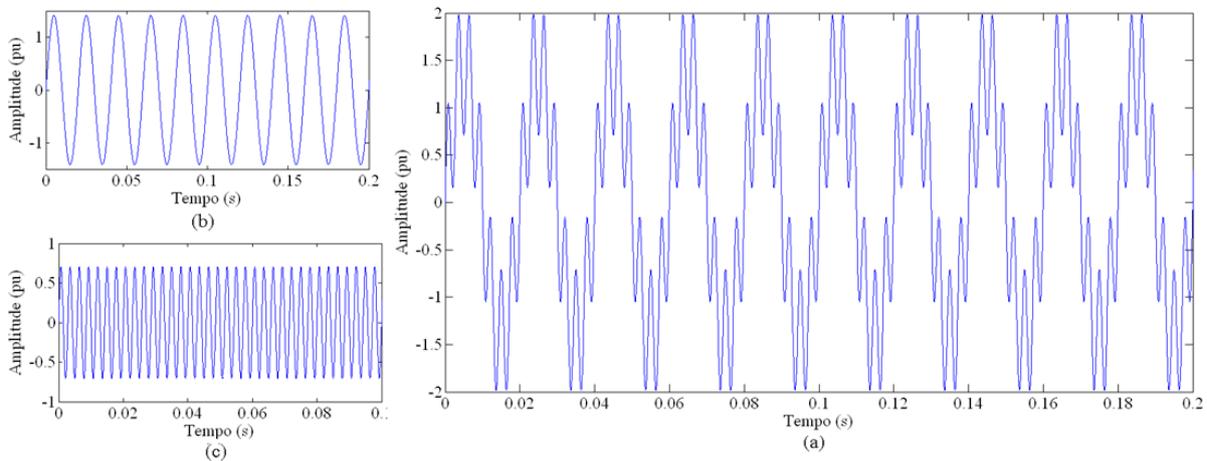


Fig. 4.8. (a) Sinal com 1 pu para a (b) frequência fundamental e 0.5 pu no (c) 7º harmônico

A Figura 4.9 apresenta o cálculo rms do primeiro harmônico e do sétimo harmônico em função da ordem da Wavelet. É observado que a Wavelet de maior ordem apresentam melhores resultados. Na decomposição da fundamental, observa-se que a partir da Wavelet Daubechies de 15ª ordem o erro é pequeno (1%). Considerando o pior caso, 7º Harmônico, existe um erro que é minimizado, mas não eliminado, com o aumento da ordem dos filtros. Para a maior ordem o erro apresentado é de 10 %.

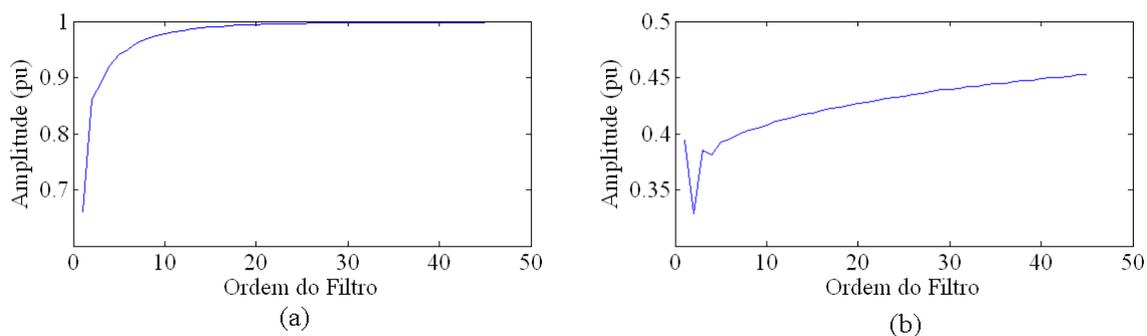


Fig. 4.9. Valor rms calculado utilizando Wavelets de ordem 1 a 45 para (a) frequência fundamental e (b) 7º harmônico

Com relação à forma de onda do harmônico sintetizado, obteve-se a o erro médio quadrático e o erro absoluto para avaliar a influência da ordem do filtro e os resultados são mostrados nas Figuras 4.10 e 4.11. Pode-se observar que os erros são menores quanto maior a ordem do filtro, onde novamente nota-se a forma exponencial na relação entre as duas grandezas.

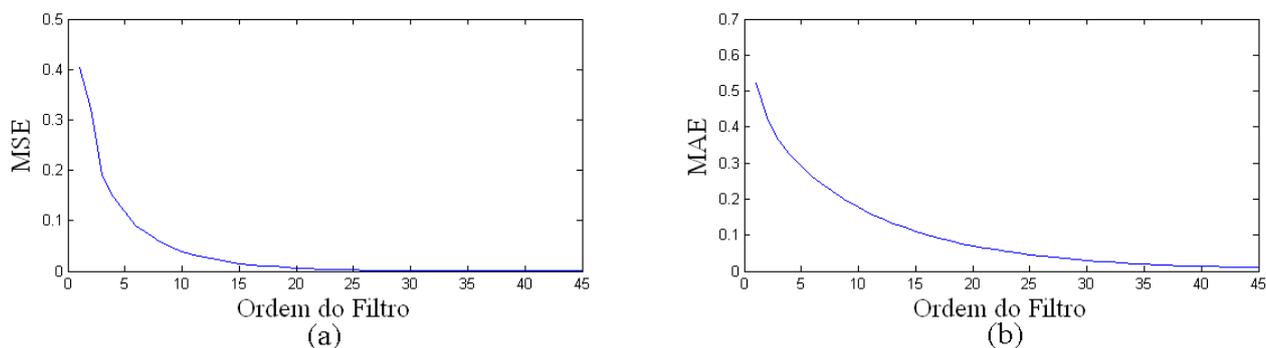


Fig. 4.10. Relação da ordem do filtro com MSE (a) e MAE (b) para o 1ª Harmônico

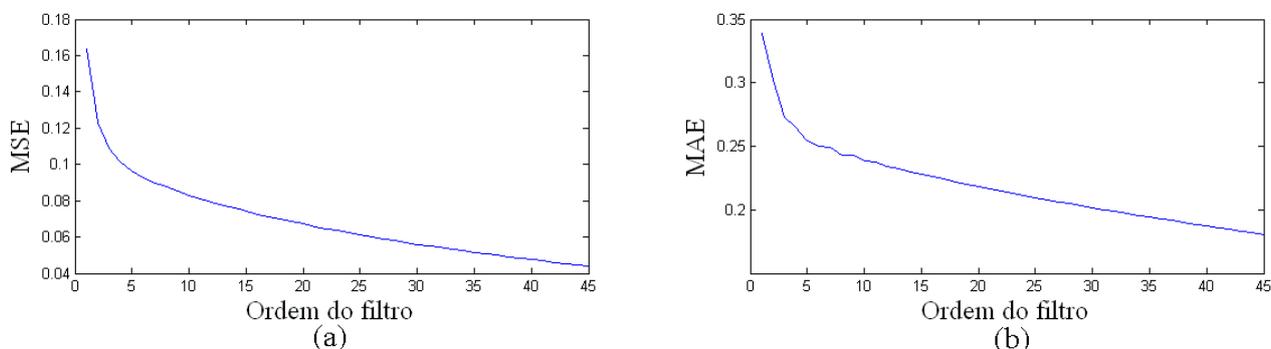


Fig. 4.11. Relação da ordem do filtro com MSE (a) e MAE (b) para o 7º Harmônico

Assim, apesar de apresentar bons resultados para a fundamental a partir da 15^o ordem, é necessário usar 45^o ordem da família Daubechies para minimizar os erros apresentados na análise de harmônicos de 7^o ordem.

Observou-se também o uso de filtros FIR para análise de harmônicos. Seguindo os mesmos critérios adotados para a Wavelet mãe Daubechies, analisou-se primeiramente o cálculo do valor rms do sinal. A Figura 4.12 apresenta a relação do cálculo valor rms com a ordem do filtro usando filtros FIR.

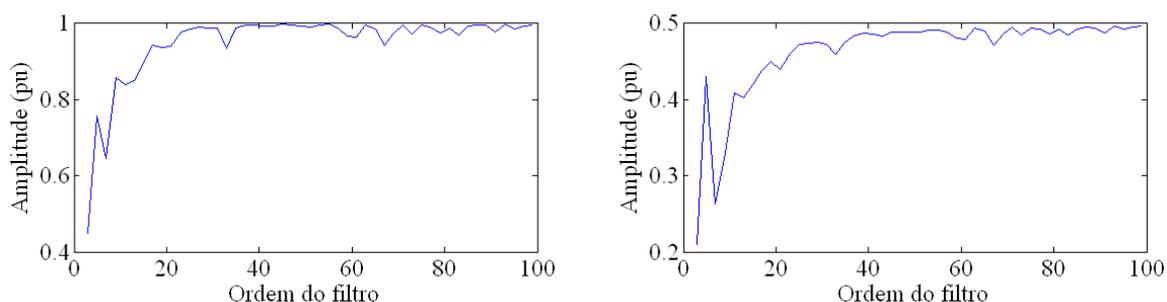


Fig. 4.12. Valor rms calculado utilizando banco de filtros de ordem 3 a 99

Para a componente fundamental percebe-se que a partir da 21^a ordem obtêm-se cálculo com boa precisão enquanto que para 7^o Harmônico isso acontece a partir da 41^a Ordem. Para o 7^o Harmônico o erro é consideravelmente menor quando se compara com as Wavelets. As Figuras 4.13 e 4.14 e mostram os cálculos dos valores MSE e MAE para o caso dos filtros FIR.

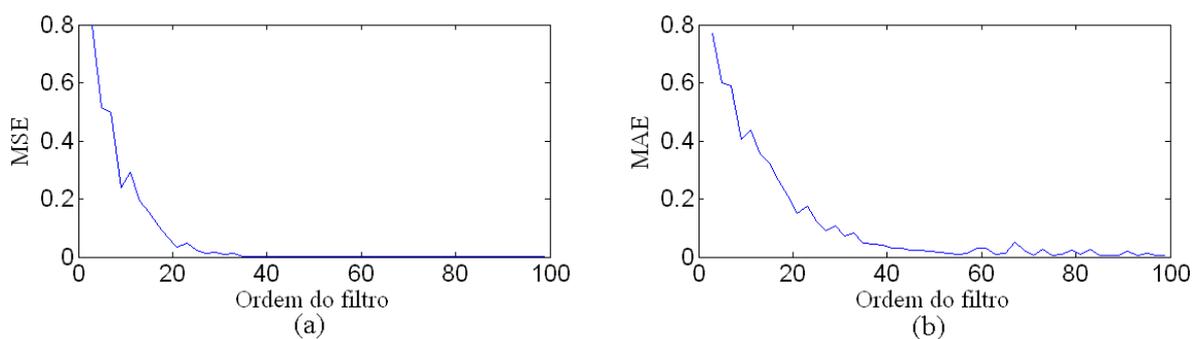


Fig. 4.13. Relação da ordem do filtro FIR com MSE (a) e MAE (b) para a fundamental

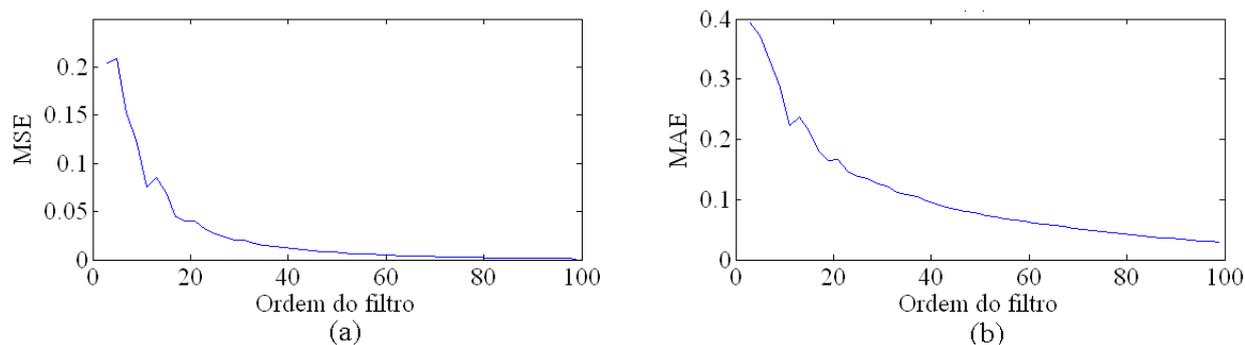


Fig. 4.14. Relação da ordem do filtro FIR com MSE (a) e MAE (b) para o 7º Harmônico

Na subseção seguinte é apresentada uma análise comparativa dos métodos discutidos até aqui. Foram aplicados sinais com distúrbios eletromagnéticos presentes em sistemas elétricos de potência. Os testes foram realizados utilizando sinais simulados, sinais medidos em laboratório e sinais medidos em campo. Os algoritmos foram implementados e processados utilizando o software Matlab. Os métodos foram comparados quanto a sua capacidade de decomposição, a capacidade de síntese do sinal e avaliado quanto à influência de fatores como variações bruscas do sinal, variações na frequência ou presença de inter-harmônicos.

4.5 Análise dos resultados

Os métodos foram comparados, primeiramente, considerando regime estacionário ou quase estacionário. Para estes testes foram usadas lâmpadas econômicas que introduzem um alto nível de harmônicos de ordem ímpar no sinal de corrente. A forma de onda pode ser visualizada na Figura 4.15.

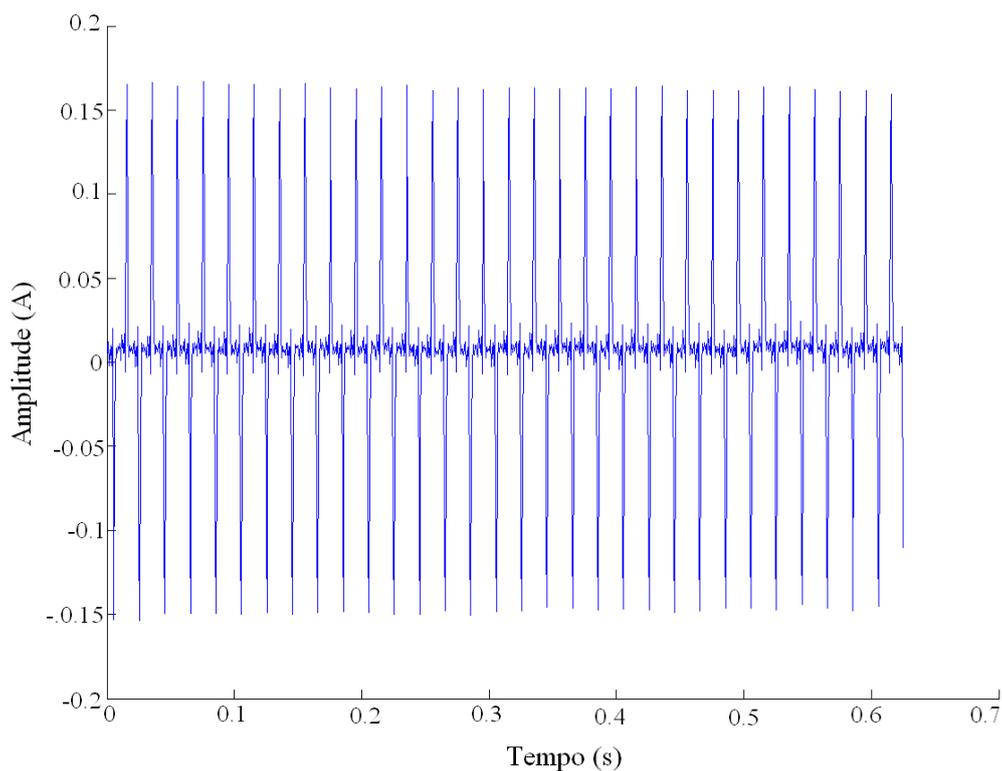


Fig. 4.15. Forma de onda da corrente em reatores usados em lâmpadas Lemnis

De acordo com estudo feito na seção anterior a wavelet db45 é a mais indicada para análise de harmônicos por apresentar melhor resposta, apesar do maior esforço computacional. O filtro FIR de ordem 51 foi usado, pois apresenta um equilíbrio entre a precisão na decomposição e o esforço computacional.

Os resultados usando FB+SSB e WPT+SSB foram comparados com SWRDFT. Como pode ser visto na Figura 4.16, os resultados são similares para a corrente nos reatores das lâmpadas.

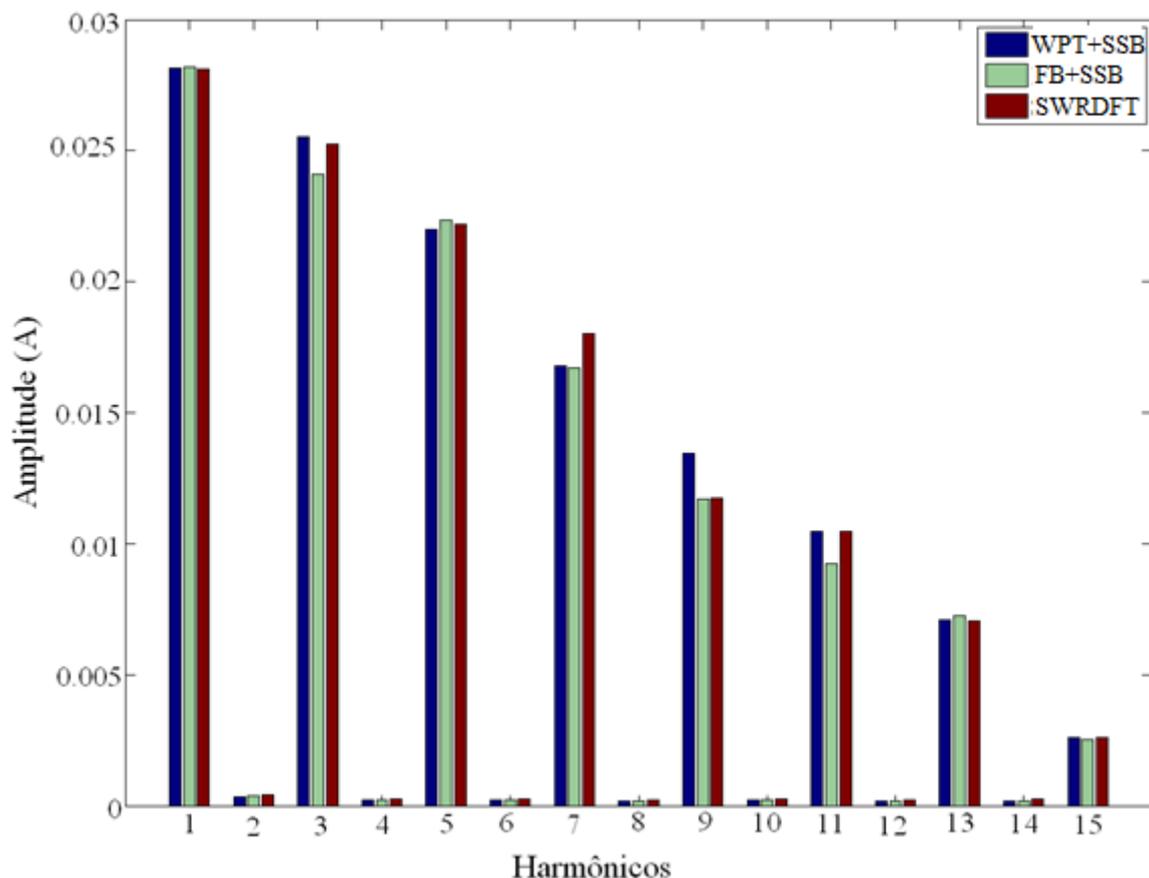


Fig. 4.16. Valor RMS da corrente nas lâmpadas Lemnis calculadas usando os três métodos.

Os Sinais quase-estacionários podem ser processados usando a transformada de Fourier e os métodos apresentados neste capítulo pouco acrescentam nas análises. Porém, quando se trata de sinais não estacionários os métodos apresentam vantagens, pois, diferentemente da transformada de Fourier, a análise é feita no domínio tempo-frequência e apresentam menor espalhamento espectral.

A análise dos métodos em um sinal não estacionário foi realizada usando um sinal de corrente de inrush durante a energização de um transformador. Este sinal foi obtido em simulação usando EMTDC/PSCAD e o resultado é mostrado na Figura 4.17.

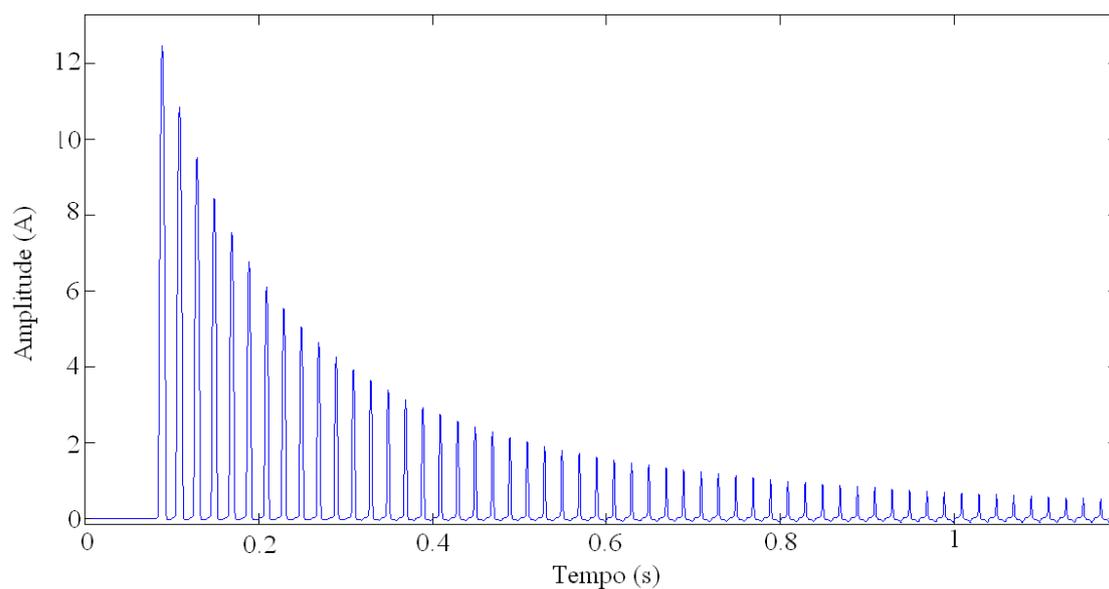


Fig. 4.17. Corrente simulada de inrush durante a energização do transformador

Foram usados os métodos WPT+SSB, FB+SSB e SWRDFT no sinal de inrush e os harmônicos podem ser observados nas Figuras 4.18 e 4.19 que mostram a análise no tempo, onde é possível ver o comportamento de cada harmônico separadamente. Os três métodos apresentam resultados similares com pequenas diferenças, principalmente nos harmônicos de alta ordem.

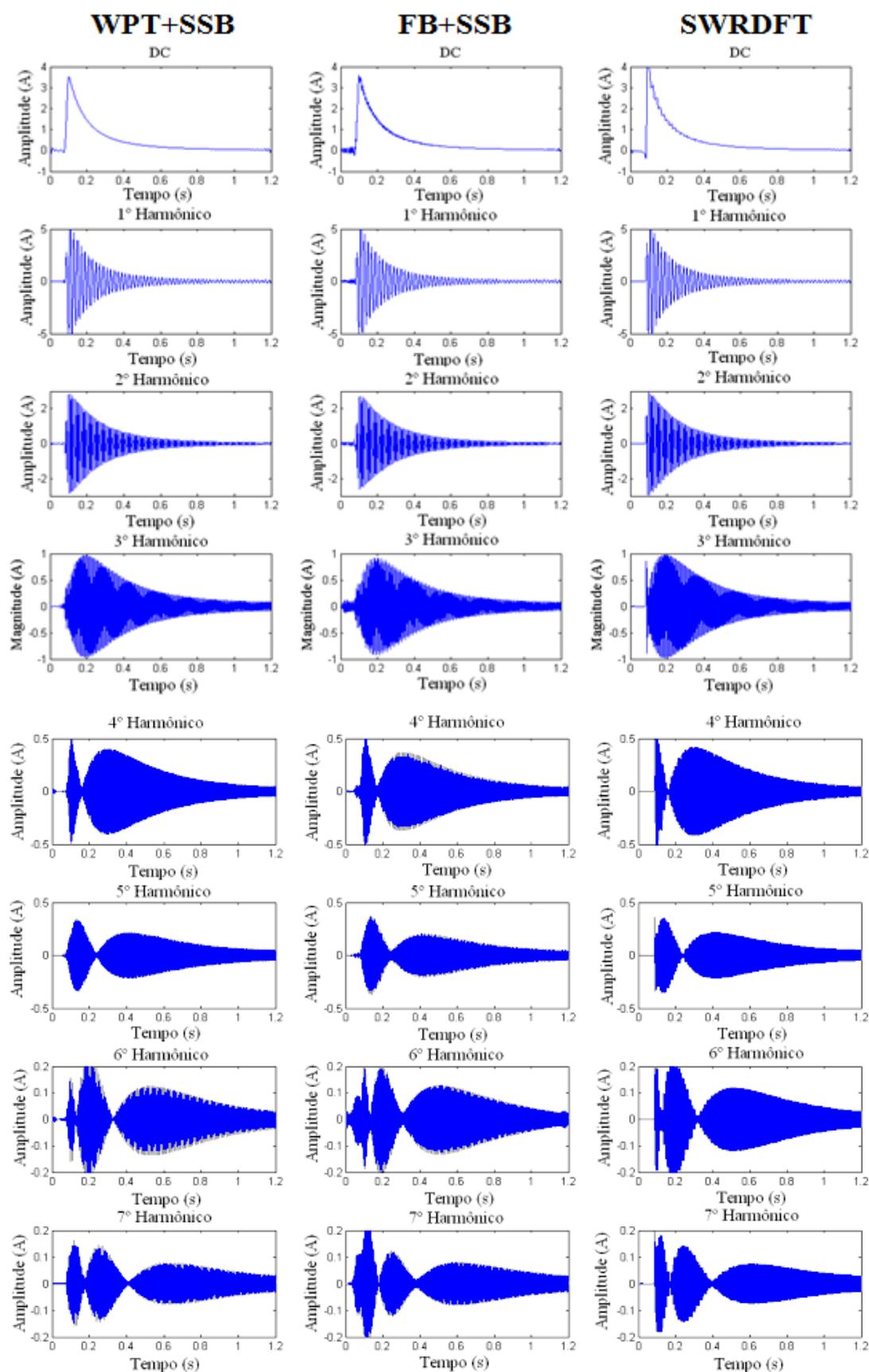


Fig. 4.18. Análise Tempo-frequência utilizando os três métodos (1^o ao 7^o harmônico)

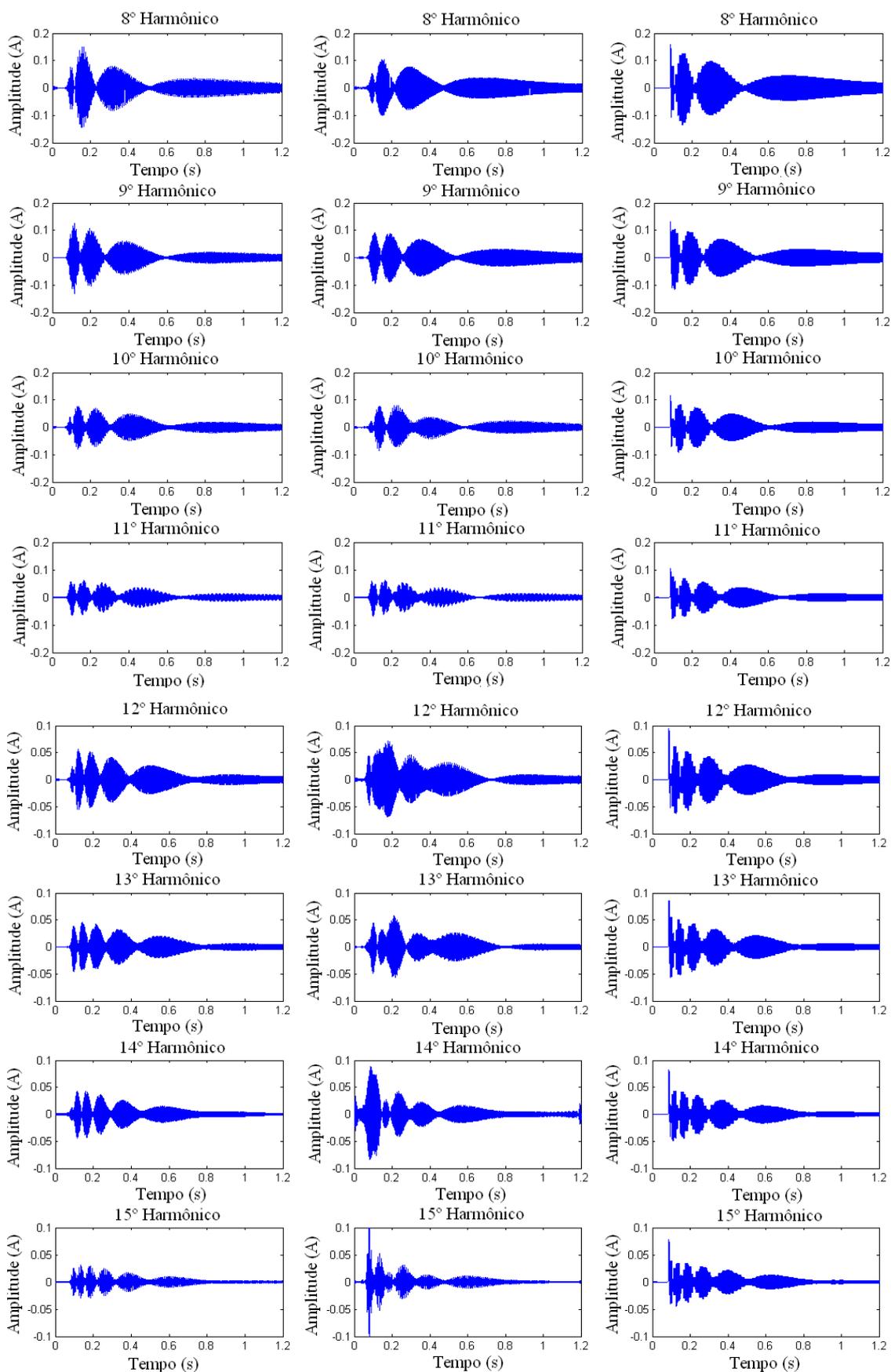


Fig. 4.19. Análise Tempo-frequência utilizando os três métodos (8^o ao 15^o harmônico)

O sinal original foi reconstruído a partir da soma dos harmônicos decompostos utilizando os três métodos e o resultado é mostrado na Figura 4.20. A reconstrução é praticamente coincidente com o sinal original, porém, SWRDFT apresenta pequenas diferenças principalmente quando há grandes variações de um ciclo para o outro.

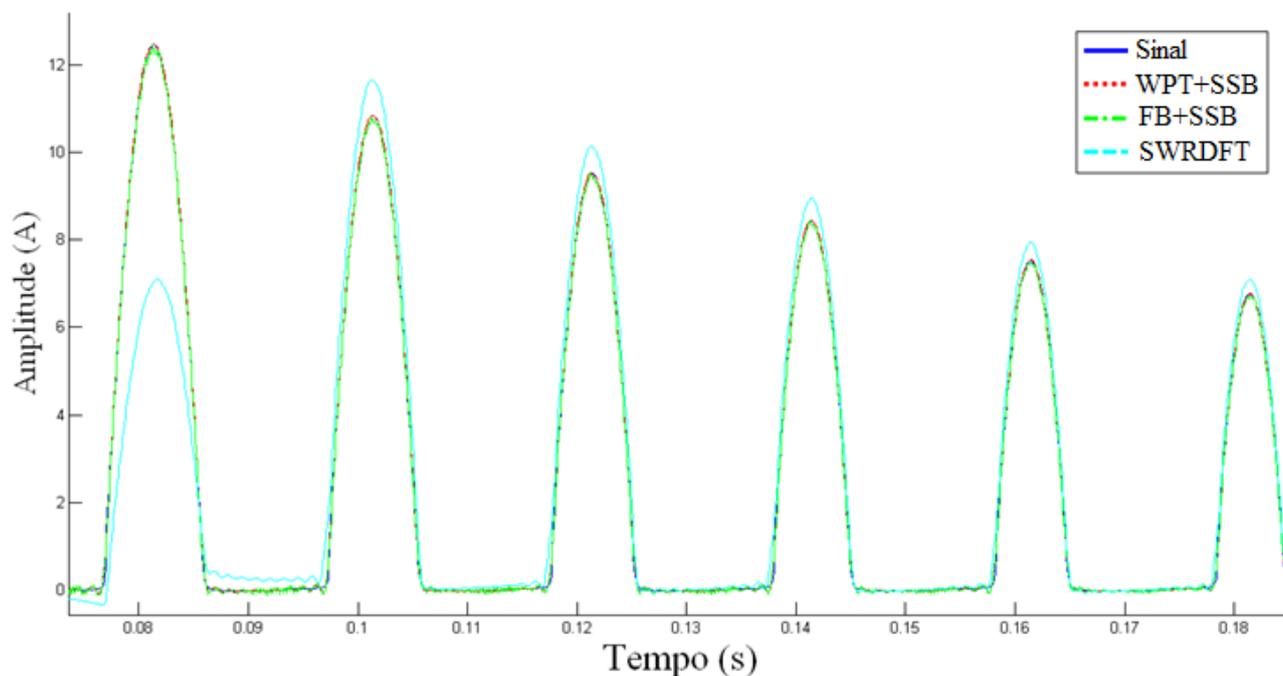


Fig. 4.20. Reconstrução da forma de onda usando os três métodos

Para melhor avaliação dos métodos, estes foram testados em sinais que apresentam desvios das condições normais de operação. Além dos harmônicos, foram feitas análises considerando inter-harmônicos, variações na frequência da componente fundamental e rápidas oscilações de amplitude. O primeiro passo foi feito a análise da resposta em frequência dos filtros como descrito a seguir.

A. Resposta em frequência

A resposta à frequência teórica é mostrada na Figura 4.21. Esta apresenta uma faixa uniforme de frequência, uma transição de saída estreita e os harmônicos localizados no centro de cada faixa. Entretanto, na prática é diferente devido às imperfeições dos filtros utilizados. Por isso, com o objetivo de entender a operação dos filtros, a resposta à frequência dos filtros foi processada.

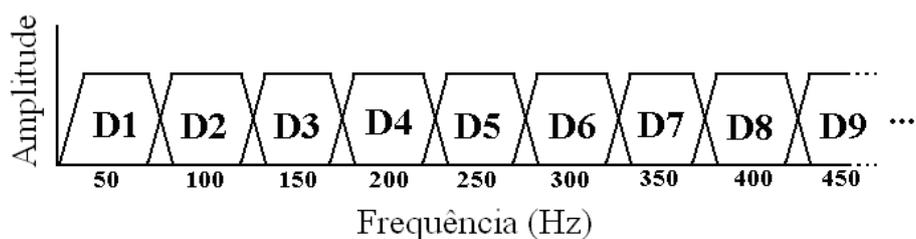


Fig. 4.21. Resposta em frequência ideal

A resposta à frequência do WPT+SSB é mostrada na Figura 4.22. Este possui uma irregular distribuição de frequência, particularmente nos filtros \tilde{H}_7 , \tilde{H}_8 e \tilde{H}_{15} . A wavelet mãe usada para gerar os gráficos foi o Daubechies, de ordem 45. Estes problemas são minimizados quando se utiliza FB+SSB como pode ser visto na Figura 4.23. Este apresenta melhor resposta, porém, com as mesmas características. Foi usado um filtro FIR de ordem 51 para gerar o gráfico.

A Figura 4.24 mostra a resposta à frequência para SWRDFT. Ao contrário dos métodos anteriores, SWRDFT apresenta uma estreita faixa de passagem, mas, também centrada nas frequências harmônicas.

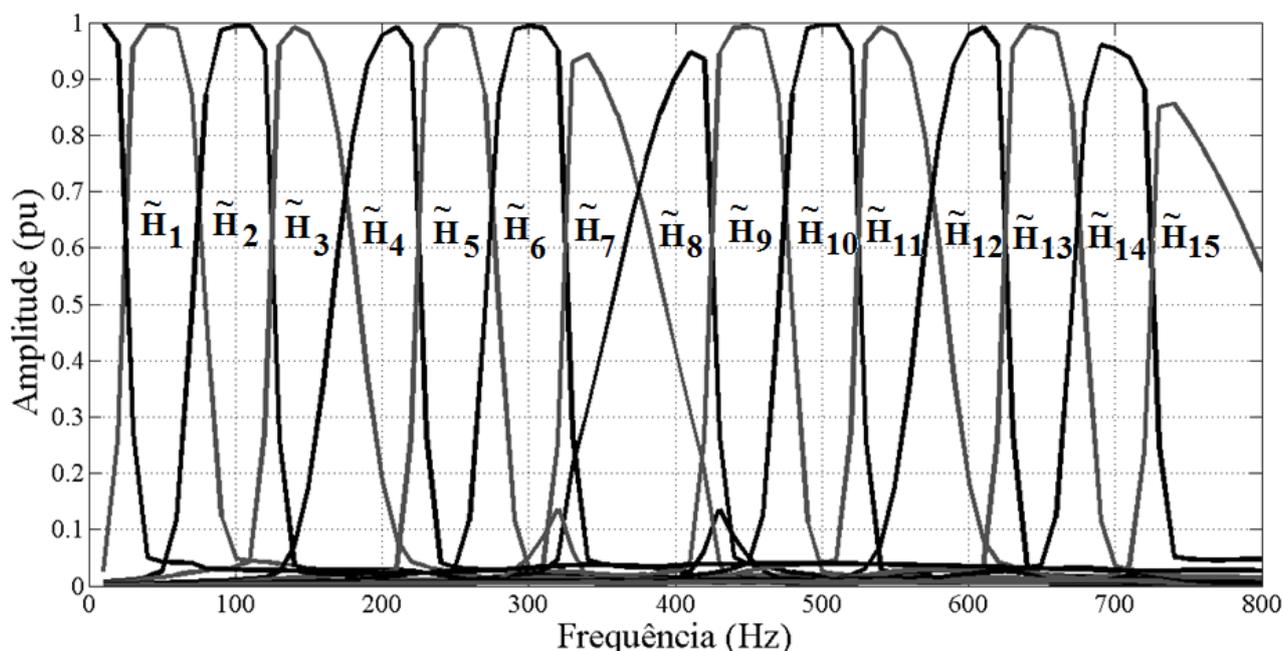


Fig. 4.22. Resposta em frequência do WPT+SSB

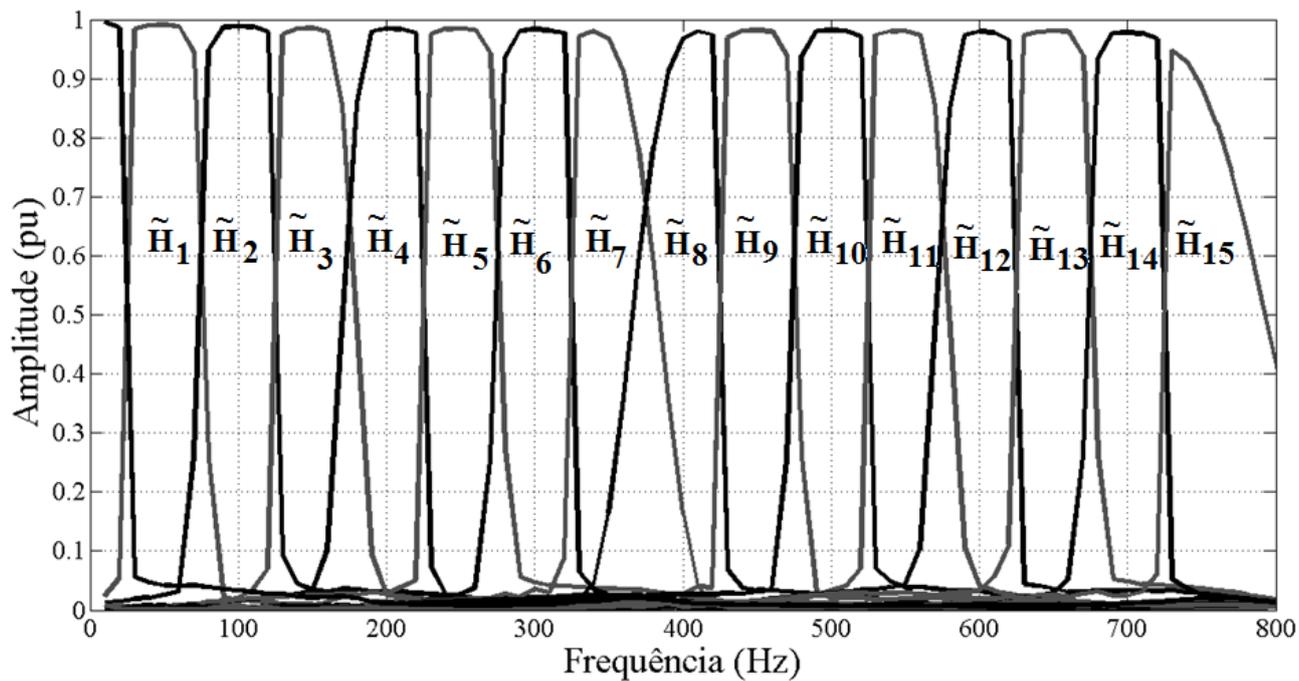


Fig. 4.23. Resposta em frequência do FB+SSB

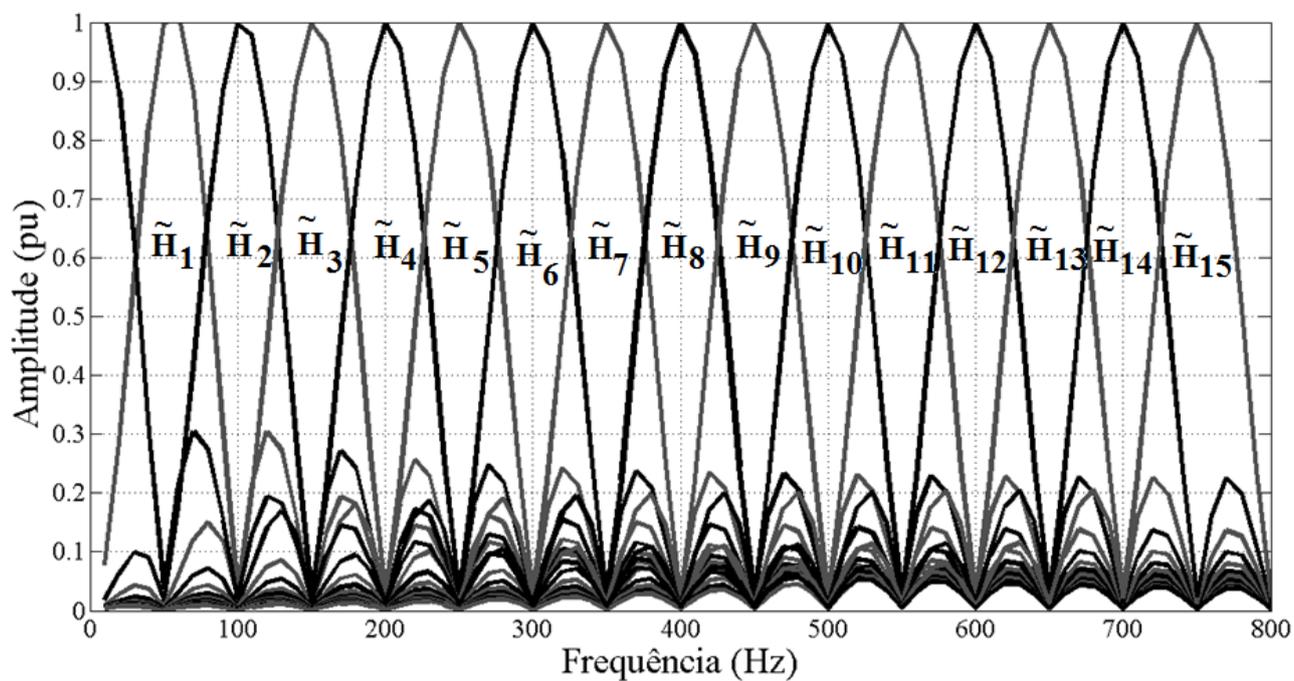


Fig. 4.24. Resposta em frequência do SWRDFT

A Figura 4.25(a) mostra detalhes da resposta à frequência para os filtros \tilde{H}_1 e \tilde{H}_2 quando utiliza o FB+SSB. Como pode ser visto, a faixa de passagem é aproximadamente 40 Hz. Isto significa que o harmônico e os inter-harmônicos na faixa de 30 e 70 Hz são agrupados e representados pelo coeficiente d1. As frequências entre 70 e 80 Hz estão localizadas na faixa de transição do filtro. Então, estes inter-harmônicos são divididos nestes dois grupos em proporção de acordo com a resposta dos filtros envolvidos.

