



**Universidade Federal de Juiz de Fora**

**Programa de Pós Graduação em**

**Engenharia Elétrica**

**Mauro de Oliveira Prates**

**PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA CARACTERIZAÇÃO DE  
CONVERSORES ELETRÔNICOS E IMPEDÂNCIA DA REDE  
ELÉTRICA**

**Tese de Doutorado**

**Juiz de Fora - MG**

**2014**

Mauro de Oliveira Prates

PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA CARACTERIZAÇÃO DE  
CONVERSORES ELETRÔNICOS E IMPEDÂNCIA DA REDE  
ELÉTRICA

Tese apresentada ao Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Juiz de Fora, como  
requisito parcial para obtenção do título de  
Doutor em Engenharia Elétrica. Área de  
Concentração: Sistemas Eletrônicos

Orientador: Prof. Carlos Augusto Duque, D.Sc.

Juiz de Fora – MG

2014

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Oliveira Prates, Mauro.

PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA CARACTERIZAÇÃO DE CONVERSORES ELETRÔNICOS E IMPEDÂNCIA DA REDE ELÉTRICA / Mauro Oliveira Prates. -- 2014.

108 f.

Orientador: Carlos Augusto Duque

Coorientador: Augusto Santiago Cerqueira

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.

1. Caracterização de Conversores Eletrônicos. 2. Harmônicos Variantes no Tempo. 3. Impedância Harmônica. 4. Wavelet. I. Augusto Duque, Carlos, orient. II. Santiago Cerqueira, Augusto, coorient. III. Título.

Mauro de Oliveira Prates

PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA CARACTERIZAÇÃO DE CONVERSORES  
ELETRÔNICOS E IMPEDÂNCIA DA REDE ELÉTRICA

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor.

Aprovada em 10 de abril de 2014

BANCA EXAMINADORA

---

**Prof. Carlos Augusto Duque, D. Sc.**

Orientador, UFJF

---

**Prof. Augusto Santiago Cerqueira, D. Sc.**

Orientador, UFJF

---

**Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

---

**Prof. Antônio Carlos Siqueira de Lima, D. Sc.**

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

---

**Prof. Paulo Fernando Ribeiro, Ph.D.**

Universidade Federal de Itajubá, UNIFEI

Dedico essa Tese, com muito carinho à  
minha família e à minha amada esposa  
Mileny.

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus pela graça da vida, e por me conceder sabedoria e força para que fosse possível a conclusão deste trabalho.

À minha esposa Mileny, um agradecimento especial por estar sempre ao meu lado, me apoiando e me dando forças para nunca desistir, independente das muitas dificuldades que surgiram.

Agradeço a todos que cooperaram e contribuíram de alguma forma para a concretização deste trabalho, principalmente:

- ao meu orientador Carlos Duque, pela paciência e dedicação com que conduziu a orientação deste trabalho;
- ao professor Augusto Cerqueira, pela co-orientação e por me fazer acreditar que seria possível a conclusão desta tese;
- ao professor Paulo Ribeiro, por me motivar e pela proposição de ideias fundamentais para a conclusão deste trabalho.
- ao amigo Filipe Niquini, que me acolheu na minha chegada à UFJF;
- ao amigo Marco Aurélio, pelas diversas conversas de incentivo e descontração, além de me hospedar por diversas vezes em sua casa;
- à Marlene Lacerda, agradeço por ter me tratado como um filho quando eu precisei dormir em sua casa;
- aos amigos do LAPTEL e NAEP, que contribuíram com discussões e sugestões sobre o trabalho e que também proporcionaram um ambiente agradável de convivência. Em especial aos amigos Leandro Manso, Pedro Machado, Rodrigo Vianello, Thiago Oliveira e Henrique Monteiro; Aos amigos de república Fernando e Mariana, agradeço pela ótima convivência e boas conversas.
- ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Viçosa, pela liberação integral das atividades nestes últimos meses, que foram essenciais para a conclusão do doutorado, com especial agradecimento ao amigo e professor Alexandre Brandão;
- à CAPES, pelo apoio financeiro dado a este trabalho.

## RESUMO

Neste trabalho, são apresentados e discutidos métodos que realizam levantamento de características do Sistema Elétrico de Potência (SEP) pela imposição de perturbações controladas. As características obtidas são a caracterização de conversores eletrônicos e impedância harmônica, impostas por afundamentos instantâneos de tensão e por wavelets, respectivamente. Em ambos os casos, utiliza-se a SWRDFT (do inglês, *Sliding Window Recursive Discrete Fourier Transform*). Assim, no primeiro momento são aplicados afundamentos de tensão para análise dos harmônicos variantes no tempo da corrente, em sistemas compostos por conversores eletrônicos. Já no segundo caso, é realizada a medição de impedância harmônica por meio da injeção de formas de onda wavelet. Para isso, utiliza-se a Wavelet Morlet Modificada (WMM), injetada de forma sequencial no SEP em diversas frequências. A SWRDFT é então utilizada para extrair as componentes harmônicas da tensão e corrente, obtendo-se assim a impedância harmônica do ponto de medição desejado. Este método foi testado em vários sistemas elétricos de diferentes níveis de complexidade e os resultados foram comparados com o obtido pelo bloco medidor de impedância do Simulink ®. Os resultados alcançados nos dois casos citados podem ser considerados satisfatórios para os propósitos a que se referem, fornecendo características importantes em um SEP.

**Palavras-chave:** Caracterização de Conversores Eletrônicos, Harmônicos Variantes no Tempo, Impedância Harmônica, Wavelet.

**ABSTRACT**

In this work, two methods based on the injection of controlled disturbances are proposed in order to evaluate characteristics of the Electrical Power System (EPS). The proposed methods perform the characterization of electronic converters and harmonic impedance measurements by the imposition of voltage sags and wavelets, respectively. In both cases, SWRDFT (Sliding Window Recursive Discrete Fourier Transform) is used. Thus, in the first method, voltage sags are applied to electrical systems composed by electronic converters and the time varying harmonic content of current is analyzed. In the second method, the measurement of harmonic impedance by current by injecting forms of wavelet wave is performed. For this, the Modified Morlet Wavelet (MMW) is used and is sequentially injected in the EPS with different frequencies. The SWRDFT is then used to extract the harmonic components of the voltage and current and then, the harmonic impedance of the desired point of measurement can be calculated. The proposed method was tested on various electrical systems with different levels of complexity and the results are compared with the value obtained by the impedance meter Simulink ®. The results achieved by the proposed methods can be considered satisfactory, providing important technical features of the Electric Power System.

**Keywords:** Characterization of Electronic Converters, Time-Varying Harmonics, Harmonic Impedance, Wavelet.

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>XIV</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS .....</b>	<b>XV</b>
<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1. IMPACTO DOS CONVERSORES ELETRÔNICOS EM SEP.....	1
1.2. LEVANTAMENTO DE CARACTERÍSTICAS DAS REDES ELÉTRICAS POR PERTURBAÇÃO CONTROLADA .....	3
1.3. OBJETIVOS .....	4
1.4. ESTRUTURA DA TESE .....	5
<b>2. HARMÔNICOS E AFUNDAMENTOS DE TENSÃO .....</b>	<b>6</b>
2.1. ANÁLISE HARMÔNICA CLÁSSICA PARA CONVERSORES ELETRÔNICOS .....	6
2.1.1. <i>Conversor de seis pulsos CA / CC.....</i>	6
2.1.2. <i>Conversor de doze pulsos CA / CC.....</i>	8
2.2. AFUNDAMENTOS DE TENSÃO .....	9
2.2.1. <i>Definições.....</i>	10
2.2.2. <i>Causas e Variáveis que afetam os Afundamentos de Tensão .....</i>	11
2.2.3. <i>Classificação dos Afundamentos de Tensão.....</i>	14
<b>3. LEVANTAMENTO BIBLIOGRÁFICO.....</b>	<b>17</b>
3.1. UTILIZAÇÃO DA FERRAMENTA DE DECOMPOSIÇÃO DE HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO. 17	
3.2. TÉCNICAS QUE ENVOLVEM A ANÁLISE DE CARGAS A OCORRÊNCIA DE DISTÚRBIOS.....	20
3.3. ANÁLISE DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA HARMÔNICA .....	23
<b>4. ESTUDO DO COMPORTAMENTO DOS CONVERSORES DURANTE A OCORRÊNCIA DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO.....</b>	<b>29</b>
4.1. CONVERSOR DE SEIS PULSOS .....	30
4.1.1. <i>Impedância Constante .....</i>	30
4.1.2. <i>Corrente Constante.....</i>	32
4.1.3. <i>Potência Constante.....</i>	32
4.2. CONVERSOR DE DOZE PULSOS .....	35
4.2.1. <i>Impedância Constante .....</i>	35
4.2.2. <i>Corrente Constante.....</i>	36
4.2.3. <i>Potência Constante.....</i>	36
4.3. ANÁLISE EM UM SISTEMA DE POTÊNCIA .....	37
4.4. CONCLUSÕES .....	40
<b>5. MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA BASEADO NA INJEÇÃO DE FORMAS DE ONDA WAVELET ...</b>	<b>43</b>
5.1. WAVELET MORLET .....	45
5.2. O PROCESSAMENTO DE SINAIS UTILIZADO .....	49
5.2.1. <i>Vantagens da Utilização da Wavelet.....</i>	49
5.3. MÉTODO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA BASEADO NA INJEÇÃO DE CORRENTE WAVELET .....	54
5.3.1. <i>Medição de Inter-harmônicos.....</i>	57
5.3.2. <i>Visão Geral do Processo de Medição de Impedância .....</i>	59
5.4. MÉTODO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA BASEADO NA TENSÃO WAVELET IMPOSTA .....	60
5.5. RESULTADOS.....	61
5.5.1. <i>Caso 1: carga não linear sendo fontes de corrente .....</i>	63
5.5.2. <i>Caso 2: carga não linear sendo conversores eletrônicos.....</i>	66
5.5.3. <i>Caso 3: sistema elétrico de potência mais complexo .....</i>	69
5.5.4. <i>Caso 4: Sistema de distribuição industrial de 13 barras.....</i>	71
5.5.5. <i>Caso 5: Sistema com parâmetros distribuídos versus sistemas com parâmetros concentrados.....</i>	76

5.6.	CONCLUSÕES .....	78
<b>6.</b>	<b>CONCLUSÕES FINAIS.....</b>	<b>81</b>
6.1.	PASSOS FUTUROS .....	82
<b>7.</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>84</b>
	<b>APÊNDICE A – PUBLICAÇÕES ALCANÇADAS .....</b>	<b>92</b>

## Lista de Figuras

FIGURA 1 – CONFIGURAÇÃO TRIFÁSICA EM PONTE DE UM RETIFICADOR CONTROLADO DE SEIS PULSOS .....	7
FIGURA 2 – CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM SEP CONTENDO UM CONVERSOR CA / CC DE SEIS PULSOS.....	8
FIGURA 3 – COORDENADA POLAR HARMÔNICA PARA O CONVERSOR DE SEIS PULSOS NO ESTADO ESTACIONÁRIO (NORMALIZADA EM PORCENTAGEM DA COMPONENTE FUNDAMENTAL).....	8
FIGURA 4 - CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM SEP CONTENDO UM CONVERSOR CA / CC DE 12 PULSOS .....	9
FIGURA 5 - COORDENADA POLAR HARMÔNICA PARA O CONVERSOR DE DOZE PULSOS NO ESTADO ESTACIONÁRIO (NORMALIZADA EM PORCENTAGEM DA COMPONENTE FUNDAMENTAL).....	10
FIGURA 7 – TIPOS DE FALTA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA.....	12
FIGURA 8 – CIRCUITO ILUSTRATIVO PARA GERAÇÃO DE UMA FALTA FASE-TERRA.....	13
FIGURA 9 – DIAGRAMA FASORIAL DA TENSÃO PARA UMA FALTA FT PARA TENSÕES DE FASE (A) E TENSÕES DE LINHA (B), ANTES (LINHA TRACEJADA) E DURANTE (LINHA SÓLIDA) O AFUNDAMENTO DE TENSÃO .....	16
FIGURA 10 – DIAGRAMA FASORIAL DOS SETE TIPOS DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO .....	16
FIGURA 11 - ESTRUTURA DO NÚCLEO PARA EXTRAÇÃO DO H-ÉSIMO HARMÔNICO [35].....	18
FIGURA 12 – (A) AS DUAS PRINCIPAIS PARTES DO BLOCO DA SWRDFT; (B) E A REPRESENTAÇÃO SIMPLIFICADA DA SWRDFT.....	20
FIGURA 13 – SISTEMA ELÉTRICO PARA ANÁLISE DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO EM CONVERSORES CA/CC .....	29
FIGURA 14 – TENSÕES DE LINHA NO BARRAMENTO B2.....	30
FIGURA 15 – DIAGRAMA FASORIAL PARA O AFUNDAMENTO DE TENSÃO CRIADO ANTES (LINHA TRACEJADA) E DURANTE (LINHA SÓLIDA) O DISTÚRBO.....	31
FIGURA 16 – TENSÃO E CORRENTE CONTÍNUA NO CONVERSOR DE SEIS PULSOS COM IMPEDÂNCIA CONSTANTE .....	31
FIGURA 17 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA FASE A PARA O CONVERSOR DE 6 PULSOS DE IMPEDÂNCIA CONSTANTE SUBMETIDO AO SAG TIPO C.....	32
FIGURA 18 - TENSÃO E CORRENTE CONTÍNUA NO CONVERSOR DE SEIS PULSOS COM CORRENTE CONSTANTE .....	33
FIGURA 19 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA FASE A PARA O CONVERSOR DE 6 PULSOS DE CORRENTE CONSTANTE SUBMETIDO AO SAG TIPO C.....	33
FIGURA 20 - TENSÃO E CORRENTE CONTÍNUA NO CONVERSOR DE SEIS PULSOS COM POTÊNCIA CONSTANTE .....	34
FIGURA 21 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA FASE A PARA O CONVERSOR DE 6 PULSOS DE POTÊNCIA CONSTANTE SUBMETIDO AO SAG TIPO C.....	34
FIGURA 22 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA FASE A PARA O CONVERSOR DE 12 PULSOS DE IMPEDÂNCIA CONSTANTE SUBMETIDO AO SAG TIPO C.....	35
FIGURA 23 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA FASE A PARA O CONVERSOR DE 12 PULSOS DE CORRENTE CONSTANTE SUBMETIDO AO SAG TIPO C .....	36