Infelizmente, os filtros não possuem resposta igual para todas as faixas. Os piores casos verificados são os filtros \tilde{H}_7 e \tilde{H}_8 e eles são mostrados na Figura 4.25(b). Para o filtro \tilde{H}_7 a faixa de passagem compreende entre 330 e 350 Hz. Note que esta faixa é estreita em relação ao filtro \tilde{H}_1 e o harmônico não está centrado na faixa como se esperava. O mesmo acontece com o filtro \tilde{H}_8 que apresenta a faixa de passagem entre as frequências de 400 Hz e 420Hz.

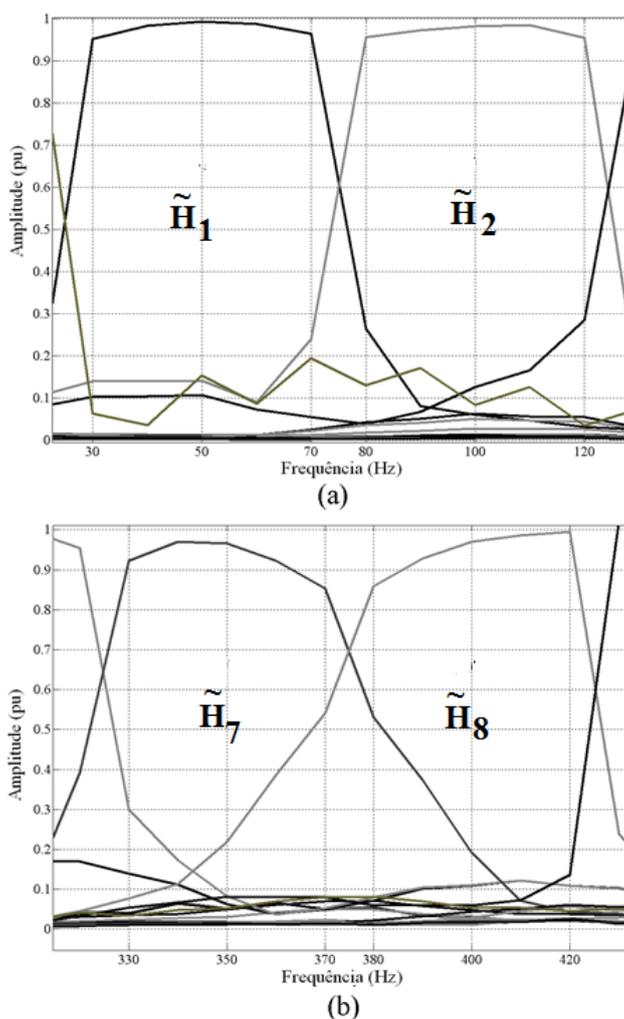


Fig. 4.25. Detalhe da análise usando FB+SSB (a) para filtros \tilde{H}_1 e \tilde{H}_2 e (b) para os filtros \tilde{H}_7 e \tilde{H}_8

A Figura 4.26 apresenta um comparativo do detalhe dos filtros \tilde{H}_7 e \tilde{H}_8 para os métodos WPT+SSB e FB+SSB. Verifica-se que melhores respostas são alcançadas para o FB+SSB uma vez que possui uma ampla faixa de passagem e possui uma melhor atenuação na faixa fora da banda de passagem.

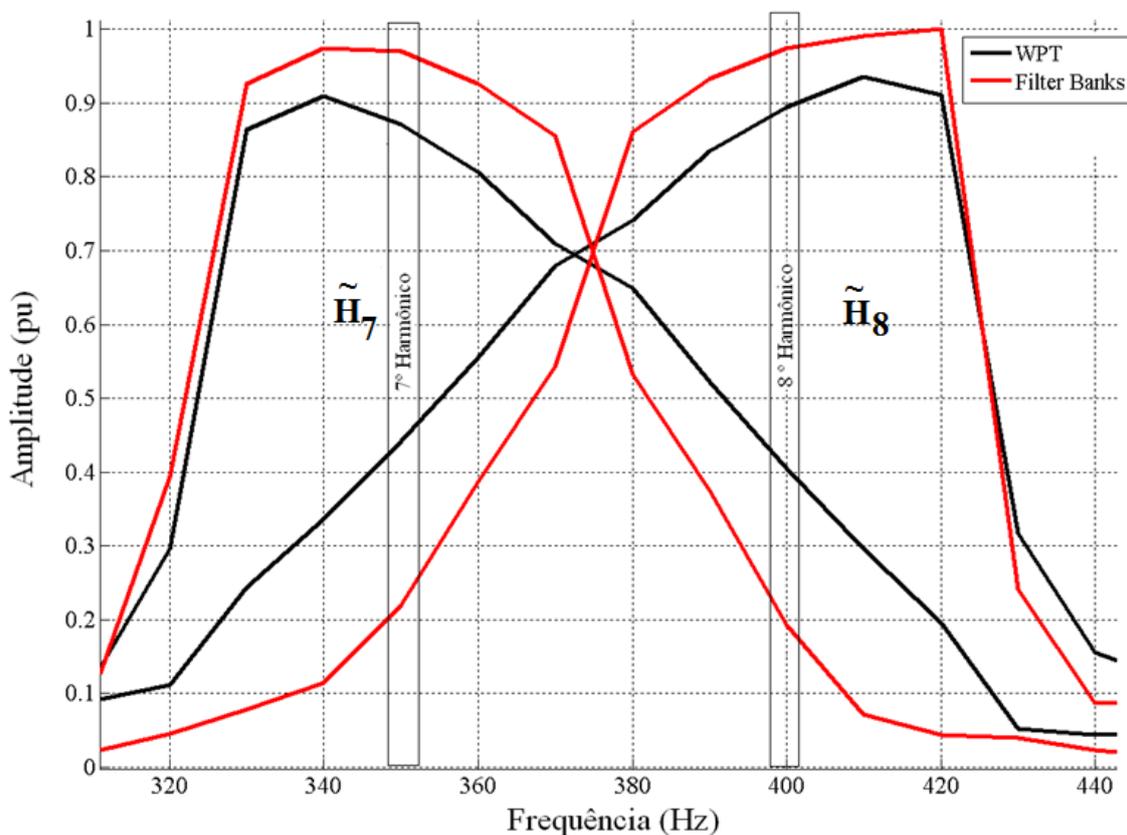


Fig. 4.26. Comparativo entre WPT+SSB e FB+SSB para os filtros \tilde{H}_7 e \tilde{H}_8 .

Devido às características de decomposição dos métodos WPT+SSB e FB+SSB, as frequências não são divididas precisamente para algumas faixas. Por exemplo, para o filtro \tilde{H}_8 , a parte não filtrada do sétimo harmônico é adicionada ao oitavo harmônico, entretanto, o FB+SSB atenua o sétimo harmônico em aproximadamente 5 vezes enquanto o WPT+SSB somente 2,5 vezes. Para ilustrar este efeito um sinal é simulado com 0,5 pu para o sétimo harmônico e 0,1 pu para o oitavo harmônico. SWRDFT divide o sinal de forma mais precisa quando comparada com os outros dois métodos devido à uniformidade dos filtros como pode ser visto na Figura 4.27. Os métodos FB+SSB e WPT+SSB apresentam oscilações provenientes de interferência dos filtros adjacentes.

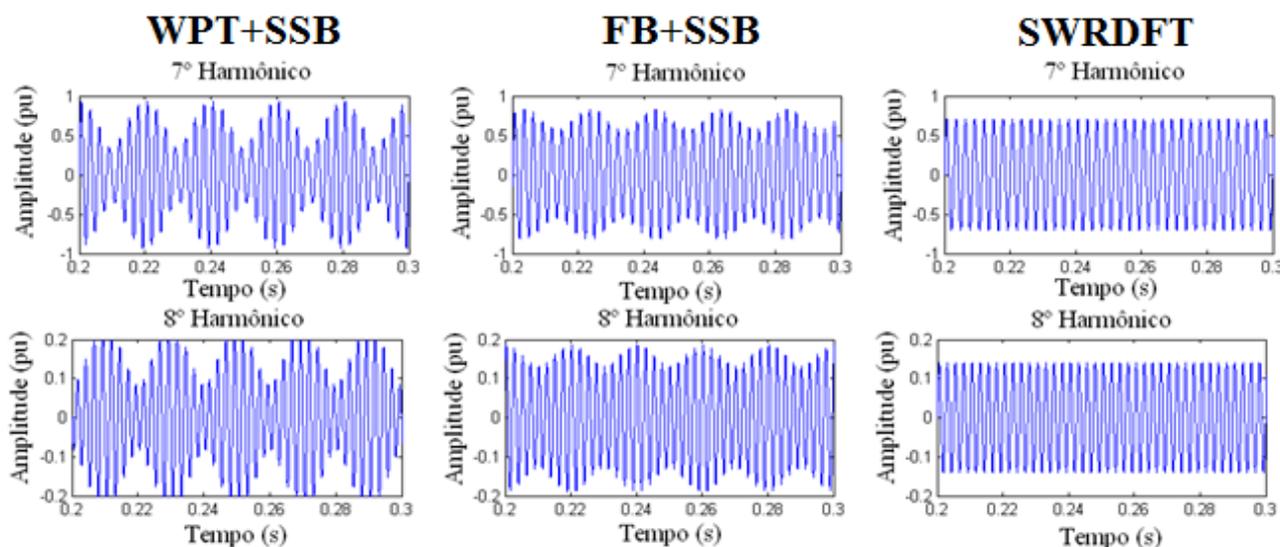


Fig. 4.27. Simulação de um sinal de tensão com 0,5 pu para o sétimo harmônico e 0,1 para o oitavo harmônico.

B. Variação da frequência fundamental

A frequência fundamental pode variar devido a diversas razões tal como distúrbios, transientes subsequentes, grandes flutuações de potência e cargas ou devido ao aumento da integração de geração de energia distribuída.

Devido à ampla banda de passagem de alguns filtros dos métodos de análise em multi-resolução, variações na frequência fundamental, em geral, não levam a erros na decomposição dos harmônicos. Porém, alguns filtros possuem estreita faixa de passagem e variações na frequência fundamental podem prejudicar na decomposição do sinal. O método SWRDFT possui uma estreita faixa de passagem e por isso uma variação na frequência fundamental leva a erros na decomposição. Para ilustrar este fato um sinal de tensão com amplitude da fundamental de 1 pu e sétimo harmônico de amplitude 0,5 pu com 1 Hz de variação da frequência fundamental foi usado. O resultado para frequência fundamental com 49 Hz é mostrado na Figura 4.28. Nota-se espalhamento de frequência para o método SWRDFT e para os filtros com estreita faixa de passagem dos métodos FB+SSB e WPT+SSB.

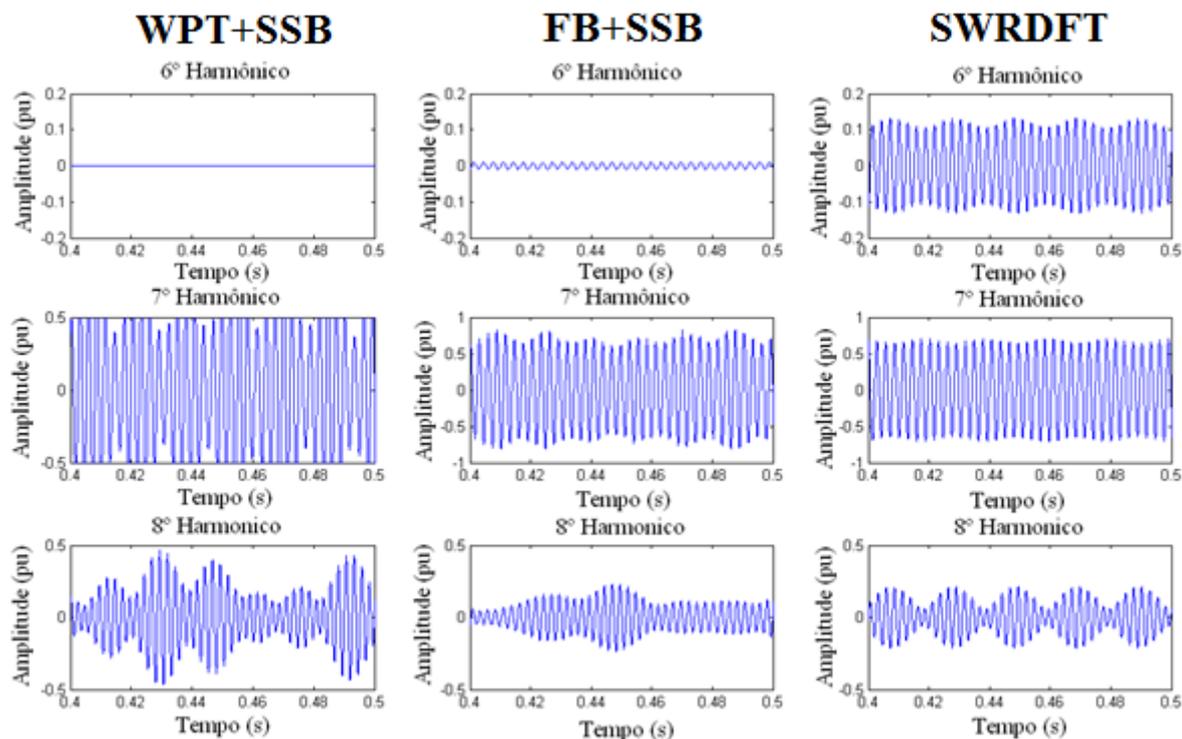


Fig. 4.28. Análise de Harmônicos com frequência fundamental igual a 49 Hz

C. Inter-harmônicos

Há uma variedade de cargas em sistemas de potência que resultam em tensões ou correntes inter-harmônicas em sistemas de potência. Entre estas fontes pode-se destacar o uso de controladores de ripple, ciclo-conversores e drivers de velocidades ajustáveis. Tem-se a expectativa que novas cargas e componentes presentes na implementação de Smart Grids irão causar geração adicional de inter-harmônicos [58][59].

Os métodos WPT+SSB e FB+SSB agrupam harmônicos e os inter-harmônicos próximos. Para os inter-harmônicos localizados na transição dos filtros adjacentes este é dividido entre os dois filtros. Por outro lado, inter-harmônicos são fonte de erros para o SWRDFT.

A Figura 4.29 mostra a análise do sinal de uma tensão em um sistema de potência de 50 Hz com 1 pu para a frequência fundamental, 0,3 pu a 60 Hz e 0,1pu a 100 Hz. Como pode ser visto o banco de filtros separa o segundo harmônico da fundamental somado com componente de 60 Hz. A WPT+SSB não divide o sinal de forma correta como ocorre com o FB+SSB devido à construção dos filtros. SWRDFT não se mostra eficaz para análise de

inter-harmônicos. Como pode ser visto na Figura 4.30 a reconstrução do sinal é precisa para os métodos de análise em multi-resolução e para SWRDFT mostra alguns desvios do sinal original.

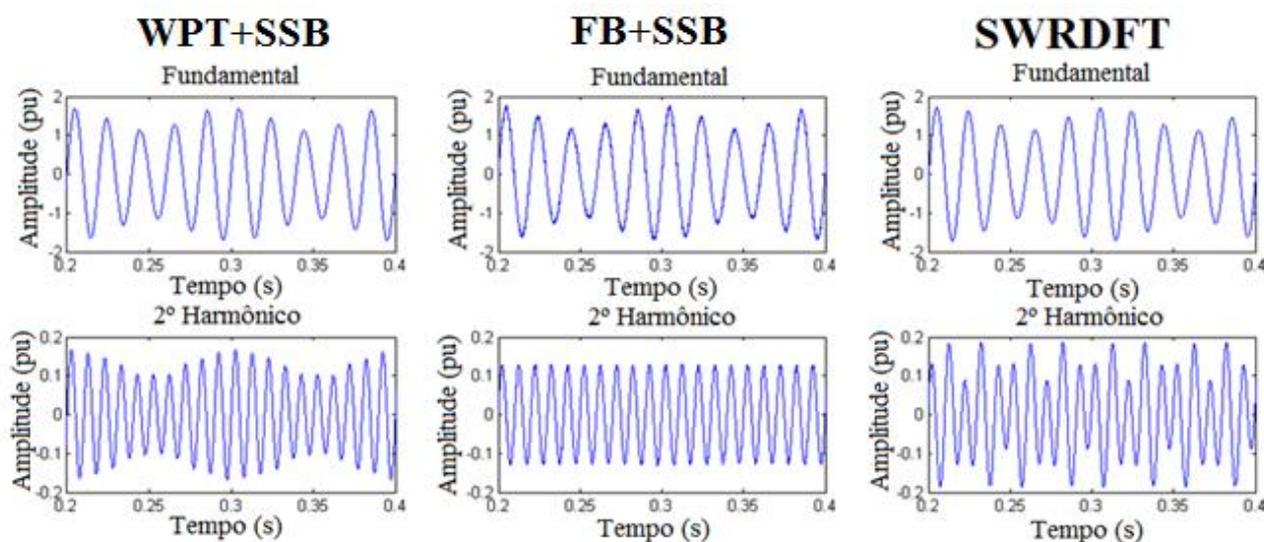


Fig. 4.29. Decomposição do sinal com presença de inter-harmônicos

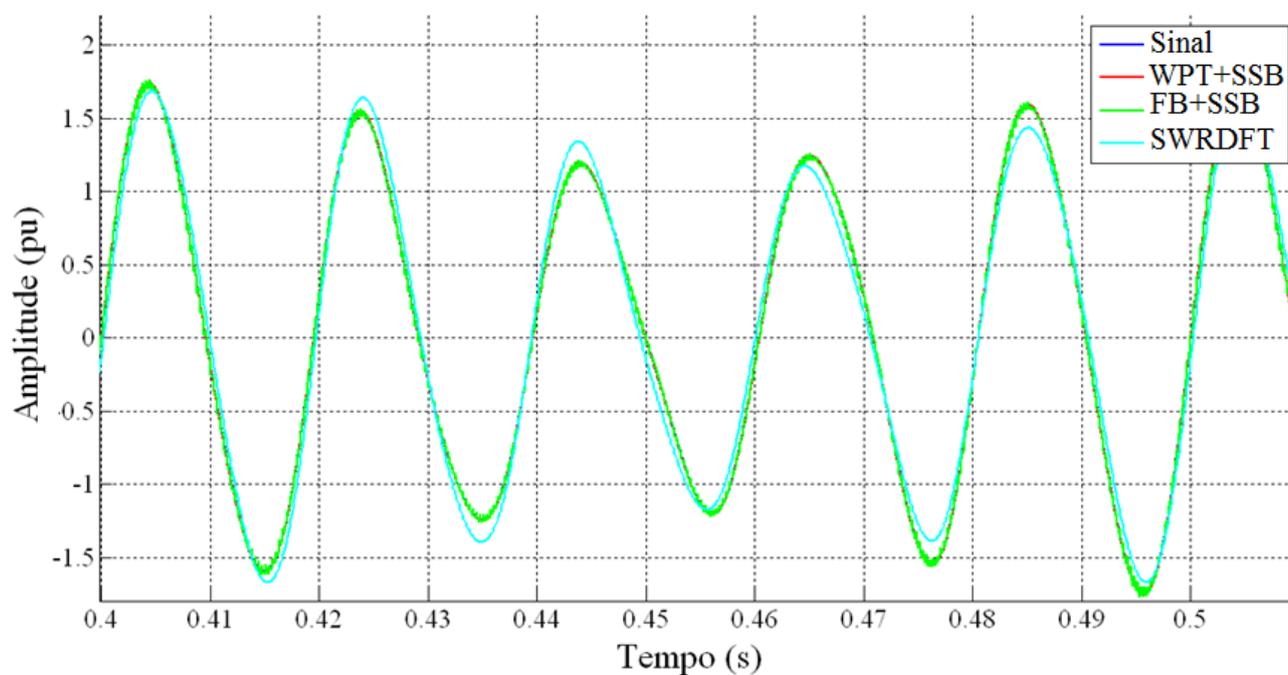


Fig. 4.30. Reconstrução do sinal

D. Variações rápidas de amplitude

Como foi visto na análise da corrente de inrush rápidas variações implicavam em erro de reconstrução do sinal. Assim, com o objetivo de investigar a influência desta variação foi usado um sinal de corrente de partida de um motor de 2,2 kW trifásico. A Figura 4.31 mostra a corrente do sinal de uma das fases. Ao contrário da corrente de inrush, o sinal apresenta variações bruscas de amplitude.

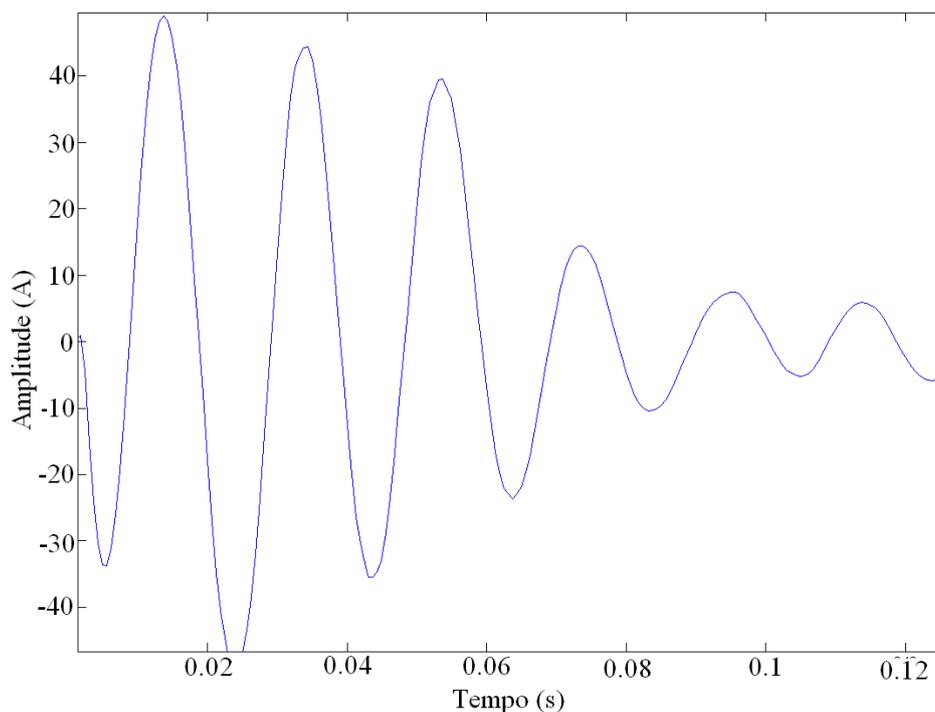


Fig. 4.31. Corrente de partida de um motor de 2.2 kW

Para avaliar a precisão dos métodos o sinal foi reconstruído e o resultado é mostrado na Figura 4.32. O SWRDFT mostra maiores desvios do sinal original principalmente onde há grandes variações de amplitude. Para regime permanente ou variações lentas de amplitude não há diferenças significativas entre os métodos.

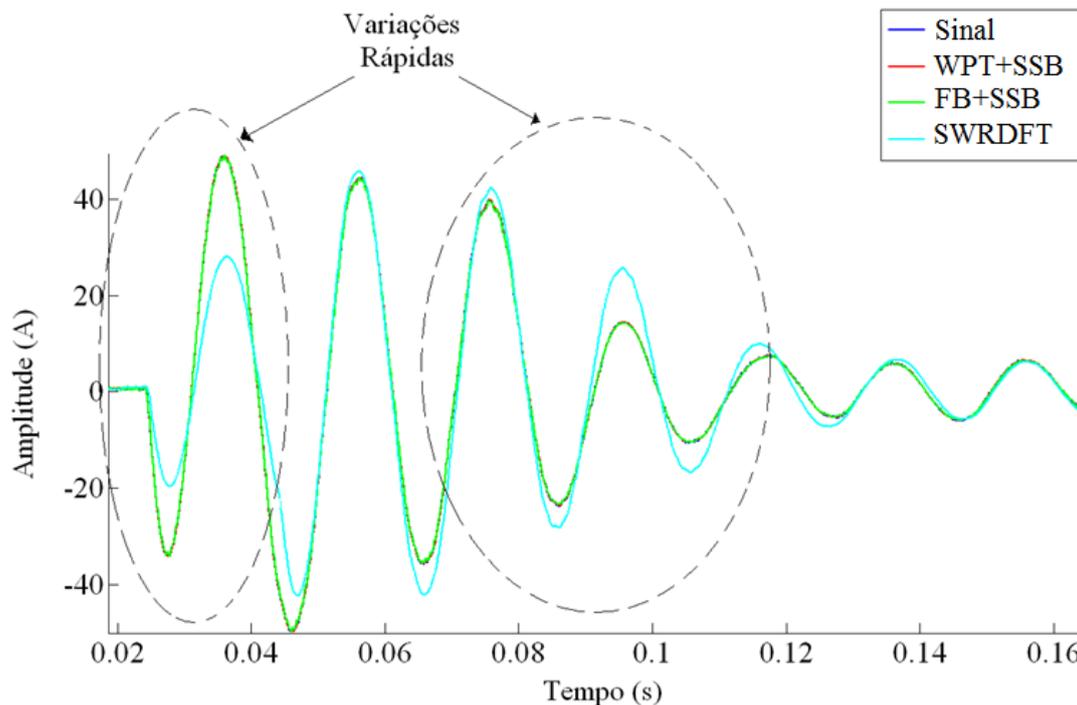


Fig. 4.32. Reconstrução da forma de onda usando os três métodos

Esta variação rápida introduz um erro quando se usa SWRDFT. Como pode ser visto nas Figuras 4.33 e 4.34. Os métodos WPT+SSB e FB+SSB apresentam respostas similares, entretanto, SWRDFT não divide o sinal corretamente devido as suas características. Uma componente aparece em quase todos os harmônicos. Pequenas diferenças podem ser vistas entre o banco de filtros e WPT pode ser visto principalmente em componentes de alta ordem.

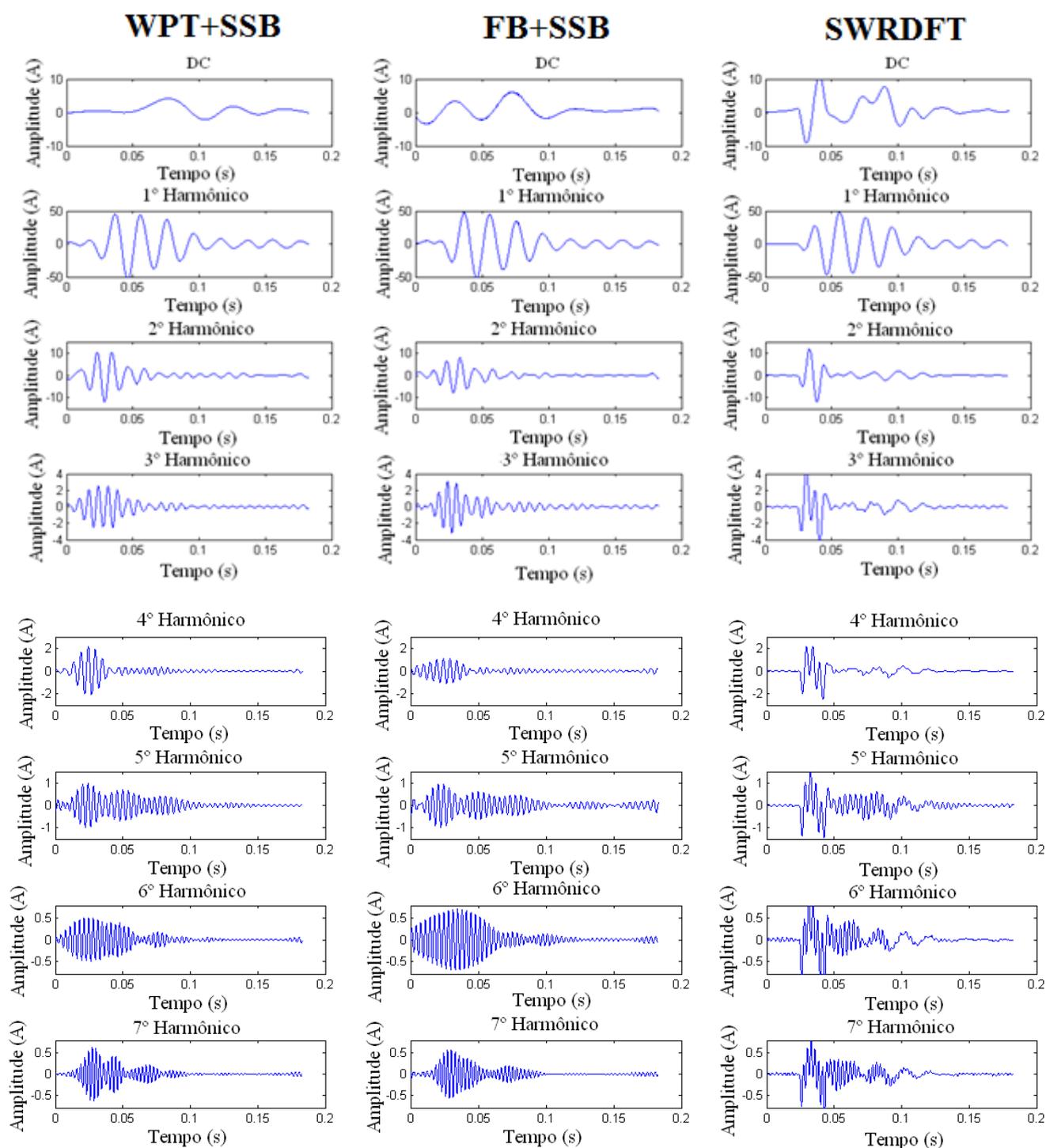


Fig. 4.33. Análise de tempo frequência da corrente de partida de um motor trifásico de 2.2 kW (1° ao 7° Harmônico).

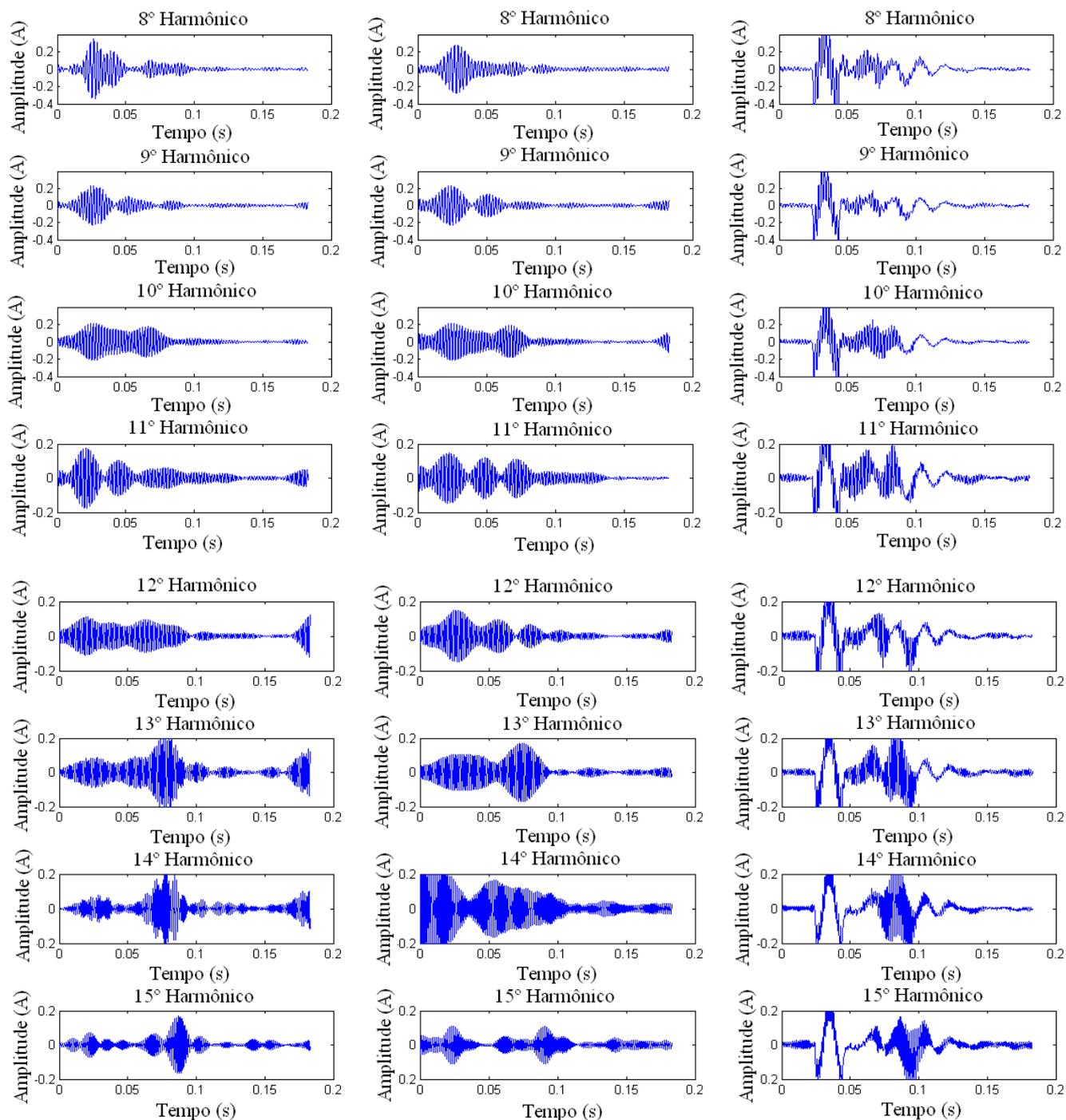
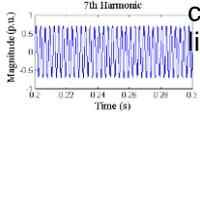
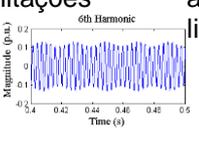
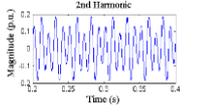
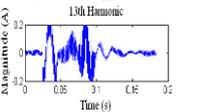
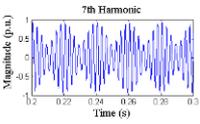
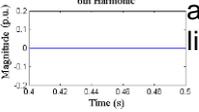
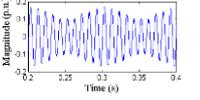
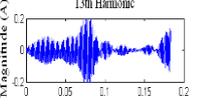
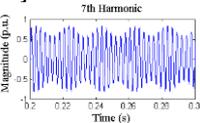
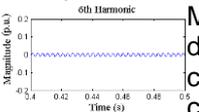
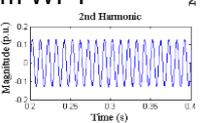
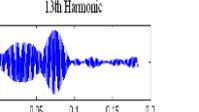


Fig. 4.34. Análise de tempo frequência da corrente de partida de um motor trifásico de 2.2 kW (8° ao 15° Harmônico).

A Tabela 4.3 apresenta um resumo comparativo dos métodos ressaltando a eficiência dos mesmos versus características dos sinais.

Tabela 4.3. Resumo da Comparação entre os métodos

	Operação Normal	Variação na Frequência	Inter-harmônicos	Variações rápidas na amplitude
SWRDFT	Boa resposta 	Boa resposta com algumas limitações 	Boa resposta, mas, possui algumas limitações 	Boa resposta, mas, possui algumas limitações 
WPT+SSB	Boa resposta, mas apresenta erros em alguns harmônicos. 	Boa resposta 	Possui algumas limitações 	Boa resposta 
FB+SSB	Boa resposta, mas, são menores em relação à WPT 	Boa resposta 	Boa resposta. Maior banda de passagem comparado com WPT 	Boa resposta 

Além disso, o custo computacional é um ponto importante a ser futuramente pesquisado, pois, em análise em tempo real este parâmetro é de fundamental importância. No algoritmo SWRDFT, em cada passo é necessária uma adição, uma subtração e uma multiplicação para um ciclo completo para cada termo em quadratura. Estes cálculos são repetidos para todos os harmônicos. Se há N amostras por ciclo, todas as operações devem ser multiplicadas por N com o objetivo de completar o período de 50 Hz. Assim, para o SWRDFT, considerando apenas 16 harmônicos e 256 amostras por ciclo, o esforço computacional para 1 ciclo é de aproximadamente 25000 operações por ciclo, ou seja, para um sistema de 50 Hz, o esforço computacional estaria em torno de um milhão de operações por segundo. Para métodos usando análise em multi-resolução, o esforço computacional é ainda mais desafiador. A vantagem desta operação é a redução do número de amostras o que resulta em uma redução do número de multiplicações necessárias para realizar a filtragem do sinal. Considerando um sistema de 50Hz, 256

amostras por ciclo e filtros da ordem 51, é necessário aproximadamente um milhão de operações por segundo para apenas um braço da decomposição. Apesar do alto esforço computacional, processadores de sinais digitais de baixo custo operando em ponto flutuante podem fazer aproximadamente 300 milhões de operações por segundo o que torna factível a implementação destes métodos em tempo real. Neste trabalho, foram realizados testes após armazenamento dos dados.

4.6 Métodos Modificados baseado em WPT e Banco de Filtros

Devido às limitações dos métodos WPT+SSB e FB+SSB apresentadas na seção anterior, novas configurações são propostas para minimizar os erros de processamento. O método FB+SSB descrito na seção anterior é usado aqui como referência para comparação com outras arquiteturas. Outras três configurações são propostas neste trabalho com o objetivo de melhorar o desempenho destes métodos

4.6.1 Transformada Wavelet por Pacotes para Decomposição de Harmônicos (WPTHHD – Wavelet Packet Transform for Harmonic Decomposition)

O método Transformada Wavelet por Pacote para Decomposição de Harmônicos (WPTHHD – *Wavelet Packet Transform for Harmonic Decomposition*) utiliza os filtros wavelet para decomposição dos harmônicos. Diferentemente do método anterior, este método não utiliza a modulação SSB para decomposição do sinal e síntese dos harmônicos. Para isso, um nível a mais é usado na árvore de decomposição, conforme pode ser visto na Figura 4.35.

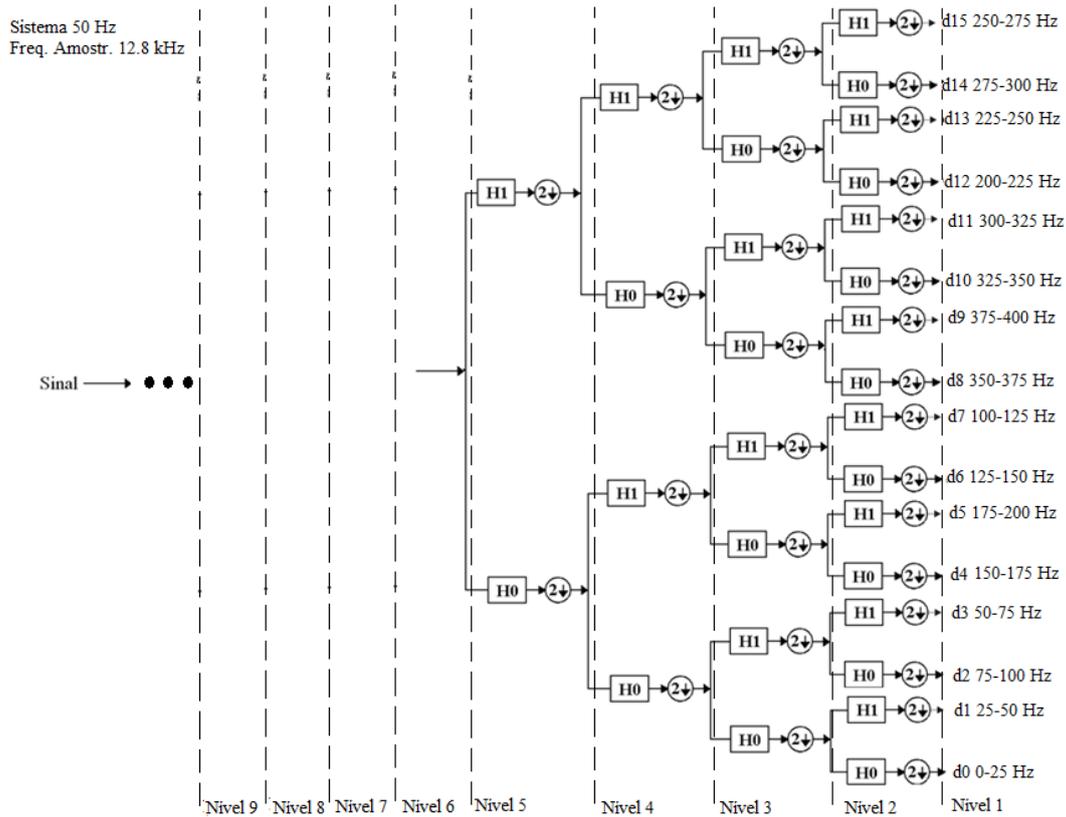


Fig. 4.35. Arquitetura de decomposição usando o método WPTHD

Com o aumento de um nível na árvore de decomposição o filtro equivalente de decomposição também possui um filtro a mais na sua formação conforme ilustrado nas equações equivalentes para alguns harmônicos:

$$\tilde{H}_{1a}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_0(z^{16})H_1(z^{32})H_0(z^{64})H_1(z^{128}) \quad (4.28)$$

$$\tilde{H}_{1b}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_0(z^{16})H_1(z^{32})H_1(z^{64})H_1(z^{128}) \quad (4.29)$$

$$\tilde{H}_{5a}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_1(z^{16})H_1(z^{32})H_0(z^{64})H_1(z^{128}) \quad (4.30)$$

$$\tilde{H}_{5b}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_1(z^{16})H_1(z^{32})H_1(z^{64})H_1(z^{128}) \quad (4.31)$$

A síntese do sinal é feita pelos filtros projetados em quadratura e em espelho. O filtro equivalente para alguns harmônicos é representado nas equações:

$$\tilde{F}_{1a}(z) = F_1(z^{128})F_0(z^{64})F_0(z^{32})F_0(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.32)$$

$$\tilde{F}_{1b}(z) = F_1(z^{128})F_0(z^{64})F_1(z^{32})F_0(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.33)$$

$$\tilde{F}_{5a}(z) = F_1(z^{128})F_0(z^{64})F_1(z^{32})F_1(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.34)$$

$$\tilde{F}_{5b}(z) = F_1(z^{128})F_1(z^{64})F_1(z^{32})F_1(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.35)$$

Para se obter os harmônicos centralizados nas faixas de frequência dos filtros passa-faixa é necessário somar as saídas dos filtros adjacentes após a síntese das frequências decompostas conforme ilustrado na Figura 4.36. De acordo com a teoria da reconstrução perfeita a soma do sinal reconstruído irá ter as mesmas características do sinal original naquela faixa de frequência.