FIGURA 24 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA FASE A PARA O CONVERSOR DE 12 PULSOS DE POTÊNCIA CONSTANTE SUBMETIDO AO SAG TIPO C .....	37
FIGURA 28 – SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA PARA ANÁLISE DE AFUNDAMENTO DE TENSÃO PELA SWRDFT .....	38
FIGURA 29 – DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE NA BARRA 2 DO SEP .....	39
FIGURA 30 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE NA BARRA 3 DO SEP .....	39
FIGURA 31 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE NA BARRA 5 DO SEP .....	40
FIGURA 32 - DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE NA BARRA 6 DO SEP .....	41
FIGURA 33 – (A) PARTE DE UMA ONDA SENOIDAL INFINITA E (B) UMA WAVELET (DB4) DE TAMANHO FINITO .....	45
FIGURA 34 – WAVELET MORLET COM $a = 1$ .....	46
FIGURA 35 – WAVELET MORLET MODIFICADA PARA DIFERENTES HARMÔNICOS.....	47
FIGURA 36 – 50 WMM EM SEQUÊNCIA A SEREM INJETADAS EM UM SISTEMA ELÉTRICO .....	48
FIGURA 37 – EXEMPLO BÁSICO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA HARMÔNICA .....	48
FIGURA 38 - (A) WAVELET INJETADA PARA O 25° HARMÔNICO DO SINAL DE JANELA SENOIDAL E DO SINAL DA WMM, (B) SAÍDA DA SWRDFT PARA AMBOS OS SINAIS.....	50
FIGURA 39 – ENERGIA NORMALIZADA DE CADA ORDEM HARMÔNICA DA ONDA SENOIDAL E DA WMM.....	51
FIGURA 40 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DAS EQUAÇÕES (8) E (11) PARA O 50° HARMÔNICO, PARA AS JANELAS RETANGULAR E GAUSSIANA. ....	53
FIGURA 41 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA O 25° HARMÔNICO PARA O SINAL SENOIDAL FILTRADO E PARA A WMM FILTRADA.....	54
FIGURA 42 – EXEMPLO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA POR INJEÇÃO DE CORRENTE WMM .....	54
FIGURA 43 – DIAGRAMA DO MÉTODO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA HARMÔNICA .....	55
FIGURA 44 – TENSÃO MEDIDA EM UM CIRCUITO ELÉTRICO COM CARGA NÃO LINEAR (FONTES DE CORRENTE) NO 5° HARMÔNICO (A), E A DECOMPOSIÇÃO DESTES SINAIS DE TENSÃO MEDIDOS NO 5° HARMÔNICO EM UM CIRCUITO SIMPLES POR MEIO DA SWRDFT1 E SWRDFT2 (B), SUBTRAÇÃO DOS SINAIS ANTERIORES (ENTRADA –SWRDFT3) E A SUA DECOMPOSIÇÃO (SAÍDA - SWRDFT3) (C).....	56
FIGURA 45 - TENSÃO MEDIDA EM UM CIRCUITO ELÉTRICO COM CARGA NÃO LINEAR (CONVERSORES ELETRÔNICOS) NO 7° HARMÔNICO (A), E A DECOMPOSIÇÃO DESTES SINAIS DE TENSÃO NO 7° HARMÔNICO EM UM SISTEMA INDUSTRIAL DE 13 kV POR MEIO DA SWRDFT1 E SWRDFT2 (B), SUBTRAÇÃO DOS SINAIS ANTERIORES (ENTRADA –SWRDFT3) E A SUA DECOMPOSIÇÃO (SAÍDA - SWRDFT3) (C). ....	57
FIGURA 46 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA AMPLIADA PARA O 25° HARMÔNICO DA WMM .....	58
FIGURA 47 – DIAGRAMA GERAL DO MÉTODO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA (HARMÔNICA E INTER- HARMÔNICA) POR MEIO DE INJEÇÃO DE CORRENTES WAVELETS EM SUA FORMA EXPANDIDA (A) E RESUMIDA (B) .....	59
FIGURA 48 – FLUXOGRAMA PARA MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA POR MEIO DE INJEÇÃO DE CORRENTES WMM .....	60
FIGURA 49 – EXEMPLO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA POR MEIO DE TENSÃO WAVELET IMPOSTA .....	61

FIGURA 50 - DIAGRAMA GERAL DO MÉTODO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA (HARMÔNICA E INTER HARMÔNICA) POR MEIO DE INJEÇÃO DE TENSÕES WAVELETS EM SUA FORMA EXPANDIDA (A) E RESUMIDA (B) .....	62
FIGURA 51 - CIRCUITO TRIFÁSICO COM CARGA NÃO LINEAR REPRESENTADA POR FONTES DE CORRENTE... 63	
FIGURA 52 – IMPEDÂNCIA HARMÔNICA PARA O CIRCUITO COM CARGAS NÃO LINEARES SENDO FONTES DE CORRENTE .....	64
FIGURA 53 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA PARA O CIRCUITO COM CARGAS NÃO LINEARES SENDO FONTES DE CORRENTE, MAS COM RESSONÂNCIA SÉRIE PRÓXIMA AO 7º HARMÔNICO. ....	65
FIGURA 54 – IMPEDÂNCIA DA FIGURA 53 SOMENTE NOS HARMÔNICOS (A CADA 60 Hz) .....	66
FIGURA 55 – DIAGRAMA UNIFILAR DO CIRCUITO TRIFÁSICO COM CARGA NÃO LINEAR REPRESENTADA POR CONVERSORES ELETRÔNICOS .....	67
FIGURA 56 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA PARA O CIRCUITO COM CARGAS NÃO LINEARES SENDO CONVERSORES ELETRÔNICOS .....	67
FIGURA 57 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA PARA O CIRCUITO COM CARGAS NÃO LINEARES SENDO FONTES CONVERSORES ELETRÔNICOS, MAS COM RESSONÂNCIA SÉRIE PRÓXIMA AO 7º HARMÔNICO. ....	68
FIGURA 58 – SISTEMA DE POTÊNCIA MAIS COMPLEXO COM UMA CARGA NÃO LINEAR .....	69
FIGURA 59 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA (A CADA 6 Hz) PARA O SISTEMA DE POTÊNCIA DA FIGURA 58 .....	70
FIGURA 60 - SISTEMA DE POTÊNCIA MAIS COMPLEXO COM DUAS CARGAS NÃO LINEARES .....	71
FIGURA 61 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA (A CADA 6 Hz) PARA O SISTEMA DE POTÊNCIA DA FIGURA 60 .....	72
FIGURA 62 – SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO INDUSTRIAL DE 13 BARRAS .....	73
FIGURA 63 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA (A CADA 6 Hz) PARA O SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO INDUSTRIAL DE 13 BARRAS, CONTENDO APENAS CARGAS LINEARES.....	74
FIGURA 64 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA (A CADA 6 Hz) PARA O SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO INDUSTRIAL DE 13 BARRAS, CONTENDO CARGAS LINEARES E NÃO LINEARES .....	75
FIGURA 65 – SISTEMA PARA SIMULAÇÃO DE UM CIRCUITO COM LINHA DE TRANSMISSÃO (LT) COM PARÂMETROS CONCENTRADOS OU DISTRIBUÍDOS .....	76
FIGURA 66 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA (A CADA 6 Hz) PARA O SISTEMA DA FIGURA 65 COM LT REPRESENTADA POR PARÂMETROS CONCENTRADOS .....	77
FIGURA 67 - IMPEDÂNCIA HARMÔNICA (A CADA 6 Hz) PARA O SISTEMA DA FIGURA 65 COM LT REPRESENTADA POR PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS.....	78

## Lista de Tabelas

TABELA 1 – CLASSIFICAÇÃO DOS AFUNDAMENTOS DE TENSÃO SEGUNDO ONS [25] .....	11
TABELA 2 - INFLUÊNCIA DA CONEXÃO DA CARGA NO TIPO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO.....	14
TABELA 3 - INFLUÊNCIA DA LIGAÇÃO DO TRANSFORMADOR NO TIPO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO .....	15
TABELA 4 – ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 53.....	66
TABELA 5 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 54 .....	67
TABELA 6 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 56 .....	69
TABELA 7 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 57 .....	69
TABELA 8 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 59 .....	70
TABELA 9 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 61 .....	72
TABELA 10 – DADOS DA IMPEDÂNCIA EM PU DA FIGURA 62 (VALORES BASE: 13,8 kV, 10 MVA).....	73
TABELA 11 – DADOS DOS TRANSFORMADORES DA FIGURA 62.....	73
TABELA 12 – POTÊNCIA DAS CARGAS DA FIGURA 62 .....	74
TABELA 13 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 63 .....	75
TABELA 14 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 64 .....	76
TABELA 15 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 66 .....	77
TABELA 16 - ERROS RELATIVO E ABSOLUTO PARA OS DADOS DA FIGURA 67 .....	78

## Lista de Abreviaturas e Siglas

- ANEEL** Agência Nacional de Energia Elétrica
- CA** Corrente Alternada
- CC** Corrente Contínua
- DFT** Transformada Discreta de Fourier (do inglês *Discrete Fourier Transform*)
- FACTS** Sistema de transmissão flexível CA (do inglês *Flexible Alternating Current Transmission System*)
- GTO** Tiristor Comutado pelo Gatilho (do inglês, *Gate Turn-off Thyristor*)
- HVDC** Transmissão em Alta Tensão em Corrente Contínua (do inglês *High-Voltage Direct Current*)
- IGBT** Transistor Bipolares com Gatilho Isolado (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)
- LT** Linha de Transmissão
- MOSFET** Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)
- MZI** Medição de Impedância  $Z$  por meio de injeção de corrente wavelet  $I$
- MZV** Medição de Impedância  $Z$  por meio de imposição de tensão wavelet  $V$
- ONS** Operador Nacional do Sistema
- PAC** Ponto de Acoplamento Comum
- PDS** Processamento Digital de Sinais
- PM** Ponto de Medição
- PWM** Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)
- SEP** Sistema Elétrico de Potência
- SWRDFT** *Sliding Window Recursive Discrete Fourier Transform*
- TF** Transformada de Fourier
- TW** Transformada Wavelet
- VAC** Vetor de Assinatura de Carga
- WWM** Wavelet Morlet Modificada

---

# 1. INTRODUÇÃO

O Sistema Elétrico de Potência (SEP) está entre os sistemas mais complexos da engenharia, sendo resultado da interligação de um grande número de diferentes dispositivos [1]. Entre a geração de energia e o seu consumo, um SEP é, normalmente, dividido em três subsistemas: as estações geradoras, as Linhas de Transmissão (LTs) e os sistemas de distribuição. As estações geradoras são responsáveis por converter a energia de origem hidráulica, térmica, nuclear, etc. em energia elétrica. Os sistemas de distribuição disponibilizam a energia elétrica diretamente aos consumidores. Já os circuitos de transmissão realizam a conexão entre as unidades geradoras e os sistemas de distribuição. Esta transmissão pode ser realizada por meio de corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC). No primeiro caso, utiliza-se de transformadores de potencial para a elevação da tensão de transmissão, e conseqüentemente, a diminuição da corrente elétrica CA transmitida. Na transmissão CC, além de transformadores, são utilizados conversores de potência, baseados em dispositivos que envolvem eletrônica de potência.

Dessa forma, dispositivos eletrônicos de alta potência são empregados em sistemas de transmissão e distribuição de energia, bem como nas indústrias. Os esforços para construir uma nova rede de energia com os conceitos de rede inteligente vão exigir a introdução de cada vez mais equipamentos que realizem a conversão CA-CC (retificadores) e CC-CA (inversores). Algumas das conseqüências da proliferação contínua destes tipos de equipamentos já foram observadas, tais como o aumento das distorções harmônicas, o aparecimento de distorções inter-harmônicas, fenômenos de ressonância, etc. Desta forma, é de grande importância o estudo de SEP composto por tais cargas não lineares (como os conversores eletrônicos) quando submetido a diversos distúrbios de qualidade de energia, como harmônicos e afundamentos de tensão. Além disso, o conhecimento do comportamento da impedância em um SEP é fundamental para a prevenção de defeitos nos equipamentos conectados à rede.

## 1.1. Impacto dos Conversores Eletrônicos em SEP

No passado, a preocupação com a injeção de distorções harmônicas e afundamentos de tensão em SEP era praticamente restrita aos grandes consumidores industriais, especialmente aqueles de plantas eletroquímicas e eletro-metalúrgicas. Atualmente, a situação dos sistemas elétricos de potência passou por alterações

significativas. Dessa maneira, os componentes semicondutores tornaram-se presentes em praticamente todos os tipos de equipamentos elétricos [2]. Dessa forma, o comportamento destes equipamentos eletrônicos deve ser bem compreendido e a interação entre eles estudada quando submetida a distúrbios como afundamentos de tensão.

Além disso, estes estudos podem ajudar a detectar, identificar, quantificar e localizar as cargas com o objetivo de manter a qualidade de energia em todo o sistema. Assim, esse conhecimento é valioso por várias razões, tais como: i) os estudos de fluxo de carga harmônico necessitam de informações sobre o tipo de carga; ii) o conhecimento do tipo de carga pode ajudar os planejadores do sistema de potência em suas tarefas; iii) as cargas não lineares são fontes de harmônicos e é bem sabido que harmônicos podem causar sobrecarga nos equipamentos do sistema de geração, danos e mau funcionamento de equipamentos de proteção, perda de dados digitais, e outros; iv) procedimentos corretivos ou punitivos podem ser tomados contra aqueles consumidores que não são capazes de manter o nível de “poluição harmônica” das cargas em níveis aceitáveis.

Recentemente, alguns esforços significativos têm sido desenvolvidos para criação de modelos de cargas apropriados. Desta forma, vários tipos de modelos de carga têm sido propostos no domínio do tempo e / ou no domínio da frequência [4][5]. Outras técnicas utilizam redes neurais artificiais para modelar a carga, baseadas na medição de tensão e corrente no ponto de acoplamento comum entre a concessionária e o consumidor, com o objetivo de identificar os responsáveis pela injeção de harmônicos no sistema [6]. Nestas técnicas apresentadas, espera-se que os modelos sejam aplicáveis à identificação geral de cargas.