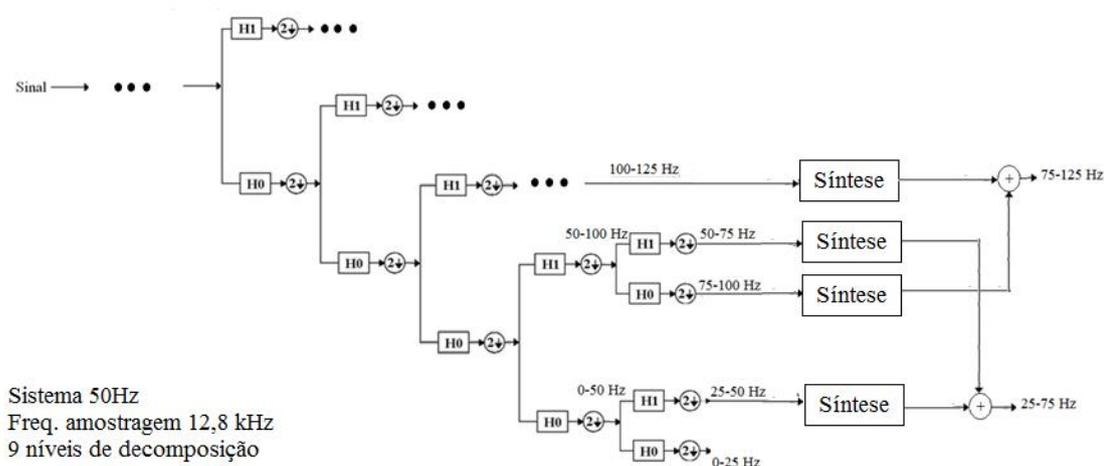


Fig. 4.36. Detalhe do Método 2 para decomposição do sinal e síntese dos harmônicos variantes no tempo

A Tabela 4.4 apresenta a faixa de passagem e a frequência de centro na saída para cada nível da árvore de decomposição. No nível 1 percebem-se faixas de frequências de 25 Hz e filtro centrado em 12,5N Hz para N = 1,2,3...

Tabela 4.4. Faixa de frequência versus nível de decomposição usando método 2

Nível de decomposição	Largura de banda	Frequência central	Saída
Nível 9	6400 Hz	$3200 + (N-1)6400$	2
Nível 8	3200 Hz	$1600 + (N-1)3200$	4
Nível 7	1600 Hz	$800 + (N-1)1600$	8
Nível 6	800 Hz	$400 + (N-1)800$	16
Nível 5	400 Hz	$200 + (N-1)400$	32
Nível 4	200 Hz	$100 + (N-1)200$	64
Nível 3	100 Hz	$50 + (N-1)100$	128
Nível 2	50 Hz	$25 + (N-1)50$	256
Nível 1	25 Hz	$12,5 + (N-1)50$	128

Onde N é um inteiro limitado pelo número de saídas de cada nível

Para obter a faixa de 50 Hz e os harmônicos centralizados nos filtros passa faixa, é proposto somar as saídas dos filtros adjacentes. Desta forma obtêm-se a saída conforme indicada na Tabela 4.5.

Tabela 4.5. Faixa de frequência versus nível de decomposição usando método 2

Nível de decomposição	Largura de banda	Frequência central	Saída
Nível 1	50 Hz	50 N	256

Onde N é um inteiro limitado pelo número de saídas de cada nível

Uma visão completa do método é apresentada na Figura 4.37. Percebe-se que o banco de decomposição e síntese são usados em sequência permitindo a reconstrução perfeita do sinal. A soma na saída dos filtros não interfere na fase e amplitude do harmônico sintetizado.

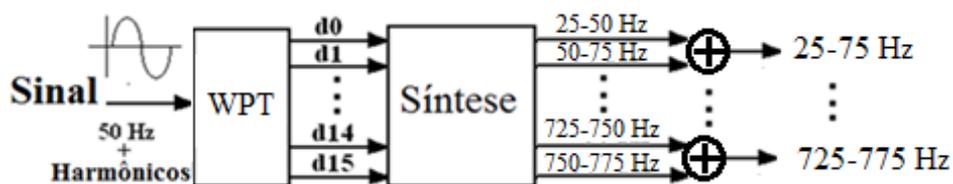


Fig. 4.37. Diagrama de Blocos para decomposição e síntese usando WPTHD

4.6.2 Banco de filtros para decomposição harmônica (FBHD – Filter Bank for Harmonic Decomposition)

O método Banco de filtros para decomposição harmônica (FBHD – *Filter Bank for Harmonic Decomposition*) utiliza os filtros em quadratura conforme descrito no FB+SSB. Porém, diferentemente do método FB+SSB, utiliza-se a solução do WPTHD para centralização dos harmônicos nos filtros passa faixa. Assim a árvore de decomposição é feita conforme mostrado na Figura 4.35. Além disso, é feita a soma, no tempo, da saída dos filtros adjacentes conforme mostrado na Figura 4.36. Assim, a saída possui as características indicadas na Tabela 4.5.

A Figura 4.38 mostra um diagrama de blocos com a estrutura completa do método proposto. A diferença em relação ao método WPTHD é o uso do banco de filtros em quadratura no lugar das Wavelets.

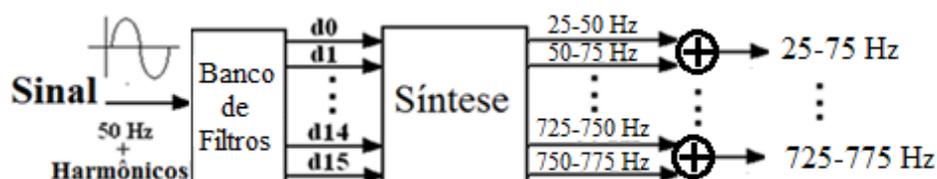


Fig. 4.38. Diagrama de Blocos para decomposição e síntese usando FBHD

Os coeficientes dos filtros usados neste método apresentam respostas mais suaves comparadas com wavelet e maior rejeição de frequências indesejadas. Para ilustrar, a Figura 4.39 mostra a resposta em frequência para o sétimo e nono harmônico para os métodos WPTHD e FBHD. Estas características levam a um menor espalhamento de frequência conforme é mostrado, pois, apresentam maior rejeição na banda não passante.

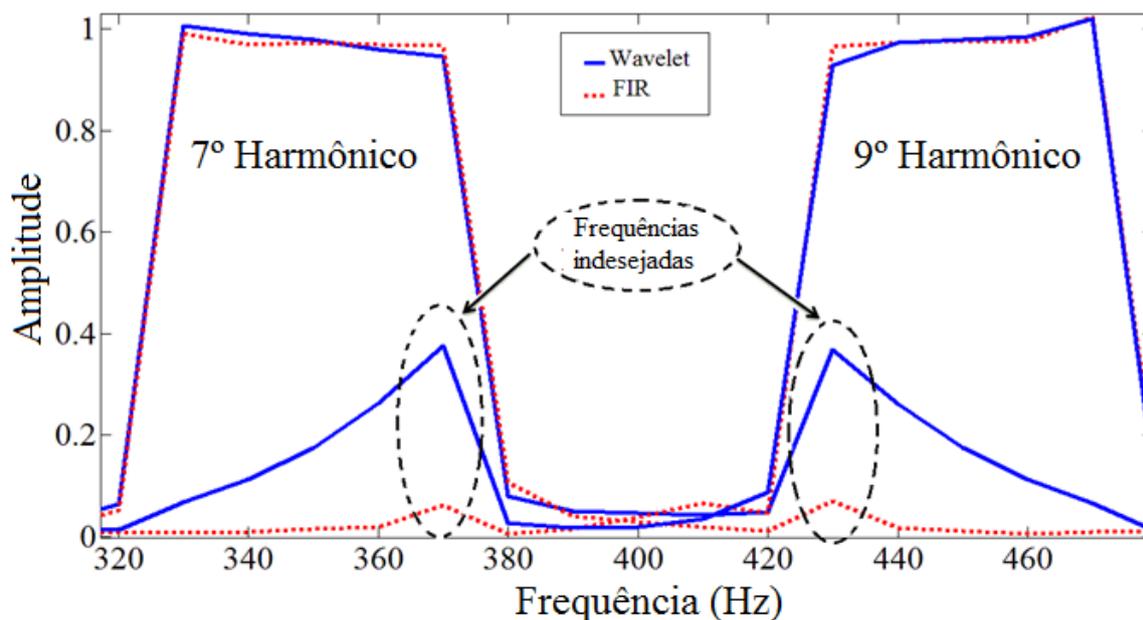


Fig. 4.39. Resposta à frequência do sétimo e nono harmônico usando os métodos WPTHD e FBHD.

4.6.3 Banco de Filtros Modificado com SSB (MFB+SSB – Modified Filter Bank with Single Side Band)

O método Banco de Filtros Modificado com SSB (MFB+SSB – *Modified Filter Bank with Single Side Band*) é baseado no FB+SSB onde se utiliza a modulação SSB com o objetivo de localizar o harmônico no centro da faixa de passagem dos filtros. Entretanto, com o objetivo de melhorar a resposta em frequência é proposta uma nova configuração usando a arquitetura MRA combinado com modulação SSB.

Este método utiliza os coeficientes dos filtros em quadratura como proposto nos métodos FB+SSB e FBHD. Porém, visando corrigir erros inerentes nas construções dos filtros passa faixa, é proposto o uso apenas dos filtros que apresentam boa resposta em frequência. Esta seleção é feita manipulando a frequência do sinal por meio da modulação SSB.

O método utiliza a modulação SSB para evitar os filtros com resposta em frequência não desejada. A Figura 4.40 mostra a estrutura para extrair os harmônicos. O sinal é deslocado de metade da frequência fundamental para extrair harmônicos n e $n+1$ para $n=1,5,9,13...$ pois apresentam boa resposta em frequência. Entretanto, os harmônicos n e

$n+1$ para $n=3,7,11,15\dots$ não possuem boa resposta e não são extraídos. Para estes harmônicos a mesma estrutura é usada, mas, o sinal é deslocado por uma vez e meia a frequência fundamental. Este procedimento irá permitir estes harmônicos para ser extraído usando os filtros com melhores respostas a frequência.

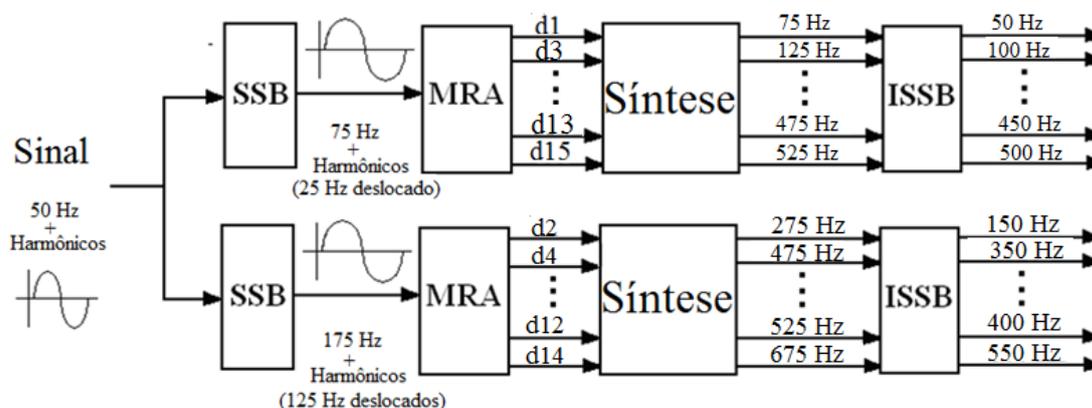


Fig. 4.40. Diagrama de Blocos para decomposição e síntese usando MFB+SSB

Assim, a árvore de decomposição é apresentada nas Figuras 4.41 e 4.42. É evidenciado o caminho utilizado para extração dos harmônicos. A diferença entre as duas árvores está no fator de deslocamento de frequências utilizado pelo bloco SSB. A primeira utiliza $0,5 f_0$ e a segunda arquitetura utiliza $1,5f_0$, onde f_0 representa a frequência fundamental. Com isso, as faixas frequência obtidas nas saídas são diferentes conforme indicadas nas Figuras 4.41 e 4.42.

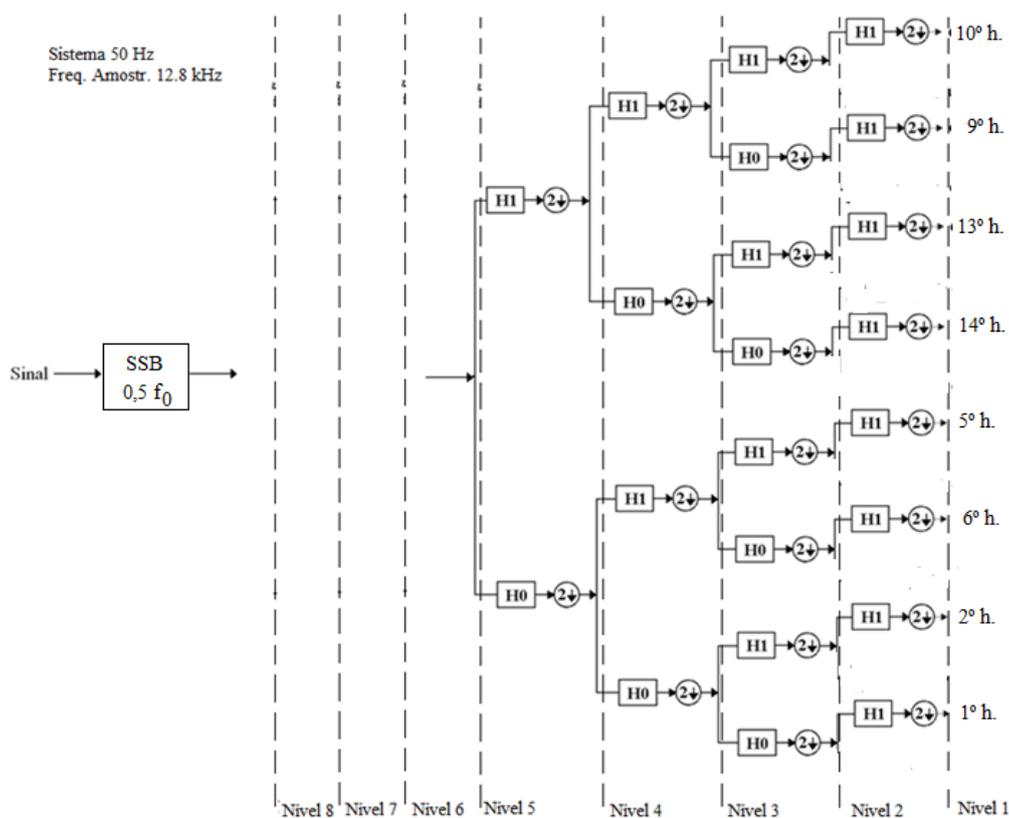


Fig. 4.41. Arquitetura para decomposição usando MFB+SSB

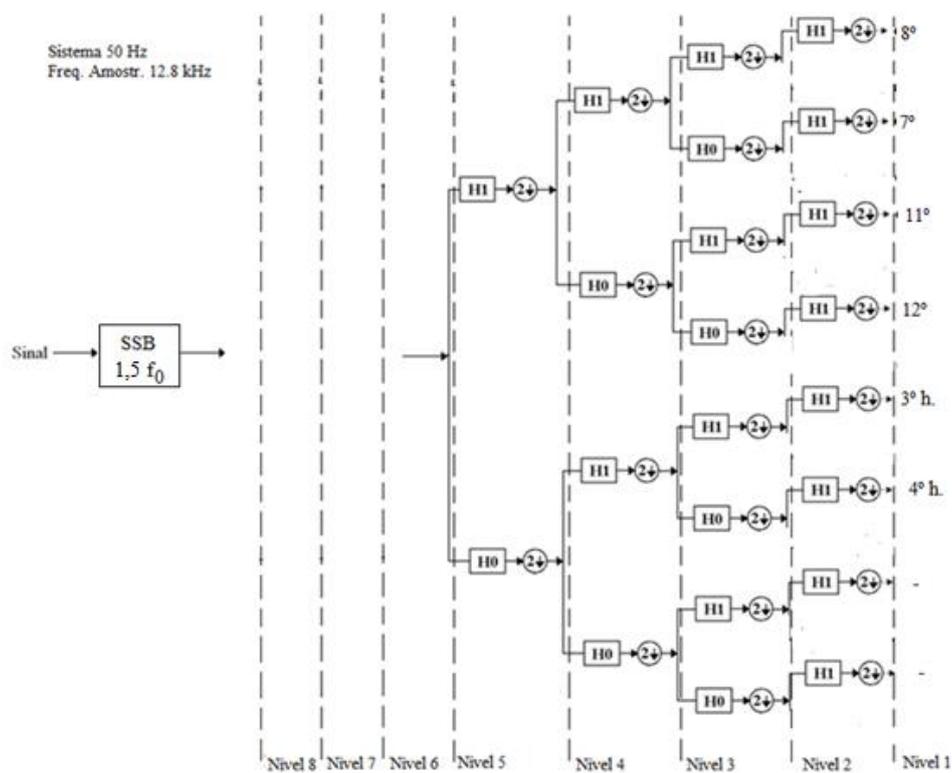


Fig. 4.42. Arquitetura para decomposição usando MFB+SSB

O mesmo conjunto de filtros é utilizado para extrair dois harmônicos, de acordo com o deslocamento para SSB usado. Assim, os filtros passa faixa equivalente das duas arquiteturas são indicadas pelas equações:

$$\tilde{H}_{6,4}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_0(z^8)H_1(z^{16})H_0(z^{32})H_1(z^{64}) \quad (4.36)$$

$$\tilde{H}_{10,8}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_1(z^8)H_1(z^{16})H_1(z^{32})H_1(z^{64}) \quad (4.37)$$

$$\tilde{H}_{13,11}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_1(z^8)H_0(z^{16})H_1(z^{32})H_1(z^{64}) \quad (4.38)$$

$$\tilde{H}_{14,12}(z) = H_0(z)H_0(z^2)H_0(z^4)H_1(z^8)H_0(z^{16})H_0(z^{32})H_1(z^{64}) \quad (4.39)$$

Onde $\tilde{H}_{6,4}$ representa o filtro passa faixa para extração do 6º harmônico usando a arquitetura da Figura 4.41 e para extração do 4º harmônico usando a arquitetura da Figura 4.42. Da mesma forma, $\tilde{H}_{10,8}$ representa o filtro equivalente passa faixa para a extração do 10º harmônico usando a arquitetura da Figura 4.41 e para extração do 8º harmônico usando a arquitetura da Figura 4.42. As outras frequências harmônicas seguem o mesmo procedimento. Pode-se notar que os filtros equivalentes para extração dos pares de harmônicos, como o 6º e o 4º ou o 10º e o 8º, são os mesmos, porém, as informações extraídas são diferentes devido ao fator usado no deslocamento da frequência usando a modulação SSB.

Da mesma forma o banco de síntese é usado para reconstrução do sinal. O mesmo filtro de síntese é usado para duas frequências, também de acordo com o deslocamento de frequência usado.

$$\tilde{F}_{6,4}(z) = F_1(z^{64})F_0(z^{32})F_1(z^{16})F_0(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.40)$$

$$\tilde{F}_{10,8}(z) = F_1(z^{64})F_1(z^{32})F_1(z^{16})F_1(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.41)$$

$$\tilde{F}_{13,11}(z) = F_1(z^{64})F_1(z^{32})F_0(z^{16})F_1(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.42)$$

$$\tilde{F}_{14,12}(z) = F_1(z^{64})F_0(z^{32})F_0(z^{16})F_1(z^8)F_0(z^4)F_0(z^2)F_0(z) \quad (4.43)$$

Como pode ser visto, apesar de praticamente dobrar o custo computacional, os processos são independentes permitindo um cálculo em paralelo. Assim, esta estrutura teria a mesma velocidade de resposta do método FB+SSB apenas aumentando a complexidade do sistema.

A resposta em frequência para os métodos FB+SSB e FBHD são mostrados na Figura 4.43. O Método 4 apresenta resposta mais adequada e a transição de saída é mais curta.

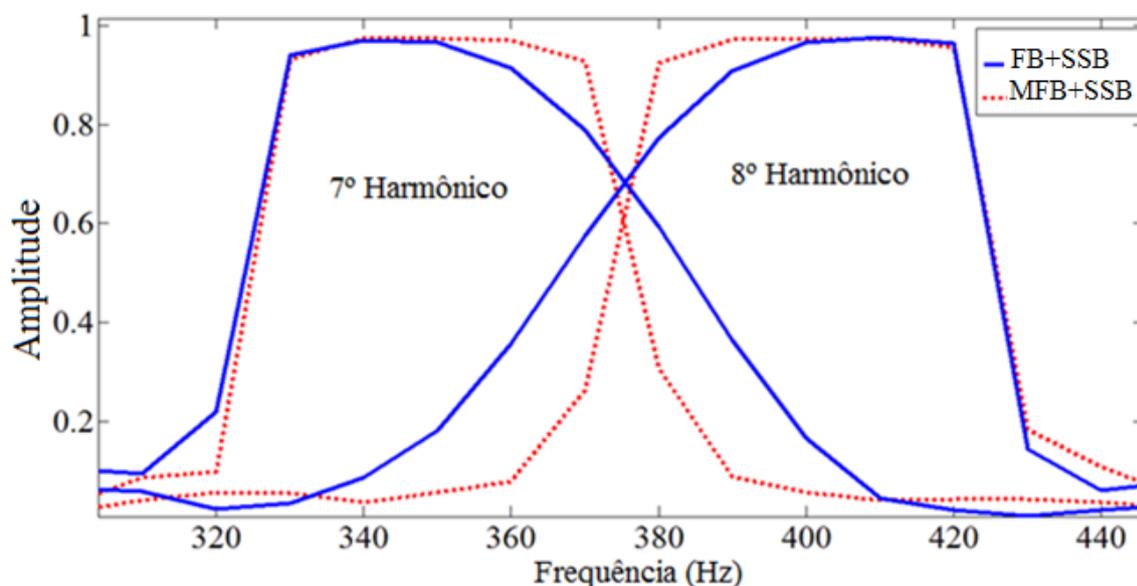


Fig. 4.43. Resposta à frequência para 7º e 8º harmônicos usando métodos FB+SSB e MFB+SSB

4.6.4 Análise dos resultados

Este item é dividido em duas seções. Primeiramente foram considerados sinais quase-estacionários onde é possível comparar os métodos com métodos tradicionais como cálculo RMS e FFT. Depois, o sinal utilizado é não estacionário que, como destacado neste trabalho, vem se tornando comum principalmente com o amplo uso de dispositivos eletrônicos e cargas não lineares.

Sinal em regime estacionário

Sinais simulados foram usados com o objetivo de avaliar o desempenho das configurações propostas. O primeiro sinal, apresentado na Figura 4.44, foi simulado de acordo com a equação:

$$v(t) = \sqrt{2} \sin wt + 0.7\sqrt{2} \sin 3wt + 0.5\sqrt{2} \sin 7wt + 0.2\sqrt{2} \sin 8wt + 0.3\sqrt{2} \sin 9wt \quad (4.44)$$

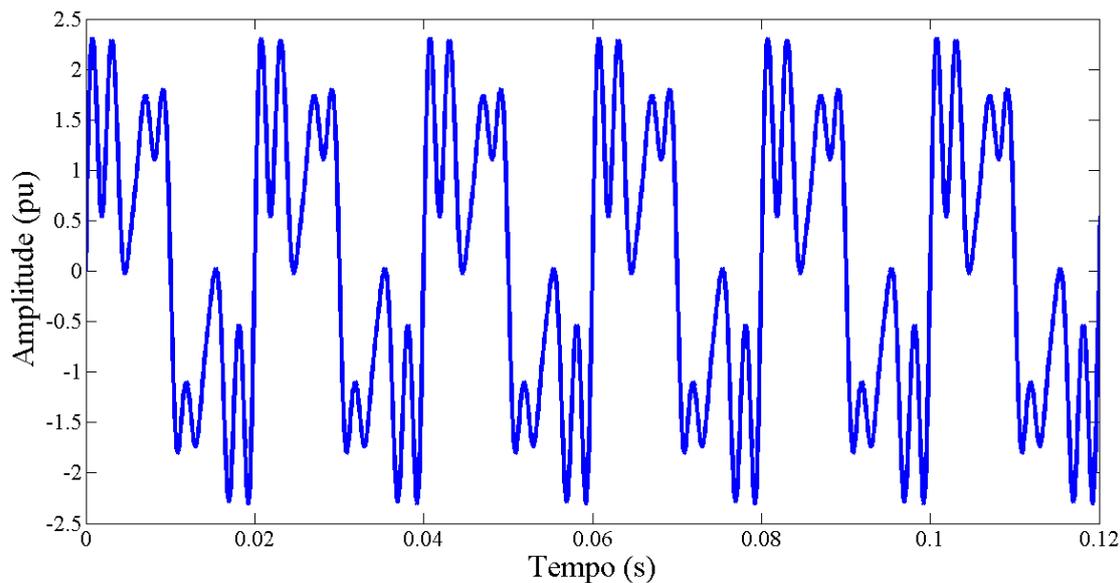


Fig. 4.44. Sinal simulado contendo harmônicos de 3^o, 7^o, 8^o e 9^o ordem.

O cálculo do valor RMS usando os métodos são mostrados na Tabela 4.6 e comparado com o valor real. O erro relativo apresentado na Tabela 4.7 foi calculado usando a seguinte equação:

$$E\% = \frac{x_0 - x}{x} 100 \quad (4.45)$$

Onde x_0 é o sinal medido e x é o sinal real.

Tabela 4.6. Cálculo RMS usando os 4 métodos

	<i>Sinal</i> (pu)	<i>FB+SSB</i> (pu)	<i>WPTHD</i> (pu)	<i>FBHD</i> (pu)	<i>MFB+SSB</i> (pu)
Fund.	1	0.9966	1.0008	0.9748	0.9966
3 rd H.	0.7	0.6904	0.6962	0.6800	0.6911
7 th H.	0.5	0.5174	0.5258	0.4911	0.4898
8 th H.	0.2	0.1144	0.1995	0.1920	0.1949
9 th H.	0.3	0.2951	0.2449	0.2912	0.2951

Tabela 4.7. Cálculo do erro no cálculo do valor RMS usando os 4 métodos

	<i>FB+SSB</i> (%)	<i>WPTHD</i> (%)	<i>FBHD</i> (%)	<i>MFB+SSB</i> (%)
Fund.	-0,34	0,08	-2,52	-0,34
3 rd H.	-1,37	-0,54	-2,86	-1,27
7 th H.	3,48	5,16	-1,78	-2,04
8 th H.	-42,80	-0,25	-4,00	-2,55
9 th H.	-1,63	-18,37	-2,93	-1,63

O sinal reconstruído foi comparado e os resultados estão mostrados nas Figuras 4.45 a 4.48. Os métodos FB+SSB e WPTHD apresentam oscilações em alguns harmônicos como 7°, 8° e 9°. Estes são devido a imperfeições dos filtros de decomposição e síntese que levam a um espalhamento espectral. É notado que para os métodos FBHD e MFB+SSB, estes problemas foram corrigidos, pois apresentam respostas sem oscilações para todas as frequências.

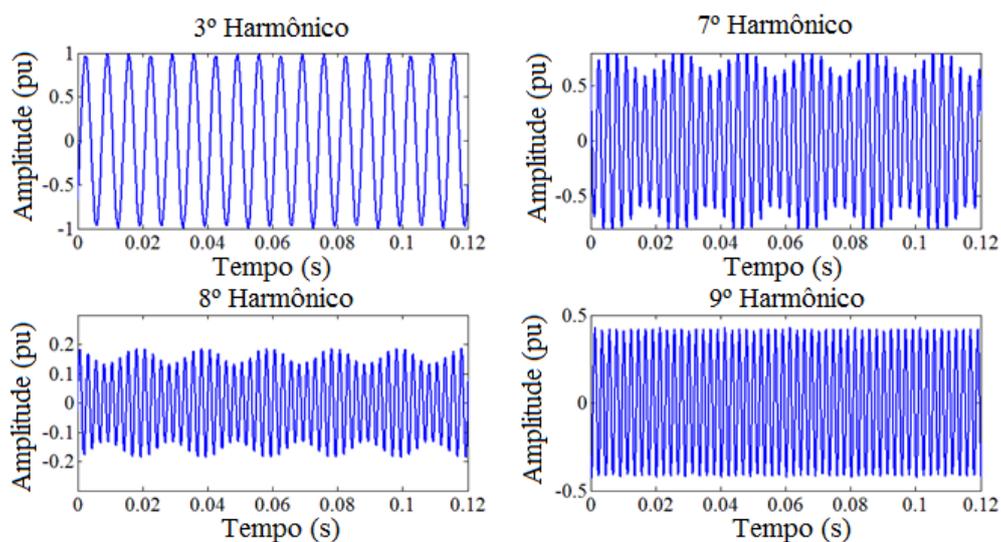


Fig. 4.45. Decomposição e síntese dos harmônicos usando FB+SSB

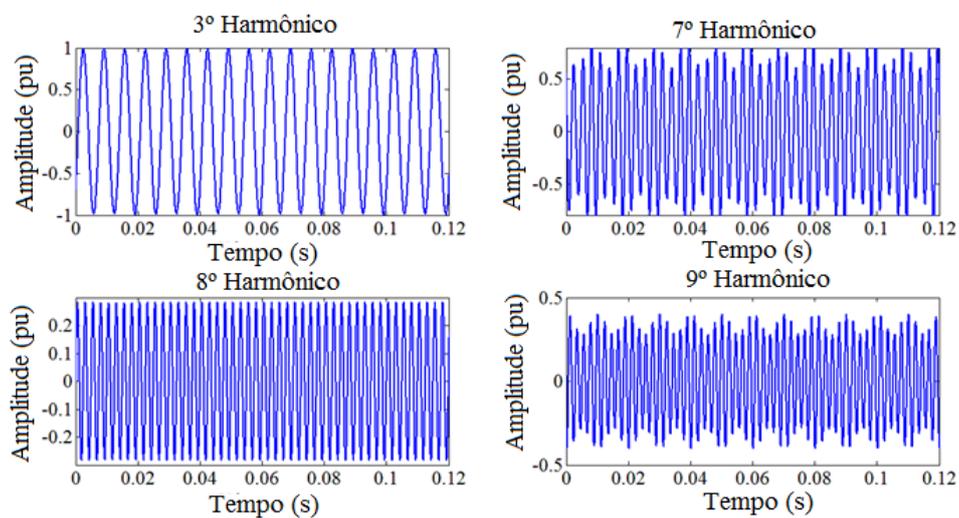


Fig. 4.46. Decomposição e síntese dos harmônicos usando WPTHD

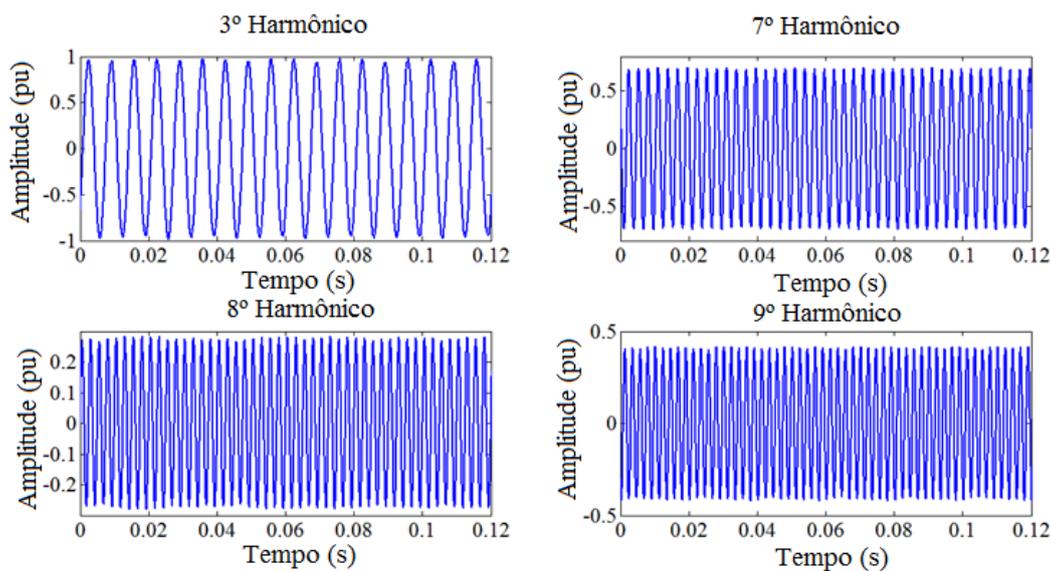


Fig. 4.47. Decomposição e síntese dos harmônicos usando FBHD

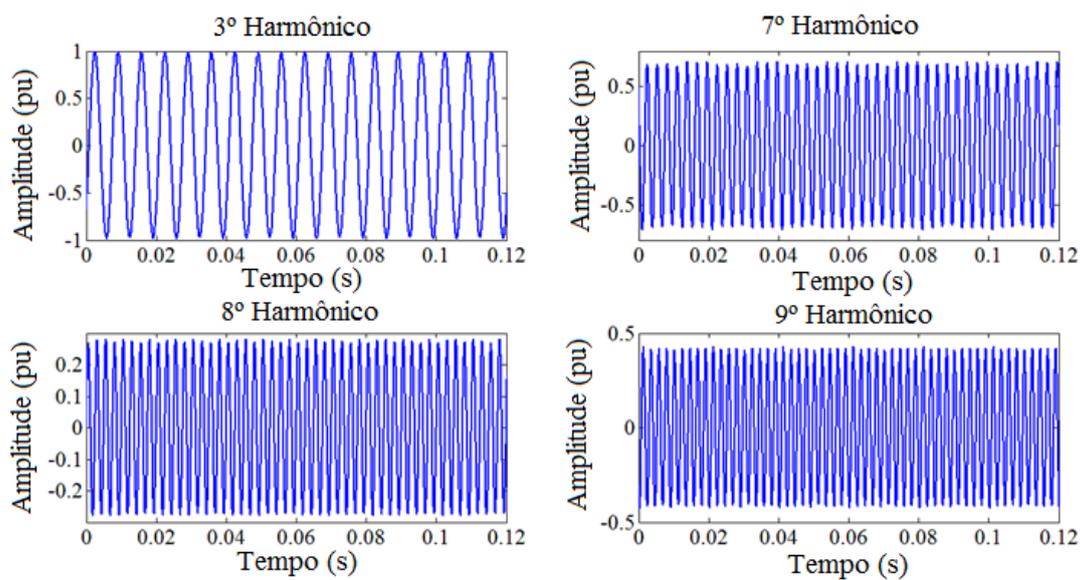


Fig. 4.48. Decomposição e síntese dos harmônicos usando MFB+SSB

O segundo experimento em regime quase-estacionário foi realizado usando um sinal real. A Figura 4.49 mostra a corrente em lâmpadas econômicas. Este sinal se caracteriza por possuir elevados valores de harmônicos de ordem ímpar.

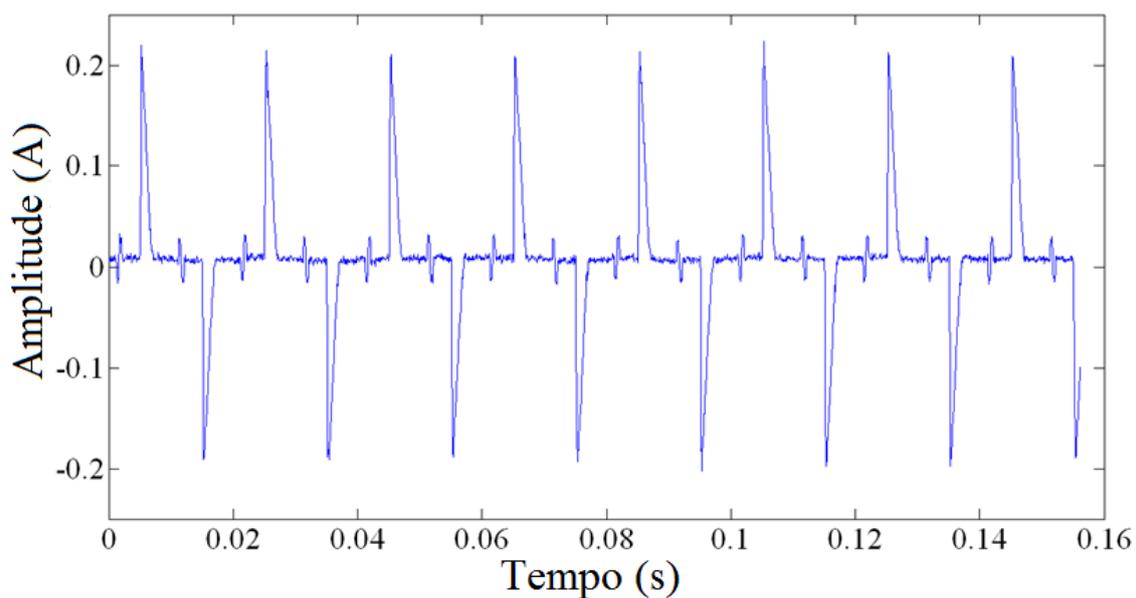


Fig. 4.49. Corrente elétrica em reatores de lâmpadas econômicas

Como se trata de um sinal em regime estacionário é possível usar a Transformada Rápida de Fourier (FFT) para calcular a amplitude dos harmônicos com o objetivo de comparar com os métodos. O espectrograma usando FFT é mostrado na Figura 4.50.

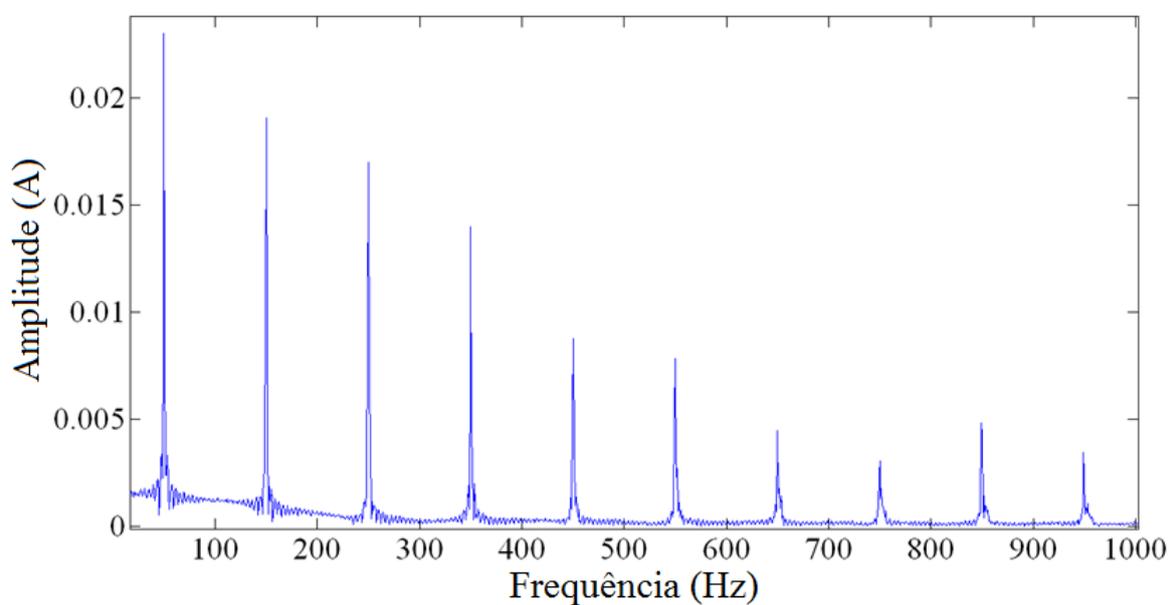


Fig. 4.50: Espectrograma da Corrente em reatores de lâmpadas econômicas

Assim como no sinal simulado, as mesmas análises são feitas para este sinal. Tabela 4.8 e Tabela 4.9 mostram os valores RMS usando os quatro métodos e a comparação com análise feita com FFT.

Tabela 4.8. Cálculo do valor RMS usando os 4 métodos

	<i>FFT</i> (A)	<i>FB+SSB</i> (A)	<i>WPTH</i> (A)	<i>FBHD</i> (A)	<i>MFB+SSB</i> (A)
Fund.	0.0283	0.0279	0.0280	0.0274	0.0279
3 rd H.	0.0251	0.0249	0.0252	0.0243	0.0249
7 th H.	0.0178	0.0174	0.0195	0.0173	0.0177
8 th H.	0.0004	0.0029	0.0002	0.0002	0.0003
9 th H.	0.0115	0.0115	0.0088	0.0113	0.0115

Tabela 4.9. Erro no cálculo do valor RMS usando os 4 métodos

	<i>FB+SSB</i> (%)	<i>WPTH</i> (%)	<i>FBHD</i> (%)	<i>MFB+SSB</i> (%)
Fund.	-1,41	-1,06	-3,18	-1,41
3° H.	-0,791	0,39	-3,18	-0,79
7° H.	-2,24	9,55	-2,80	-0,56
9° H.	0	-23,47	-1,73	0

Os métodos apresentam valores próximos para os 4 métodos. Os harmônicos de ordem par têm impacto direto no processamento de sinais. Eles introduzem erros principalmente no método 1 para certos harmônicos como 7° e 15°. Por isso nota-se uma frequência não filtrada no método 1 no 8° harmônico. Os harmônicos 7 e 9 do método 2 apresentam variações maiores quando comparado com os outros métodos. Resultado este esperado quando comparado com os resultados obtidos no sinal simulado. O sinal real mostra que os métodos são igualmente eficientes mesmo com a presença de ruídos intrínsecos em processo de medição de um sinal elétrico.

Apesar do cálculo RMS dos três métodos apresentarem valores próximos, a reconstrução dos harmônicos possuem oscilações como observado na avaliação anterior. As Figuras 4.51 a 4.54 mostram a decomposição usando os 4 métodos. As mesmas características podem ser observadas no sinal real. Os métodos 1 e 2 apresentam espalhamento de frequência que resultam nas oscilações em alguns harmônicos como 7°, 8° e 9°. Os métodos 3 e 4 possuem melhores respostas e oscilações não são percebidas.

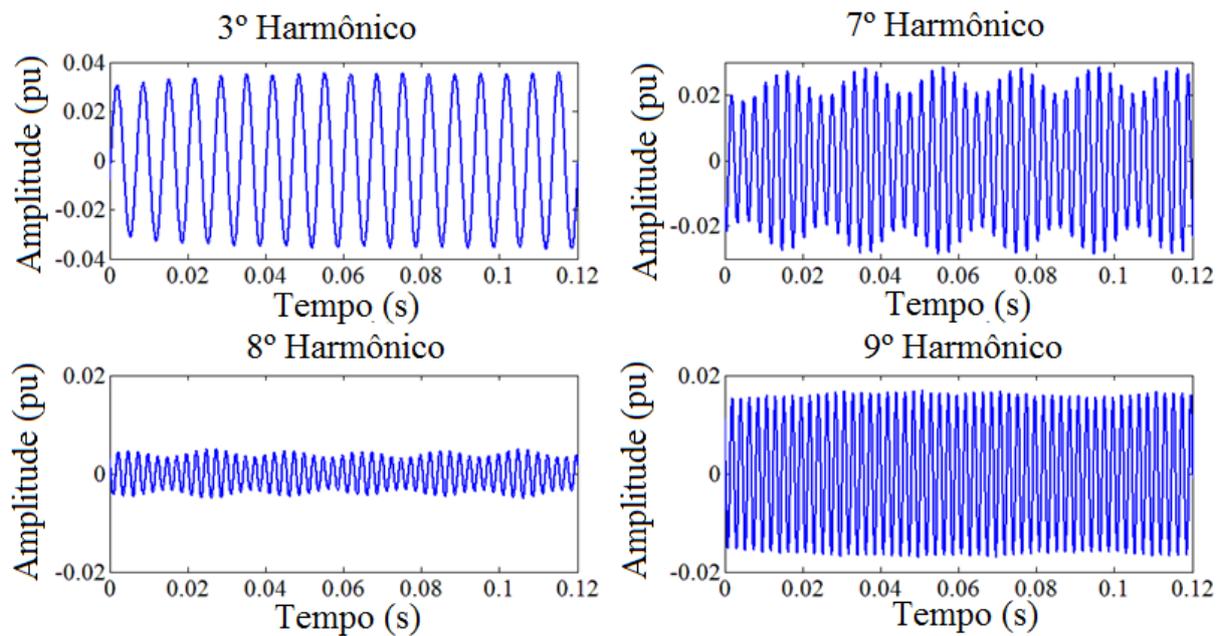


Fig. 4.51. Decomposição harmônica de um sinal real usando FB+SSB

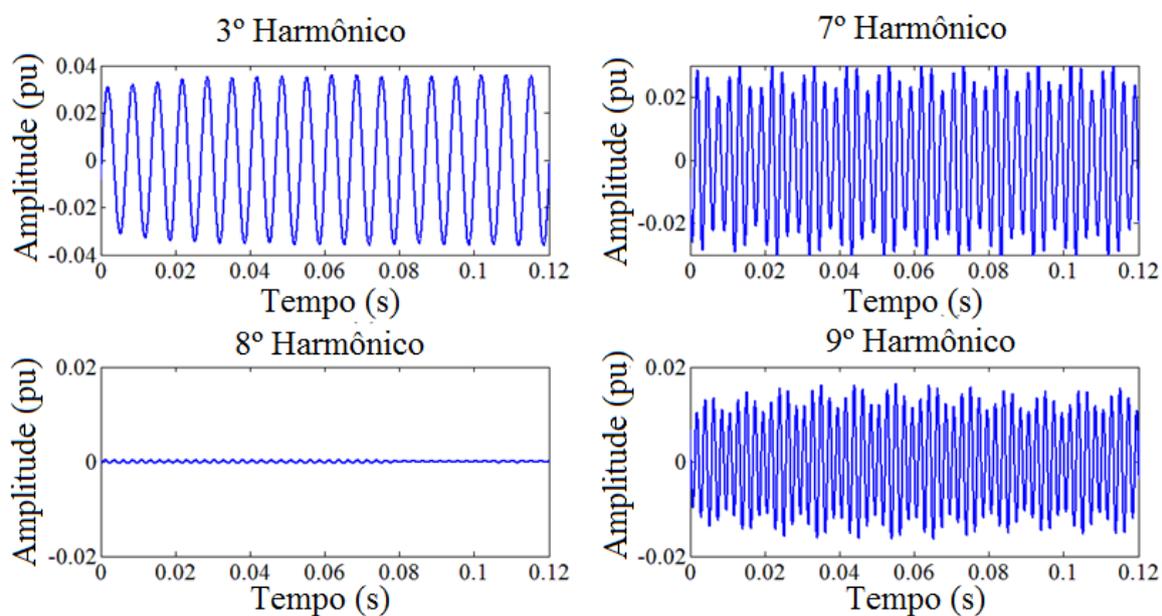


Fig. 4.52. Decomposição harmônica de um sinal real usando WPTH

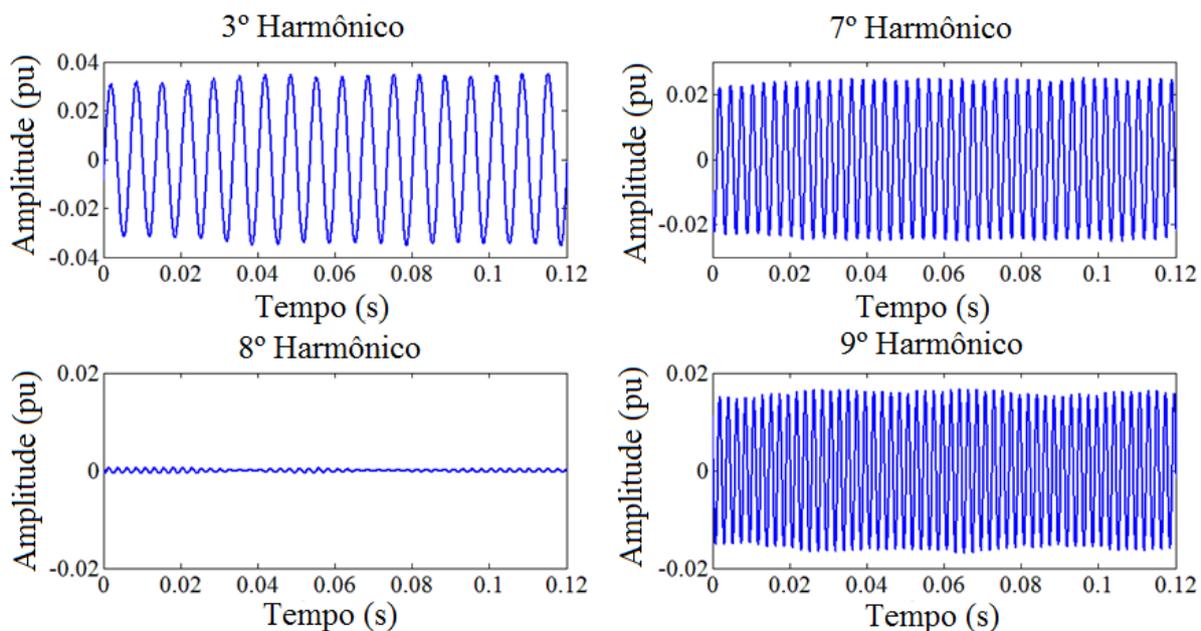


Fig. 4.53: Decomposição harmônica de um sinal real usando FBHD

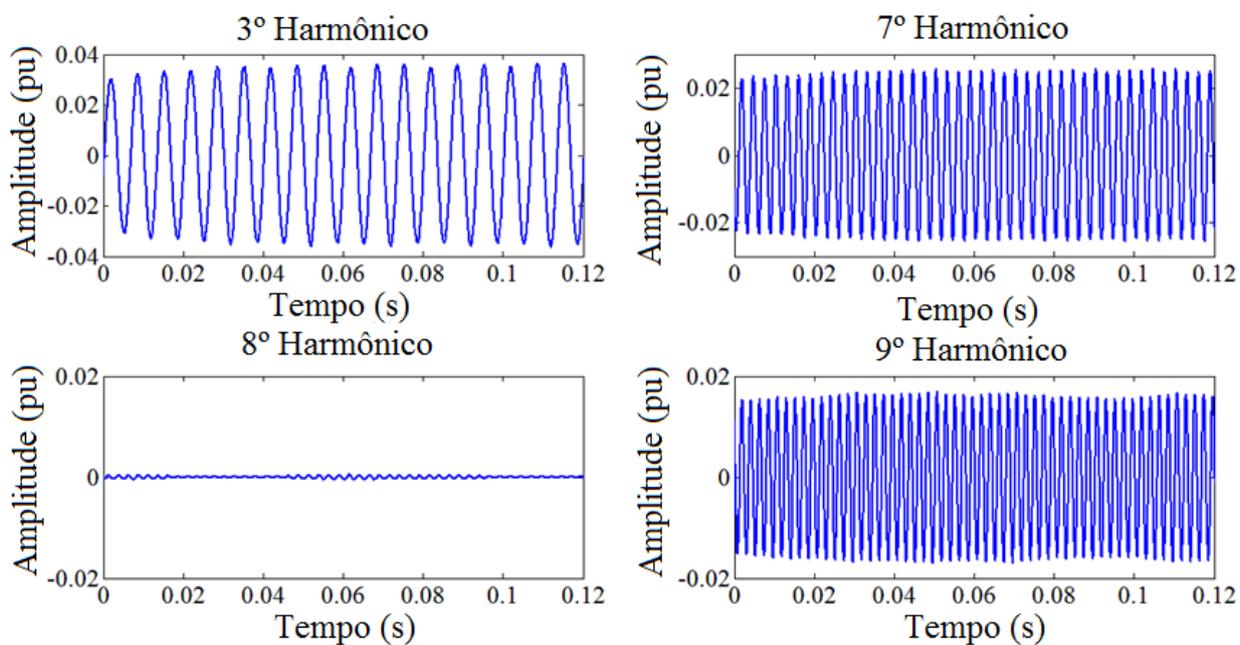


Fig. 4.54. Decomposição harmônica de um sinal real usando MFB+SSB

Sinal não estacionário

Sinais variantes no tempo foram usados para avaliar os métodos. Primeiramente, um sinal simulado foi usado para verificar a precisão dos métodos:

$$y(t) = \sqrt{2} \cdot \sin(w \cdot t) + e^{-2t} \cdot 0.5 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(7 \cdot w \cdot t) + e^{-3t} \cdot 0.2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(8 \cdot w \cdot t) + (1 - e^{-3t}) \cdot 0.3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(9 \cdot w \cdot t) \quad (4.46)$$

O sinal é mostrado na Figura 4.55. Os harmônicos variantes no tempo de acordo com a equação 4.46 são mostrados na Figura 4.56, separadamente.

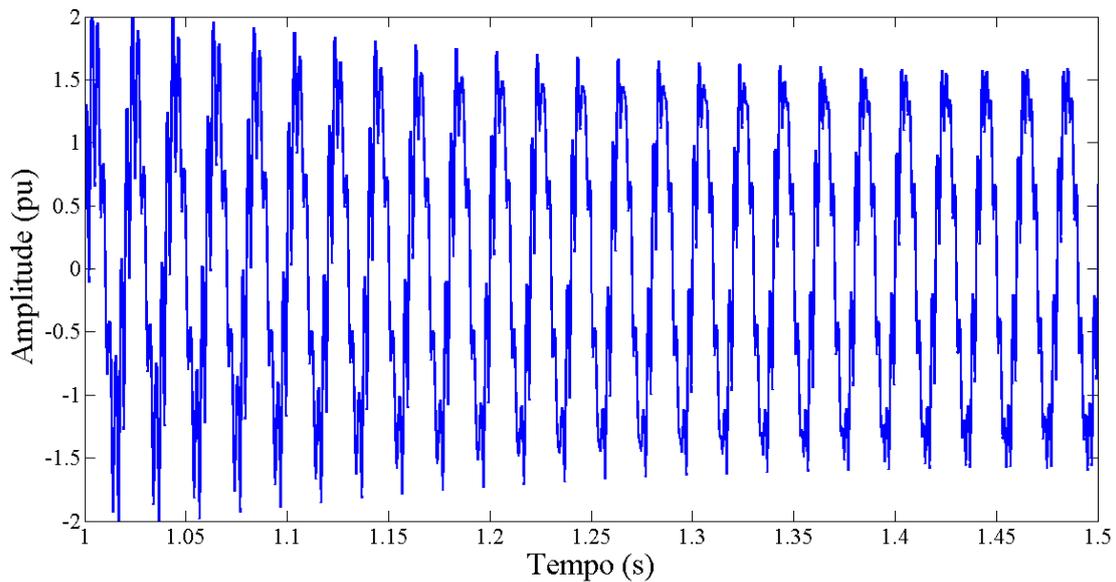


Fig. 4.55. Sinal variante no tempo simulado de acordo com a equação 4.14

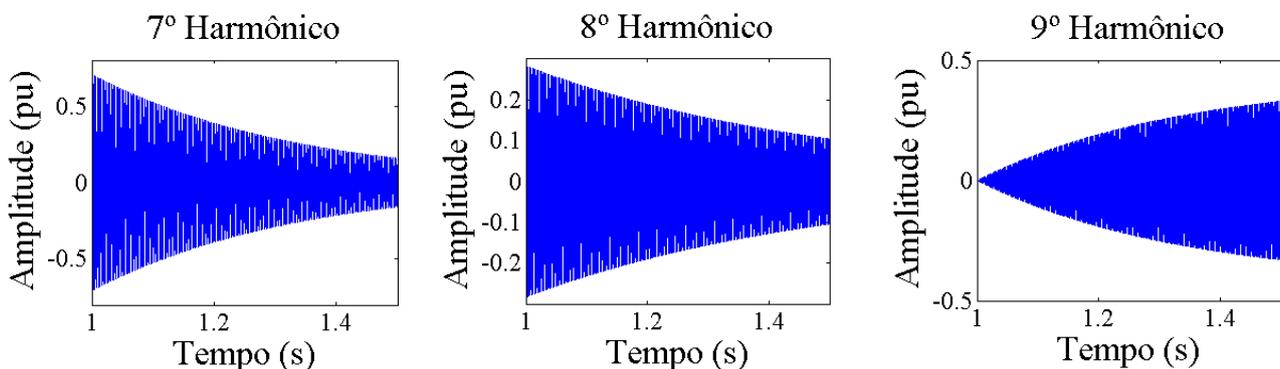


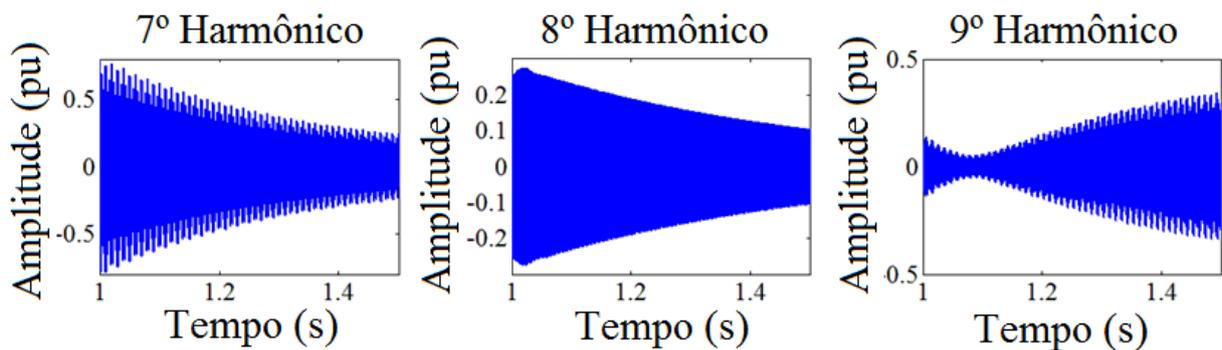
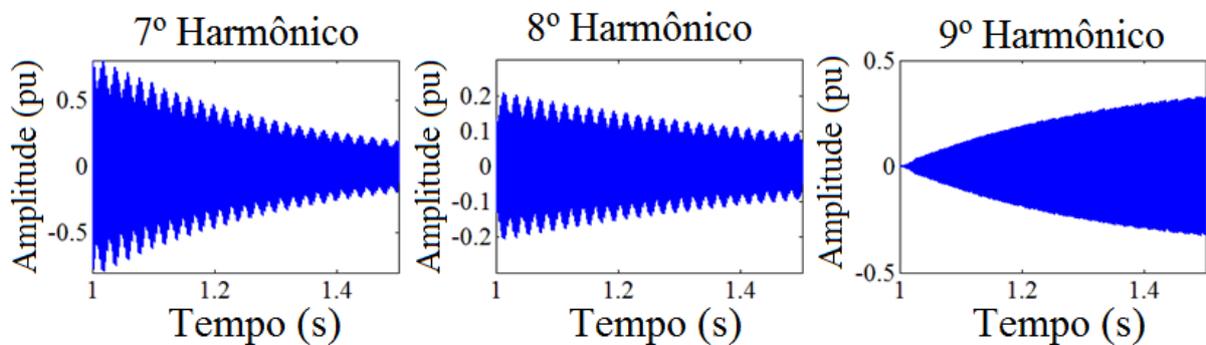
Fig. 4.56. 7º, 8º e 9º Harmônico do sinal variante no tempo simulado de acordo com a equação 4.14

As respostas para os quatro métodos são mostrados nas Figuras 4.57 a 4.60. Visualmente, os métodos propostos neste trabalho apresentam as formas de onda mais próximas do sinal simulado. Além disso, para determinar a precisão dos métodos, foram calculados alguns parâmetros para serem comparados. O erro médio quadrático (MSE) e o erro absoluto médio (MAE) são usados de acordo com a seguinte formula e os resultados são apresentados na Tabela 4.10.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_i - y_i)^2} \quad (4.47)$$

$$\text{MAE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |f_i - y_i| \quad (4.48)$$

Onde f_i é o valor calculado e y_i o valor real.



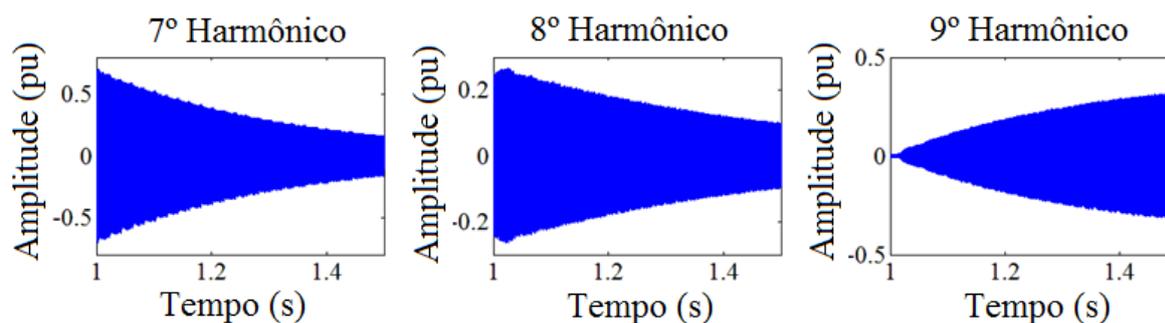


Fig. 4.59. Síntese de harmônicos variante no tempo usando FBHD

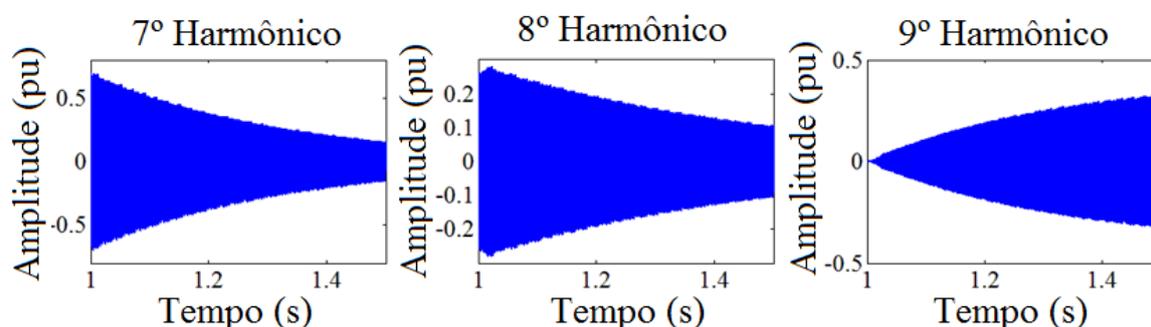


Fig. 4.60. Síntese de harmônicos variante no tempo usando MFB+SSB

Tabela 4.10. MSE e MAE do sinal.

	7 th Harmônico (pu)		8 th Harmônico (pu)		9 th Harmônico (pu)	
	RMSE	MAE	RMSE	MAE	RMSE	MAE
FB+SSB	0.0623	0.0477	0.0666	0.0558	0.0338	0.0277
WPTH	0.0823	0.0658	0.0262	0.0229	0.0573	0.0486
FBHD	0.0471	0.0393	0.0270	0.0234	0.0322	0.0259
MFB+SSB	0.0494	0.0412	0.0268	0.0232	0.0338	0.0277

Como podem ser vistos, os erros são maiores para os métodos FB+SSB e WPTH. Além disso, os métodos FBHD e MFB+SSB apresentam uma resposta mais uniforme onde o erro não depende do harmônico que está sendo analisado.

Um sinal real variante no tempo de um sistema conectado a um forno elétrico foi usado. A Figura 4.61 mostra a tensão trifásica durante um afundamento de tensão devido à variação de carga.

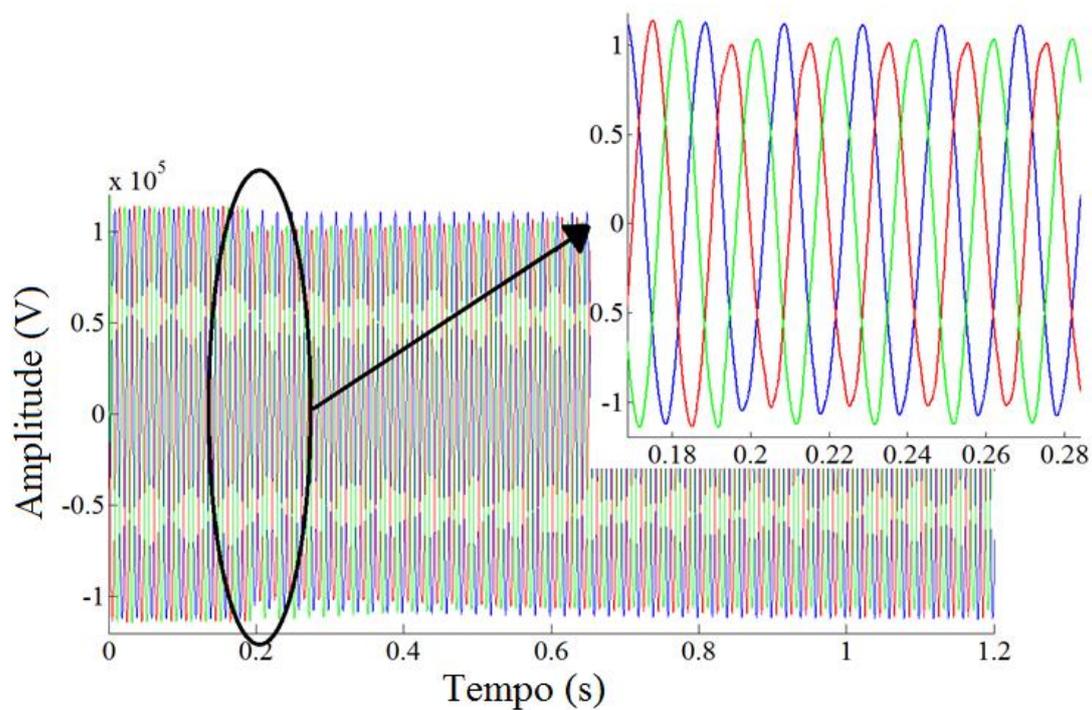


Fig. 4.61. Sinal da tensão durante afundamento de tensão em um forno a arco de 88 kV

A Figura 4.62 mostra a corrente da fase A que é usada para esta análise.

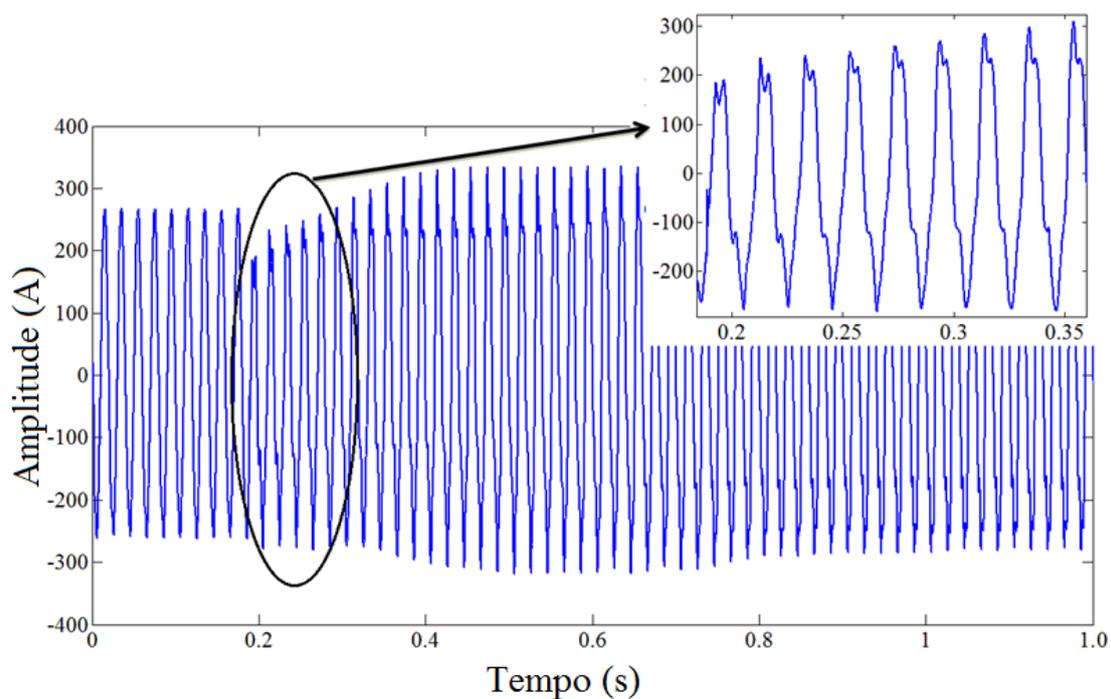


Fig. 4.62. Sinal de corrente da fase A durante afundamento

As análises de alguns harmônicos usando os quatro métodos são mostradas nas Figuras 4.63 a 4.66.

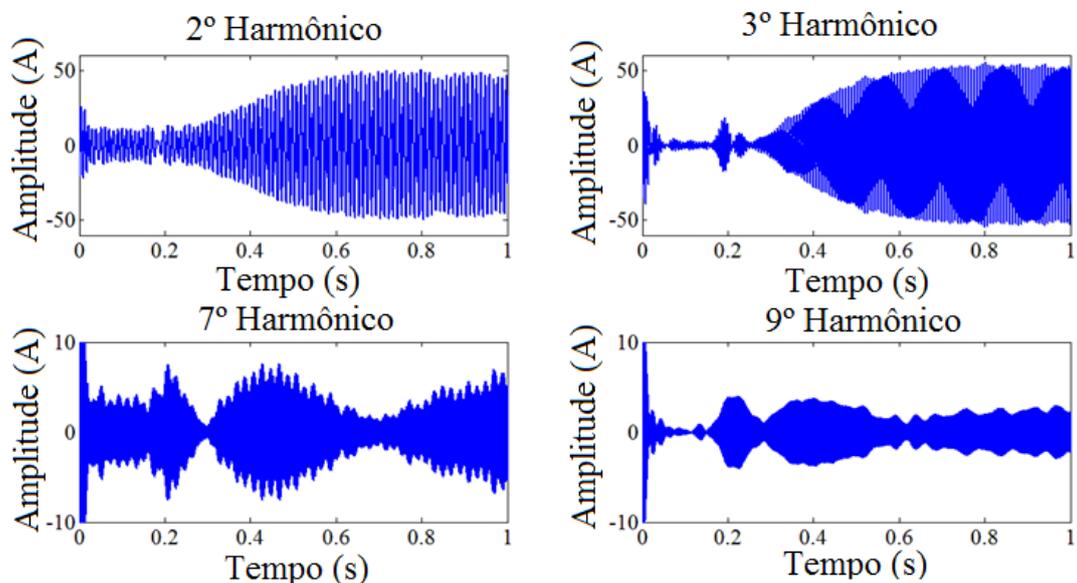


Fig. 4.63. Decomposição harmônica da corrente da fase A durante afundamento usando FB+SSB

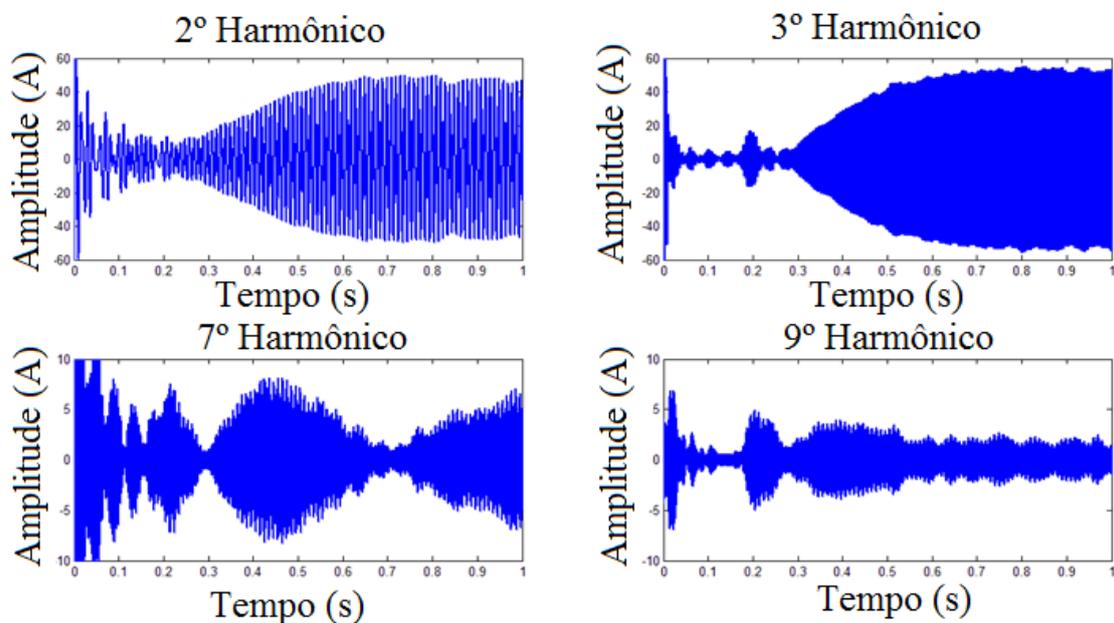


Fig. 4.64. Decomposição harmônica da corrente da fase A durante afundamento usando WPTHD

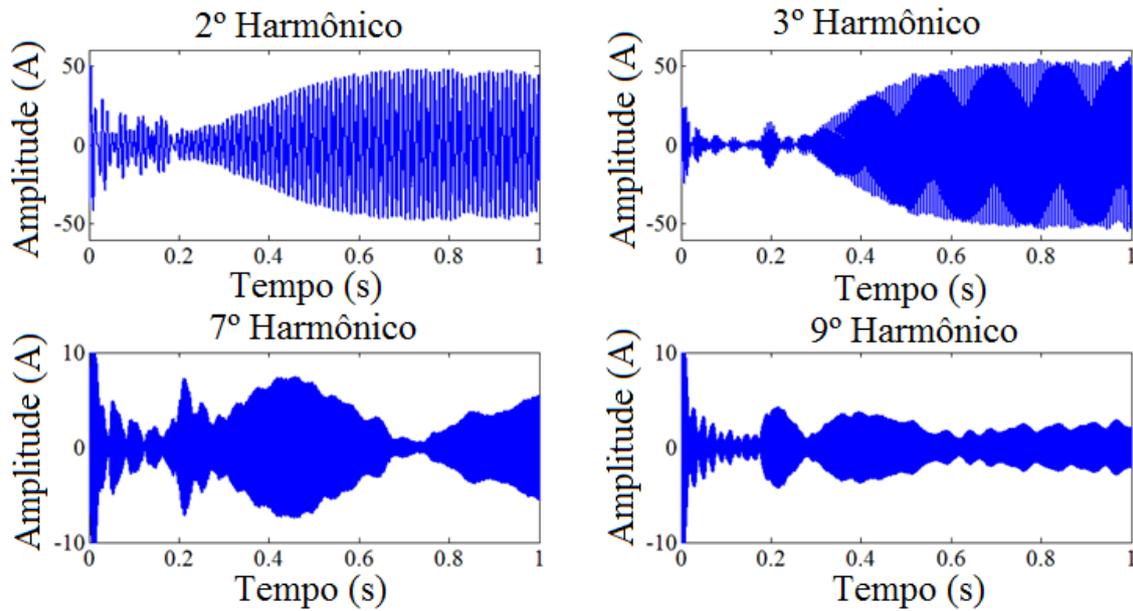


Fig. 4.65. Decomposição harmônica da corrente da fase A durante afundamento usando FBHD

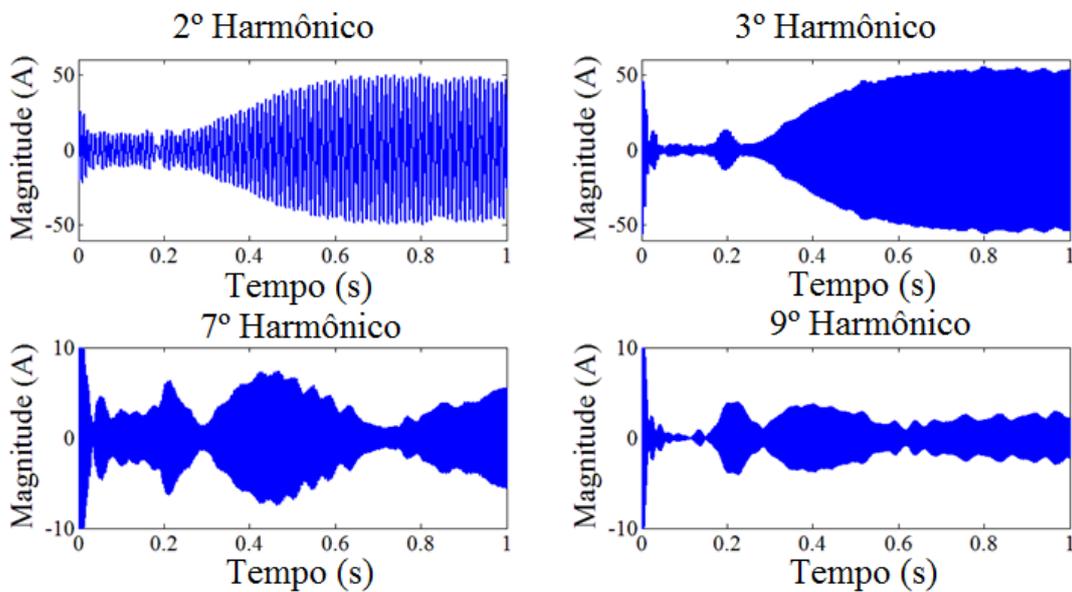


Fig. 4.66. Decomposição harmônica da corrente da fase A durante afundamento usando MFB+SSB

Como podem ser vistas, as formas de onda decompostas pelos métodos apresentam os mesmos formatos e com pequenas diferenças. Entretanto, é possível perceber oscilações, como descrita anteriormente, para os métodos FB+SSB e WPTHD devido a limitações destes. As oscilações mencionadas são evidenciadas nas Figuras 4.67

a 4.69. Percebe-se que os FBHD e MFB+SSB não apresentam variações significativas na sua forma de onda. Estas variações são evidências de espalhamento de frequência devido às imperfeições dos filtros.

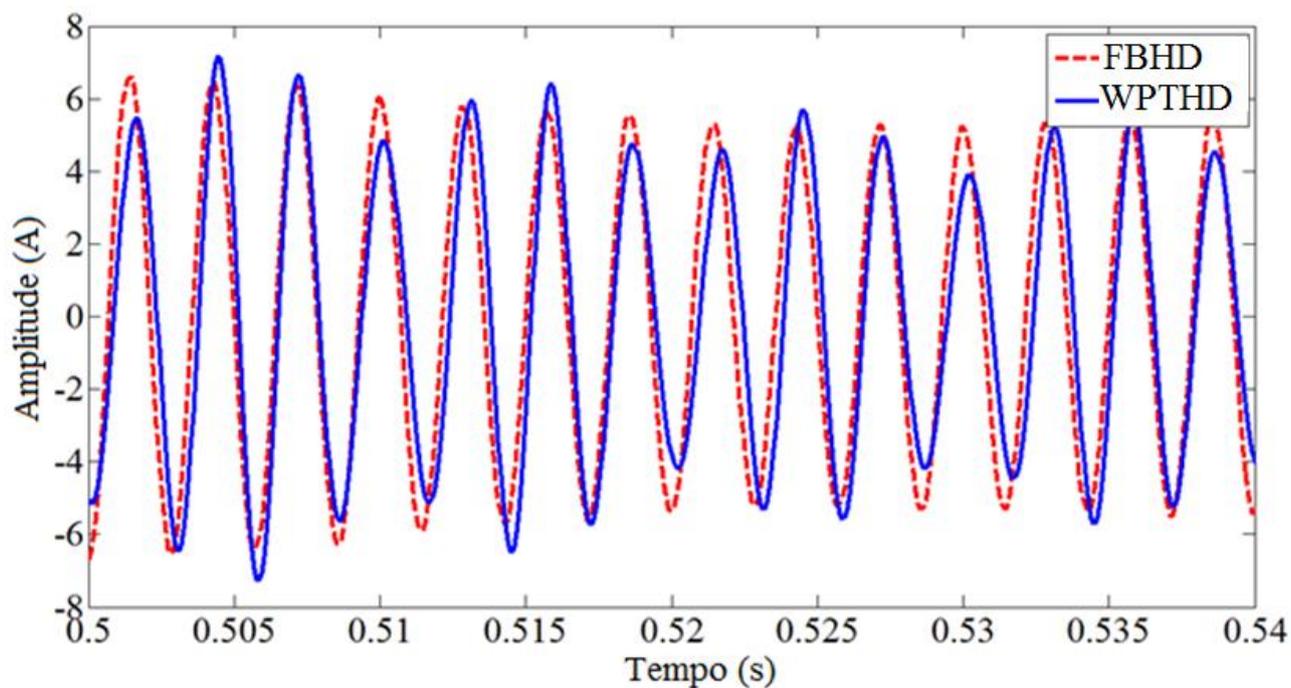


Fig. 4.67. Detalhes para o sétimo harmônico para os métodos WPTHD e FBHD

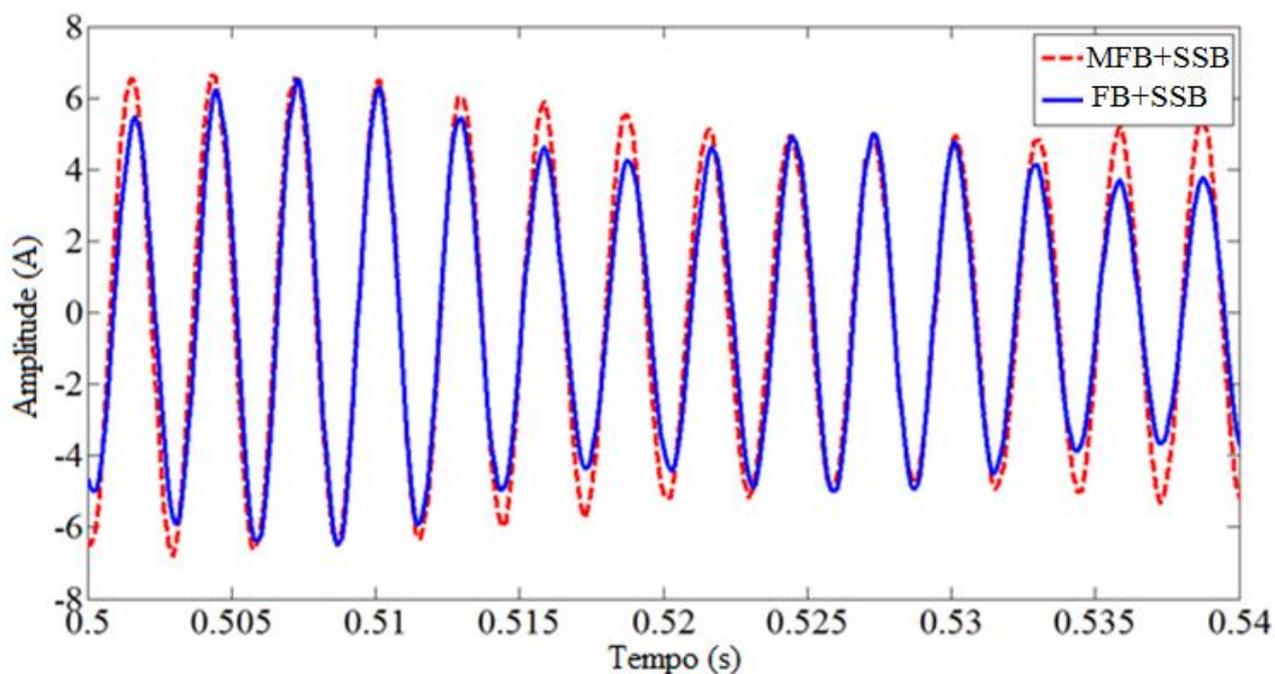


Fig. 4.68. Detalhes para o sétimo harmônico para os métodos FB+SSB e MFB+SSB

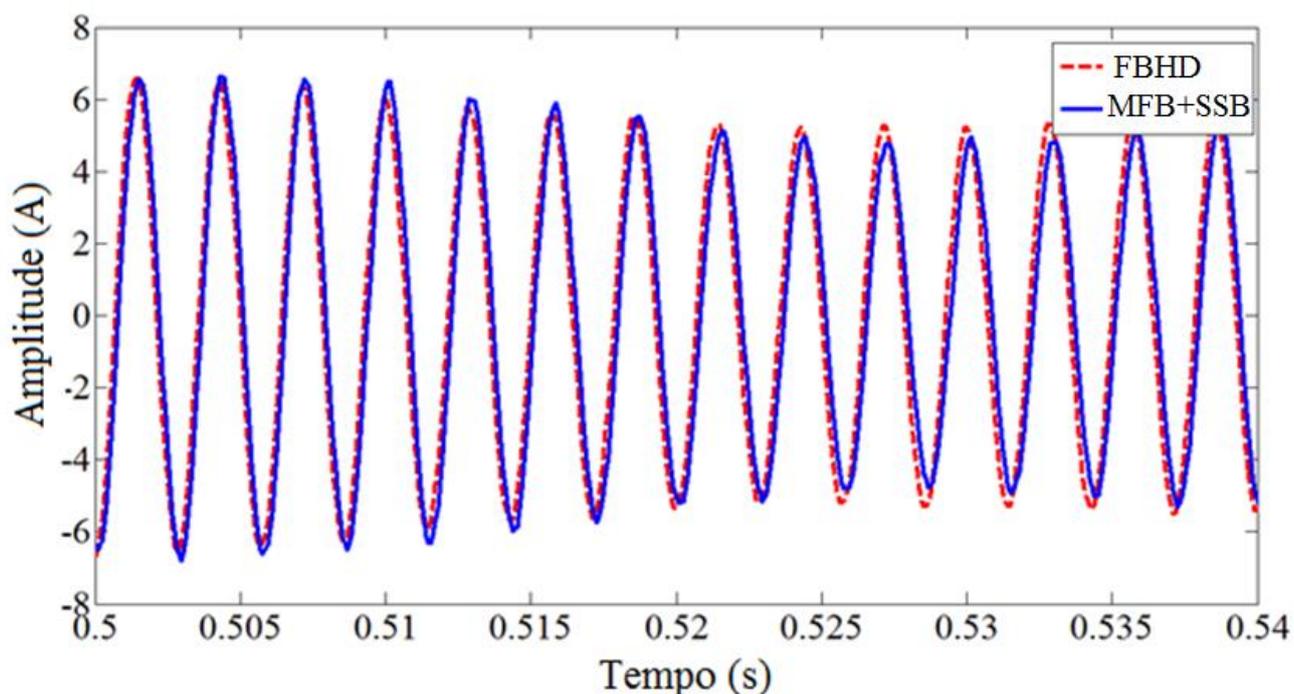


Fig. 4.69. Detalhes para o sétimo harmônico para os métodos FBHD e MFB+SSB

4.7 Validação experimental

Os métodos SWRDFT, WPT e Banco de Filtros decompõem o sinal em componentes harmônicas e mostram as formas de onda como um filtro analógico. Para confirmar os resultados obtidos neste subcapítulo compara os métodos digitais aplicados aos sinais não estacionários com a saída de um filtro analógico. O principal objetivo não é validar a precisão dos métodos, mas, validar a natureza física e as formas de onda obtidas. Um filtro analógico centralizado no 7º harmônico é usado para capturar o sinal. Sua saída é comparada com o correspondente harmônico calculado usando as técnicas de processamento de sinais. No primeiro experimento, um conversor PWM foi submetido a um fundamento de tensão. No segundo experimento, foi usado um conversor de seis pulsos submetido às variações de carga. A seguir as respostas em frequência do filtro analógico e dos dois métodos digitais são apresentadas de forma comparativa.