Além disso, a aplicação da eletrônica de potência em sistemas de transmissão de energia levou ao aperfeiçoamento de duas tecnologias complementares, referidas como HVDC (do inglês, *High-Voltage Direct Current*) e FACTS (Sistema de transmissão flexível CA, do inglês *Flexible Alternating Current Transmission System*). Ambos, HVDC e FACTS fazem uso extensivo de conversores de potência CA-CC. Além disso, a ligação CC permite a conexão dos sistemas assíncronos e sistemas de frequências diferentes. O conversor trifásico em ponte é a configuração básica adotada para aplicações de grande potência. Um dos componentes principais de uma conversão CA-CC para aplicação em HVDC é o conversor trifásico controlado a tiristor (6 e 12

pulsos), que gera tensões e correntes harmônicas características sobre os lados CC e CA [7].

Se por um lado o uso de eletrônica de potência encontra-se em amplo crescimento nos sistemas de geração, transmissão e distribuição, na indústria o seu emprego é quase que onipresente e nos consumidores residenciais e comerciais aumenta a cada dia. Esta proliferação de cargas e também geradores com interface eletrônica tem motivado pesquisas em uma nova área que diz respeito à agregação de cargas ou geradores com eletrônica de potência na sua interface. Uma única carga de baixa ou média potência não representa problema para o sistema de potência, mas centenas e milhares delas podem causar grandes desvios na qualidade da energia, bem como afetar significativamente as condições de operação e proteção do sistema de potência. Uma das possibilidades para compreender as questões relacionadas com a agregação passa pela utilização de processamento de sinais e de modelos probabilísticos. Mas estas cargas podem ter diversos comportamentos, dependendo do tipo predominante dos parâmetros do modelo, ou seja, elas podem ser do tipo impedância constante, corrente constante ou potência constante. Com isso, essas variações elevam o número de modelos para simulação. Além disso, sabe-se que o comportamento real da carga tem uma estreita relação com sua tensão terminal e indiretamente impacta as tensões e controles do sistema. Por isso, simulações que envolvem esses tipos de modelos de cargas podem ser úteis para compreender o comportamento das mesmas submetidas a distúrbios de qualidade de energia, principalmente afundamentos de tensão.

## **1.2. Levantamento de características das redes elétricas por perturbação controlada**

A crescente complexidade dos sistemas elétricos de potência vem impondo limitações à utilização de ferramentas convencionais de simulação, seja de regime permanente ou transitório. O comissionamento de novos sistemas corre o perigo de não ser adequadamente validado, devido à complexidade dos modelos e à inadequada modelagem da rede. Diante do crescente desafio da simulação, aumenta o interesse por metodologias que possibilitem extrair informações do sistema, com os objetivos de diagnósticos e de validação de comissionamento. Neste sentido, o processamento de sinais e a inteligência computacional têm contribuído de maneira significativa para

extrair informações do sistema. Ocorre, porém, que as informações são mais significativas quando o sistema sofre perturbações, passando por estados transitórios durante os quais é possível identificar cargas, defeitos, levantar características do sistema, entre outros. Este fato motiva a realização de perturbações controladas no sistema, com o mínimo de influência para a operação do mesmo, mas que permita extrair informações valiosas.

Nesta tese, dois tipos de perturbações controladas são utilizadas. A primeira é a geração de afundamentos de tensão controlados, com o objetivo de caracterizar o tipo de conversor conectado no lado da carga e a segunda corresponde à injeção de wavelets na rede, com o objetivo de levantar a impedância do sistema elétrico. Vislumbra-se que no futuro possam existir diversos tipos de pequenas perturbações com o objetivo de levantar outras características do sistema.

### **1.3. Objetivos**

A pesquisa descrita neste texto consiste no levantamento de características do sistema elétrico pela imposição de perturbações controladas e a utilização de técnicas de Processamento Digital de Sinais (PDS) e inteligência computacional para extrair as seguintes informações: caracterização de conversores eletrônicos e levantamento da impedância harmônica do sistema. Para isto os seguintes estudos são efetuados:

- a) estudar o comportamento de conversores eletrônicos CA/CC, de seis pulsos e doze pulsos, durante afundamentos de tensão, através da análise dos sinais, buscando antecipar possíveis problemas que poderão acontecer quando uma grande quantidade de cargas não lineares for conectada a um Ponto de Acoplamento Comum (PAC);
- b) medição de impedância harmônica em um SEP, baseada na injeção de forma de onda “wavelet” como fontes de correntes ou imposição de wavelets como fontes de tensão.

Dado a importância do SEP e a grande utilização de conversores de potência, a presente pesquisa se justifica no sentido de que tais conversores ainda não foram investigados, especificamente com relação aos harmônicos variantes no tempo durante a ocorrência de distúrbios. Assim, espera-se que esta análise possa ser muito útil para compreender alguns fenômenos que não são bem compreendidos até o momento. Justifica-se também, pois a medição de impedância é

extremamente útil no projeto de filtros harmônicos, verificação do limite de injeção de harmônicos entre consumidores e concessionária, bem como na previsão de ressonância.

#### **1.4. Estrutura da Tese**

O presente texto está organizado da seguinte forma: o Capítulo 2 traz informações sobre os distúrbios analisados neste trabalho, que são os harmônicos e afundamentos de tensão. Já o capítulo 3 apresenta o levantamento bibliográfico das publicações na área de processamento de sinais e sistemas de potência. Este levantamento é delineado em três frentes principais. A primeira consiste na apresentação dos trabalhos que desenvolveram e utilizaram a ferramenta de decomposição harmônica variante no tempo (do inglês *time-varying harmonic decomposition*), enquanto a segunda apresenta artigos que utilizam de distúrbios de qualidade de energia para análise dos efeitos que os mesmos provocam em diversos tipos de carga. Já a terceira análise, traz trabalhos relacionados ao estudo de medição de impedância harmônica. As técnicas de caracterização de conversores de potência, incluindo a aplicação da ferramenta de decomposição harmônica variante no tempo são apresentadas no Capítulo 4. No Capítulo 5, é apresentado o novo método desenvolvido para medição de impedância harmônica em SEP, através da injeção de wavelets no sistema por meio de corrente e tensão. Finalmente, no Capítulo 6 são estabelecidos os comentários conclusivos da tese como um todo, bem como sugestões vislumbrando trabalhos futuros a partir dos desenvolvimentos alcançados.

---

## 2. HARMÔNICOS E AFUNDAMENTOS DE TENSÃO

Neste capítulo, é apresentada uma visão geral dos harmônicos em conversores eletrônicos, bem como é realizada uma revisão sobre os tipos de afundamentos de tensão existentes.

### 2.1. Análise Harmônica Clássica para Conversores Eletrônicos

A descoberta dos componentes semicondutores possibilitaram o desenvolvimento da eletrônica de potência e da conversão CA-CC de energia para várias aplicações. Estes conversores são conhecidos como retificadores. Além disso, em aplicações onde a potência de entrada é elevada, faz-se necessária a utilização de retificadores trifásicos, de forma a equilibrar a potência drenada de cada fase. No entanto, a utilização generalizada dos retificadores convencionais produz distorção harmônica nas correntes drenadas da rede, causando problemas em outras cargas sensíveis ligadas ao mesmo barramento [8]. Além disso, essas correntes harmônicas causam perdas adicionais no sistema, provocam ressonâncias no mesmo e sobrecarregam o circuito da linha de transmissão [9]. Dessa forma, esses conversores são uma das principais fontes geradoras de harmônicos no SEP, e por isso, requerem atenção especial [10].

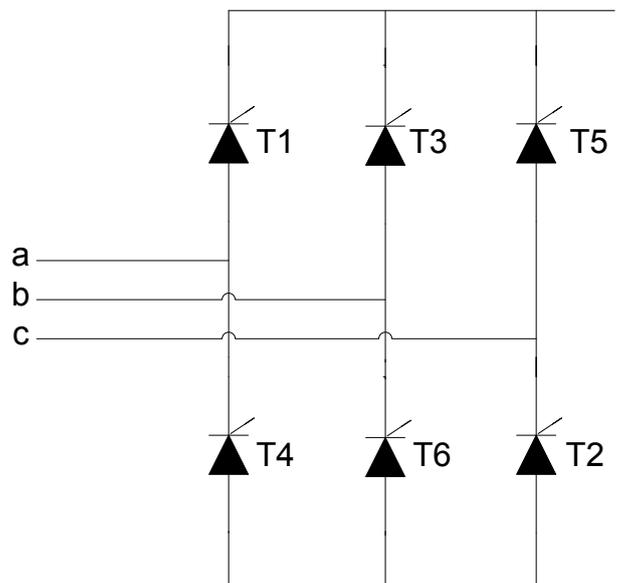
Já a quantidade de topologias de retificadores trifásicos é muito grande, de forma que uma análise exaustiva foge ao escopo deste trabalho. Desta forma, nesta seção foram selecionadas as topologias de conversores trifásicos CA-CC consideradas mais relevantes para análise dos harmônicos característicos presentes, quais sejam: i) conversor de seis pulsos; ii) conversor de doze pulsos.

#### 2.1.1. Conversor de seis pulsos CA / CC

Para aplicações de média e alta potência, como unidades industriais, fundições e transmissão em HVDC, o conversor de seis pulsos em ponte com tiristores, mostrado na Figura 1, constitui a unidade básica dos conversores [10]. Os tiristores T1, T3 e T5 recebem o nome de grupo positivo, uma vez que são disparados durante o semiciclo positivo da tensão de fase às quais estão conectados. Da mesma forma, os tiristores T2,

T4 e T6 são disparados durante os ciclos negativos das tensões de fase formando o grupo negativo. A tensão e a corrente médias CC são controladas pelo ângulo de disparo  $\alpha$  dos tiristores [11].

A Figura 2 mostra um circuito simplificado de um SEP, que contém um conversor CA-CC de seis pulsos conectado entre uma fonte em série com uma impedância equivalente da linha ( $R_s$  e  $L_s$ ) no lado CA, e a carga do lado CC representada por um modelo de um motor de corrente contínua ( $R_d$ ,  $L_d$  e  $V_d$ ).



**Figura 1 – Configuração trifásica em ponte de um retificador controlado de seis pulsos**

Estudos teóricos mostram que, para uma condição ideal, o conteúdo harmônico da corrente na entrada do conversor de seis pulsos, tem as seguintes características [10]:

- Ausência de harmônicos pares;
- Ausência de harmônicos triplos (3, 9, 15, etc.);
- Presença de harmônicos da ordem  $6k \pm 1$ , para valores inteiros de  $k$ ;
- A magnitude do  $k$ -ésimo harmônico é dada por  $I_k = \frac{I_1}{k}$ , onde  $I_1$  é a componente fundamental.

Além disso, em condições ideais, os harmônicos de ordem  $(6k + 1)$  são de sequência positiva e os de ordem  $(6k - 1)$  são de sequência negativa. A coordenada polar ou fasor da corrente do conversor de seis pulsos no estado estacionário é ilustrada na Figura 3. Neste gráfico, a amplitude da componente fundamental é dividida por

quatro, por uma questão de visualização. Observe a alta energia do 5°, 7°, 11° e 13° componentes harmônicos, com destaque para os dois primeiros.

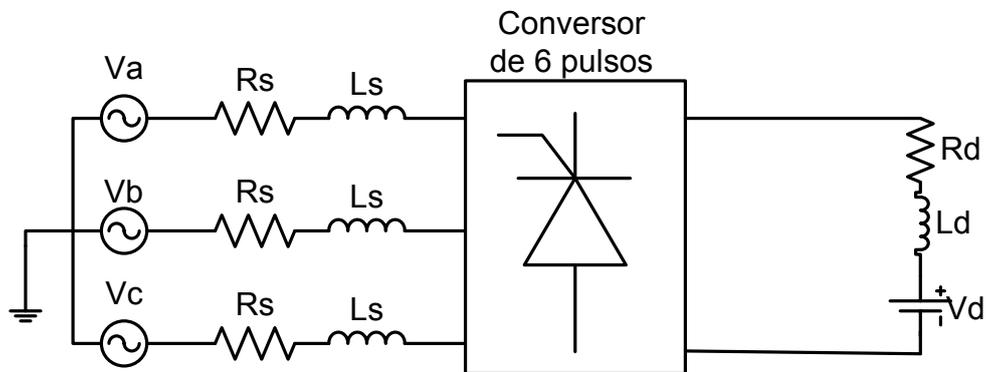


Figura 2 – Circuito equivalente de um SEP contendo um conversor CA / CC de seis pulsos

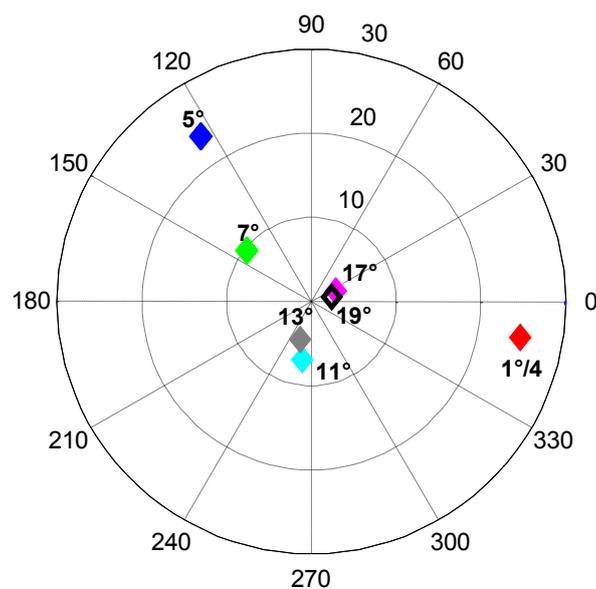


Figura 3 – Coordenada polar harmônica para o conversor de seis pulsos no estado estacionário (normalizada em porcentagem da componente fundamental).

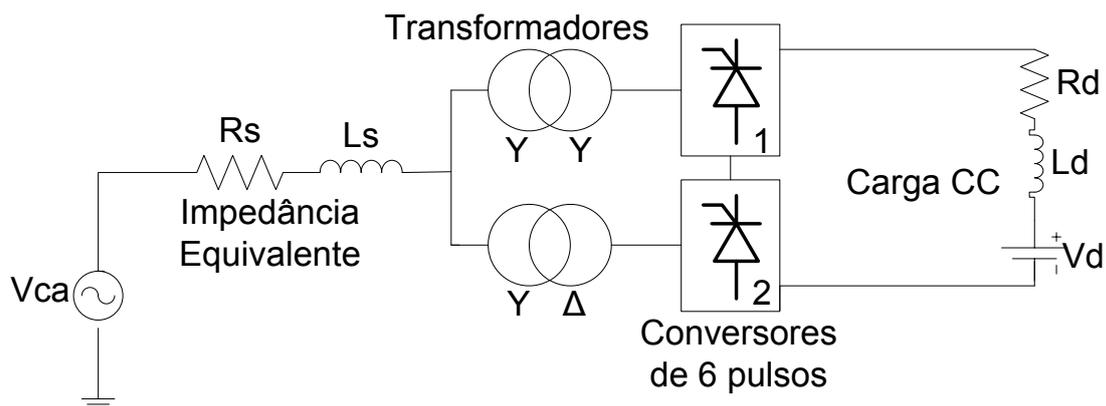
### 2.1.2. Conversor de doze pulsos CA / CC

Já o conversor CA / CC de doze pulsos, consiste em dois conversores de seis pulsos, alimentados por dois transformadores trifásicos em paralelo, com suas magnitudes de tensão CA iguais (componente fundamental), mas com um deslocamento de fase de 30° entre tais tensões, devido à conexão Y-Y em um transformador e Y-Δ no outro, conforme ilustrado na Figura 4. Além disso, para manter o conversor de 12

pulsos em operação, os dois grupos de conversores de seis pulsos devem operar com o mesmo ângulo de disparo e, por conseguinte, as correntes de frequências fundamentais no lado CA dos dois transformadores estarão em fase. As correntes harmônicas de ordens  $(6k \pm 1)$ , com  $k$  ímpar) circulam entre os dois transformadores, mas não penetram na rede de corrente alternada.

Dessa forma, o conteúdo harmônico na entrada do conversor (neste caso, no lado primário do transformador), tem as seguintes características [10]:

- Ausência de harmônicos pares;
- Ausência de harmônicos triplos (3, 9, 15, etc.);
- Presença de harmônicos da ordem  $12k \pm 1$ , para valores inteiros de  $k$ ;
- A magnitude do  $k$ -ésimo harmônico é dada por  $I_k = \frac{I_1}{k}$ , onde  $I_1$  é a componente fundamental.



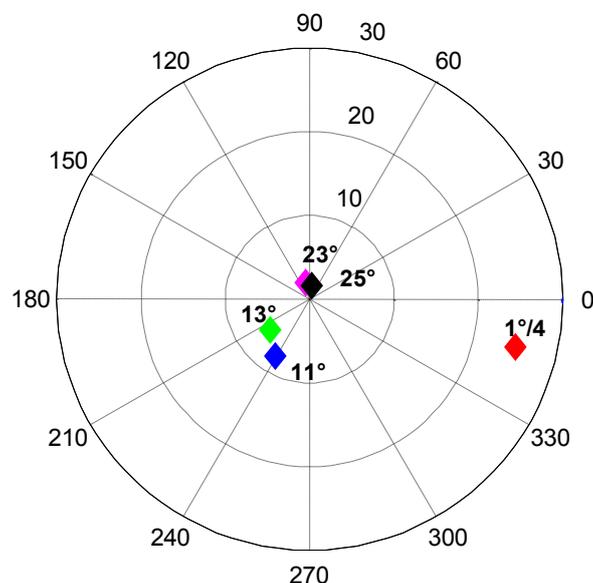
**Figura 4 - Circuito equivalente de um SEP contendo um conversor CA / CC de 12 pulsos**

A coordenada polar da corrente do conversor de doze pulsos também no estado estacionário é ilustrada na Figura 5. Novamente, a amplitude da componente fundamental é dividida por quatro. Neste caso, observa-se uma alta energia do 11º e 13º componentes harmônicos.

## 2.2. Afundamentos de Tensão

Considerada uma das manifestações mais comuns para a perda de qualidade de um sistema elétrico, o afundamento de tensão é tratado nesta subseção. São abordadas

as definições básicas e principais causas deste importante distúrbio, além de apresentar a classificação do mesmo à ocorrência de faltas.



**Figura 5 - Coordenada polar harmônica para o conversor de doze pulsos no estado estacionário (normalizada em porcentagem da componente fundamental).**

### 2.2.1. Definições

Afundamentos de tensão de diversas durações são conhecidos por diferentes nomes. A *International Electrotechnical Commission* (IEC) denomina o afundamento de tensão como *Voltage Dip*, enquanto que o IEEE (do inglês, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) utiliza o termo *Voltage Sag*. Embora não haja diferenças no conceito do que seja um afundamento de tensão, os documentos IEEE Std 1159 [21] e IEC 61000-2-8 [22] diferem em alguns detalhes. No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) através do documento - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) [23] – determinou o padrão brasileiro para caracterização dos fenômenos de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) e adotou o termo Afundamento de Tensão.

Assim, a IEEE Std 1159, de 1995 [21], que trata das recomendações sobre monitoração da qualidade da energia elétrica, define afundamento de tensão como uma redução entre 0,1 e 0,9 pu no valor eficaz da tensão, com duração entre meio ciclo e um minuto, e classifica o fenômeno de acordo com sua duração, em três categorias:

- Afundamentos de tensão instantâneos: entre meio ciclo e 30 ciclos;

- Afundamentos de tensão momentâneos: entre 30 ciclos e 3 segundos;
- Afundamentos de tensão temporários: entre 3 segundos e 1 minuto.

O IEEE recomenda ainda que o afundamento de tensão seja dado pela menor tensão remanescente expressa em percentual, ou seja, um afundamento de 70% significa que a tensão foi reduzida para 70% de seu valor nominal.

Já a IEC considera o afundamento de tensão como uma queda súbita no valor RMS da tensão entre 0,10 e 0,99 p.u., durante um período de tempo compreendido entre meio ciclo a uns poucos segundos.

No Brasil, a questão foi inicialmente definida por um padrão do Operador Nacional do Sistema (ONS), dando origem a uma legislação estabelecida através da resolução nº 505 de 26/11/2001 da ANEEL [24]. Assim, no documento criado pelo ONS [25], o afundamento de tensão é denominado Variação de Tensão de Curta Duração (VTCD) e definido como: “evento aleatório de tensão caracterizado por desvio significativo, por curto intervalo de tempo, do valor eficaz da tensão”. A Tabela 1 mostra a classificação da VTCD referente aos afundamentos de tensão.

**Tabela 1 – Classificação dos afundamentos de tensão segundo ONS [25]**

<b>Denominação</b>	<b>Duração da variação</b>	<b>Tensão em relação à nominal</b>
Afundamento momentâneo de tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a 3 (três) segundos	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 p.u.
Afundamento temporário de tensão	Superior a 3 (três) segundos e inferior ou igual a 1 (um) minuto	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 p.u.

### **2.2.2. Causas e Variáveis que afetam os Afundamentos de Tensão**

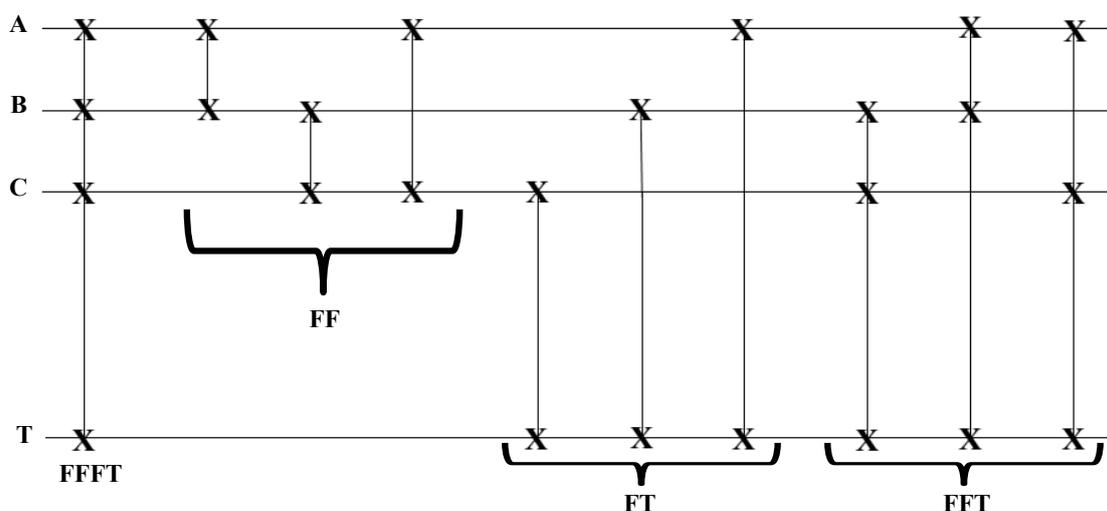
As principais causas dos afundamentos de tensão em um sistema elétrico são: partidas de grandes motores [26][27], energização de transformadores e ocorrência de curtos-circuitos na rede [28][29][30]. Mas dentre estas causas, existe um destaque especial para as faltas, que ocorrem principalmente no sistema da concessionária,

devido à existência de milhares de quilômetros de linhas de transmissão e de distribuição.

Quando da ocorrência do curto-circuito, o afundamento de tensão transcorre durante o tempo de permanência da falta, ou seja, desde o instante inicial do defeito até a atuação do sistema de proteção ou à completa eliminação do defeito.

A intensidade do distúrbio está associada a diversos fatores como o tipo de falta, localização da falta, impedância da falta, conexão dos transformadores entre o ponto de falta e a carga, dentre outros.

As faltas podem ser classificadas em trifásicas (FFF), trifásicas à terra (FFFT), bifásicas (FF), bifásicas à terra (FFT) e fase-terra (FT), conforme ilustrado na Figura 6 [31]. As faltas trifásicas e trifásicas à terra são simétricas e geram, portanto, afundamentos de tensão também simétricos. Elas produzem afundamentos de tensão mais severos, contudo, elas são mais raras. As faltas bifásicas, bifásicas a terra, e, sobretudo, as fase-terra apresentam as maiores taxas de ocorrência, gerando quase sempre afundamentos de tensão menos severos, porém, desequilibrados e assimétricos.



**Figura 6 – Tipos de falta em sistemas de potência**

Essas faltas citadas anteriormente, quando ocorrem, possuem uma impedância associada, que é composta por:

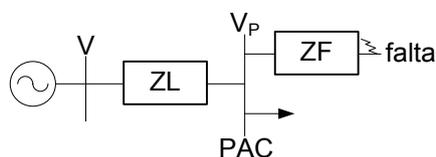
- Resistência do arco elétrico entre o condutor e a terra, para defeitos fase-terra;
- Resistência do arco entre dois ou mais condutores, para defeitos envolvendo fases;
- Resistência de contato devido à oxidação no local da falta;

- Resistência do pé da torre, para defeitos englobando a terra [32].

Desta forma, para simular uma falta fase-terra em um sistema elétrico, é necessário incluir uma impedância de falta  $Z_F$ , conforme ilustra a Figura 7. Considerando que  $V$  é a tensão de suprimento da concessionária e  $Z_L$  a impedância da linha, pode-se criar um afundamento de tensão com a tensão de profundidade  $V_P$ , conforme a equação seguinte [33]:

$$V_P = \frac{Z_F}{Z_L + Z_F} \cdot V \quad (1)$$

Com isso, os valores de  $Z_L$  e  $Z_F$  determinam a profundidade do afundamento de tensão, e a duração do distúrbio coincide com o tempo em que o interruptor fica fechado.



**Figura 7 – Circuito ilustrativo para geração de uma falta fase-terra**

Outra variável que afeta o afundamento de tensão em análise é a conexão do transformador, que irá influenciar as características do afundamento de tensão percebido pela carga. Assim, transformadores do tipo Y- $\Delta$ ,  $\Delta$ -Y,  $Y_{\text{aterrado}}-\Delta$ ,  $\Delta$ - $Y_{\text{aterrado}}$  irão filtrar a componente de sequência zero da tensão fundamental e provocar um defasamento angular entre as tensões primária e secundária. Já os transformadores do tipo Y-Y,  $\Delta$ - $\Delta$ ,  $Y_{\text{aterrado}}-Y$  e  $Y-Y_{\text{aterrado}}$  irão somente filtrar as componentes de sequência zero da tensão fundamental, mas não irão introduzir defasamento angular. Enquanto isso, os transformadores com as conexões  $Y_{\text{aterrado}}-Y_{\text{aterrado}}$  não irão filtrar as componentes de sequência zero da tensão fundamental e nem introduzir defasamento angular entre as tensões primárias e secundárias. Deve-se levar em consideração ainda que quando a carga é conectada entre fases, o efeito da filtragem da componente de sequência zero, introduzida pela conexão do transformador, torna-se irrelevante, uma vez que ao se calcular as tensões fase-fase a componente de sequência zero é eliminada. Conclui-se, portanto, que o afundamento de tensão visto pela carga depende tanto das conexões dos transformadores existentes entre o ponto de falta e a carga, como também do tipo de conexão da própria carga.

### 2.2.3. Classificação dos Afundamentos de Tensão

Os afundamentos de tensão são classificados em sete tipos [33]: A, B, C, D, E, F e G. O tipo do afundamento depende do tipo de falta que o originou em um sistema elétrico, e também de outros fatores como a conexão da carga, entre outros. Assim, uma falta fase-terra (FT) vai provocar afundamentos de tensão diferentes em cargas conectadas em delta e estrela.

A falta trifásica (FFF ou FFFT) provoca um afundamento equilibrado do tipo A e ele não sofrerá alteração independente do tipo de ligação elétrica da carga. Falhas desequilibradas dos tipos fase-fase (FF) e FT podem provocar afundamentos dos tipos B, C e D, e estes, ainda podem ser alterados em função da quantidade e tipo dos transformadores presentes entre a falta e a carga, além do tipo de conexão da carga. Entretanto, as faltas FFT geram afundamentos dos tipos E, F e G que não podem ser convertidos nos tipos A, B, C e D.

Para facilitar o entendimento, a Tabela 2 relaciona o tipo de afundamento que atinge a carga em função do tipo de falta e ligação elétrica da carga, enquanto a Tabela 3 mostra as mudanças sofridas no tipo de afundamento em função da ligação elétrica do transformador existente entre falta e carga. De acordo com a Tabela 3, o transformador com o enrolamento primário e secundário ligados em estrela aterrada, não provoca alteração nas tensões, em p.u.