4.7.1 Análise da resposta à frequência dos filtros

As respostas em frequência dos três métodos são comparadas na Figura 4.70. A resposta em frequência medida em laboratório usando o filtro analógico é mostrada na Figura 4.70 (a). Como pode ser visto o filtro passa faixa é centrado no 7^o harmônico com banda passante de aproximadamente 20 Hz. Os harmônicos adjacentes são atenuados para valores menores que 5% do sinal de entrada.

A Figura 4.70(b) mostra a resposta à frequência do método SWRDFT que é calculado usando sinais simulados. A banda passante é de 50 Hz e os harmônicos próximos são atenuados em mais de 90 % do seu valor.

Assim como SWRDFT, o MFB+SSB possui uma banda passante de aproximadamente 50 Hz e atenua os harmônicos adjacentes em mais de 90% como pode ser visto na Figura 4.70 (c).

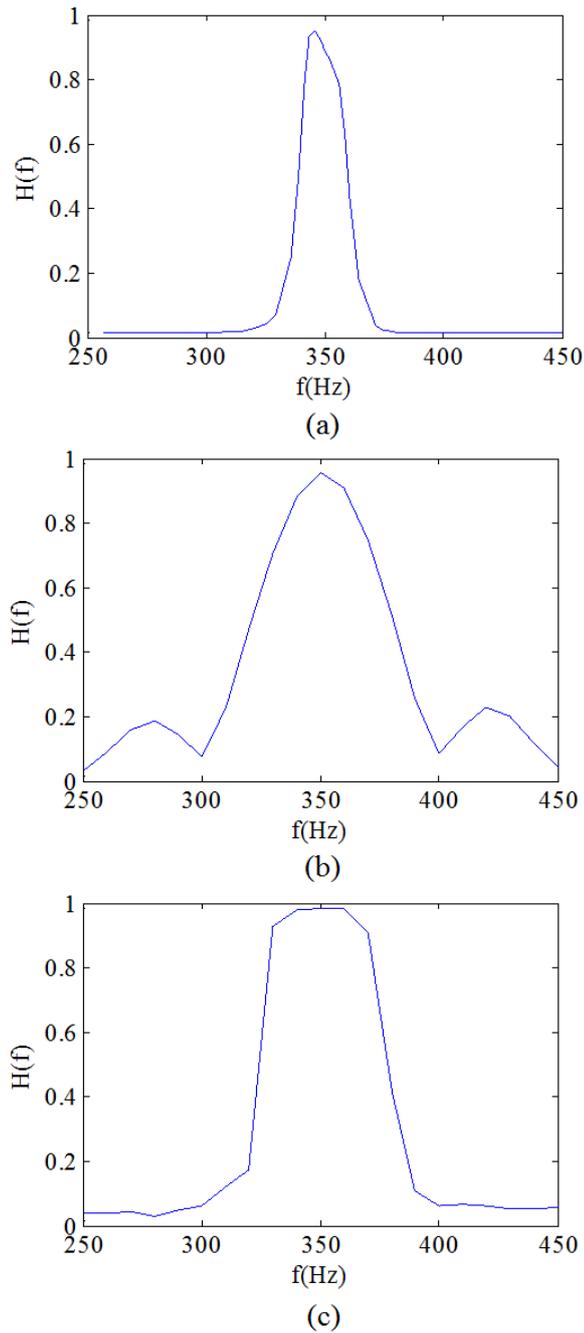


Fig. 4.70. Resposta à frequência do: (a) Filtro analógico, (b) SWR-DFT, e (c) MFB+SSB

4.7.2 Harmônicos de um Conversor PWM

A montagem experimental é mostrada esquematicamente na Figura 4.71. Um motor assíncrono de 11 kW funcionando como um gerador com um conversor PWM é submetido a diferentes tipos de afundamento de tensão gerado por uma fonte de tensão programável.

A maior parte da potência produzida pelo gerador é absorvida por um banco de resistores de 5 kW conectado entre a fonte de tensão e o gerador. O gerador é mecanicamente acoplado a um motor 11 kW assíncrono.

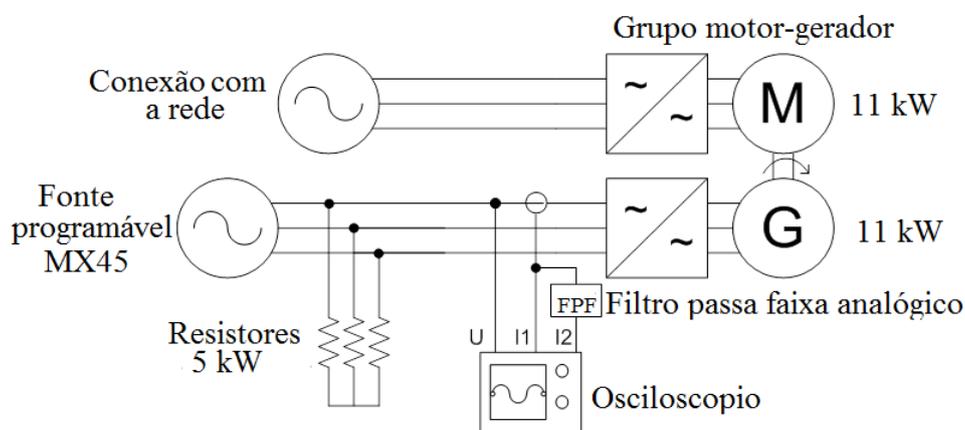


Fig. 4.71. Diagrama esquemático para montagem experimental com o conversor PWM

A tensão e a corrente foram medidas com um osciloscópio de armazenamento em uma das fases do gerador. A ponta de prova da tensão foi ajustada para 1:500 e a corrente foi convertida para tensão com uma razão de 100 mV/A. O sinal da corrente foi medido diretamente e também através do filtro passa faixa Butterworth de oitava ordem, com frequência central ajustado para o sétimo harmônico (350 Hz).

As formas de onda foram armazenadas e analisadas durante afundamento de tensão durante diferentes durações e diferentes severidades. Nesta seção, os resultados do afundamento de tensão trifásico de 230 V para 150 V, mostrados na Figura 4.72, foram analisados. Como pode ser visto, a corrente é maior durante o afundamento de tensão.

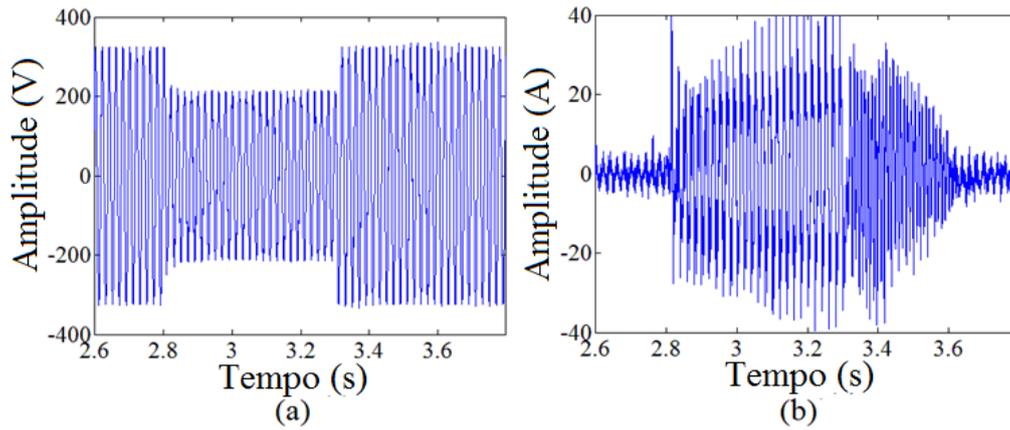


Fig. 4.72. (a) Afundamento de tensão de 230 V para 150 V e (b) a corrente na saída do gerador

A Figura 4.73 (a-c) apresenta a corrente do 7º harmônico usando o filtro analógico passa-faixa, SWR-DFT e o MFB+SSB, respectivamente. Pode ser observado que no início do afundamento e após o afundamento as correntes atingem os maiores valores.

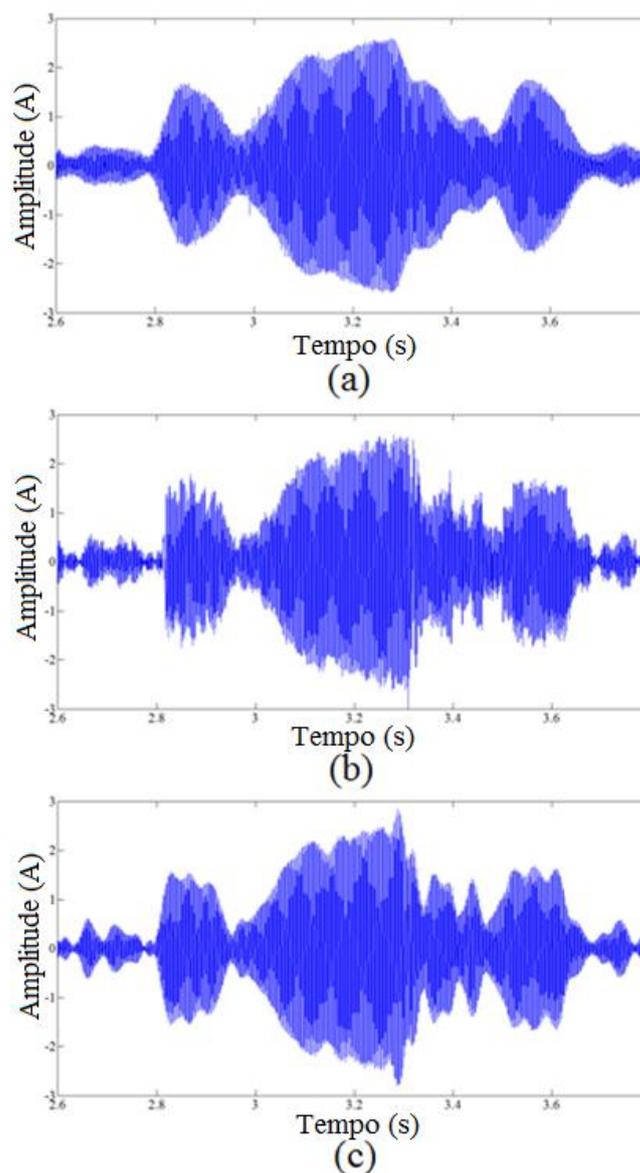


Fig. 4.73. A corrente do 7º harmônico filtrado pelo (a) filtro analógico, (b) SWRDFT e (c) MFB+SSB

A Figura 4.74 mostra em detalhes a comparação entre os métodos digitais com o filtro analógico no início do afundamento de tensão. O comportamento do harmônico variante no tempo é claramente visível em ambos os métodos digitais e está em conformidade com o resultado do filtro analógico.

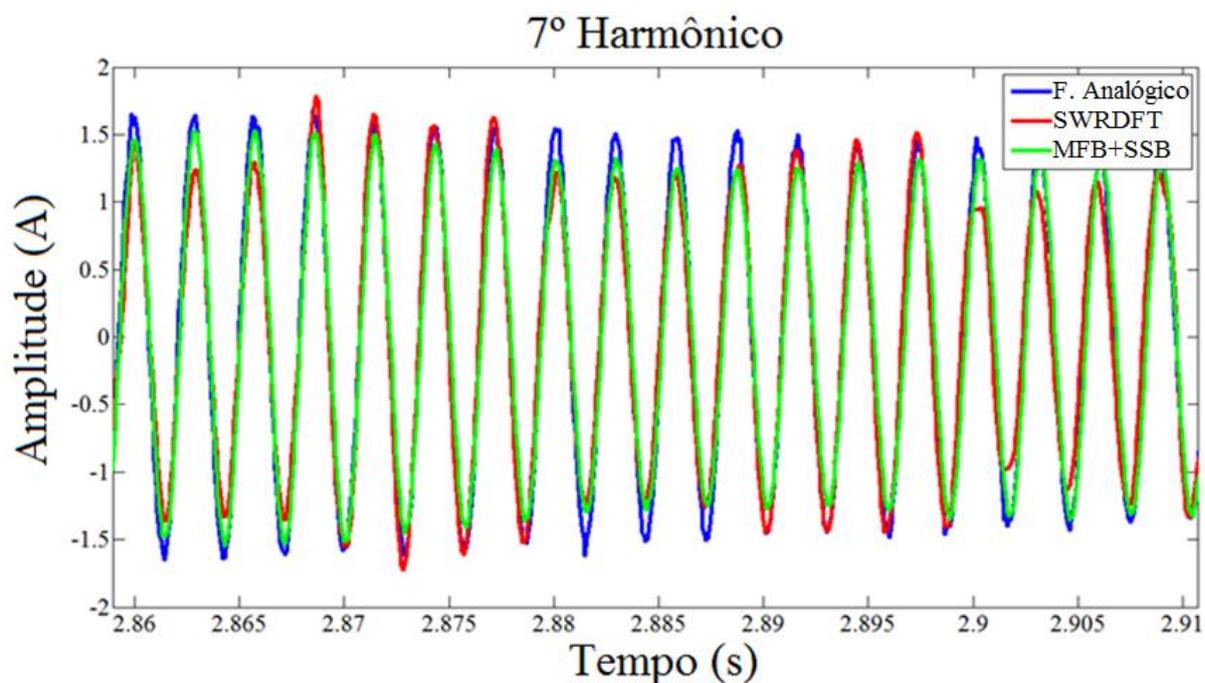


Fig. 4.74. Forma de onda decomposta pelos métodos digitais e filtro analógico no início do afundamento de tensão

A Figura 4.75 mostra a comparação dos métodos e o filtro analógico durante o afundamento. Os sinais mostram algumas diferenças, mas a forma similar dos sinais é claramente evidente.

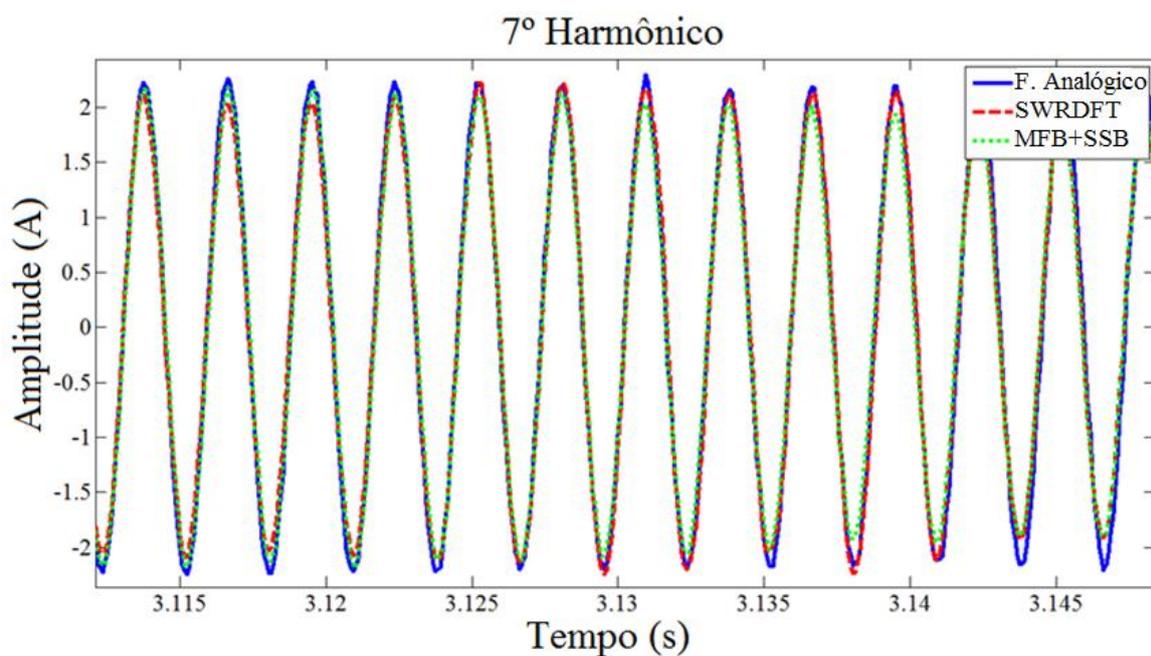


Fig. 4.75. Forma de onda decomposta pelos métodos digitais e filtro analógico durante afundamento

É importante mencionar que a decomposição usando o filtro passa faixa Butterworth possui as seguintes limitações:

- Interferência das frequências próximas a 350 Hz (harmônicos e inter-harmônicos) estão presentes junto com o 7º harmônico.
- Neste estágio a resposta dinâmica do filtro analógico não foi considerada, entretanto, isto não é considerado ser uma fonte de erro significativa.

As diferenças observadas do sinal nas Figuras 4.74 e 4.75 podem ser justificadas devido as seguintes características:

- Inter-harmônicos são filtrados de diferente forma pelos três filtros.
- Variações rápidas de amplitude são fontes de erros do método SWRDFT devido ao sua fórmula recursiva.
- A faixa de passagem dos três filtros é diferente, e isto leva a uma diferente interface entre inter-harmônicos e harmônicos em torno de 350 Hz.
- A amplitude do sétimo harmônico destes conversores é relativamente baixa, o qual não é favorável em termos de imunidade a ruídos nas medições.

4.7.3 Harmônicos do conversor de seis pulsos

A configuração experimental é esquematicamente representada na Figura 4.76. Esta é mesma anteriormente apresentada, porém, as medições foram feitas no conversor do motor que possui um retificador de seis pulsos no terminal de conexão. A tensão e a corrente em uma fase do conversor do motor foram medidas com um osciloscópio de armazenamento, como no experimento anterior.

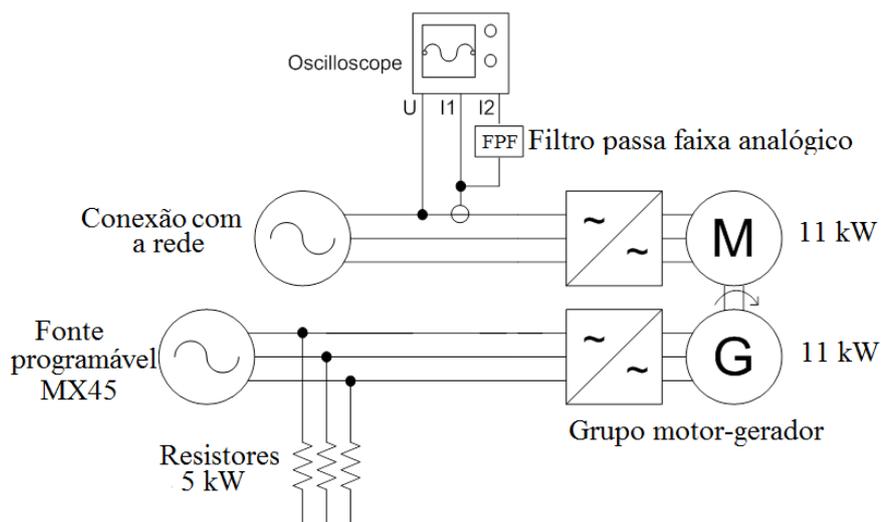


Fig. 4.76. Diagrama esquemático da montagem experimental com o drive de seis pulsos

A Figura 4.77 mostra a forma de onda da corrente com mudanças em degrau do torque nominal do gerador de 20% para 60%. A forma de onda da corrente é típica de um conversor de seis pulsos.

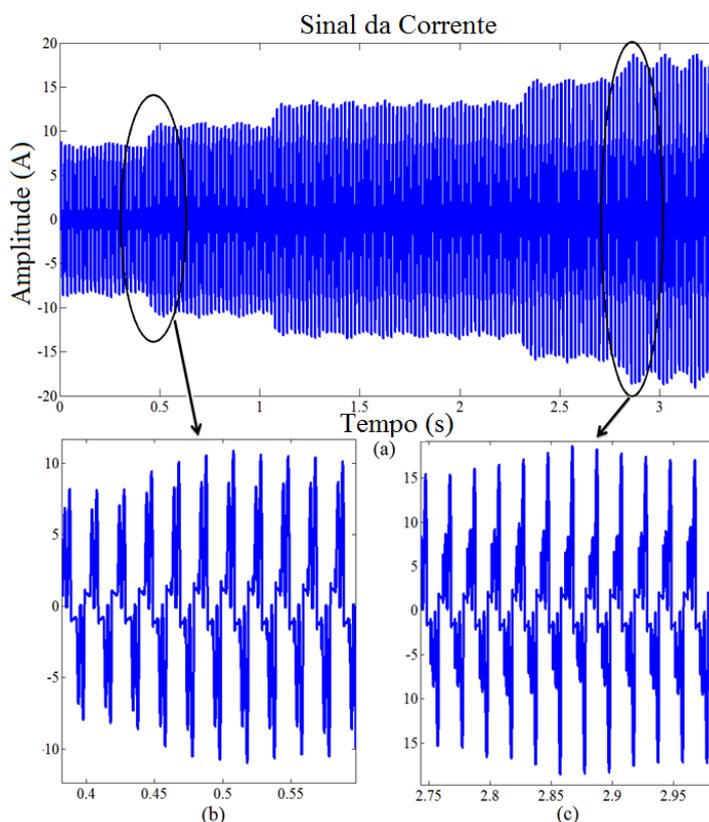


Fig. 4.77. (a) Sinal de corrente e detalhes durante (b) primeira e (c) última transição de torque

A Figura 4.78 (a-c) mostra o 7º harmônico depois da sua extração usando os filtros analógicos, SWRDFT e MFB+SSB, respectivamente. Sinais dos métodos digitais possuem o mesmo formato comparado com o filtro analógico, incluindo pequenas variações quando o torque é quase constante. Adicionalmente, os métodos digitais possuem respostas mais suaves quando comparada com o filtro analógico.

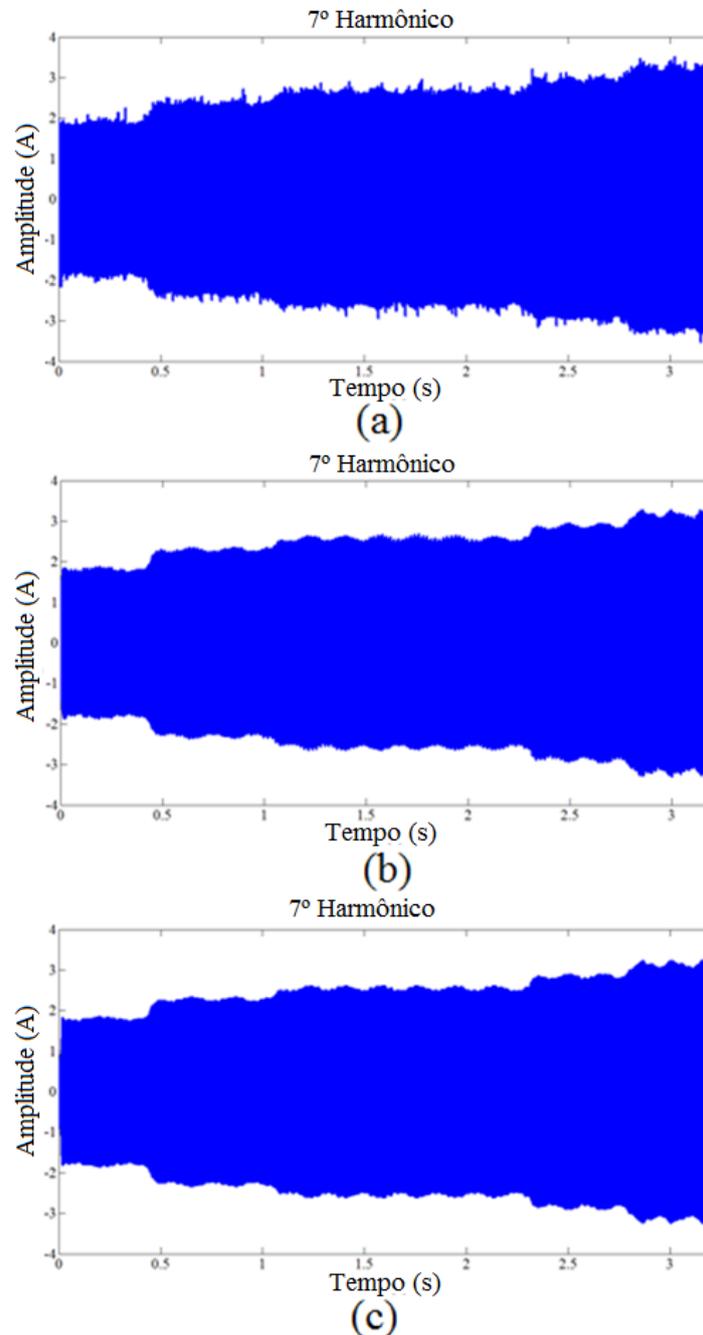


Fig. 4.78. Sétimo harmônico do conversor de seis pulsos filtrado por: (a) filtro analógico, (b) SWRDFT e (c) MFB+SSB durante variações de torque

Detalhes podem ser visto na Figura 4.79. Os resultados são muito similares, o que confirma os cálculos feitos pelos métodos digitais.

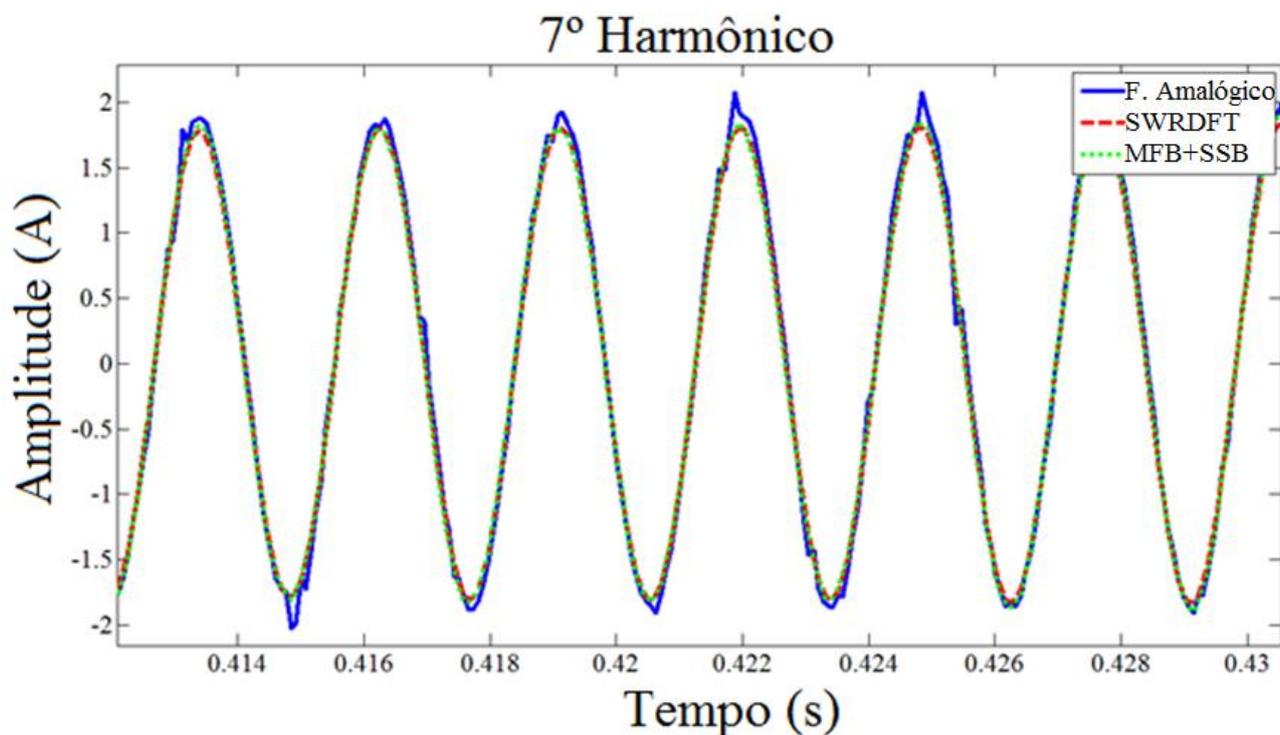


Fig. 4.79. Vista ampliada do 7º harmônico filtrado pelo filtro analógico e pelos dois filtros digitais.

4.8 Conclusão

Este capítulo apresenta algoritmos de métodos para decomposição harmônica de sinais variantes no tempo presentes no sistema elétrico de potência. Estes algoritmos foram avaliados, comparados e aperfeiçoados de forma a obter melhor desempenho na decomposição tempo-frequência. Além disso, os métodos foram validados experimentalmente por meio de ensaios em laboratório. Para as análises foram utilizados sinais simulados, obtidos em laboratório e medidos em campo.

Os métodos avaliados foram SWRDFT, WPT+SSB e FB+SSB:

- SWRDFT utiliza como base a Transformada de Fourier para decomposição do sinal. A janela deslizante é usada para localizar o sinal no tempo preservando assim as informações do tempo enquanto analisa as

componentes harmônicas na frequência. Por utilizar um algoritmo recursivo possui baixo custo computacional. Inter-harmônicos, variações rápidas do sinal e variações na frequência fundamental podem comprometer o uso deste método.

- WPT+SSB e FB+SSB utilizam análise em multi-resolução para extração dos harmônicos. A diferença entre os métodos está na construção dos filtros onde o primeiro utiliza coeficientes da Wavelet mãe e o segundo utiliza de coeficiente dos filtros FIR. Destaca-se que para estes métodos um pré-processamento do sinal é necessário ser feito para poder realizar análise adequada do sinal.

Uma análise comparativa foi feita entre os métodos em sinais com distúrbios eletromagnéticos para avaliar o desempenho dos métodos. Os distúrbios considerados foram distorções harmônicas, como em lâmpadas econômicas, afundamentos de tensão, corrente de inrush em transformadores e corrente de partida em motores elétricos. Em geral, análise em multi-resolução é mais vantajosa do que SWRDFT quando o sinal apresenta desvios das condições normais de operação. Além disso, FB+SSB minimiza erros presentes no método WPT+SSB. Em operações normais eles têm respostas similares, porém, SWRDFT possui melhores respostas em todas as faixas de frequência devido a sua uniformidade dos filtros. A Transformada Wavelet por Pacotes e Banco de Filtros, apresentam erros na separação de alguns harmônicos, pois os filtros passa-faixa não são uniformes. Destacam-se erros no 7^o, 8^o e 15^o harmônico. Estes erros são minimizados com o uso de Banco de Filtros por apresentar respostas mais uniforme dos filtros.

Devido aos erros apresentados para algumas faixas de frequências foram proposto versões modificadas para os métodos WPT-SSB e FB+SSB. Quatro diferentes configurações foram testadas e comparadas:

- FB+SSB: Utiliza banco de filtros com pré-processamento de sinais;
- WPTHHD: Utiliza Wavelet Mãe sem pré-processamento de sinais;
- FBHD: Utiliza banco de filtros sem pré-processamento de sinais.
- MFB+SSB: Utiliza banco de filtros com pré-processamento otimizado para obter melhores resultados;

As metodologias propostas neste trabalho apresentaram melhores respostas para as faixas de frequências críticas. Destaca-se que FBHD não necessita de um pré-

processamento do sinal e apresenta uma boa precisão na decomposição do sinal.

Finalmente, é realizada uma validação experimental dos métodos de decomposição. A corrente de um gerador conectado à rede por um conversor eletrônico durante um afundamento de tensão foi analisado usando um filtro analógico e pelos dois métodos de processamento de sinais: SWRDFT e MFB-SSB. O resultado do filtro analógico é usado como referência e está alinhado com os dois métodos de processamento digital. Neste sentido, o sinal medido pelo filtro analógico valida os dois métodos de decomposição de harmônicos variantes no tempo. Os resultados mostram que os métodos são capazes de estimar o comportamento das componentes harmônicas variantes no tempo.

Estas ferramentas podem ser usadas para assistir engenheiros e pesquisadores a melhor entender a natureza transitória dos harmônicos variantes no tempo. Além disso, reforçam a habilidade de observar importantes características dos harmônicos o que leva a um melhor entendimento físico para sinais e distorções variantes no tempo em sistemas de potência, incluindo micro-grids, supergrids, geradores distribuídos e tudo que se alinhe ao conceito de smart grids.

Capítulo 5

Índices variantes no tempo

Índices de qualidade de energia em sistemas elétricos de potência têm sido usados para caracterizar o estado do sistema, de forma quantitativa, revelando o grau do desvio das condições ideais. A maioria destes índices foi estabelecida considerando o sistema estacionário. Entretanto, devido ao uso cada vez maior de cargas não lineares e aumento da complexidade do sistema elétrico de potência esta condição está mais difícil de ser atendida. Além disso, com o avanço da tecnologia é possível processar e armazenar uma maior quantidade de dados o que facilita a implementação de métodos mais avançados. Índices modernos de qualidade de energia devem quantificar a qualidade de energia durante eventos como afundamentos, elevações e transitórios.

Por isso, muitos trabalhos encontrados na literatura abordam este assunto buscando estender as definições dos índices considerando os sinais desequilibrados, não senoidais e variantes no tempo[31]-[50]. Uma das definições mais aceitas é IEEE Standard 1459 [67] que fornece procedimento de cálculo de índices em sistemas desequilibrados e não senoidais. Porém, estas definições são baseadas na transformada de Fourier o qual produz resultados precisos apenas para sinais estacionários. Quando usado em sinais não estacionários ocorrem espalhamento de frequências levando a erros nos cálculos dos índices. Neste sentido, os sinais variantes no tempo devem ter uma atenção especial para correta análise de harmônicos e cálculo de índices.

Em [33] é avaliado um método para cálculo de parâmetros de potência em sinais não senoidais, mas, este usa apenas sinais estacionários e não considera condições

transitórias. Já em [34] são feitos cálculos de parâmetros de potência em sinais desequilibrados e não estacionário. Entretanto, este método usa índices da transformada wavelet o que dificulta a comparação com índices atualmente usados em equipamentos de medição. Da mesma forma, os artigos [31][68][69][70] mostram o uso de métodos baseados na transformada wavelet e na norma IEEE 1459 para efetuar cálculos de índices de qualidade de energia.

A análise de sistemas trifásicos desequilibrados mais usada foi proposto Fortescue [44] que propõe transformar um sistema desequilibrado em sistemas balanceados. Neste sentido um sistema desequilibrado trifásico pode ser analisado da mesma forma que sistemas equilibrados. O método das componentes simétricas é útil para estudo de falta, proteção, controle e medição de parâmetros de potência. Entretanto, as componentes simétricas somente podem ser aplicadas em sinais estacionários e senoidais. Assim como análise de potência proposto em [42] que prevê cálculo instantâneo da potência trifásica, porém, não decompõe o sinal em harmônicos.

Em [72] a DFT é usada para calcular as componentes simétricas na frequência harmônica. Entretanto, o método é ajustado no domínio da frequência que não é indicado para análise de transientes. Este recomenda o método para detectar faltas elétricas. Em [32][73][35][42], são apresentados cálculos de componentes simétricas baseado na transformada wavelet. Entretanto, este não separa totalmente os harmônicos mostrando grupos de frequências. A melhor resolução apresentada não separa os harmônicos pares e ímpares. Além disso, as componentes simétricas não são mostradas explicitamente no domínio do tempo e nas frequências harmônicas.

Assim, é usado neste capítulo técnicas de processamento de sinais aplicados a sinais não estacionários como base para cálculo de parâmetros relacionados à qualidade de energia em sistemas trifásicos desequilibrados, não senoidais (com distorções harmônicas) e variantes no tempo. É enfatizado o cálculo de índices em circuitos trifásicos como componentes simétricas, desequilíbrio, potência ativa e reativa.

5.1 Cálculo das componentes simétricas

A estrutura para cálculo das componentes simétricas proposto neste capítulo é mostrado na Figura 5.1. O sinal de cada fase é separado em harmônicos de ordem h usando a arquitetura do SWRDFT. A magnitude e o ângulo de cada harmônico são usados na sequência para cálculo das componentes simétricas. Os resultados são vetores de sequência positiva ($S_h^+(k)$), negativa ($S_h^-(k)$) e zero ($S_h^0(k)$) o qual representam os fasores dos harmônicos h no instante k . O termo S representa tensão ou corrente.

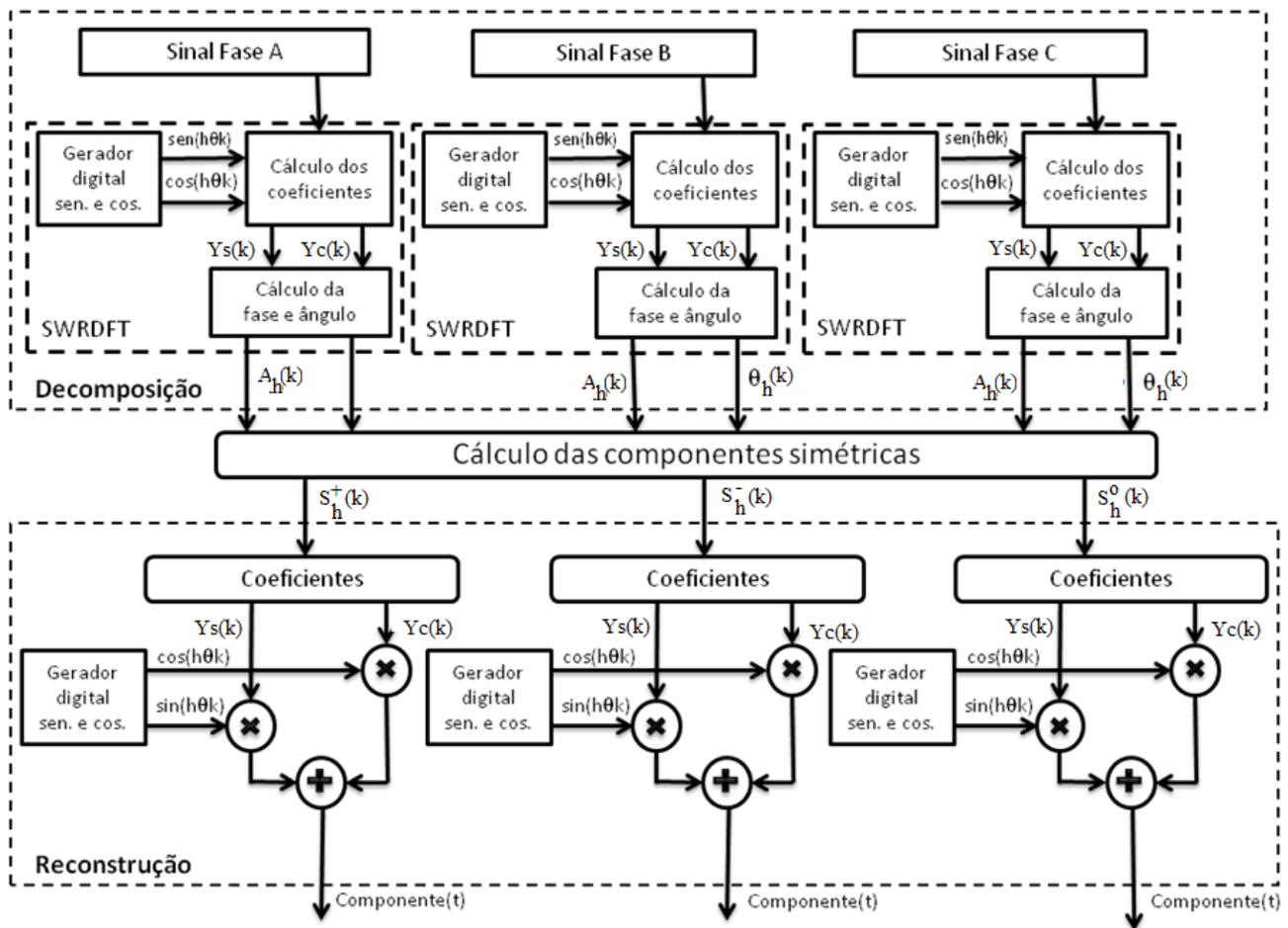


Fig. 5.1. Cálculo das componentes simétricas usando SWRDFT

As componentes simétricas são calculadas de acordo com a seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} S_h^0(k) \\ S_h^+(k) \\ S_h^-(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Ah}(k) \\ S_{Bh}(k) \\ S_{Ch}(k) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Onde h é a ordem do harmônico, $S_{Ah}(k) = A_h(k) \angle \phi_h(k)$ e α pode ser representado pelo fasor:

$$\alpha = 1 \angle 120 \quad (5.2a)$$

$$\alpha^2 = 1 \angle 240 \quad (5.2b)$$

As componentes simétricas podem ser reconstruídas no domínio do tempo usando a arquitetura mostrada na Figura 5.1. Os termos em quadratura são obtidos do vetor das componentes simétricas e então é aplicada a equação da Transformada de Fourier para obter as componentes no domínio do tempo.

5.2 Cálculo de desequilíbrio

O fator de desequilíbrio definido pela IEC [57] da tensão (*VUF - Voltage Unbalance Factor*) é a razão da tensão de sequência de fase negativa sobre a tensão de sequência de fase positiva e pode ser representada por:

$$\%VUF = \frac{V^-}{V^+} \times 100 \quad (5.3)$$

V^+ e V^- são a sequência de fase positiva e a sequência de fase negativa, respectivamente.

Neste trabalho é proposto o uso deste parâmetro calculado para cada harmônico que leva a um melhor entendimento do desbalanceamento em situações variantes no tempo. As seguintes equações são usadas para cálculo do desbalanceamento de fases:

$$\%VUF_h(k) = \begin{cases} \frac{V_h^-(k)}{V_h^+(k)} \times 100, & \text{para sequencia positiva} \\ \frac{V_h^+(k)}{V_h^-(k)} \times 100, & \text{para sequencia negativa} \end{cases} \quad (5.4)$$

Da mesma forma, o fator de desbalanceamento da corrente (IUF) para condições não senoidais e variantes no tempo é definido como:

$$\%IUF_h(k) = \begin{cases} \frac{I_h^-(k)}{I_h^+(k)} \times 100, & \text{para sequencia positiva} \\ \frac{I_h^+(k)}{I_h^-(k)} \times 100, & \text{para sequencia negativa} \end{cases} \quad (5.5)$$

5.2.1 Simulação

Um sinal simulado foi usado com o propósito de avaliar a metodologia proposta. O principal objetivo deste experimento é avaliar a precisão da decomposição do sinal em harmônicos e calcular as componentes simétricas e desequilíbrio nas frequências harmônicas.