**Tabela 2 - Influência da conexão da carga no tipo do afundamento de tensão**

<b>Tipo de falta</b>	<b>Carga em estrela (Y)</b>	<b>Carga em delta (<math>\Delta</math>)</b>
FFF ou FFFT	Tipo A	Tipo A
FF	Tipo C	Tipo D
FFT	Tipo E	Tipo F
FT	Tipo B	Tipo C

As mudanças provocadas pelo transformador no tipo do afundamento envolvem módulo e fase, por exemplo, um afundamento tipo G ao passar por um transformador conexão delta-estrela (D-y) terá sua característica alterada para tipo F.

Para exemplificar, considere que ocorreu uma falta fase-terra na fase A em um sistema elétrico equilibrado com sequência ABC. Com isso, a tensão de fase A ( $V_{an}$ ) é

reduzida para um valor  $V+j0$ , enquanto as demais tensões de fase permanecem inalteradas (considere que o módulo da tensão de fase antes do distúrbio era 1,0 pu). Com isso, após a falta, têm-se as seguintes tensões de fase:

$$\begin{aligned} V_{an} &= V \\ V_{bn} &= -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (2)$$

**Tabela 3 - Influência da ligação do transformador no tipo do afundamento de tensão**

Conexão do transformador (*)	Tipo do Afundamento de Tensão						
	A	B	C	D	E	F	G
YN-yn	A	B	C	D	E	F	G
YN-y, Y-yn, Y-y	A	D	C	D	G	F	G
Y-d, D-y	A	C	D	C	F	G	F

(\*) Letras em maiúsculo referem-se ao primário e em minúsculo ao secundário; a sigla Yn-yn representa o enrolamento ligado em estrela aterrada, enquanto que Y-d representa primário em estrela e secundário em delta.

Considerando que a carga está conectada em estrela, estas são as tensões no terminal do equipamento. O diagrama fasorial é mostrado na Figura 8a, onde a linha pontilhada representa a tensão antes do distúrbio e a linha cheia após o distúrbio. Neste caso, teríamos um afundamento de tensão do tipo B, conforme mostra a Tabela 2.

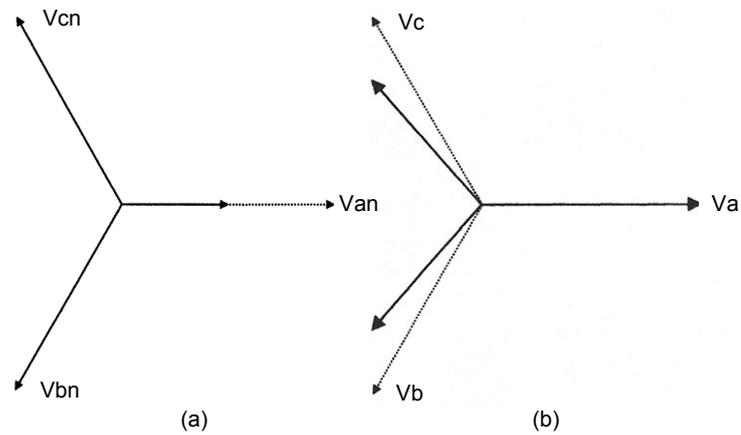
Mas considerando que a carga está conectada em delta (a maioria dos grandes equipamentos alimentados ao nível de média tensão é ligados em delta), tem-se que analisar as tensões de linha. Assim, as tensões de linha, após o distúrbio, serão:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= \left(V + \frac{1}{2}\right) + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ V_{bc} &= 0 - j\sqrt{3} \\ V_{cn} &= \left(-V - \frac{1}{2}\right) + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

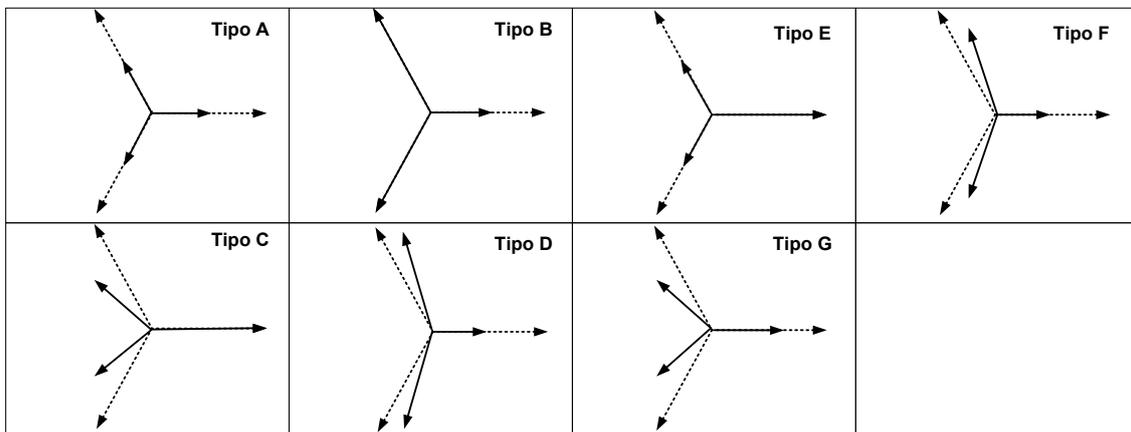
Realizando uma rotação de  $90^\circ$  (ou seja, colocando-se  $V_{bc}$  na referência), e seja  $V_a = V_{bc}$ ;  $V_b = V_{ca}$ ; e  $V_c = V_{ab}$ , obtém-se o diagrama fasorial apresentado na Figura

8b, que se trata de um afundamento de tensão do tipo C para a carga em delta (veja Tabela 2).

O mesmo raciocínio pode ser realizado ao se considerar os outros tipos de faltas. A Figura 9 traz os diagramas fasoriais para as tensões durante afundamentos de tensão para os sete tipos de *voltage sag*.



**Figura 8 – Diagrama fasorial da tensão para uma falta FT para tensões de fase (a) e tensões de linha (b), antes (linha tracejada) e durante (linha sólida) o afundamento de tensão**



**Figura 9 – Diagrama fasorial dos sete tipos de afundamentos de tensão**

---

### 3. LEVANTAMENTO BIBLIOGRÁFICO

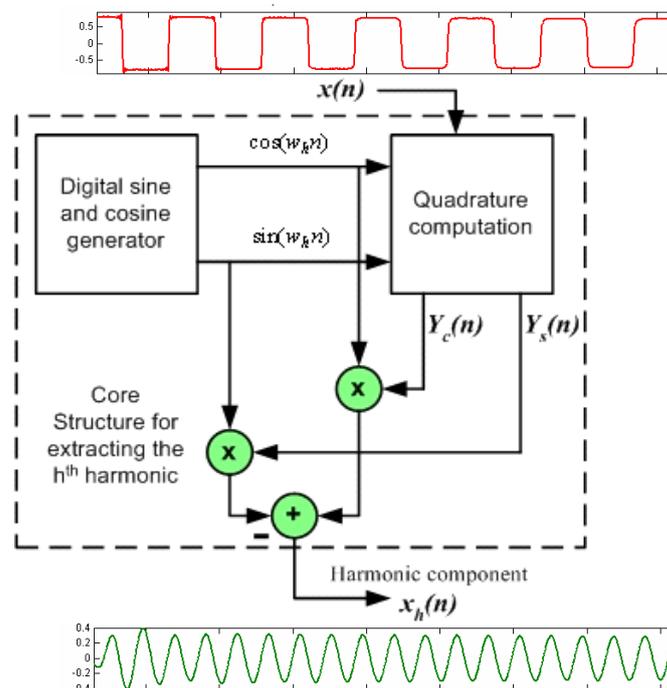
Nas seções a seguir, são apresentados trabalhos que introduziram e utilizaram a ferramenta de decomposição harmônica variante no tempo, que é largamente empregada neste trabalho. São analisadas também técnicas publicadas na literatura especializada, cujo foco é caracterização de conversores eletrônicos, além da análise de diversos dispositivos submetidos a distúrbios de qualidade de energia, bem como trabalhos que fazem referência a identificação e classificação de cargas. Por fim, trabalhos com foco em medição de impedância harmônica são apresentados.

#### 3.1. Utilização da Ferramenta de Decomposição de Harmônicos Variantes no Tempo

A decomposição de harmônicos variantes no tempo (ou em inglês *time-varying harmonic decomposition*) utilizada nesta tese foi abordada por Duque et al [34]. Este documento está relacionado com as técnicas digitais para dividir o sinal de entrada em suas componentes harmônicas variantes no tempo. Dentre as diferentes técnicas para realizar a decomposição, o presente trabalho utiliza a Transformada Discreta de Fourier Recursiva de Janela Deslizante (SWRDFT, do inglês Sliding Window Recursive Discrete Fourier Transform), como a utilizada por Silveira et al. [35], devido as seguintes vantagens: (a) baixo esforço computacional, sendo, portanto adequado para implementação da decomposição em tempo real; (b) não existe atraso de fase; e (c) o transitório é igual ao comprimento da janela deslizante (para janela de um ciclo, a convergência é alcançada após um ciclo). A Figura 10 apresenta o diagrama de blocos da estrutura de decomposição variante no tempo do  $h$ -ésimo harmônico. Nota-se, no diagrama, que existe um gerador digital de seno e cosseno que pode ser utilizado tanto para a decomposição quanto para a reconstrução do sinal.

Ainda tratando do trabalho desenvolvido por Duque et al.[34], os autores apresentaram uma metodologia para separar os componentes harmônicos até a 15ª ordem, usando filtros digitais selecionados e sub-amostragem (*down-sampling*) para obter os filtros passa banda centrados em cada harmônico. Depois de o sinal ser decomposto pelos bancos de filtros de análise, cada harmônico é reconstruído utilizando uma estrutura de banco de filtros de síntese. Esta estrutura de processamento de sinais é

composta de filtros e estágios de *up-sampling* que reconstruem cada harmônico em sua taxa de amostragem original. Filtros *notch* foram utilizados para evitar que a energia de harmônicos adjacentes afetasse os harmônicos analisados. Além disso, para fazer a extração dos harmônicos pares foi necessária a modulação SSB (*Single Side Band*). Os autores testaram a ferramenta projetada em sinais gerados matematicamente e pela simulação da energização de um transformador, o qual gera diversas ordens harmônicas e que são variantes no tempo durante a energização. Os resultados encontrados foram considerados satisfatórios.



**Figura 10 - Estrutura do núcleo para extração do h-ésimo harmônico [35]**

Fabri et al.[36], desenvolveu um protótipo um analisador de harmônicos variantes no tempo. O protótipo consiste num sistema dedicado de *hardware* e *firmware*. Para isso, os autores utilizaram um DSP (do inglês, *Digital Signal Processor*) para condicionamento, aquisição e processamento dos sinais, enquanto que o firmware foi composto por um algoritmo baseado na SWDFT apresentada em [35]. Para validar o protótipo, os autores colheram dados reais em laboratório de um micro-ondas e de um motor de indução acionado por inversor de frequência, obtendo resultados satisfatórios.

Outro trabalho desenvolvido por Duque et al. [37] deu continuidade ao trabalho desenvolvido em [34]. Neste trabalho, os autores desenvolveram uma nova forma de

visualizar os componentes harmônicos. Trata-se da coordenada retangular em três dimensões de cada harmônico (parte real x parte imaginária x tempo). Os autores realizaram também testes com sinal contendo inter-harmônicas (82 Hz neste caso). Foi verificado que estes sinais provocam interferências na decomposição de harmônicos próximos a frequência das inter-harmônicas (1° e 2° harmônicos neste caso). Mas a metodologia ainda não foi capaz de estimar a magnitude e fase de inter-harmônicas separadamente.

Já o trabalho de Fabri et al. [38] apresenta uma modificação na estrutura de bancos de filtros apresentados em [34][37] para decomposição de harmônicos variantes no tempo. O método utiliza apenas modulação SSB e não requer o uso de filtros *notch*. Desta forma, a decomposição harmônica é feita com uma única árvore de filtros, que extrai os componentes harmônicos pares e ímpares do sinal de entrada, reduzindo o esforço computacional.

Já no artigo desenvolvido por Prates et al.[39], os autores realizaram a caracterização de conversores eletrônicos por meio de harmônicos variantes no tempo e forma de onda. Neste trabalho, investigou-se o comportamento das cargas não lineares quando submetidas a afundamentos monofásicos e trifásicos, sendo possível perceber o comportamento transitório da corrente na fase onde ocorre o distúrbio. O artigo conclui com a sugestão de que a SWRDFT pode ser utilizada na identificação de carga.

Nesta tese, a SWRDFT é utilizada tanto no auxílio de identificação de cargas quanto na medição de impedância harmônica. Em ambos os casos, uma perturbação controlada é aplicada.

A SWRDFT utilizada pode ser dividida em dois blocos principais: (a) uma versão modificada da DFT com janela deslizante [35], que garante convergência na implementação de ponto fixo e calcula os componentes de quadratura do harmônico, e (b), o gerador de harmônicas, que reconstrói a forma de onda do harmônico variante no tempo. Para facilitar o entendimento, o diagrama de blocos da SWRDFT é apresentado na Figura 11. O primeiro bloco é o estimador em quadratura responsável por estimar os termos  $Y_{c_h}[n]$  e  $Y_{s_h}[n]$  como funções do tempo. A magnitude e fase são obtidas diretamente das componentes em quadratura, respectivamente, como mostra as equações a seguir.

$$A_h[n] = \sqrt{(Y_{c_h}[n])^2 + (Y_{s_h}[n])^2} \quad (4)$$

$$\theta_h[n] = -\tan^{-1}(Y_{S_h}[n]/Y_{C_h}[n]) \quad (5)$$

A Figura 11-b apresenta a representação simplificada da SWRDFT, e será utilizada desta forma no decorrer deste trabalho, apenas para simplificação. Além disso, no Capítulo 5, referente à medição de impedância, é apresentada uma modificação é realizada na SWRDFT, essencial para alcançar os objetivos do método proposto.

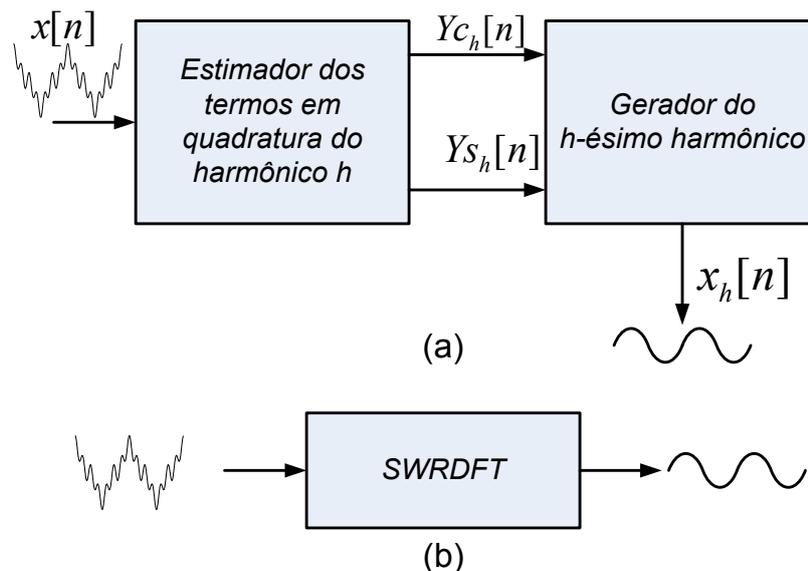


Figura 11 – (a) as duas principais partes do bloco da SWRDFT; (b) e a representação simplificada da SWRDFT.

### 3.2. Técnicas que envolvem a análise de cargas a ocorrência de distúrbios

Problemas de qualidade de energia abrangem uma ampla gama de distúrbios, tais como afundamentos de tensão (*voltage sag*), elevação de tensão (*swell*), *flicker*, distorção harmônica e interrupções. Nesta seção são apresentadas análises presentes na literatura sobre a ocorrência do *voltage sag* em diversos tipos de cargas.

Conforme discutido no capítulo anterior, o afundamento de tensão ou *voltage sag* é uma diminuição momentânea na magnitude da tensão com duração entre meio ciclo e menos de um minuto [40] e é uma das manifestações mais comuns para a perda de qualidade de um suprimento elétrico. Geralmente são causados por curto – circuitos, sobrecargas, conexão de cargas não lineares no sistema e partidas de grandes motores.

O interesse em *voltage sag* é devido aos problemas que eles causam em vários tipos de equipamentos: computadores por sua sensibilidade, equipamentos de controle de processos, e principalmente dispositivos de acionamentos de máquinas elétricas, como inversores de frequência e *soft-starter*, onde se concentram os conversores eletrônicos [41].

No início da década de 1990, já havia uma grande preocupação com afundamentos de tensão, conforme descrito no trabalho de St. John [42]: “Processos inteiros podem ser interrompidos por falhas distantes no sistema de transmissão ou por faltas nos alimentadores do sistema”. Neste trabalho, o autor realizou um levantamento de algumas das informações mais recentes sobre afundamentos de tensão em "todo o mundo" na época, quando surgia a preocupação com a qualidade de energia.

Um dos trabalhos pioneiros sobre a importância da análise de cargas trifásicas submetidas aos diversos tipos de afundamentos de tensão é o desenvolvido por Bollen [43], o qual sugeriu que esses afundamentos de tensão poderiam ser utilizados em testes de dispositivos de velocidade variável (ASD, do inglês *Adjustable Speed Drives*). Após este trabalho, diversos estudos que abordam efeitos dos ASDs sobre sistemas de energia submetidos à afundamentos de tensão foram feitos. Como exemplo, pode-se citar o artigo escrito por Lee, Venkataramanan e Jahns [44], que é dedicado à análise de correntes harmônicas dos ASDs em estado estacionário submetidos a desequilíbrio de tensão e condições de afundamentos, além dos efeitos destes harmônicos no transformador de distribuição. Outro exemplo é o trabalho de Djokic et al. [45], que discute a sensibilidade dos ASDs para afundamentos de tensão e interrupções de curta duração. Nele, o autor realiza testes para *sag* trifásico, bifásico e monofásico. No entanto, em nenhum dos artigos anteriores, foram destacados harmônicos variantes no tempo, mas somente em estado estacionário.

Já o artigo desenvolvido por Leão et al. [46], analisa a interdependência entre a operação dos conversores de frequência tipo VSI (do inglês *Voltage Source Inverters*), com controle PWM senoidal, a ocorrência de afundamentos temporários de tensão (ou *voltage sags*). O autor considerou o teste para o *sag* tipo A e o *sag* tipo C para diversas variações percentuais de magnitudes. Durante a ocorrência do distúrbio, analisou-se as variações das formas de onda da tensão e corrente CA na entrada, no barramento CC e saída do conversor CA, para a condição de 80% de carga no motor CA simulado. No entanto, neste artigo o autor não fez qualquer referência ao conteúdo harmônico da

corrente. Ele apenas realizou testes nos conversores quanto a sua resistência frente ao distúrbio.

Outros artigos analisam os afundamentos de tensão por meio de fasores. Um dos primeiros a realizar tal análise foi o artigo de Kai Yao et al. [47], que investigou o comportamento de um transformador não aterrado em delta submetido ao distúrbio. Com isto, ele revelou que existe um impacto significativo na magnitude e fase da tensão secundária dos transformadores com e sem ligação ao terra. O autor sugeriu ainda a necessidade de validar os métodos para outros tipos de carga.

A análise de afundamentos de tensão por meio de fasores também foi abordada por Leborgne et al. [48]. No artigo, os autores se preocuparam com a magnitude, salto do ângulo da fase da tensão e a duração do evento. Um algoritmo de processamento de sinais baseado em DFT (Transformada Discreta de Fourier, do inglês *Discrete Fourier Transform*) foi utilizado para estimar o valor em RMS (do inglês *Root Mean Square*) da tensão durante o sag de um conjunto de medições reais obtidos a partir de um monitor de qualidade de energia, e também do ângulo de fase.

Rewatkar et al. [49] propõem um estudo de caso para mitigação de problemas de qualidade de energia, tais como interrupção, *voltage sag e swell*, em um sistema de transmissão FACTS, que utiliza um conversor estático SVC (do inglês *Static Var compensator*). Estes conversores são utilizados no SEP para aumentar a capacidade de transferência de potência do sistema e níveis de tensão adequados por meio da injeção ou absorção de potência reativa. São compostos por capacitores, indutores e transistores, e a fim de reduzir as correntes harmônicas injetadas no sistema de alimentação, normalmente são utilizados conversores de doze pulsos. Os autores realizaram estudos de diversas magnitudes dos distúrbios analisados e verificaram a importância dos conversores no sistema para a minimização dos problemas de qualidade de energia.

Dang e Petzoldt [51] desenvolveram um novo tipo de controle para o conversor CA / CC PWM, submetido a desequilíbrios de tensão e que, conseqüentemente levam ao aparecimento da componente de 3ª harmônica da corrente no lado CA e a componente de 2ª harmônica no lado CC. Esse novo controle desenvolvido é capaz de manter o nível de tensão CC, mesmo com o surgimento das correntes harmônicas.

Já Oliveira e Guimarães [52] examina os principais fatores que afetam as amplitudes das componentes harmônicas de corrente geradas pelos conversores de 12 pulsos presentes no sistema HVDC e que operam sob tensão de alimentação desequilibrada. Neste artigo, atenção especial é dada aos harmônicos triplos gerados

pelo desequilíbrio. A partir dos resultados, os autores sugeriram que é possível desenvolver índices de sensibilidade das variações das amplitudes dos harmônicos característicos e sobre as amplitudes dos harmônicos triplos, e que esta prática pode ser bastante útil para a concepção de filtros passivos e ativos, para uma necessidade em resolver os problemas de distorção harmônica. No entanto, o autor faz análises apenas de harmônicos estáticos e o próprio autor sugere a inclusão de efeitos dinâmicos devido às oscilações de torque presentes nos motores que levam a transitórios.

Todos os artigos citados anteriormente nesta seção lidam com afundamentos de tensão, e a maioria deles examina este distúrbio aplicado em dispositivos que possuem eletrônica de potência em seu funcionamento. Já parte do trabalho desenvolvido nesta tese, lida com afundamentos de tensão do tipo C, que é o mais recorrente, aplicado aos conversores eletrônicos presentes em praticamente todos os sistemas industriais. O diferencial deste trabalho em relação aos presentes na literatura é o fato da análise dos harmônicos variantes no tempo das correntes ser aplicada ao invés de somente análise estacionária.

### **3.3. Análise de Medição de Impedância Harmônica**

Impedância harmônica é caracterizada pela resposta em frequência da tensão e corrente em um sistema elétrico. Normalmente, ela é calculada utilizando os parâmetros do sistema, que raramente são conhecidos com precisão, o que pode ocasionar um grande erro na determinação de tal parâmetro [56]. Além disso, o conhecimento da impedância harmônica é de grande importância em diversas aplicações como projetos de filtros harmônicos, previsão de problemas de ressonância, determinação de responsabilidade de emissão de harmônicos entre consumidores e concessionárias, dentre outras aplicações.

Sabe-se que a qualidade da energia elétrica entregue aos usuários domésticos e industriais sofreu deterioração nos últimos anos por causa do aumento do uso de cargas não lineares em geral. Para compensar a distorção harmônica gerada por estas cargas, técnicas de filtragem passiva e ativa podem ser usadas para diminuir as correntes harmônicas locais e impedi-las de penetrar no sistema de alimentação principal. Mas, a concepção correta de um filtro passivo exige um bom conhecimento da impedância do sistema e suas variações ao longo do dia para evitar a criação de uma condição de ressonância, o que poderia desestabilizar um sistema de energia. Já os filtros ativos

necessitam de um bom conhecimento da impedância do sistema para assegurar um funcionamento estável do seu controlador e também para ser usado na geração das correntes de referência do filtro. De forma alternativa, o conhecimento da estrutura da impedância de uma instalação em particular pode ser utilizado simplesmente para redistribuir as cargas não lineares dentro da instalação e reduzir a degradação da qualidade da energia em certos pontos sensíveis no interior da rede. Assim, técnicas que realizam a medição da impedância harmônica, podem ser extremamente úteis em muitos aspectos de controle de qualidade de energia [57].

Dessa forma, esta seção traz as análises das principais técnicas utilizadas na literatura sobre a medição deste importante parâmetro em um sistema de potência, que é a impedância harmônica. Os algoritmos utilizados para medir a impedância harmônica de redes elétricas podem ser divididos em métodos invasivos e não invasivos [53].

Os métodos não invasivos não injetam nenhum sinal na rede em teste. Eles medem a tensão e a corrente do barramento da rede elétrica para estimar a impedância do sistema [54]. Os métodos não invasivos utilizam as fontes de harmônicas já existentes e os parâmetros mensuráveis, para o cálculo de impedância. A vantagem deste tipo de método é que ele utiliza as variações harmônicas naturais do circuito, e a desvantagem é que uma boa precisão é difícil de conseguir na ausência de algumas cargas perturbadoras, principalmente em frequências mais altas. Os métodos não invasivos existentes podem ser classificados em “método da flutuação” e “método da regressão linear”. O primeiro método faz uso das flutuações naturais de tensão e corrente de uma carga perturbadora para calcular a impedância, enquanto o segundo obtém a impedância resolvendo os coeficientes de regressão de acordo com as equações de parâmetros mensuráveis no PAC [55].

O trabalho desenvolvido por Yonghai Xu et al. [54] propõe um método não invasivo, utilizado para medição de impedância harmônica e nível de emissão harmônica no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). É realizada a medição da tensão e corrente no PAC, e coeficientes de regressão (partes real e imaginária da tensão e impedância da fonte) são encontrados por meio de um algoritmo baseado em mínimos quadrados, análise de componentes principais e análise de correlação canônica. Após isso, por meio de análise de equações de circuitos elétricos, a impedância e a tensão harmônica da fonte e carga são encontradas. O método se mostrou eficiente para as simulações realizadas. No entanto, são realizadas simulações em circuitos simples, com

os harmônicos na carga representados por fontes de corrente e analisados somente no 5°, 7°, 11°, 13°, 17° e 19°.

O trabalho desenvolvido por Jin Hui et al. [55] também traz um método de medição não invasivo para medição de impedância harmônica. Uma vez que a impedância harmônica é calculada, os autores conseguem separar o nível de emissão de tensão harmônica do consumidor e da concessionária, por meio de equações do circuito equivalente de Norton do sistema. O método proposto necessita de flutuação da harmônica no PAC. Além disso, foram realizados testes de simulação e de campo para verificar a eficácia do método proposto. A medição de campo foi realizada num sistema industrial onde o barramento é de 150 kV e alimenta um forno a arco CC de 100MVA. A Transformada Rápida de Fourier (FFT do inglês, *Fast Fourier Transform*) é a ferramenta utilizada para obter a tensão e corrente harmônica no PAC. O intervalo de amostragem é de um minuto. A duração do cálculo da impedância, e consequente nível de emissão harmônica de tensão, é de 10 horas (o que corresponde a 600 pontos). Pode-se concluir que o método desenvolvido pelos autores possui alguns problemas. O primeiro deles é que a medição da impedância harmônica é realizada apenas no 3°, 11° e 13° harmônicos. Os autores destacaram a dificuldade em encontrar a impedância harmônica no 5° e 7° harmônicos, devido a um filtro passivo sintonizado nestes harmônicos na carga, que provocou um baixo nível de corrente harmônica no PAC. Outro problema, segundo os autores, é que se existir condições de ressonância, o método não calcula a impedância. Isso porque, os autores consideram que a impedância da carga é muito maior que a da fonte, e durante seus cálculos para encontrar o nível de tensão harmônica, a impedância da concessionária é desconsiderada. Mas em condições de ressonância, essa afirmação pode ser falsa. Além disso, o método proposto, por ser não invasivo, depende de flutuações nos harmônicos durante as medições para obtenção de bons resultados.

Por outro lado, os métodos invasivos de medição de impedância injetam correntes harmônicas na rede em teste e medem a tensão resultante [56]-[60]. Esses métodos têm a vantagem de encontrar resultados de impedância mais precisos que os não invasivos. No entanto, eles perturbam a rede elétrica e o equipamento utilizado para injetar o sinal harmônico na rede tem custos elevados.

Os métodos invasivos podem ser divididos em métodos de medição baseados no estado estacionário e no estado transiente do sistema. Métodos que utilizam o estado transiente utilizam capacitores ou transformadores para provocar distúrbios transitórios

na rede e então avaliar a impedância em função da frequência, pela relação entre a tensão e a corrente medida. Enquanto isso, os métodos baseados em estado estacionário usam a tensão e a corrente em dois instantes: pré e pós-perturbação, e assim consegue determinar impedâncias de rede para cada frequência harmônica desejada [61].