O sinal trifásico simulado é variante no tempo para ilustrar o principal uso da metodologia proposta neste trabalho. Ele foi gerado de acordo com as seguintes equações:

$$v_{A1}(t) = \sqrt{2}M_{A1} \sin(\omega t + \theta_{A1}) \quad (5.6a)$$

$$v_{B1}(t) = \sqrt{2}M_{B1} \sin(\omega t + \phi_{B1}) \quad (5.6b)$$

$$v_{C1}(t) = \sqrt{2}M_{C1} \sin(\omega t + \alpha_{C1}) \quad (5.6c)$$

$$v_{A5}(t) = \sqrt{2}M_{A5} \sin(5\omega t + \theta_{A5}) \quad (5.7a)$$

$$v_{B5}(t) = \sqrt{2}M_{B5} \sin(5\omega t + \phi_{B5}) \quad (5.7b)$$

$$v_{C5}(t) = \sqrt{2}M_{C5} \sin(5\omega t + \alpha_{C5}) \quad (5.7c)$$

$$v_{A7}(t) = \sqrt{2}M_{A7} \sin(7\omega t + \theta_{A7}) \quad (5.8a)$$

$$v_{B7}(t) = \sqrt{2}M_{B7} \sin(7\omega t + \phi_{B7}) \quad (5.8b)$$

$$v_{C7}(t) = \sqrt{2}M_{C7} \sin(7\omega t + \alpha_{C7}) \quad (5.8c)$$

Onde:

$$M_{A1} = M_{B1} = M_{C1} = 1$$

$$M_{A5} = M_{C5} = 0.3$$

$$M_{A7} = M_{B7} = M_{C7} = 0.2$$

$$\theta_{A1} = \theta_{A5} = \theta_{A7} = 0$$

$$\phi_{B1} = \phi_{B5} = -120$$

$$\alpha_{C1} = \alpha_{C5} = \alpha_{C7} = 120$$

O desequilíbrio no tempo foi produzido mudando a amplitude da fase B do 5° harmônico e o ângulo da fase B do 7° harmônico de acordo com as equações:

$$M_{B5} = 0,3e^{-t} \quad (5.9a)$$

$$\phi_{B7} = -120e^{-t} \quad (5.9b)$$

O sinal é a soma das três componentes:

$$v_A(t) = v_{A1}(t) + v_{A5}(t) + v_{A7}(t) \quad (5.10a)$$

$$v_B(t) = v_{B1}(t) + v_{B5}(t) + v_{B7}(t) \quad (5.10b)$$

$$v_C(t) = v_{C1}(t) + v_{C5}(t) + v_{C7}(t) \quad (5.10c)$$

A Figura 5.2 mostra o 5° harmônico decomposto usando SWRDFT e o desequilíbrio usando a metodologia proposta. Como descrito na equação 5.9a amplitude da fase B no 5° harmônico diminui exponencialmente. A Figura 5.2 mostra dois pontos no domínio do tempo para melhor ilustrar os cálculos de desequilíbrio. Da mesma forma, o ângulo de fase do 7° harmônico muda exponencialmente e a Figura 5.3 mostra dois pontos no domínio do tempo de forma a ilustrar o cálculo de desequilíbrio.

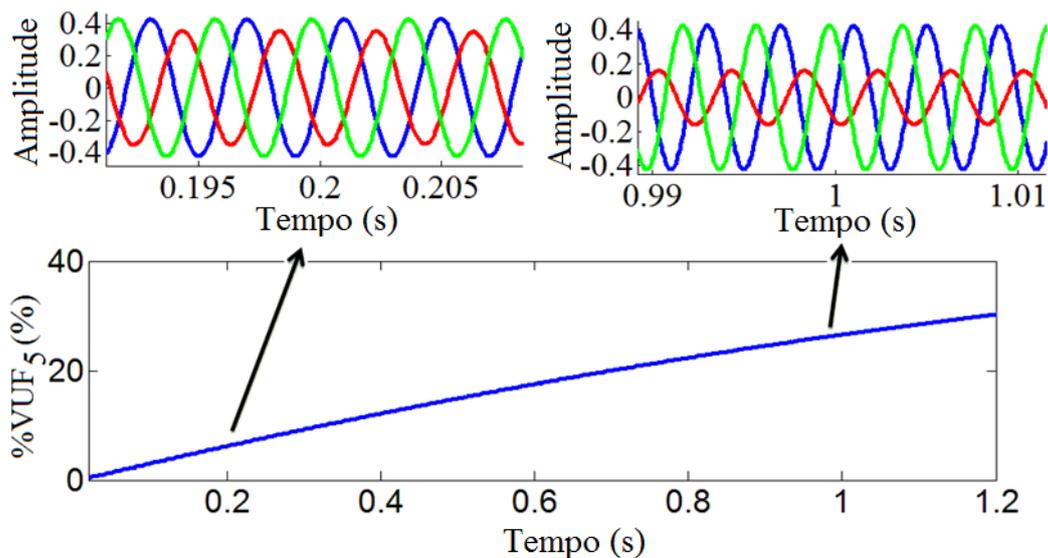


Fig. 5.2. Cálculo de desequilíbrio para o 5^o harmônico do sinal simulado

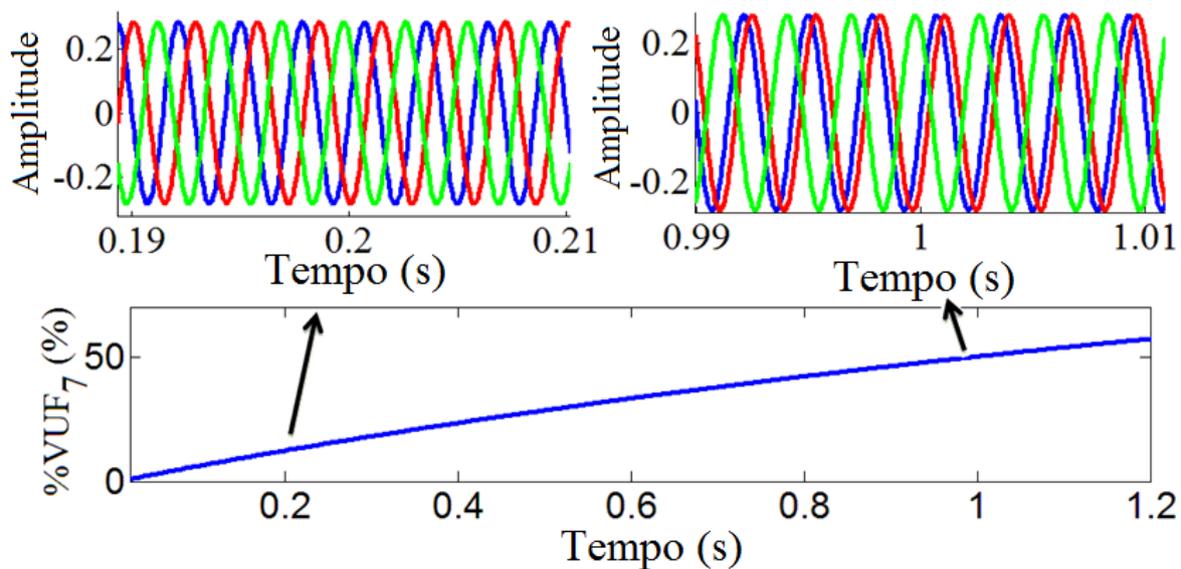


Fig. 5.3. Cálculo de desequilíbrio para o 7^o harmônico do sinal simulado

O erro foi calculado subtraindo o valor teórico calculado matematicamente e o resultado obtido usando a metodologia. O resultado é mostrado na Figura 5.4. Como pode ser observado, o erro é menos significativo quando o desequilíbrio é maior.

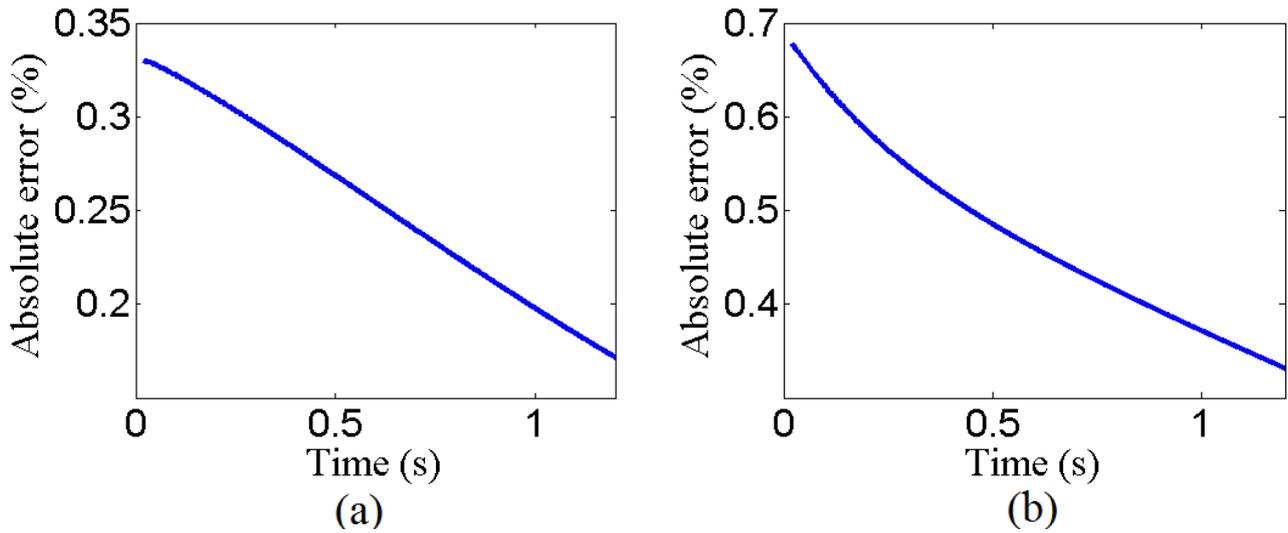


Fig. 5.4. Erro usando a metodologia proposta para calcular o desequilíbrio (a) 5^o harmônico e (b) 7^o harmônico.

A Figura 5.5 mostra a soma de todos componentes de sequência zero que aparecem quando o sistema se torna desequilibrado usando a metodologia apresentado na subseção anterior. O resultado é comparado com os valores teóricos e o erro é mostrado na Figura 5.6.

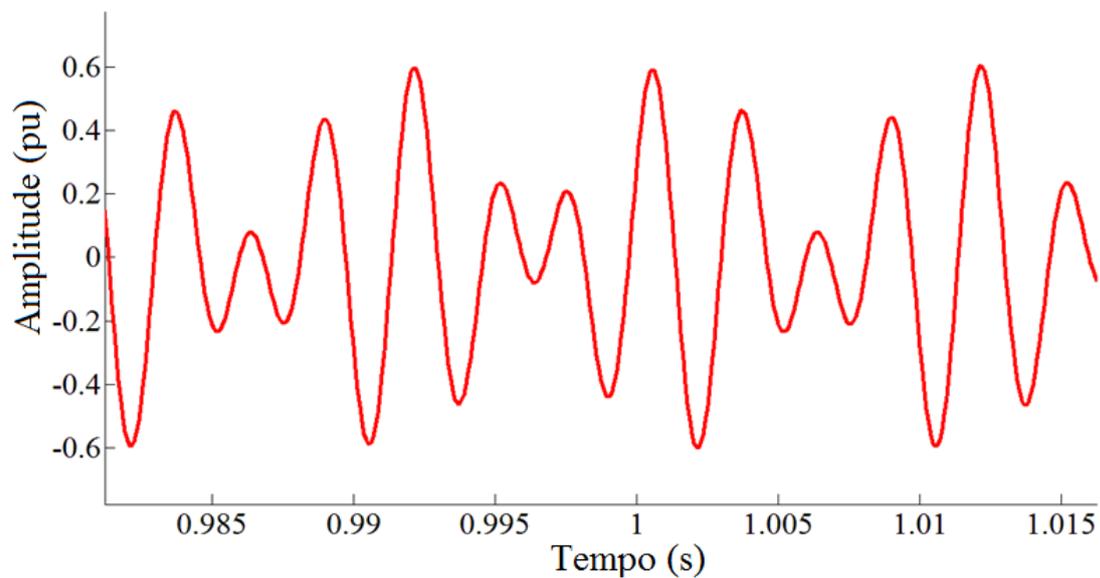


Fig. 5.5. Componente de sequencia zero no domínio do tempo

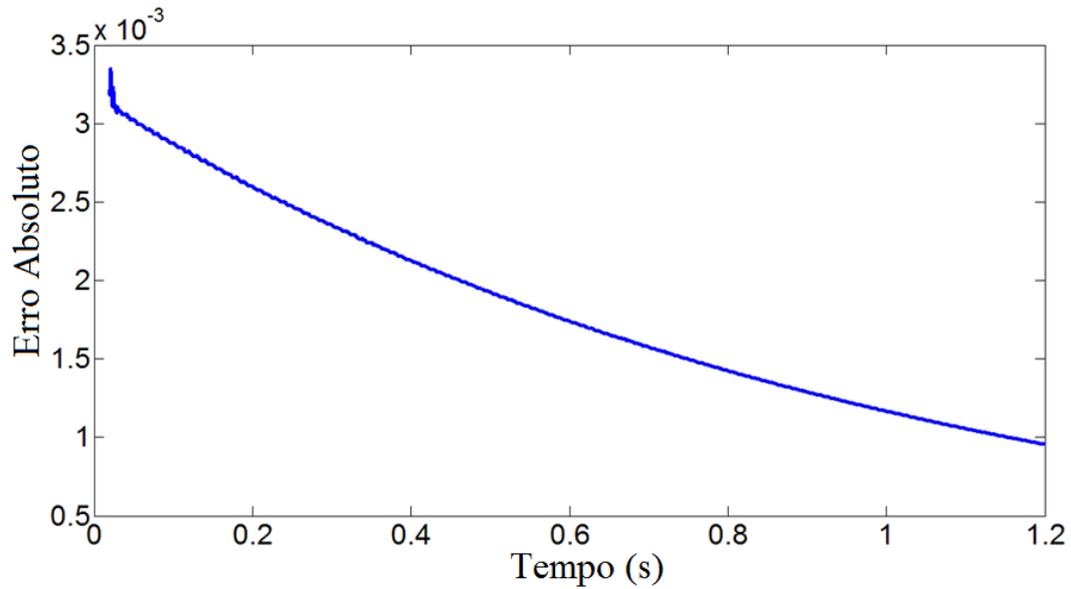


Fig. 5.6. Erro calculando a componente de sequencia zero no domínio do tempo

A Figura apresenta um diagrama fasorial em função do tempo. Neste gráfico é possível avaliar a variação do fasor em função do tempo. Para a simulação realizada, a componente fundamental é balanceada, 5º harmônico possui uma variação na magnitude da fase B e o 7º harmônica possui uma variação no ângulo também na fase B. Este gráfico será usado nos próximos exemplos.

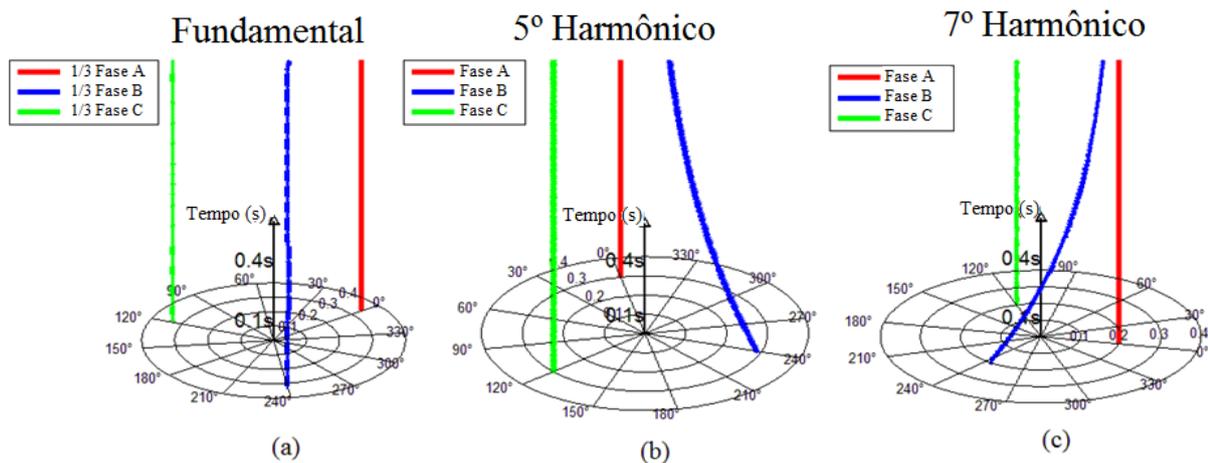


Fig. 5.7. Fasores variantes no tempo para (a) fundamental, (b) 5º harmônico e (c) 7º harmônico.

5.2.2 Análise de transitórios

A metodologia proposta foi usada em sinais reais variantes no tempo. O primeiro sinal apresentado é uma corrente trifásica de inrush e o segundo é uma tensão trifásica durante um afundamento em uma carga não linear. A metodologia é usada para calcular desequilíbrio e assimetria em função do tempo durante estes transitórios na frequência fundamental e nas frequências harmônicas. Estes índices podem ser aplicados para ajudar no controle, proteção, supervisão e correto diagnósticos de possíveis problemas em sistemas de potência.

Corrente de inrush

Um sinal trifásico medido da corrente de inrush durante a energização de um transformador foi usado e é mostrado na Figura 5.8. O comportamento transitório permanece além da amostra de sinal usada. O gráfico é mostrado em 4 segundos para evidenciar o formato do sinal que é variante no tempo. Detalhes da forma de onda são mostrados na Figura 5.9.

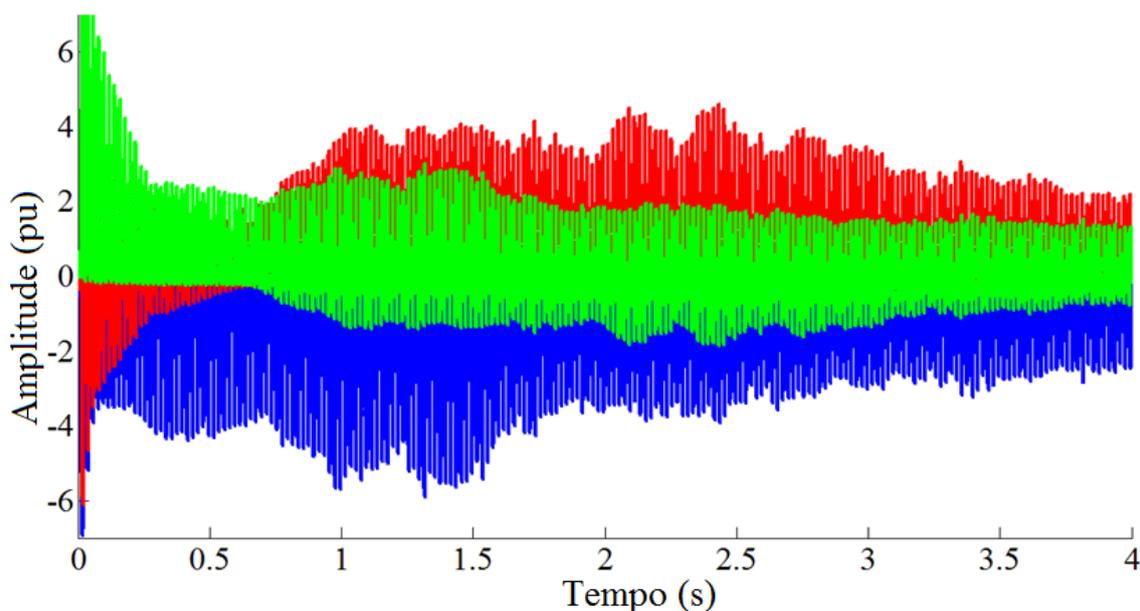


Fig. 5.8. Corrente de inrush trifásico durante uma energização de transformador

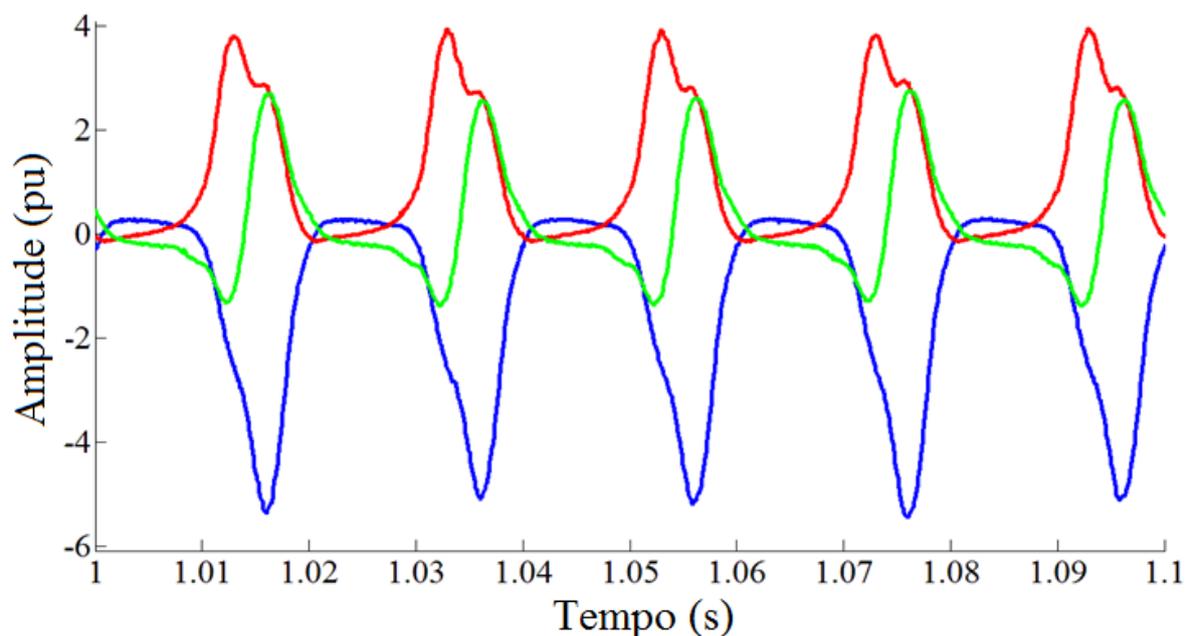


Fig. 5.9. Sinal ampliado da corrente de inrush durante a energização do transformador

O sinal foi decomposto usando SWRDFT. Os harmônicos foram reconstruídos e a soma de todos os componentes foi calculada com o objetivo de comparar com o sinal original.

O resultado para a fase A é mostrado na Figura 5.10. Um pequeno desvio pode ser visto durante rápidos transitórios, mas que pode ser desconsiderado.

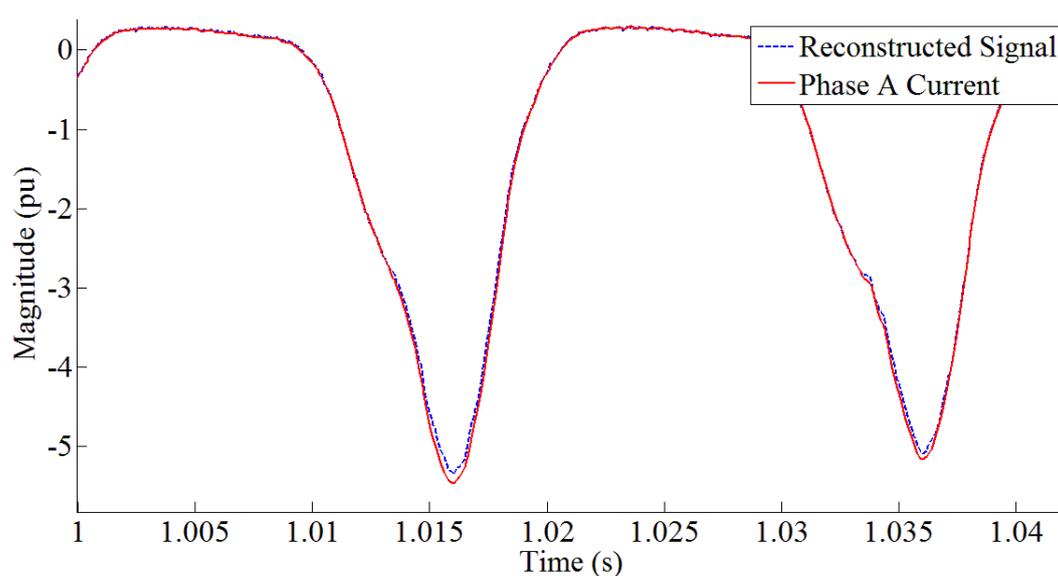


Fig. 5.10. Sinal reconstruído comparado com o sinal original

Em seguida os harmônicos são usados para calcular as componentes simétricas, desequilíbrios e assimetria em função do tempo.

A Figura 5.11 mostra a soma de todos os componentes de sequência zero. Este representa a corrente neutro-terra real o qual pode ser usado para diagnóstico de condições não seguras.

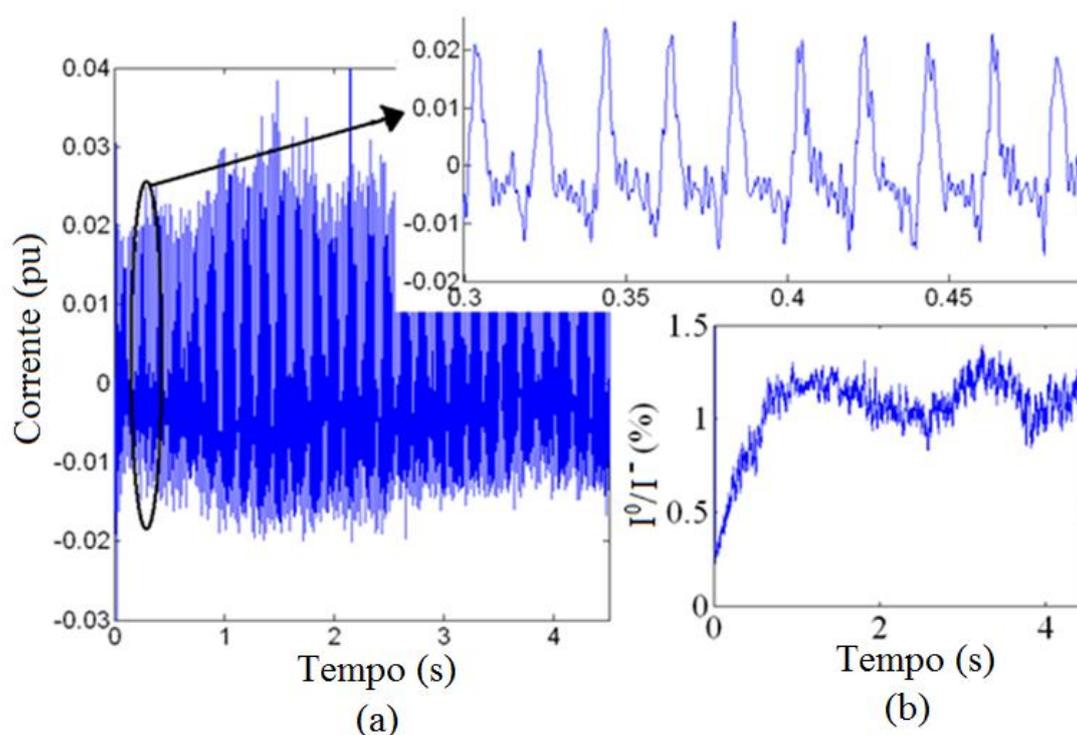


Fig. 5.11. Componente sequência zero (a) no domínio do tempo e (b) a razão de assimetria

A Figura 5.11(b) mostra razão de assimetria (I^0/I) para frequência fundamental. Este parâmetro ajuda a entender a natureza do fenômeno e pode ser usado como importante parâmetro em sistemas de proteção.

A Figura 5.12 apresenta a componente simétrica para corrente fundamental em função do tempo. As componentes simétricas podem ser visualizadas em tempo real devido ao baixo esforço computacional da metodologia proposta. A Figura 5.12 mostra 4,5 segundos para visualizar o comportamento variante no tempo do sinal avaliado. Uma vista detalhada é mostrada na Figura 5.13 o qual é notado um formato senoidal como esperado.

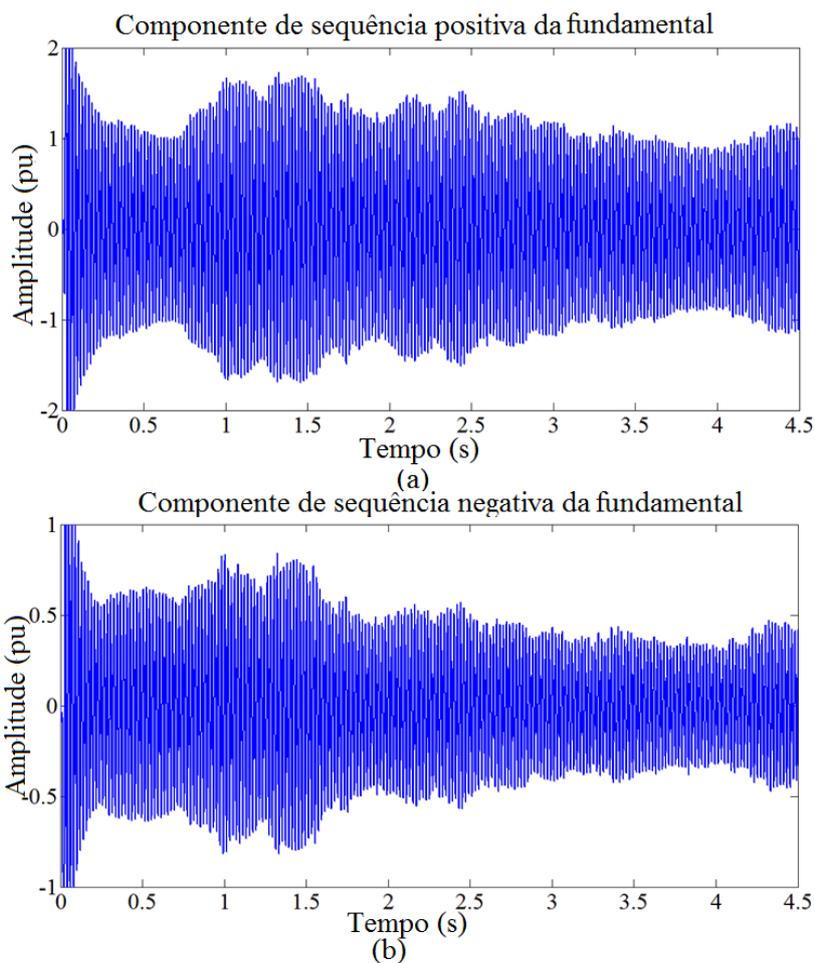


Fig. 5.12. Componentes de sequência de fase (a) positiva e (b) negativa da fundamental em função do tempo

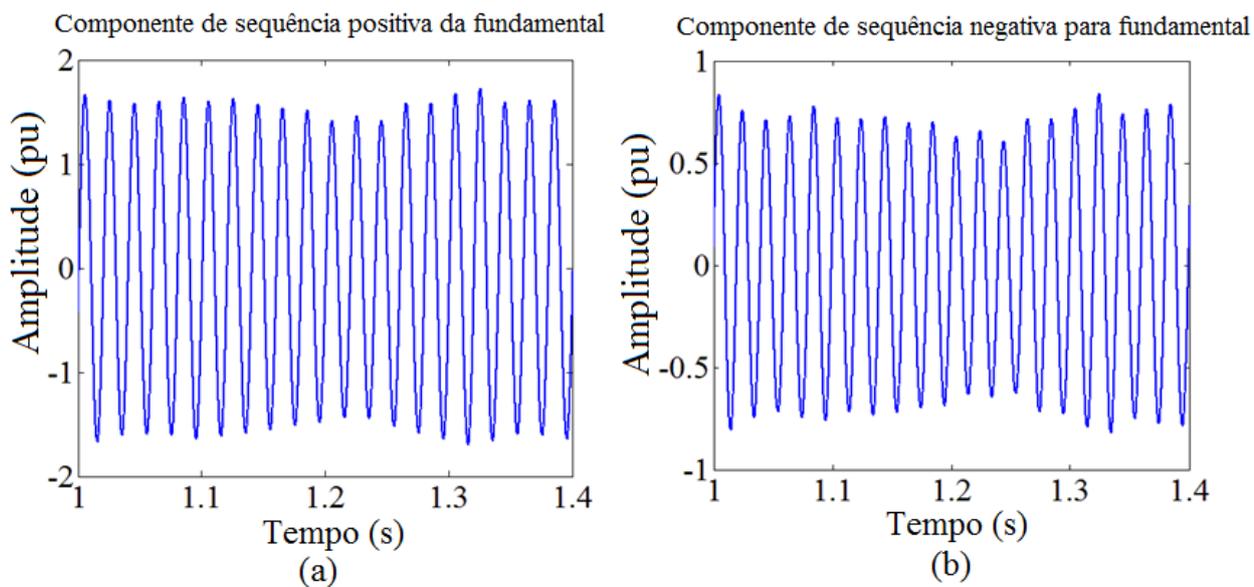


Fig. 5.13. Vista detalhada da componente de sequência de fase (a) positiva e (b) negativa da corrente fundamental em função do tempo

O desequilíbrio é verificado calculando a componente de sequência negativa sobre a positiva de acordo com a equação 5.5. Os resultados para a fundamental, segundo e quinto harmônicos são mostrados nas Figura 5.14 a 5.16, respectivamente.

Um alto grau de desequilíbrio pode ser observado para a fundamental e seus harmônicos, com valores mais altos durante o início do transitório. Tais parâmetros podem ser usados para melhor desempenho de sistemas de controle e proteção durante o transitório.

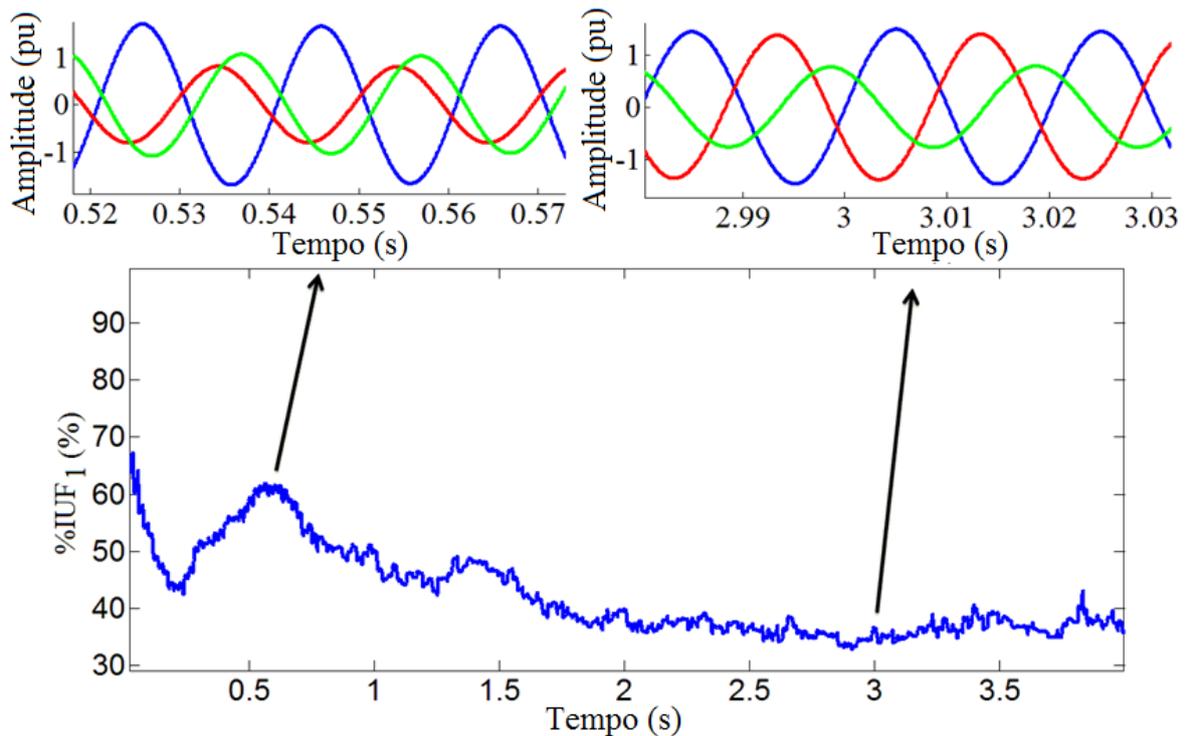


Fig. 5. 14. Desequilíbrio da corrente variante no tempo para a fundamental

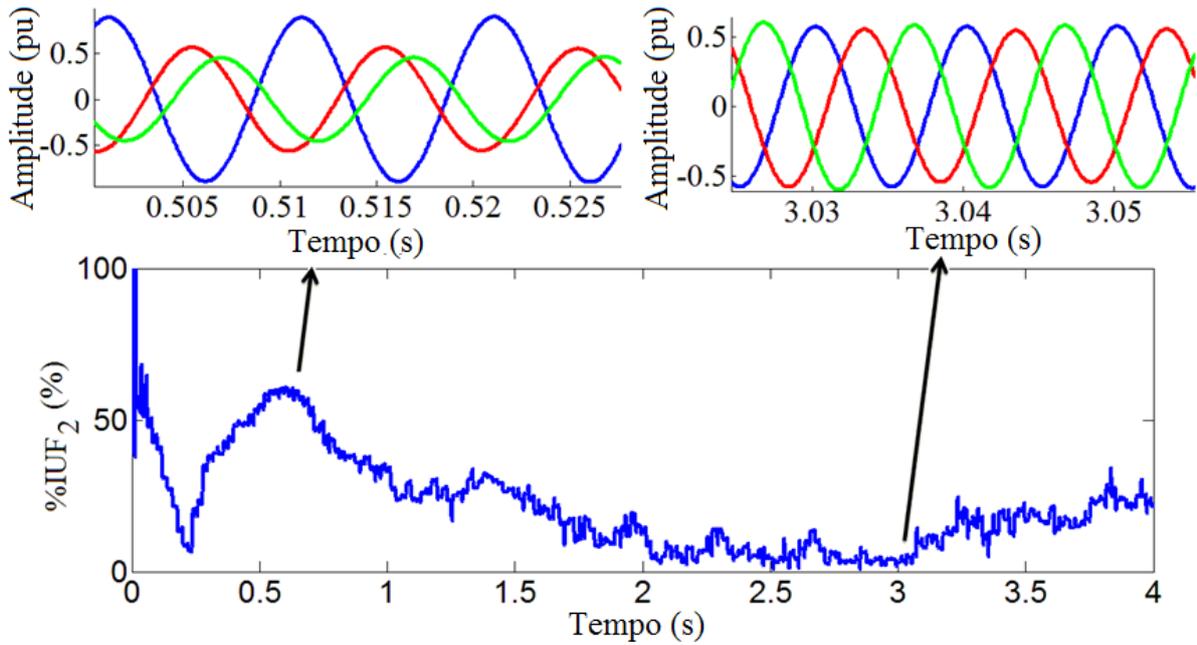


Fig. 5.15. Desequilíbrio da corrente variante no tempo para o 2º harmônico

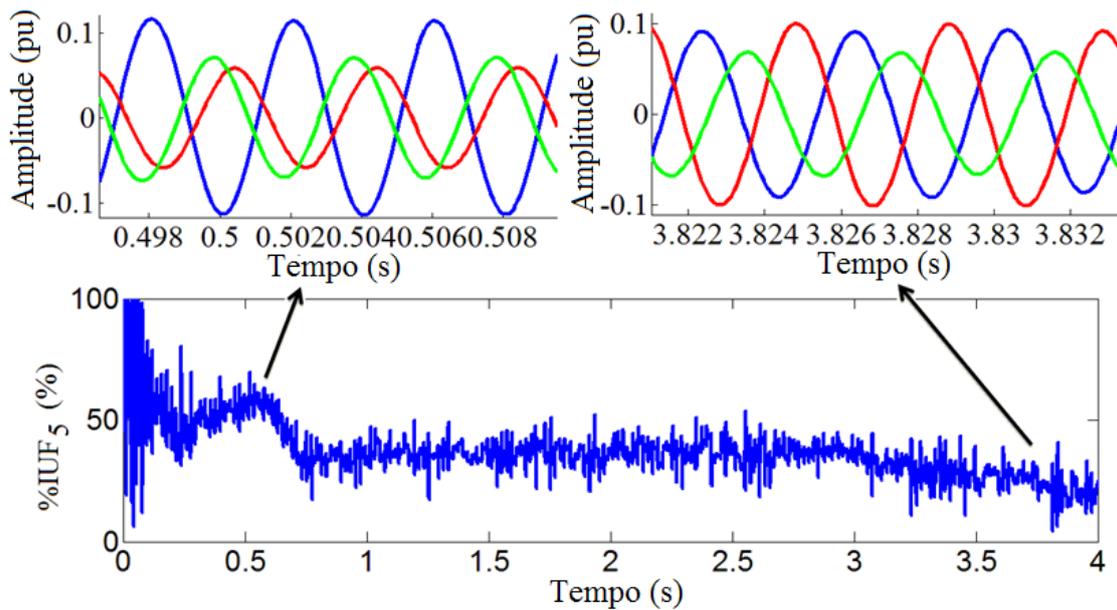


Fig. 5.16. Desequilíbrio da corrente variante no tempo para o 5º harmônico

A Figura 5.17 mostra a evolução dos fasores no tempo em um diagrama fasorial em função do tempo para o segundo harmônico do sinal de corrente de inrush. É enfatizado o período em que o sinal está próximo das condições balanceadas (Figura 5.17(b)) e quando apresenta alta taxa de desequilíbrio (Figura 5.17(a)) em torno de 50%.

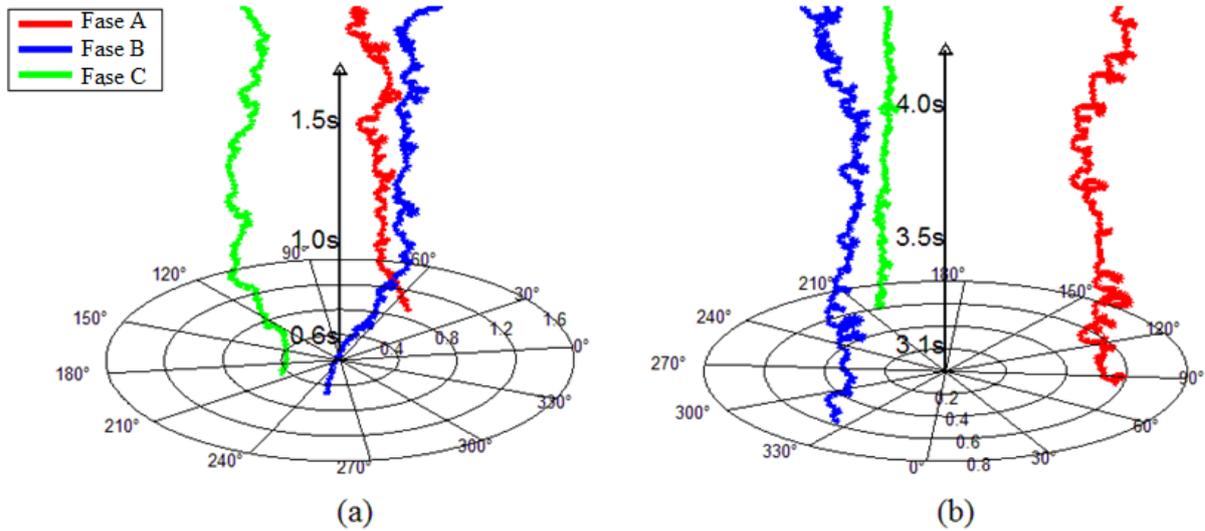


Fig. 5.17. Fasores variantes no tempo para o segundo harmônico com (a) 50% de desequilíbrio e (b) 5 % de desequilíbrio

Afundamento de tensão

Um afundamento de tensão em um forno a arco de 88 kV foi usado como outro exemplo para avaliar o desequilíbrio em sinais variantes no tempo e é mostrado na Figura 5.18.