A vantagem da utilização da comutação de capacitores para a medição de impedância, é que geralmente não é necessário inserir um novo equipamento no sistema, pelo fato dos bancos de capacitores já estarem presentes. A desvantagem é que a corrente harmônica provocada pela comutação não pode ser controlada, além de ser de curta duração. A utilização dos transformadores produz um espectro de frequência maior no sinal injetado que os fornecidos pela comutação do capacitor, mas também não pode ser controlado. Existem também os métodos que fazem a injeção direta de correntes harmônicas por meio de tiristores controlados, que injetam pequenos pulsos no circuito. No entanto, não é possível controlar com precisão a frequência desses sinais injetados, o que reduz a precisão da medição, ou seja, em algum intervalo onde o conteúdo harmônico injetado é pequeno, poderão existir erros significativos [62].

Em [60], Lixiang Hou et al. propõe um método de estado estacionário que injeta uma corrente como uma onda quadrada, com frequência de 50 Hz e magnitude constante para medir a impedância harmônica de uma micro-rede desenvolvida no ambiente computacional PSCAD. Mas os resultados apresentados em [60] têm grandes erros (os valores não são informados pelos autores, mas pelos resultados gráficos é possível notar que os erros foram elevados), principalmente nas fases das impedâncias, em baixas frequências. Além disso, a corrente injetada possui de 5% a 15% do valor da corrente nominal do circuito, o que pode afetar a rede, sendo que os resultados com injeção da maior percentagem foram melhores.

O método apresentado em [59] por W. Wang et al. utiliza um tiristor para criar um curto-circuito no ponto de medição. O curto-circuito produz um pulso de corrente e uma distorção na tensão, que são então utilizados para estimar a impedância do sistema utilizando Transformada Discreta de Fourier (DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*). A extração dos sinais transitórios da tensão e corrente registradas é realizada subtraindo dois ciclos consecutivos de uma forma de onda. De acordo com resultados encontrados, o sinal transiente gerado normalmente desaparece dentro de um ciclo. Os sinais transitórios foram criados usando vários ângulos de disparo no tiristor, para melhorar a precisão nas frequências cujas correntes injetadas são de baixa energia. Bons resultados são obtidos, no entanto, as simulações de sistemas trifásicos

apresentados no artigo possuem somente cargas lineares simples. Nenhum teste foi realizado com cargas não lineares e por isso, não se sabe como o método reagiria com harmônicos de fundo.

Em [57], desenvolvido por Mark Sumner et al., a impedância é medida usando a Transformada de Fourier do transitório da corrente e tensão. Esse método invasivo utiliza conversores de potência para injeção de um curto sinal de corrente no sistema elétrico de cerca de 80 ms de duração, testado em laboratório. Essa injeção de corrente causa um pequeno sinal transiente de tensão. O principal problema relacionado com este método é o efeito dos harmônicos de fundo de tensão já existentes no sistema. Mas o método apresentado em [57] lida com este problema, subtraindo a tensão no estado estacionário existente da tensão medida. Para isso, os autores necessitam de 16 ciclos do sinal, sendo oito antes da entrada do sinal e oito após. No entanto, a carga não linear tem um efeito desestabilizante sobre a técnica de medição em alguns casos, o que é parcialmente resolvido através da utilização de métodos de extrapolação. Os autores não revelaram valores de erros globais encontrados, mas visualmente os resultados foram bons, exceto por algumas descontinuidades presentes em algumas frequências harmônicas, que segundo os autores são devido a variações das cargas não lineares durante a medição e a variação da própria frequência fundamental. O único erro descrito foi na frequência de 1 kHz, que foi de 2% para o módulo (erro relativo) e 4,5° para a fase (erro absoluto).

Finalmente, C. Xie et al. [58], desenvolveu um método invasivo baseado na ligação de um transformador de potência. Com isso, tensão e corrente transientes são gerados e a Transformada de Fourier Discreta (DFT) é aplicada para determinar os componentes harmônicos da tensão e da corrente obtidas por simulação no ambiente Simulink/Matlab. Em seguida, a impedância harmônica foi calculada, pela divisão do fasor da tensão pelo fasor da corrente harmônica. Um circuito extremamente simples foi simulado, sem cargas não lineares acopladas. Mas testes experimentais também foram realizados, em um sistema de 25 kV com capacitores variáveis acoplados, em laboratório. Assim, os valores dos capacitores foram alterados para que se fossem criadas ressonâncias em pontos diferentes. Cerca de 30 testes foram realizados no mesmo sistema, e as componentes de tensão e corrente foram determinadas através da DFT com janela de Hanning, com comprimento retangular de 10 ciclos. Segundo os autores, os resultados da medição dos harmônicos 5° e 7° não são confiáveis, devido ao elevado harmônico de fundo já existente nessas frequências. Assim, os autores

encontram os valores de tais impedâncias por interpolação, utilizando os harmônicos pares adjacentes. Para o caso em que não havia ressonância, o erro máximo encontrado foi de 15%, com medições até o 10º harmônico. Segundo os autores, os erros eram maiores ainda na medida em que aumentava a frequência, devido à baixa relação sinal ruído. Já os casos em que o sistema era composto por ressonâncias, o erro foi muito elevado (valor não informado), principalmente em torno das frequências de ressonância. Desta forma, pode-se concluir que este método só é eficaz nas medições de impedâncias harmônicas de baixa ordem, que não possuem condições de ressonâncias e harmônicos de fundo elevados, além de não medir em frequências inter-harmônicas.

Com estes artigos apresentados sobre medição de impedância harmônica, pode-se concluir primeiramente que os métodos invasivos apresentam melhor resultados que os métodos não invasivos. Mas para isso, o ideal é que um sinal invasivo tenha uma baixa energia, perturbando o mínimo possível o sistema.

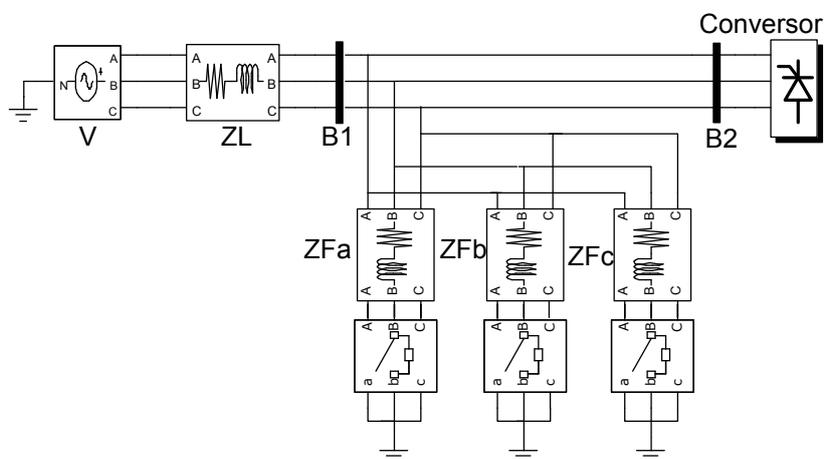
Além disso, a comutação dos métodos invasivos, seja por capacitor ou transformador, tem a mesma desvantagem, ou seja, a corrente gerada e injetada no sistema é incontrolável. Outro problema é que métodos que utilizam capacitor, transformador ou mesmo tiristor não contém uma faixa extensa de frequência com energia suficiente. Assim, em algum intervalo em que o conteúdo harmônico do sinal injetado é baixo, a precisão da medição também será, o que certamente irá provocar resultados ruins.

O trabalho desenvolvido nesta tese apresenta um novo método de medição da impedância em SEP baseado na injeção controlada de sinais wavelets, que supera alguns dos problemas mencionados anteriormente. Esse método será detalhado no Capítulo 5.

## 4. ESTUDO DO COMPORTAMENTO DOS CONVERSORES DURANTE A OCORRÊNCIA DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO

Este capítulo apresenta a metodologia proposta para o estudo do comportamento individual dos conversores CA / CC de seis e doze pulsos, durante a ocorrência de afundamentos de tensão (ou em inglês, *voltage sag* [21]) em circuitos trifásicos. Primeiramente são analisadas as formas de onda dos principais harmônicos durante a ocorrência do distúrbio para cargas do tipo impedância constante, corrente constante e potência constante. Além disso, são utilizadas técnicas de identificação destas cargas baseadas na aplicação SWRDFT, durante os distúrbios.

A Figura 12 ilustra o circuito utilizado para a produção e análise do distúrbio em todos os casos. A modificação é realizada somente no tipo de conversor. As impedâncias  $Z_{Fa}$ ,  $Z_{Fb}$  e  $Z_{Fc}$  são utilizadas para produzir as faltas nas fases A, B e C, respectivamente, de acordo com o fechamento programado das chaves.

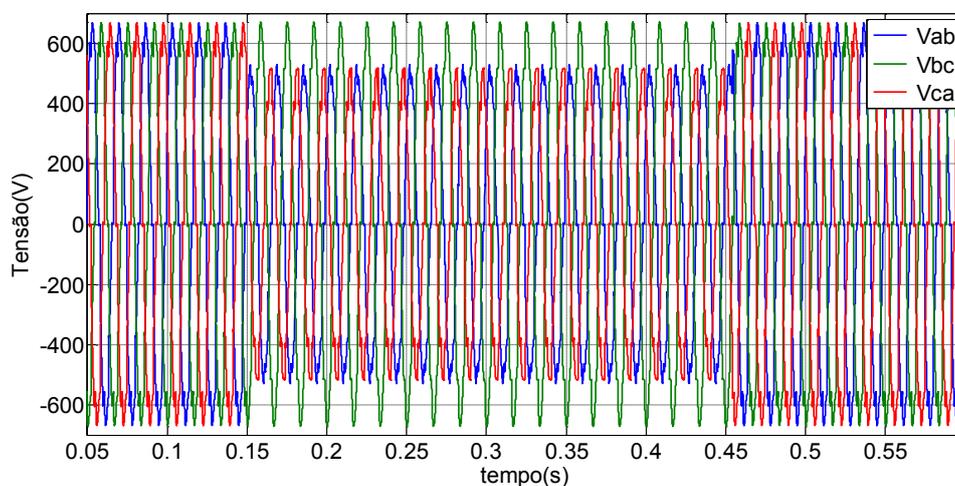


**Figura 12 – Sistema elétrico para análise de afundamentos de tensão em conversores CA/CC**

Devido à maior ocorrência de falta fase-terra (FT) e da conexão de cargas em delta em sistemas de potência [1], neste trabalho é realizada uma análise de falta FT na fase A, com afundamento de 50%, gerando assim o *voltage sag* do tipo C.

## 4.1. Conversor de seis pulsos

A fim de compreender o que acontece com o conversor em diversas configurações, é realizada a análise para as cargas do tipo impedância constante, corrente constante e potência constante. Foi criada uma falta monofásica na Fase A do circuito, e como o conversor está conectado em delta, ocorre um afundamento de tensão do tipo C. A Figura 13 ilustra as tensões de linha provocadas por um afundamento de tensão de 50%, devido à falta fase-terra (FT) na fase A, gerado pelo chaveamento da impedância ZFa entre os instantes 0,15 s e 0,45 s. A tensão de linha eficaz para os casos simulados é de 480 V.

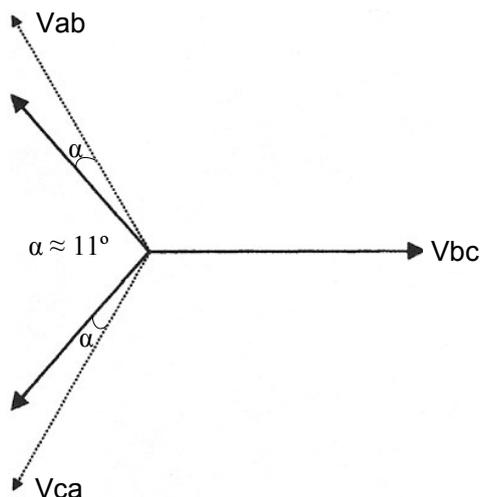


**Figura 13 – Tensões de Linha no barramento B2**

A Figura 14 ilustra o diagrama fasorial das tensões de linha da Figura 13, antes e durante a ocorrência da falta. Nota-se que a tensão de linha  $V_{bc}$  foi colocada na referência e não sofreu variação durante o distúrbio. Já as tensões  $V_{ca}$  e  $V_{ab}$  tiveram sua magnitude reduzida para aproximadamente 76% e sofreram uma defasagem de aproximadamente  $11^\circ$ .

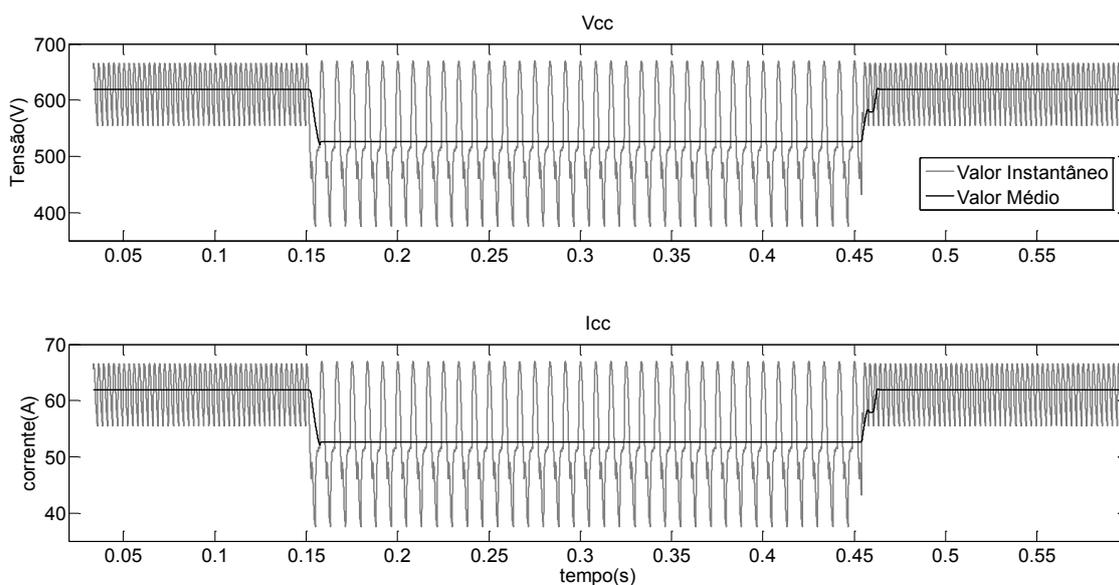
### 4.1.1. Impedância Constante

Para simular a impedância constante no lado CC do conversor, utilizou-se um resistor de valor fixo. A Figura 15 mostra a tensão e corrente no lado CC. O valor médio da tensão CC é reduzido devido ao distúrbio, e como a carga é de impedância constante, a corrente CC média também é reduzida.