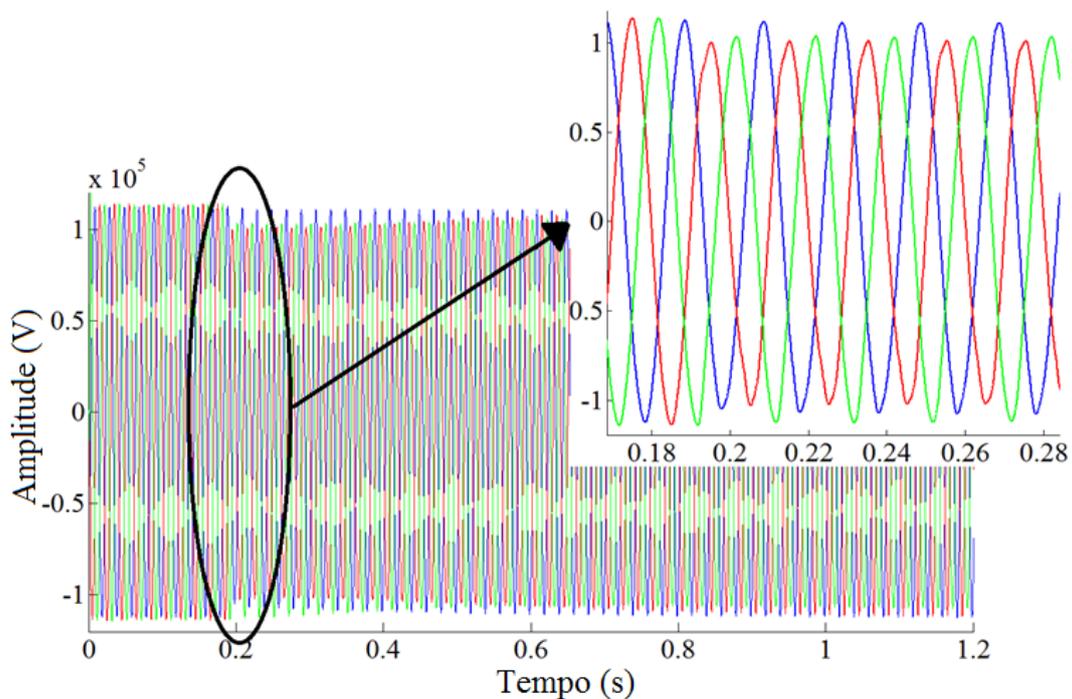


Fig. 5.18. Sinal real da tensão durante o afundamento

A Figura 5.19 mostra a componente simétrica da tensão para o quinto harmônico em função do tempo. Estas componentes harmônicas podem ser usadas para visualizar a evolução dos harmônicos em sistema trifásico em tempo real. Como se sabe o quinto harmônico é sequência negativa, porém, como pode ser visto na Figura 5.19, durante o afundamento de tensão a sequência de fase positiva é predominante.

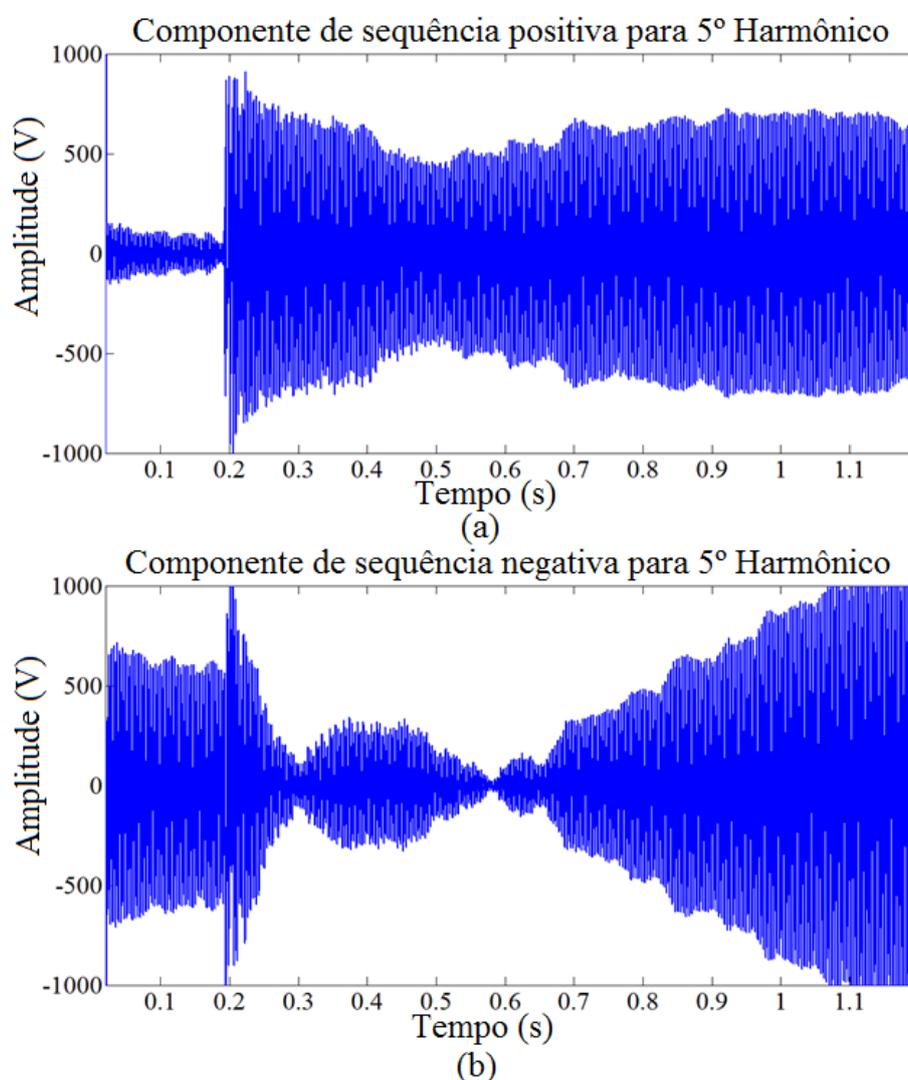


Fig. 5.19. Sequencia de fase (a) positiva e (b) negativa em função do tempo

Este sinal foi decomposto e o desequilíbrio foi calculado para todas as frequências usando a metodologia proposta. Três componentes harmônicas são mostrados. A Figura 5.20 mostra o desequilíbrio na frequência fundamental, a Figura 5.21 para o 5º harmônico e a Figura 5.22 para o sétimo harmônico variante no tempo.

Como esperado, a frequência fundamental possui um desequilíbrio maior no início do afundamento e então tende a recuperar-se. Entretanto, o 5º e o 7º harmônicos possuem um comportamento completamente diferente durante o afundamento. A variação encontrada é na faixa de 10% a 100%. Por exemplo, o 5º harmônico é praticamente balanceado em 0.6 segundos, porém, em aproximadamente 1,1 segundos o nível de desbalanceamento atinge 60%.

É importante perceber também que a sequência muda durante o afundamento. O 5º harmônico possui sequência negativa, mas, durante o afundamento se torna positivo e então retorna para negativo depois do afundamento. A mesma análise pode ser feita para o 7º harmônico. Durante o afundamento a sequência de fase muda duas vezes. A sequência é alterada quando o sinal trifásico atinge 100%.

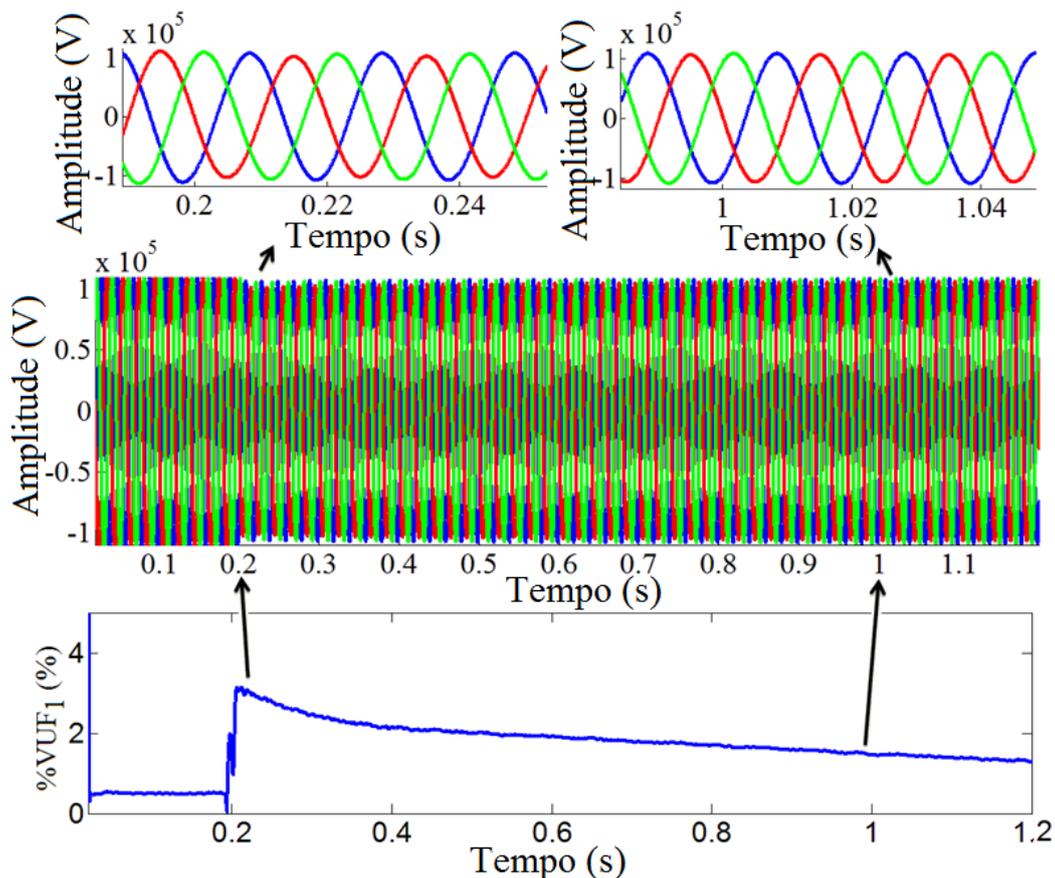


Fig. 5.20. Fundamental decomposto usando SWRDFT e cálculo de desequilíbrio durante o afundamento

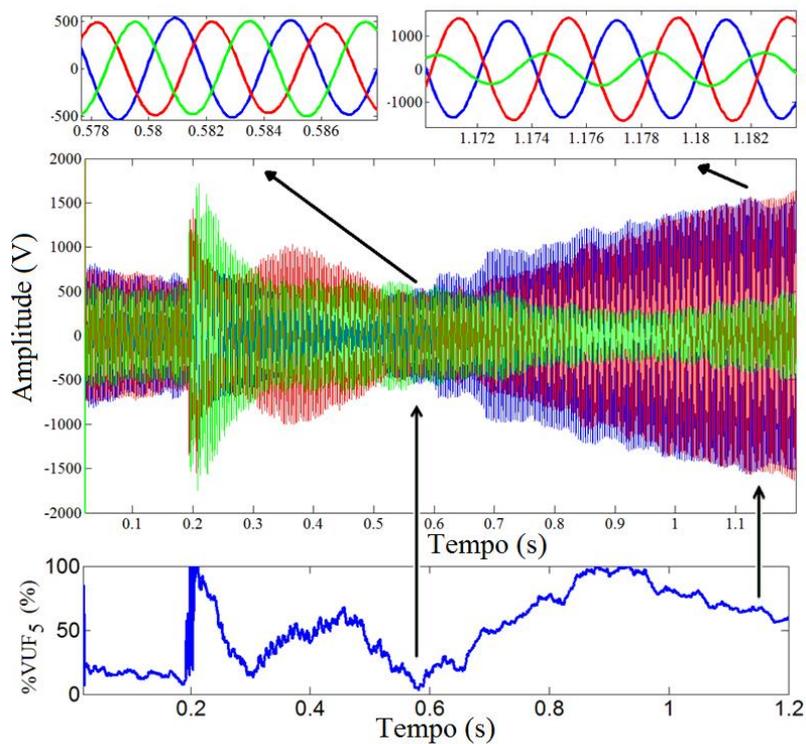


Fig. 5.21. 5^o harmônico decomposto usando SWRDFT e cálculo de desbalanceamento durante o afundamento.

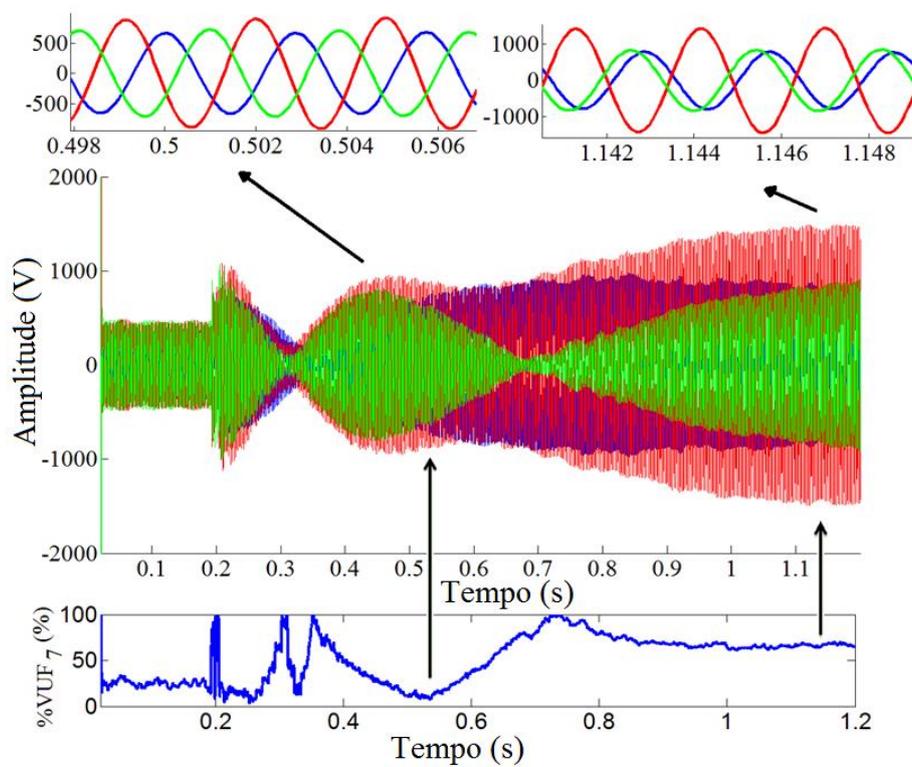


Fig. 5.22. 7^o Harmônico decomposto usando SWRDFT e cálculo de desbalanceamento durante o afundamento

As análises de fasores do quinto e sétimo harmônicos são mostradas na Figura 5.23. Como pode ser visto a amplitude do 5º harmônico para a fase A e B aumentam e da fase C diminui durante o afundamento. Além disso, é possível notar uma grande variação dos ângulos das fases A e B. É possível notar no sétimo harmônico próximo a 0,6 segundos que o sinal está quase em equilíbrio.

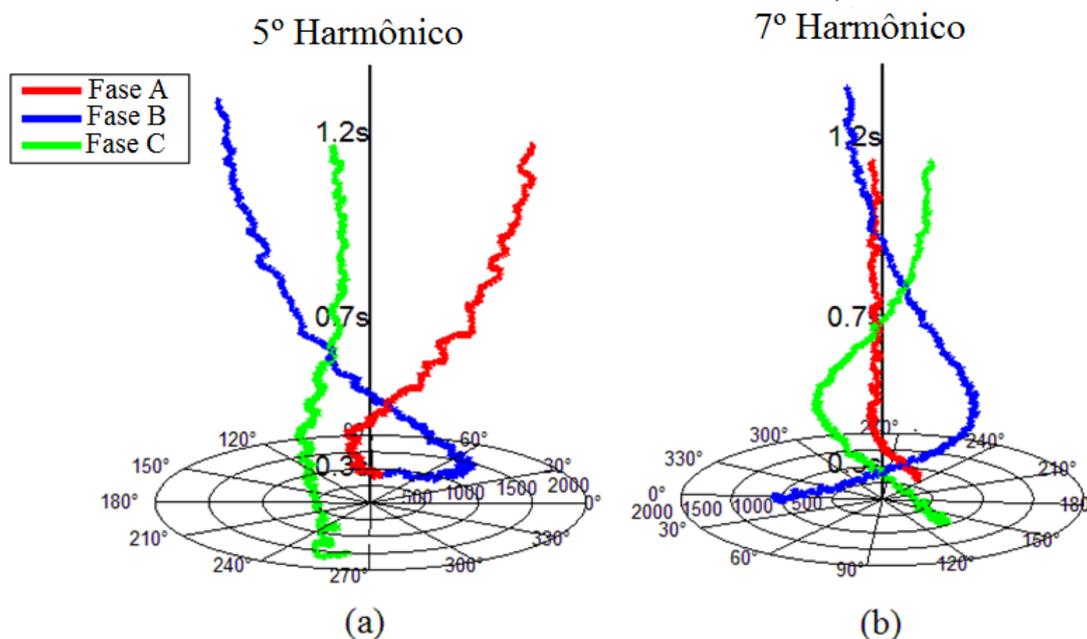


Fig. 5.23. Fasores da tensão trifásicas para (a) quinto harmônico e (b) sétimo harmônico.

5.3 Cálculo de potência

Nesta seção é discutido o uso dos conceitos apresentados na recomendação IEEE 1459 em sinais variantes no tempo. O método SWRDFT e o cálculo das componentes simétricas descritos neste trabalho são usados como base para determinar os índices variantes no tempo. Os principais parâmetros descritos nesta seção são componentes simétricas, THD, potência aparente e potência de distorção harmônica.

5.3.1 Sistemas monofásicos

O diagrama de bloco para calcular parâmetros variantes no tempo para sistemas monofásicos é mostrado na Figura 5.24.

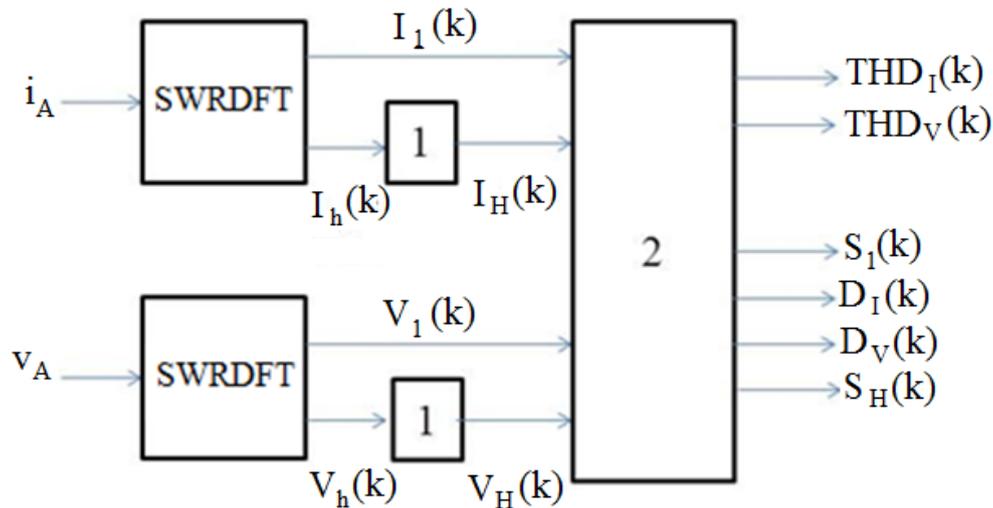


Fig. 5.24. Diagrama de blocos para cálculo de parâmetros variantes no tempo para sistemas monofásico baseado no SWRDFT.

Bloco número 1 é a soma de todos os componentes harmônicos para tensão ou corrente:

$$V_H(k) = \sqrt{\sum_{h=2 \rightarrow \infty} (V_h(k))^2} \quad (5.11)$$

$$I_H(k) = \sqrt{\sum_{h=2 \rightarrow \infty} (I_h(k))^2} \quad (5.12)$$

O Bloco 2 utiliza a soma de todos os harmônicos calculados no bloco 1 e calcula a tensão e corrente THD variante no tempo como se segue:

$$THD_V(k) = \frac{v_H(k)}{v_1(k)} \quad (5.13)$$

$$THD_I(k) = \frac{I_H(k)}{I_1(k)} \quad (5.14)$$

O mesmo bloco representa o cálculo da potência aparente. Pode ser dividida em potência aparente da fundamental ($S_1(k)$), potência de distorção da corrente ($D_I(k)$), potência de distorção da tensão ($D_V(k)$), potência aparente harmônica ($S_H(k)$) no domínio do tempo. As seguintes equações são usadas para cálculo destes parâmetros.

$$S_1(k) = V_1(k)I_1(k) \quad (5.15)$$

$$D_I(k) = V_1(k)I_H(k) = S_1(k)(THD_I(k)) \quad (5.16)$$

$$D_V(k) = V_H(k)I_1(k) = S_1(k)(THD_V(k)) \quad (5.17)$$

$$S_H(k) = V_H(k)I_H(k) = S_1(k)(THD_I(k))(THD_V(k)) \quad (5.18)$$

A potência total é calculada usando a seguinte equação:

$$S^2(k) = S_1^2(k) + S_N^2(k) \quad (5.19)$$

Onde:

$$S_N^2(k) = D_I^2(k) + D_V^2(k) + S_H^2(k) \quad (5.20)$$

5.3.2 Sistemas Trifásicos

O diagrama de blocos para calcular índices variantes no tempo trifásico baseado no SWRDFT é mostrado na Figura 5.25.

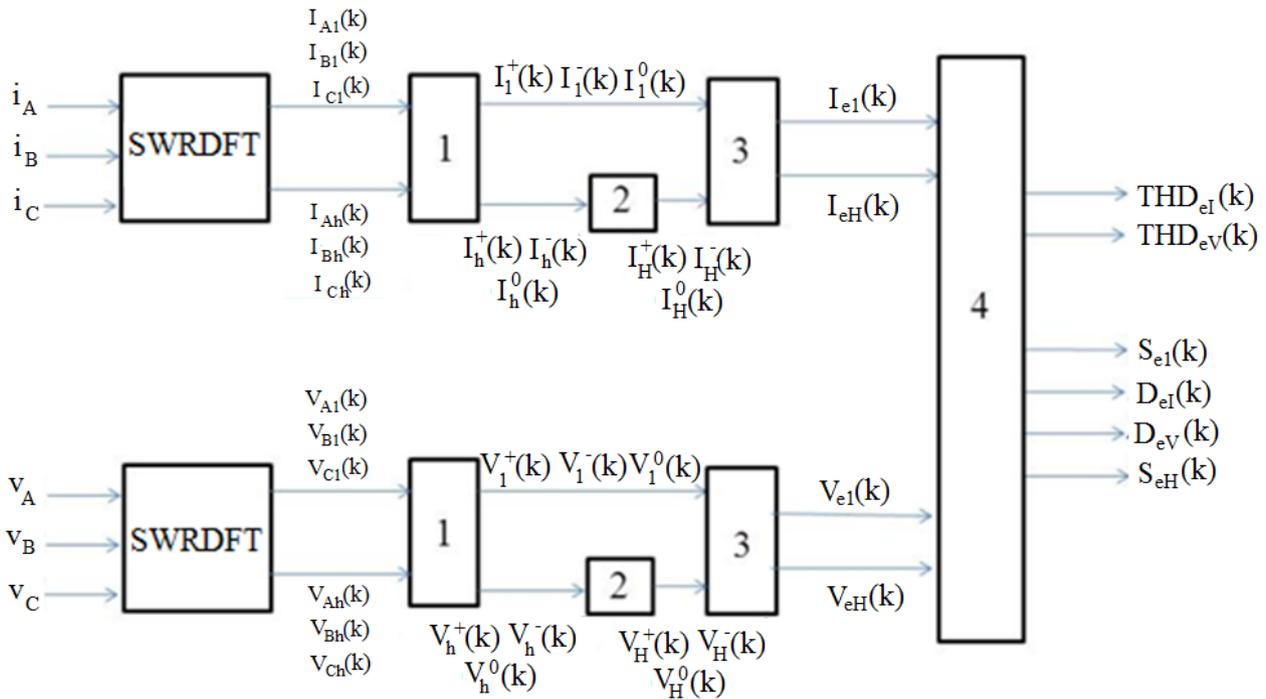


Fig. 5.25. Diagrama de bloco para calcular índices variantes no tempo trifásico baseado no SWRDFT.

As componentes simétricas variantes no tempo são calculadas no bloco 1. Este usa a metodologia descrita neste capítulo para cálculo de componentes simétricas em função do tempo. As seguintes equações para tensão e corrente são usadas:

$$\begin{bmatrix} V_1^0(k) \\ V_1^+(k) \\ V_1^-(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A1}(k) \\ V_{B1}(k) \\ V_{C1}(k) \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_h^0(k) \\ V_h^+(k) \\ V_h^-(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ah}(k) \\ V_{Bh}(k) \\ V_{Ch}(k) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$\begin{bmatrix} I_1^0(k) \\ I_1^+(k) \\ I_1^-(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A1}(k) \\ I_{B1}(k) \\ I_{C1}(k) \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$\begin{bmatrix} I_h^0(k) \\ I_h^+(k) \\ I_h^-(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ah}(k) \\ I_{Bh}(k) \\ I_{Ch}(k) \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Os harmônicos são então agrupados. Os cálculos são feitos usando as equações 5.13 e 5.15 como usados na análise de sistemas monofásicos, mas, usando as componentes simétricas como entrada.

O bloco número 3 usa o conceito de potência aparente efetiva. Assume um circuito balanceado virtual que tem exatamente a mesma perda de potência do circuito real desbalanceado [4]. As seguintes equações são usadas para calcular a tensão e corrente efetivas:

$$V_{e1}(k) = \sqrt{(V_1^+(k))^2 + (V_1^-(k))^2} \quad (5.25)$$

$$I_{e1}(k) = \sqrt{(I_1^+(k))^2 + (I_1^-(k))^2} \quad (5.26)$$

$$V_{eH}(k) = \sqrt{(V_H^+(k))^2 + (V_H^-(k))^2} \quad (5.27)$$

$$I_{eH}(k) = \sqrt{(I_H^+(k))^2 + (I_H^-(k))^2} \quad (5.28)$$

O bloco 4 calcula parâmetros variantes no tempo usando a corrente e tensão efetiva. A distorção harmônica total efetiva variante no tempo para corrente ($THD_{ei}(k)$) e a distorção harmônica total efetiva variante no tempo para a tensão ($THD_{ev}(k)$) são calculados usando as equações seguintes:

$$THD_{ei}(k) = \frac{I_{eH}(k)}{I_{e1}(k)} \quad (5.29)$$

$$THD_{ev}(k) = \frac{V_{eH}(k)}{V_{e1}(k)} \quad (5.30)$$

Da mesma forma que a análise em uma fase, a potência aparente trifásica é dividida em quatro parâmetros, mas, usa a tensão e corrente efetiva como entrada. Os parâmetros potência aparente fundamental efetiva ($S_{e1}(k)$), potência de distorção da corrente efetiva ($D_{ei}(k)$), potência de distorção da tensão efetiva ($D_{ev}(k)$) e a potência aparente harmônica efetiva ($S_{eH}(k)$) variantes no tempo são descritas nas equações seguintes:

$$S_{e1}(k) = 3V_{e1}(k)I_{e1}(k) \quad (5.31)$$

$$D_{e1}(k) = 3V_{e1}(k)I_{eH}(k) = 3S_{e1}(k)(THD_{e1}(k)) \quad (5.32)$$

$$D_{eV}(k) = 3V_{eH}(k)I_{e1}(k) = 3S_{e1}(k)(THD_{eV}(k)) \quad (5.33)$$

$$S_{eH}(k) = 3V_{eH}(k)I_{eH}(k) = 3S_{e1}(k)(THD_{e1}(k))(THD_{eV}(k)) \quad (5.34)$$

A potência aparente efetiva total é calculada usando a equação seguinte:

$$S_e^2(k) = S_{e1}^2(k) + S_{eN}^2(k) \quad (5.35)$$

Onde:

$$S_{eN}^2(k) = D_{e1}^2(k) + D_{eV}^2(k) + S_{eH}^2(k) \quad (5.36)$$

5.3.3 Análise usando sinais reais

Com o objetivo de demonstrar os cálculos dos índices propostos neste trabalho, dois sinais reais foram usados. O primeiro é um sinal trifásico medido com um conversor trifásico e um sistema de iluminação conectado na rede. O segundo é um sinal medido em sistema conectado a um forno a arco elétrico durante variações de carga.

Sinal de um conversor de seis pulsos

O circuito usado para medir a corrente e tensão trifásica é representada pelo diagrama esquemático da Figura 5.26. Um transformador de 1600 kVA é conectado em um motor c.c. de 453 kW através de um conversor de seis pulsos c.a/c.c. e a uma instalação de lâmpadas econômicas de 54 kW que produzem distorção harmônica. O conversor tem sua carga alterada subitamente. As Figuras 5.27 e 5.28 mostram a forma de onda da tensão da fase A e detalhe, respectivamente. O sinal possui variações principalmente em 1,5 segundos devido a mudanças de carga.

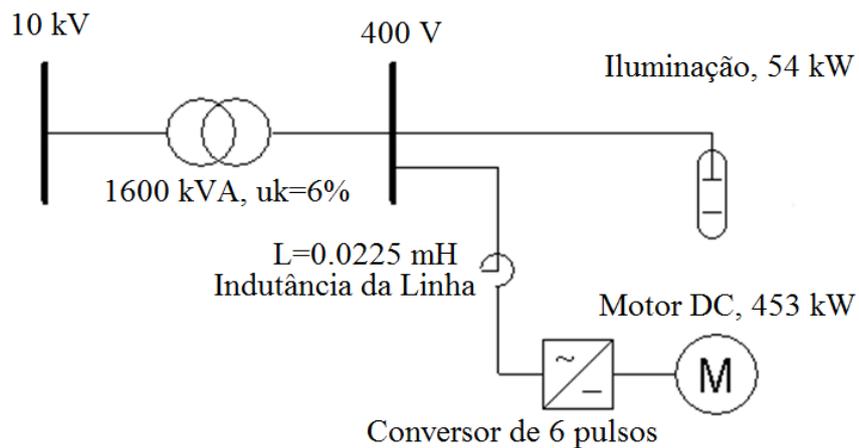


Fig. 5.26. Diagrama esquemático do sistema trifásico

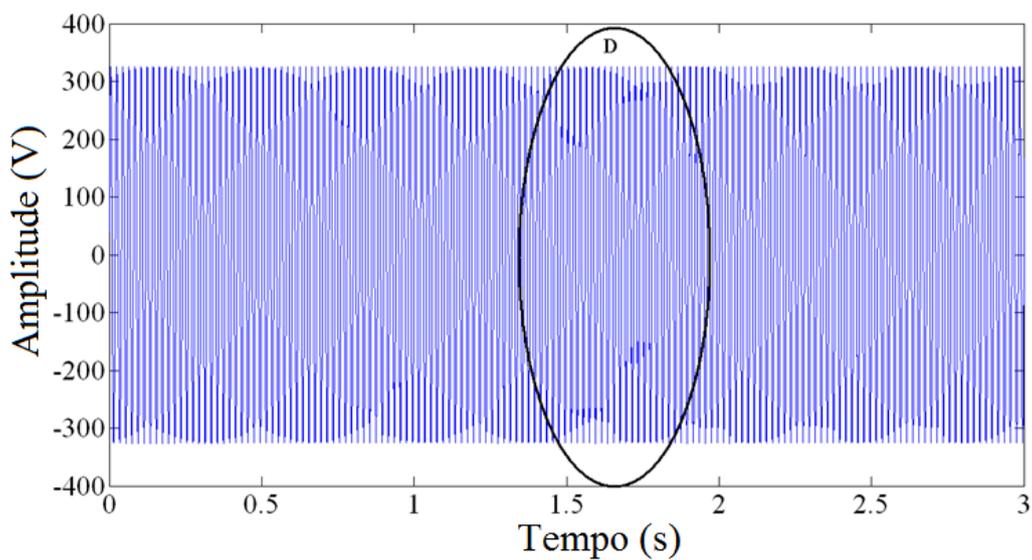


Fig. 5.27. Tensão na fase A medido no barramento do sistema trifásico

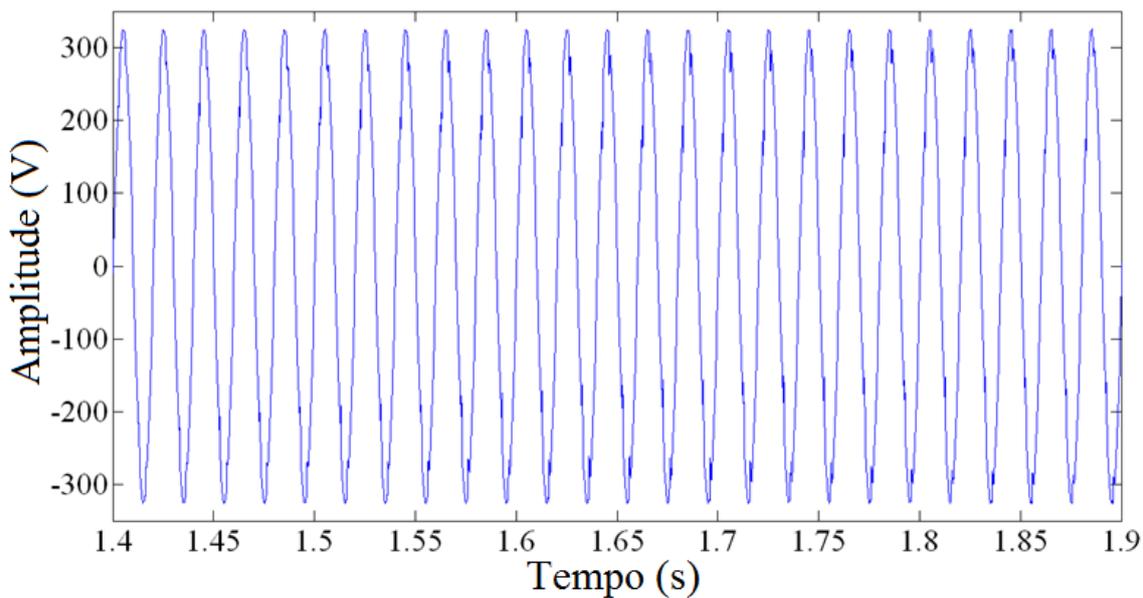


Fig. 5.28. Detalhe (D) da tensão da fase A medido no barramento do sistema trifásico

Da mesma forma, a forma de onda da corrente pode ser visualizada na Fig. 5.29 e o detalhe é mostrado na Figura 5.30. É evidenciada a variação de corrente durante 3 segundos de medição.

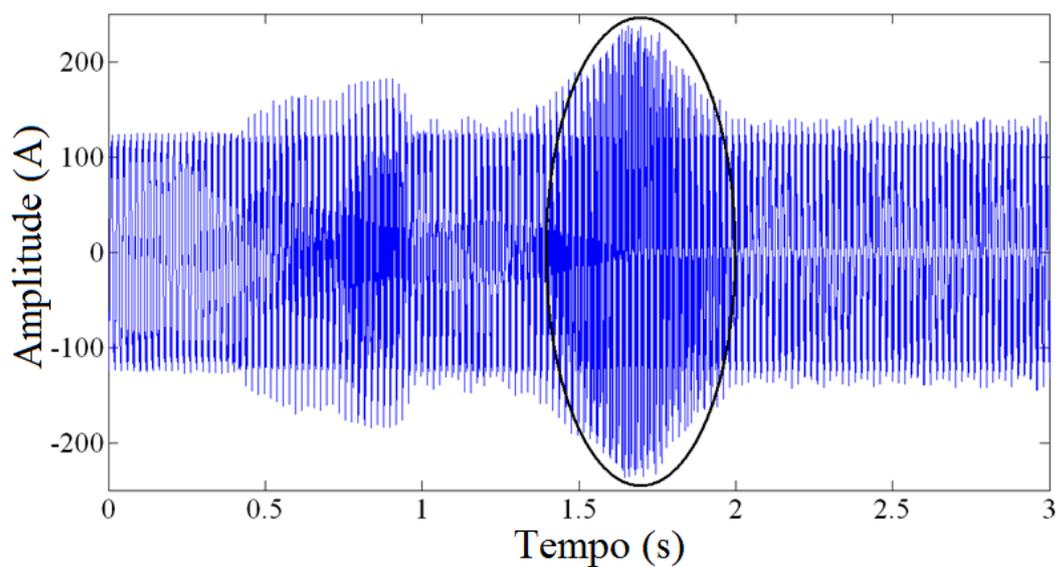


Fig. 5.29. Corrente no sistema de iluminação

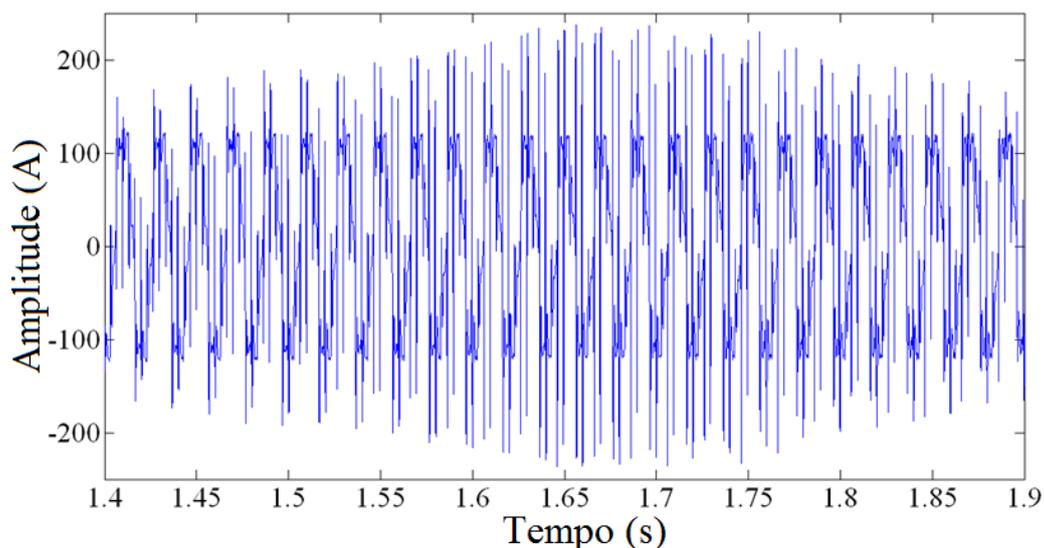


Fig. 5.30. Detalhe da corrente no sistema de iluminação

O conceito da potência aparente efetiva é usado para calcular os parâmetros. O método descrito neste trabalho, usando SWRDFT, é comparado com medições tradicionais de acordo com a norma IEEE 1459, usando FFT. As diferenças podem ser observadas principalmente quando o sinal possui variações rápidas. Para esta situação o método descrito neste trabalho é mais preciso como é exemplificado abaixo.

THD_{el} e THD_{ev} são calculados de acordo com as equações 5.15 e 5.16 e os resultados são mostrados nas Figuras 5.31 e 5.32, respectivamente. Note que quando o sinal possui variações significativas os métodos apresentam maiores desvios.

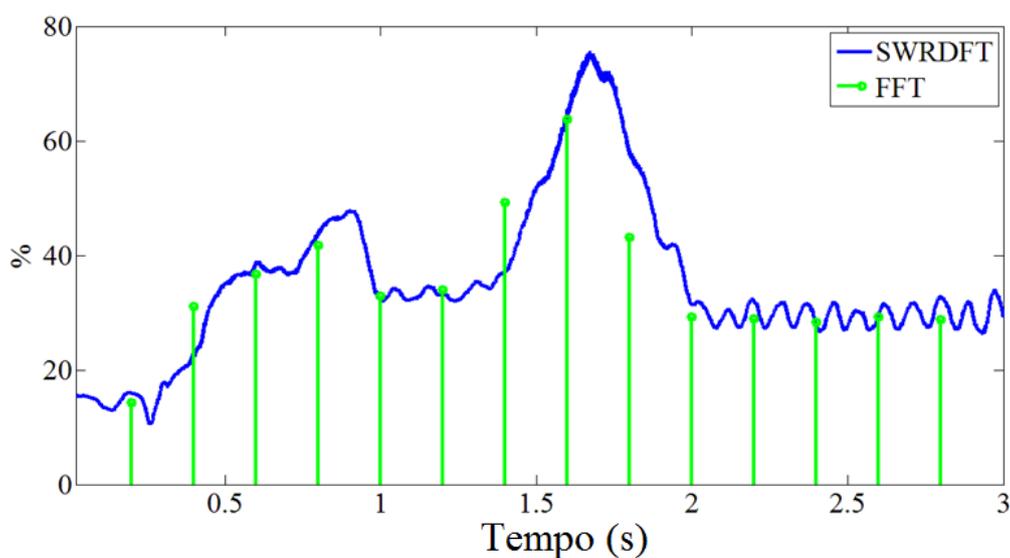


Fig. 5.31. THD_{el} em função do tempo para o sistema de iluminação

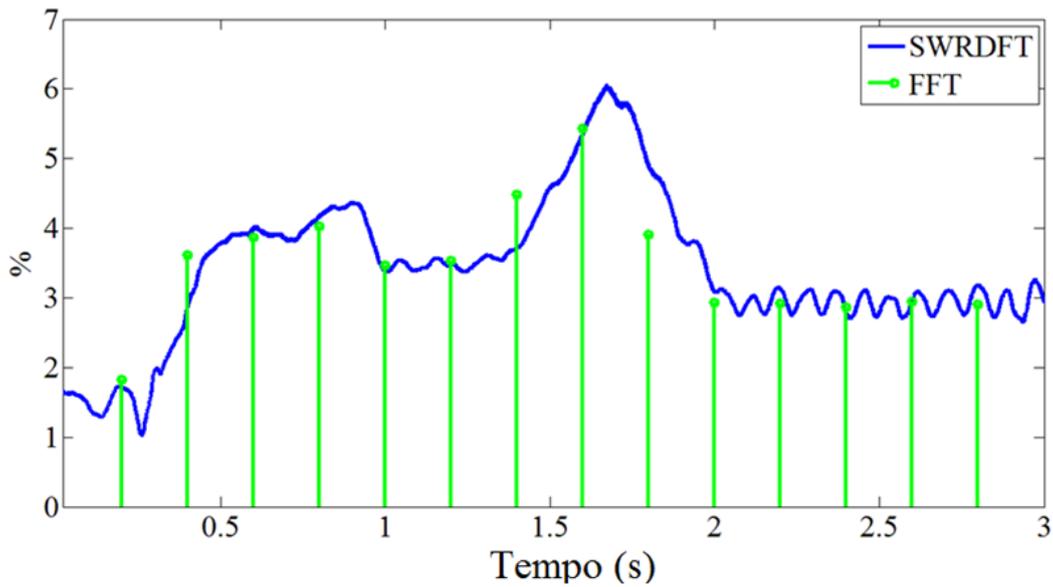


Fig. 5.32. THD_{ev} em função do tempo para o sistema de iluminação

Da mesma forma, o cálculo de potência é mostrado na Figura 5.33. São usados os valores da corrente e tensão efetivas. Nota-se que quando a corrente aumenta, a potência de distorção da corrente também aumenta. Estas variações também levam a diferente precisão quando comparamos o método descrito neste trabalho e a proposta pela norma IEEE 1459. Porém, quando o sinal é quase-estacionário, ambos os métodos possuem o mesmo resultado.

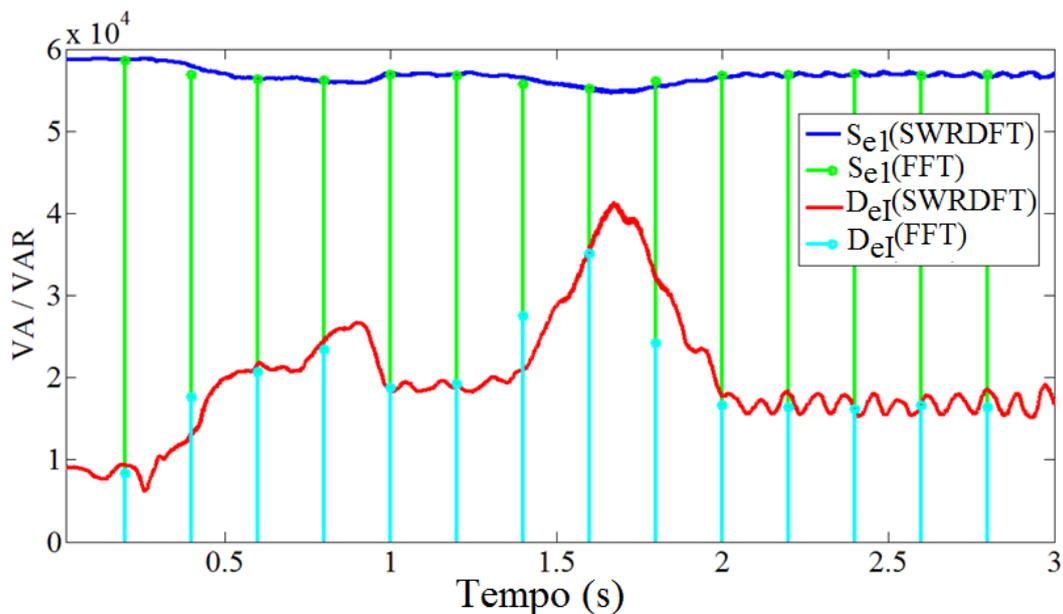


Fig. 5.33. Potência aparente e Potência de distorção da corrente em função do tempo para o sistema de iluminação.

A diferença máxima entre os métodos para cada parâmetro é listado na Tabela 5.1. O erro máximo ocorre quando há maiores variações que levam a um espalhamento de frequência quando FFT é usado. A estrutura de janela deslizante possibilita o cálculo dos parâmetros para cada nova amostra para observar cada variação do sinal no tempo. É mostrado também que FFT não é preciso em sinais variantes no tempo que tem se tornando cada vez mais comum em sistemas elétricos industriais e de potência.

Tabela 5.1. Diferenças máximas dos parâmetros para o experimento com o conversor de seis pulsos

Parâmetros	IEEE 1459	Método proposto	Diferença
THD_{el}	49.30%	65.47%	16.17%
THD_{eV}	1.83%	2.86%	1.04%
S_{e1}	56.90kVA	57.97kVA	1.07kVA
D_{el}	1.07 kVAR	1.66kVAR	591.25VAR

A potência de distorção da corrente dos principais harmônicos são calculados e mostrados na Figura 5.34. Estes valores podem ser usados para correta mitigação das distorções harmônicas em sistemas trifásicos.

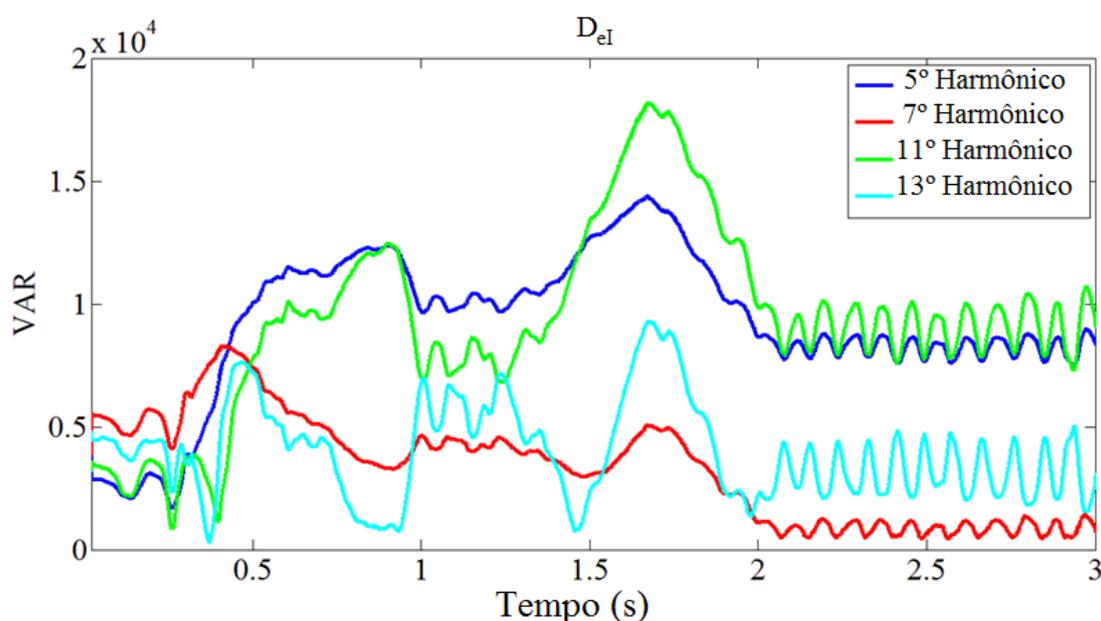


Fig. 5.34. Corrente de distorção efetiva (D_{el}) do conversor de seis pulsos em função do tempo para cada harmônico

Carga não linear (Forno a arco)

Este exemplo mostra o uso da metodologia em uma carga não linear. Os parâmetros de potência são calculados durante um afundamento de tensão em um forno a arco de 88 kV devido a mudanças repentinas na carga. A Figura 5.35 mostra a tensão, e a corrente é mostrada na Figura 5.36. O afundamento em duas das fases inicia-se em 0,2 s e o sinal se recupera lentamente. Como a carga é não linear o sinal possui uma forma de onda não senoidal, especialmente para as correntes.

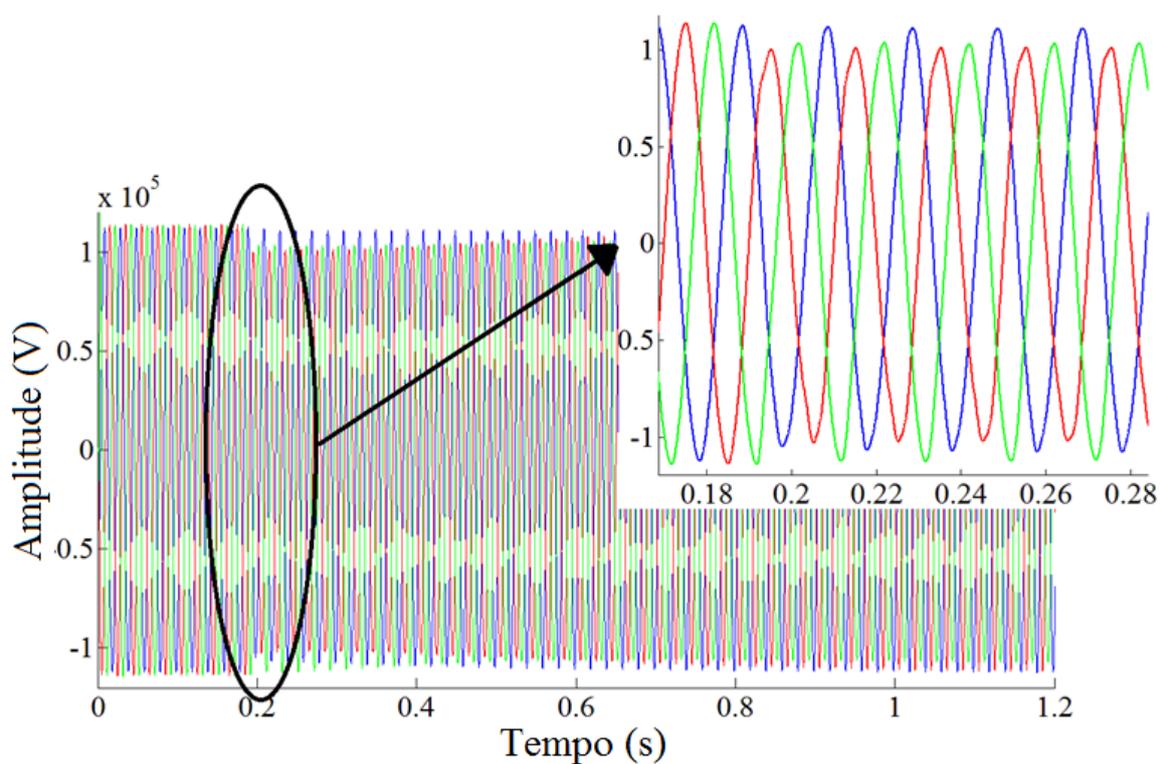


Fig. 5.35. Sinal da tensão durante afundamento de tensão

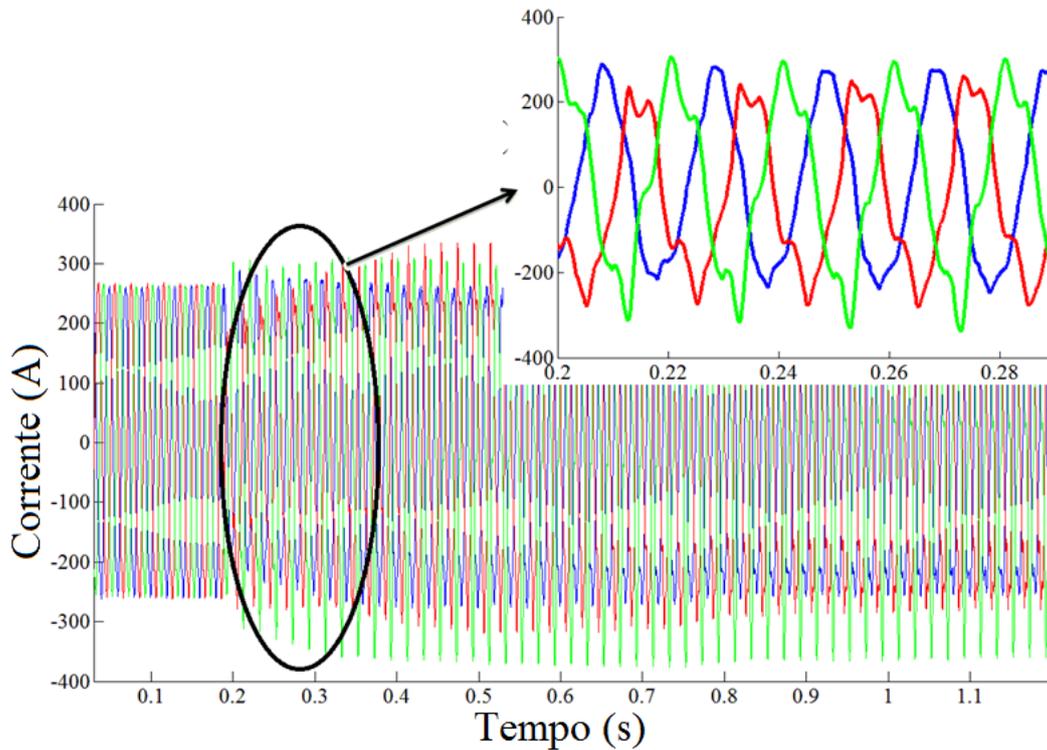


Fig. 5.36. Sinal da corrente durante afundamento de tensão

Da mesma forma do exemplo anterior, o conceito da potência efetiva aparente é usado para calcular os parâmetros. O THD_{eI} e THD_{eV} foram calculados de acordo com as equações 5.15 e 5.16 e eles são mostrados nas Figuras 5.37 e 5.38, respectivamente. Os métodos apresentam valores diferentes no início do afundamento de tensão onde se verificou variações maiores da corrente e tensão. Em regime estacionário, como no exemplo anterior, eles possuem valores iguais.

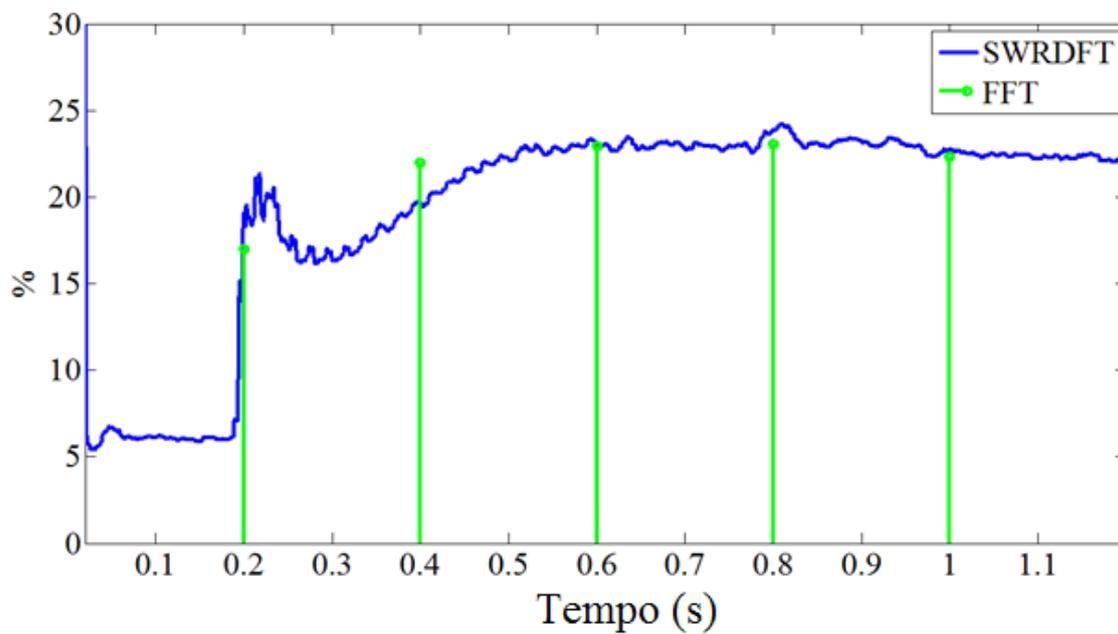


Fig. 5.37. THD_{eI} em função do tempo.

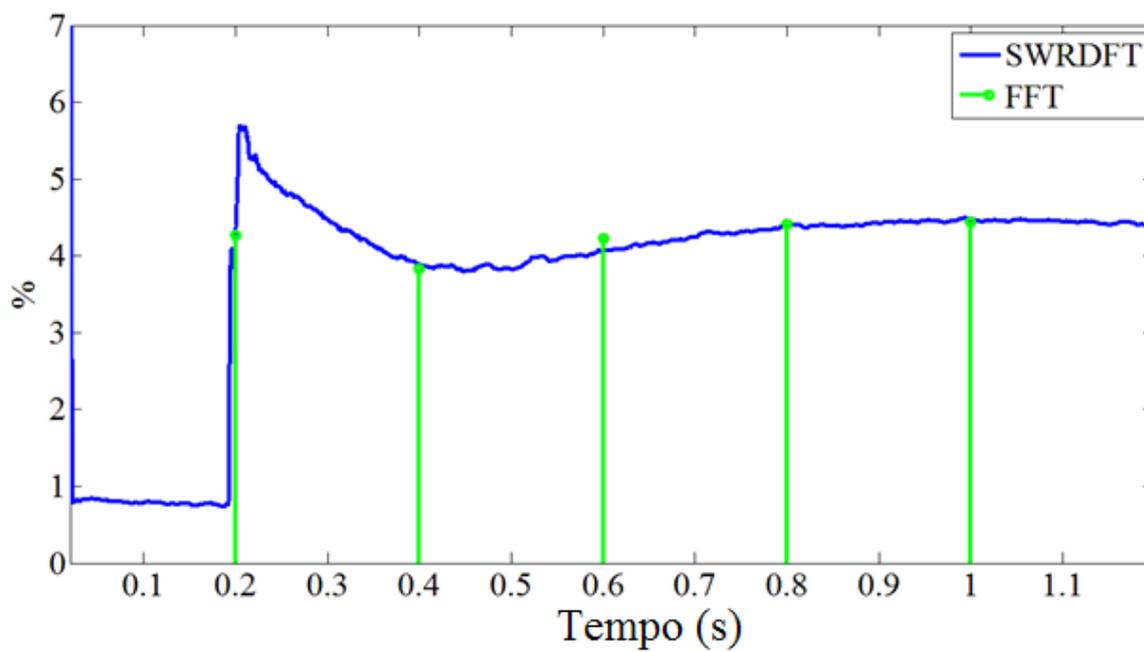


Fig. 5.38. THD_{eV} em função do tempo

O cálculo de potência é mostrado na Figura 5.39. São usados os valores efetivos de tensão e corrente. Pode ser observado que no momento do afundamento, a potência da fundamental diminui e a potência da distorção da corrente aumenta caracterizando a injeção de corrente harmônica no sistema. Tal parâmetro pode ser usado para monitoramento e controle dinâmico de harmônicos.

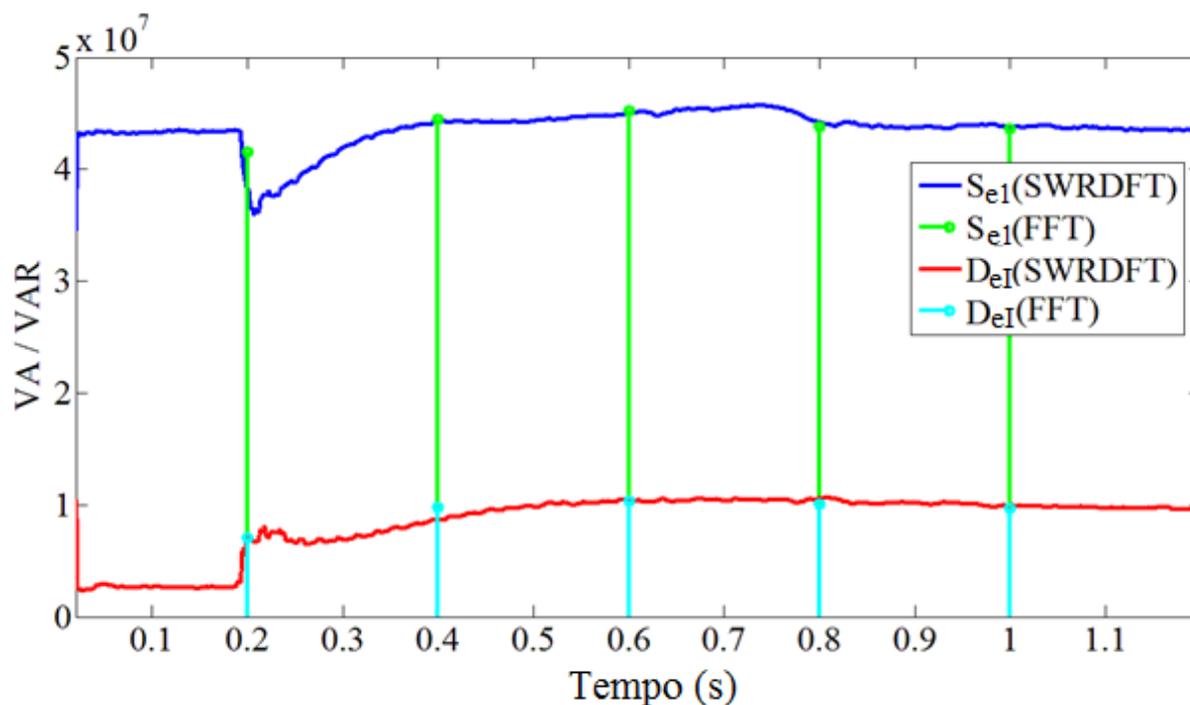


Fig. 5.39. Potência aparente em função do tempo

A diferença máxima de cada parâmetro é calculada e mostrada na Tabela 5.2. O máximo erro ocorre no início do afundamento onde o sinal apresenta maiores variações. Como no exemplo anterior, a técnica de medição de sinais variantes no tempo é capaz de capturar variações rápidas dos parâmetros permitindo uma análise mais precisa do comportamento do sistema elétrico. Este exemplo com cargas não lineares é típico em sistemas industriais e técnicas mais avançadas de processamento, como apresentadas neste capítulo, se tornam necessárias para estas situações.

Tabela 5.2. Diferença máxima entre os parâmetros

Parâmetros	IEEE 1459	Método proposto	Diferença
THD _{el}	17%	21,34%	4,35%
THD _{eV}	5,69%	4,27%	1,42%
S _{e1}	44 MVA	41 MVA	3 MVA
D _{el}	2.07 MVA	1.77 MVA	0.3 MVA

As distorções da corrente de cada harmônico em separado são mostradas na Figura 5.40. Estes parâmetros podem ser usados para identificar a fonte de harmônico e o tipo de carga conectado na rede.

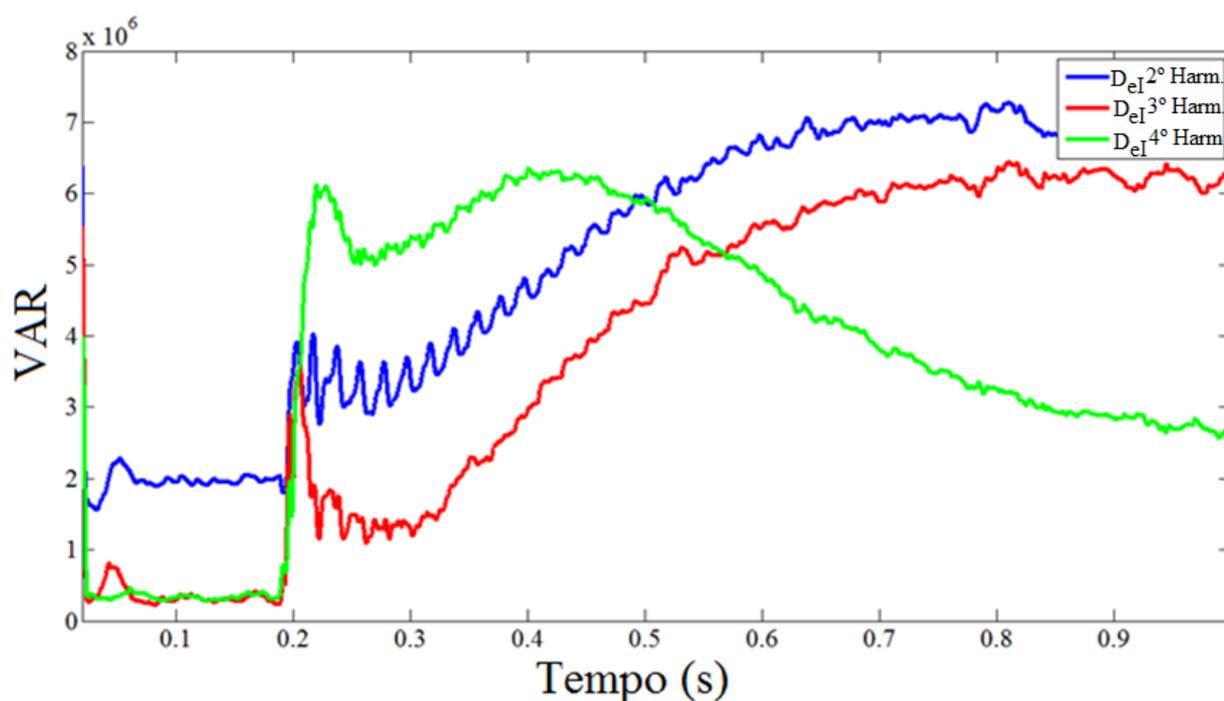


Fig. 5.40. Potência de distorção da corrente em função do tempo

5.4 Conclusão

Neste capítulo é proposto método para cálculo parâmetros considerando sinais não senoidal, desequilibrado e variante no tempo.

O método de decomposição SWRDFT é usado como base para cálculo dos harmônicos variantes no tempo em sinais com distorções harmônicas. Diferentemente de métodos como a transformada de Fourier este método é usado em condições não estacionárias. As componentes simétricas são então calculadas baseados nos resultados obtidos desta decomposição para cálculo de parâmetros em circuitos desequilibrados.

Baseado nas componentes simétricas, parâmetros que indicam desequilíbrio e assimetria em circuitos trifásicos foram calculados. Um sinal simulado foi usado para verificar a precisão desta metodologia. Sinais de Corrente e tensão reais foram usados com o objetivo de avaliar o desbalanceamento durante os transitórios. Os resultados obtidos se mostraram consistentes e quantificam o grau de desequilíbrio dos sinais analisados.

Além disso, utilizando as componentes simétricas calculadas a partir do resultado da decomposição usando SWRDFT, é proposta uma metodologia para avaliar a potência trifásica em sistemas com características não estacionários baseado na norma IEEE 1459. Entre os índices, destacam-se a tensão total harmônica, potência aparente da fundamental, potência aparente harmônica, potência de distorção da corrente e potência de distorção da tensão. Foram usados dois sinais para avaliar o desempenho do método: um sinal de um conversor de seis pulsos e um sinal durante um afundamento de tensão. Os resultados foram comparados com a norma IEEE 1459 que utiliza FFT para decompor os sinais não senoidais e desequilibrados. Observou-se que a metodologia proposta neste trabalho apresenta maior precisão nos cálculos principalmente quando o sinal apresenta significativas variações. Isto possibilita uma análise mais adequada do sinal elétrico permitindo um entendimento melhor do evento. O método ajuda a entender o comportamento da potência durante condições em que os harmônicos variam no tempo.

Capítulo 6

CONCLUSÃO

Este trabalho aponta para a necessidade crescente do desenvolvimento de novas tecnologias de processamento digital aplicadas ao sinal de potência devido à integração da geração distribuída, aumento das cargas não lineares e dispositivos eletrônicos que geram ou recebem interferências de distúrbios eletromagnéticos que aumentam a complexidade do sistema elétrico de potência.

Muitas técnicas estão disponíveis e sendo usadas para análise de sinais estacionários ou quase-estacionários, porém, técnicas para detecção e análise de sinais não-estacionários são cada vez mais requisitadas. Dentre os métodos presentes na literatura, este trabalho tem ênfase na Transformada Wavelet Discreta, Transformada Wavelet por Pacotes, Banco de Filtros e a Transformada Discreta de Fourier janelada.

Dentre as contribuições do trabalho destacam-se:

- Escolha de parâmetros como wavelet mãe, ordem do filtro, frequência de amostragem, bem como arquitetura dos métodos de decomposição que melhor se aplicam na análise de harmônicos variantes no tempo.
- Comparação de desempenho dos métodos de análise em multi-resolução (WPT e Banco de filtros) e SWRDFT considerando sinal de potência em diferentes condições como na presença de inter-harmônicos, variações da frequência fundamental e variações bruscas de amplitude.

- Proposta de nova configuração para arquitetura dos métodos de análise em multi-resolução melhorando a seu desempenho.
- Validação experimental dos métodos através de experimento feito em laboratório.
- Proposta de cálculo de parâmetros variantes no tempo baseado nos métodos de decomposição de harmônicos variantes no tempo. Estes cálculos são feitos para sinais estacionários e não estacionários. Dentre os parâmetros destacam-se cálculo de componentes simétricas, desequilíbrio e potência trifásica.

Na análise de resultados foram usados sinais simulados, medidos em laboratório e em campo.

Dentre os resultados e conclusões é destacado:

- Constatou-se influência no desempenho do SWRDFT de fatores como variações bruscas na amplitude, variações na frequência fundamental e na presença de inter-harmônicos. Estas variações são fonte de erro no uso deste método.
- É evidenciado que os métodos FB+SSB e WPT+SSB possuem limitações na decomposição do sinal para alguns harmônicos como 7^o, 8^o e 15^o devido a não uniformidade da resposta em frequência dos filtros. O FB+SSB apresenta melhores resultados quando comparado com a WPT+SSB.
- São propostas novas metodologias baseadas na análise em multi-resolução. Os métodos WPTHHD, FBHD e MFB+SSB apresentaram melhores resultados comparados com os métodos FB+SSB e WPT+SSB. Ressalta-se que os métodos WPTHHD e FBHD não necessitam de um pré-processamento de sinais para análise de harmônicos.
- Foi realizada uma validação experimental dos métodos digitais e os resultados obtidos evidenciaram que a respostas dos métodos estão alinhados com os resultados obtidos em laboratório. Os métodos foram comparados com resposta de um filtro analógico evidenciando a natureza

variante no tempo dos harmônicos.

- Foram propostos algoritmos para cálculo de índices variantes no tempo. Estes métodos representam uma extensão no entendimento dos parâmetros atualmente utilizados.
- Os índices variantes no tempo foram testados em sinais simulados e reais. É mostrado de forma ilustrativa o desempenho dos mesmos onde pode ser comprovada a eficiência dos métodos na análise da qualidade de energia em sinais não estacionários. É destacado que estes parâmetros podem ser usados em sistemas de controle, proteção, diagnóstico e classificação de distúrbios em sistemas de potência.

É importante destacar que os métodos apresentados têm a capacidade de analisar importantes características de harmônicos principalmente quando o sinal é variante no tempo. Isto leva a um melhor entendimento físico de sinais de potência e distorções variantes no tempo em sistemas de potências incluindo micro-grids, supergrids, gerações distribuídas e tudo que vem de encontro com o conceito de smart grids.

6.1 Trabalhos Futuros

Em complemento a este trabalho é sugerido à realização dos seguintes temas:

- Uso da metodologia proposta em diferentes aplicações na área de controle, diagnóstico, proteção e classificação;
- Otimização dos algoritmos objetivando uma redução do custo computacional;
- Redefinição de outros índices comumente usados em sinais de potência considerado condições não estacionárias;
- Cálculo de índices baseados em outros métodos de decomposição tempo-frequência como banco de filtros com o objetivo de obter melhores desempenhos;
- Revisão de normas e limites praticados para harmônicos considerando natureza dinâmica do sinal elétrico;
- Adequação e implementação dos métodos para aplicações em tempo real;
- Implementação da metodologia em dispositivo embarcado;
- Utilização dos índices propostos como parâmetros de entrada em redes inteligentes.

Referência Bibliográfica

- [1] M. H. Bollen and I. Gu, *Signal processing of power quality disturbances* vol. 30: John Wiley & Sons, 2006.
- [2] M. S. K. Khadem, M. Basu, and M. F. Conlon, "Power quality in grid connected renewable energy systems: role of custom power devices," 2010.
- [3] I. El-Samahy and E. El-Saadany, "The effect of DG on power quality in a deregulated environment," in *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, 2005, pp. 2969-2976.
- [4] A. E. Emanuel, "Summary of IEEE standard 1459: definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 869-876, 2004.
- [5] C. Duque, P. Silveira, T. Baldwin, and P. Ribeiro, "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*, 2008, pp. 1-6.
- [6] J. Barros and R. I. Diego, "Analysis of harmonics in power systems using the wavelet-packet transform," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 63-69, 2008.
- [7] C.-I. Chen and G. W. Chang, "Virtual instrumentation and educational platform for time-varying harmonic and interharmonic detection," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3334-3342, 2010.
- [8] S.-J. Huang and C.-T. Hsieh, "Visualizing time-varying power system harmonics using a Morlet wavelet transform approach," *Electric Power Systems Research*, vol. 58, pp. 81-88, 2001.
- [9] S. Suja and J. Jerome, "Measurement of Harmonics Using Wavelet Packets," *Iranian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 7, p. 153, 2008.
- [10] P. Silveira, C. Duque, T. Baldwin, and P. Ribeiro, "Time-varying power harmonic decomposition using sliding-window dft," in *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2008.
- [11] C. A. Duque, P. M. Silveira, and P. F. Ribeiro, "Visualizing time-varying harmonics using filter banks," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, pp. 974-983, 2011.
- [12] R. Diego and J. Barros, "Global method for time-frequency analysis of harmonic distortion in power systems using the wavelet packet transform," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 1226-1239, 2009.

- [13] P. F. Ribeiro, *Time-varying waveform distortions in power systems*: Wiley Online Library, 2009.
- [14] P. Flandrin, *Time-frequency/time-scale analysis* vol. 10: Academic Press, 1998.
- [15] S. Nath, A. Dey, and A. Chakrabarti, "Detection of power quality disturbances using wavelet transform," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 49, pp. 869-873, 2009.
- [16] P. F. Ribeiro, "Wavelet transform: an advanced tool for analyzing non-stationary harmonic distortions in power systems," in *Proceedings IEEE ICHPS VI*, 1994, pp. 365-369.
- [17] A. Galli, G. Heydt, and P. Ribeiro, "Exploring the power of wavelet analysis," *Computer Applications in Power, IEEE*, vol. 9, pp. 37-41, 1996.
- [18] O. Chaari, M. Meunier, and F. Brouaye, "Wavelets: A new tool for the resonant grounded power distribution systems relaying," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 1301-1308, 1996.
- [19] W. Ji-dong, "Detection of power quality disturbance based on binary wavelet transform," *Proceedings of the CSU-EPAS*, vol. 1, p. 019, 2007.
- [20] P. Pillay and A. Bhattacharjee, "Application of wavelets to model short-term power system disturbances," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 2031-2037, 1996.
- [21] S. Santoso, E. J. Powers, and W. Grady, "Power quality disturbance data compression using wavelet transform methods," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 1250-1257, 1997.
- [22] W. A. Wilkinson and M. Cox, "Discrete wavelet analysis of power system transients," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 2038-2044, 1996.
- [23] G. Heydt and A. Galli, "Transient power quality problems analyzed using wavelets," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 908-915, 1997.
- [24] L. Angrisani, P. Daponte, M. D'apuzzo, and A. Testa, "A measurement method based on the wavelet transform for power quality analysis," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 990-998, 1998.
- [25] S. Chen and H. Y. Zhu, "Wavelet transform for processing power quality disturbances," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, 2007.
- [26] U. Dwivedi and S. Singh, "Enhanced detection of power-quality events using intra and interscale dependencies of wavelet coefficients," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 358-366, 2010.
- [27] A. Bonner, T. Grebe, E. Gunther, L. Hopkins, M. Marz, J. Mahseredjian, et al., "Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks.

1. Concepts, models, and simulation techniques," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, pp. 452-465, 1996.
- [28] Y. Baghzouz, R. Burch, A. Capasso, A. Cavallini, A. Emanuel, M. Halpin, et al., "Time-Varying Harmonics: Part II-Harmonic Summation and Propagation," *Power Engineering Review*, IEEE, vol. 21, pp. 64-64, 2001.
- [29] R R. Morrison and A. Clark, "Probabilistic representation of harmonic currents in AC traction systems," in *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, 1984, pp. 181-189.
- [30] P. Ribeiro, "A novel way for dealing with time-varying harmonic distortions: the concept of evolutionary spectra," in *Power Engineering Society General Meeting*, 2003, IEEE, 2003.
- [31] W. G. Morsi and M. El-Hawary, "Wavelet packet transform-based power quality indices for balanced and unbalanced three-phase systems under stationary or nonstationary operating conditions," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 2300-2310, 2009.
- [32] W. Morsi and M. El-Hawary, "On the application of wavelet transform for symmetrical components computations in the presence of stationary and non-stationary power quality disturbances," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, pp. 1373-1380, 2011.
- [33] F. Vatansever and A. Ozdemir, "Power parameters calculations based on wavelet packet transform," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 31, pp. 596-603, 2009.
- [34] W. Morsi, "A wavelet-based approach for reactive power metering in modern three-phase grids considering time-varying power quality disturbances," *Electric Power Systems Research*, vol. 87, pp. 31-38, 2012.
- [35] G. C. Paap, "Symmetrical components in the time domain and their application to power network calculations," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 522-528, 2000.
- [36] .Dash, M. Padhee, and S. Barik, "Estimation of power quality indices in distributed generation systems during power islanding conditions," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 36, pp. 18-30, 2012.
- [37] P. Dash, M. Biswal, and K. KR, "Estimation of time-varying power quality indices using a computationally efficient algorithm," *Measurement*, vol. 45, pp. 1436-1454, 2012.
- [38] R. Zolfaghari, Y. Shrivastava, and V. G. Agelidis, "Evaluation of windowed ESPRIT virtual instrument for estimating Power Quality Indices," *Electric Power Systems Research*, vol. 83, pp. 58-65, 2012.

- [39] M. Malekpour, M. Farshadnia, and M. Mojiri, "Monitoring and measurement of power quality indices using an adaptive notch filter," in *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2011 5th International*, 2011, pp. 291-296.
- [40] W. G. Morsi and M. El-Hawary, "Novel power quality indices based on wavelet packet transform for non-stationary sinusoidal and non-sinusoidal disturbances," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 753-759, 2010.
- [41] V. V. Terzija and V. Stanojevic, "Power quality indices estimation using robust estimation approach," *Electrical Engineering*, vol. 87, pp. 173-179, 2005.
- [42] H. Akagi, S. Ogasawara, and H. Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 1999, pp. 431-439.
- [43] A. Von Jouanne and B. Banerjee, "Assessment of voltage unbalance," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 782-790, 2001.
- [44] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 37, pp. 1027-1140, 1918.
- [45] A. Andreotti, A. Bracale, P. Caramia, and G. Carpinelli, "Adaptive Prony method for the calculation of power-quality indices in the presence of nonstationary disturbance waveforms," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 874-883, 2009.
- [46] C. Muscas, "Assessment of electric power quality: indices for identifying disturbing loads," *European transactions on electrical power*, vol. 8, pp. 287-292, 1998.
- [47] V. Terzija, V. Stanojevic, and W. Rebizant, "Electrical power quality indices estimation during severe signal distortions in medium voltage networks," in *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T&D. IEEE/PES*, 2008, pp. 1-9.
- [48] Y. Jia, Z. He, and T. Zang, "S-transform based power quality indices for transient disturbances," in *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*, 2010, pp. 1-4.
- [49] E. F. Arruda, N. Kagan, and P. Ribeiro, "Three-phase harmonic distortion state estimation algorithm based on evolutionary strategies," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 1024-1032, 2010.
- [50] C. Heydt and W. Jewell, "Pitfalls of electric power quality indices," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 570-578, 1998.
- [51] S. Santoso, W. M. Grady, E. J. Powers, J. Lamoree, and S. C. Bhatt, "Characterization of distribution power quality events with Fourier and wavelet transforms," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 247-254, 2000.

- [52] S.-H. Cho, G. Jang, and S.-H. Kwon, "Time-frequency analysis of power-quality disturbances via the Gabor–Wigner transform," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 494-499, 2010.
- [53] Y. H. Gu and M. H. Bollen, "Time-frequency and time-scale domain analysis of voltage disturbances," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 1279-1284, 2000.
- [54] M. H. Bollen, I. Y. Gu, S. Santoso, M. F. McGranaghan, P. A. Crossley, M. V. Ribeiro, *et al.*, "Bridging the gap between signal and power," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 26, pp. 12-31, 2009.
- [55] I. P. Quality, "IEEE recommended practice for monitoring electric power quality," *IEEE recommended practice for monitoring electric power quality*, 1995.
- [56] N. Köse, Ö. Salor, and K. Leblebicioğlu, "Interharmonics analysis of power signals with fundamental frequency deviation using Kalman filtering," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 1145-1153, 2010
- [57] E. Compatibility, "Part 4: 30: Testing and measurement techniques–Power quality measurement methods," IEC 61000-4-30 Std2003.
- [58] E. W. Gunther, "Interharmonics in power systems," in *Power Engineering Society Summer Meeting, 2001*, 2001, pp. 813-817.
- [59] F. De Rosa, R. Langella, A. Sollazzo, and A. Testa, "On the interharmonic components generated by adjustable speed drives," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 2535-2543, 2005.
- [60] J. S. Walker, *A primer on wavelets and their scientific applications*: CRC press, 2002.
- [61] D. Gabor, "Theory of communication. Part 1: The analysis of information," *Electrical Engineers-Part III: Radio and Communication Engineering, Journal of the Institution of*, vol. 93, pp. 429-441, 1946.
- [62] M. Weeks, *Digital Signal Processing Using MATLAB & Wavelets*: Jones & Bartlett Learning, 2010.
- [63] R. Dugan, M. F. McGranaghan, and H. W. Beaty, *Electric power systems quality*: McGraw-Hill, 2002.
- [64] M. H. Bollen, P. Ribeiro, I. Y. Gu, and C. A. Duque, "Trends, challenges and opportunities in power quality research," *European Transactions on Electrical Power*, vol. 20, pp. 3-18, 2010.
- [65] S. K. Mitra, *Digital signal processing: a computer-based approach*: McGraw-Hill Higher Education, 2000.

- [66] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 674-693, 1989.
- [67] IEEE Power & Energy Society, "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", 2010.
- [68] W. G. Morsi and M. El-Hawary, "A new perspective for the IEEE Standard 1459-2000 via stationary wavelet transform in the presence of nonstationary power quality disturbance," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 2356-2365, 2008.
- [69] W. G. Morsi and M. El-Hawary, "Fuzzy-wavelet-based electric power quality assessment of distribution systems under stationary and nonstationary disturbances," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 2099-2106, 2009.
- [70] W. G. Morsi and M. El-Hawary, "Reformulating three-phase power components definitions contained in the IEEE standard 1459–2000 using discrete wavelet transform," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1917-1925, 2007.
- [71] Z. He, H. Zhang, J. Zhao, and Q. Qian, "Classification of power quality disturbances using quantum neural network and DS evidence fusion," *European Transactions on Electrical Power*, vol. 22, pp. 533-547, 2012.
- [72] H. Henao, T. Assaf, and G. Capolino, "The discrete Fourier transform for computation of symmetrical components harmonics," in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, 2003*, p. 6 pp. Vol. 4.
- [73] M. I. Marei, E. F. El-Saadany, and M. M. Salama, "A processing unit for symmetrical components and harmonics estimation based on a new adaptive linear combiner structure," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1245-1252, 2004.
- [74] J. Yang, H. Xi, and W. Guo, "Robust modified Newton algorithm for adaptive frequency estimation," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 879-882, 2007.
- [75] V. V. Terzija and V. Stanojevic, "Two-stage improved recursive Newton-type algorithm for power-quality indices estimation," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1351-1359, 2007.
- [76] . Y. Xue and S. X. Yang, "Power system frequency estimation using supervised Gauss–Newton algorithm," *Measurement*, vol. 42, pp. 28-37, 2009.
- [77] J. Zheng, K. W. Lui, W.-K. Ma, and H. So, "Two simplified recursive Gauss–Newton algorithms for direct amplitude and phase tracking of a real sinusoid," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 972-975, 2007.
- [78] C. Chen, G. Chang, R. Hong, and H. Li, "Extended real model of Kalman filter for time-varying harmonics estimation," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 17-26, 2010.

- [79] A. A. Abdelsalam, A. A. Eldesouky, and A. A. Sallam, "Characterization of power quality disturbances using hybrid technique of linear Kalman filter and fuzzy-expert system," *Electric Power Systems Research*, vol. 83, pp. 41-50, 2012.
- [80] H. M. Beides and G. Heydt, "Dynamic state estimation of power system harmonics using Kalman filter methodology," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 1663-1670, 1991.
- [81] M. Mostafa, "Kalman filtering algorithm for electric power quality analysis: harmonics and voltage sags problems," in *Power Engineering, 2003 Large Engineering Systems Conference on*, 2003, pp. 110-119.
- [82] H. C. Lin, "Intelligent neural network-based fast power system harmonic detection," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 43-52, 2007.
- [83] G. W. Chang, C.-I. Chen, and Q.-W. Liang, "A two-stage ADALINE for harmonics and interharmonics measurement," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 2220-2228, 2009.
- [84] R. G. Stockwell, L. Mansinha, and R. Lowe, "Localization of the complex spectrum: the S transform," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 998-1001, 1996.