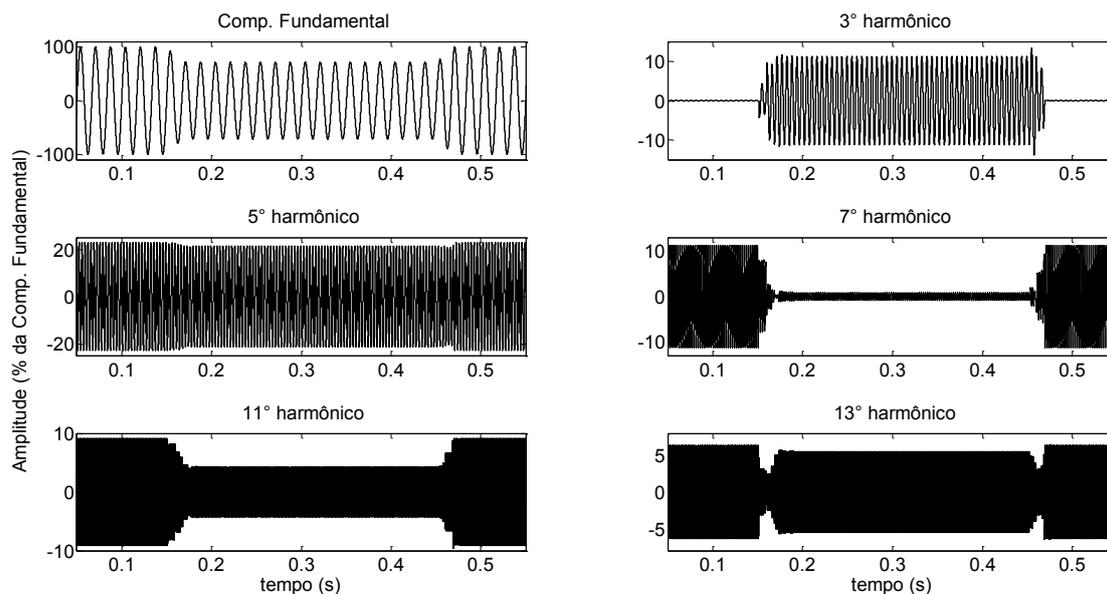


**Figura 14 – Diagrama fasorial para o afundamento de tensão criado antes (linha tracejada) e durante (linha sólida) o distúrbio**

A Figura 16 mostra a decomposição harmônica da corrente da fase A, no barramento B2, durante o distúrbio em estudo. Observa-se que devido ao desbalanceamento causado pela falta assimétrica, os harmônicos triplos aparecem, como pode ser notado pelo aumento significativo do 3º harmônico. Além disso, percebe-se que a magnitude dos demais harmônicos característicos diminui. A componente fundamental é reduzida em aproximadamente 30%. Os resultados apresentados neste capítulo são restringidos somente à fase em que ocorre o distúrbio, que é a fase A.



**Figura 15 – Tensão e Corrente Contínua no conversor de seis pulsos com impedância constante**



**Figura 16 - Decomposição harmônica da fase A para o conversor de 6 pulsos de Impedância Constante submetido ao sag tipo C**

#### 4.1.2. Corrente Constante

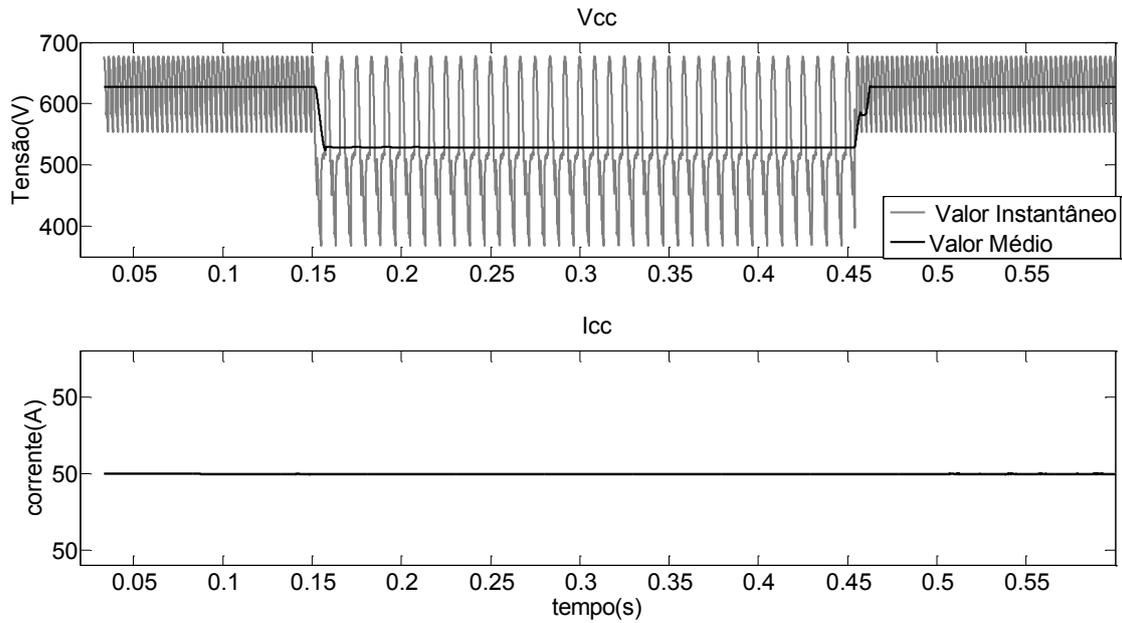
Os mesmos testes foram realizados para uma carga CC de corrente constante, representada por uma fonte de corrente de 50 A. A Figura 17 mostra a tensão e corrente CC medidas. Neste caso somente a tensão CC diminui devido ao afundamento de tensão.

A Figura 18 mostra a decomposição harmônica da corrente na fase A. Nota-se novamente o aparecimento do 3° harmônico. A corrente da componente fundamental cai para cerca de 90% na fase A (onde ocorreu o distúrbio). A maioria dos harmônicos característicos também tem sua amplitude reduzida durante o distúrbio.

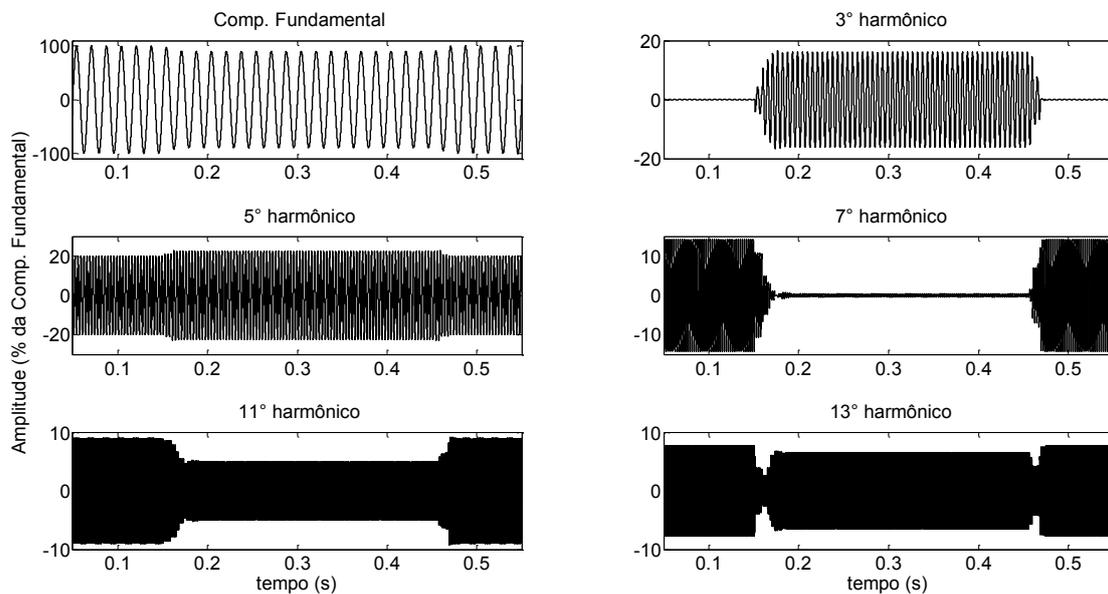
#### 4.1.3. Potência Constante

Para finalizar a análise do conversor de seis pulsos, foram realizados testes no mesmo sistema fornecendo uma potência constante de 30 kva. Para isso, uma fonte de corrente controlada dependente da tensão CC foi utilizada. A Figura 19 mostra a tensão e corrente CC medidas. Nota-se que com o afundamento de tensão, a tensão CC diminui, mas provoca o aumento da corrente, que mantém a potência constante.

A Figura 20 mostra a decomposição harmônica da corrente medida no barramento



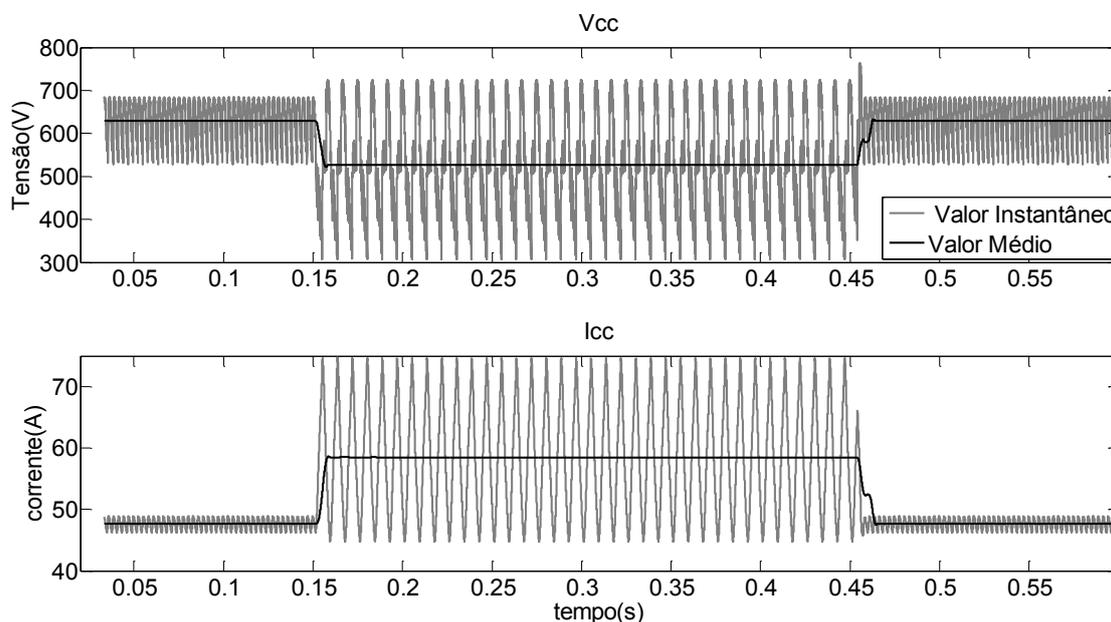
**Figura 17 - Tensão e Corrente Contínua no conversor de seis pulsos com corrente constante**



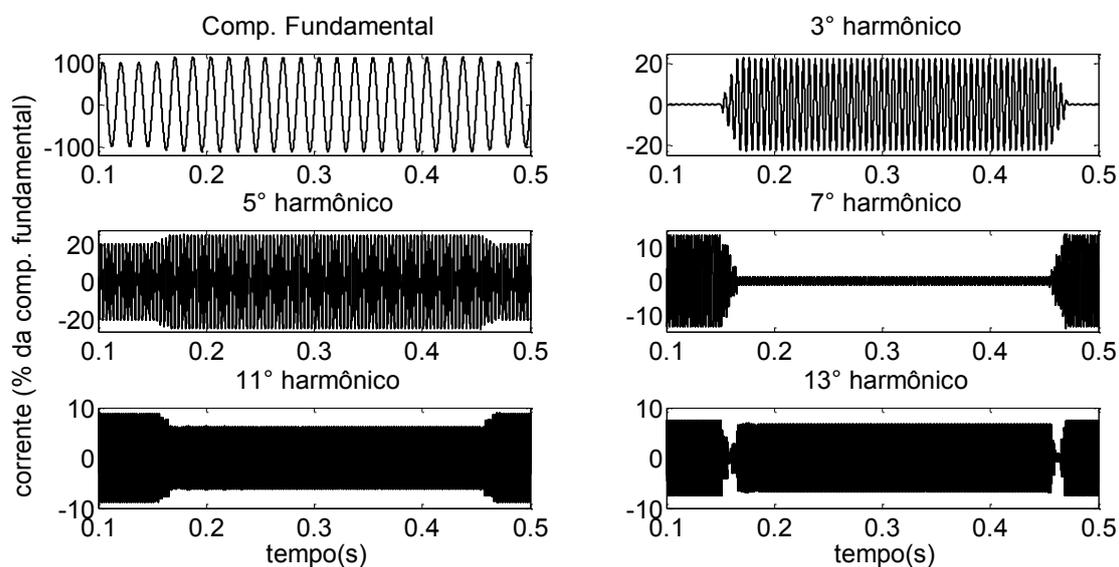
**Figura 18 - Decomposição harmônica da fase A para o conversor de 6 pulsos de Corrente Constante submetido ao sag tipo C**

B2 para a fase A. Devido ao aumento da corrente CC, a componente fundamental aumenta cerca de 20%. Além do aumento do 3° harmônico, como esperado, ocorre

também uma leve elevação do 5° harmônico da fase A em 5%. Os demais harmônicos têm a sua amplitude reduzida.



**Figura 19 - Tensão e Corrente Contínua no conversor de seis pulsos com potência constante**



**Figura 20 - Decomposição harmônica da fase A para o conversor de 6 pulsos de Potência Constante submetido ao sag tipo C**

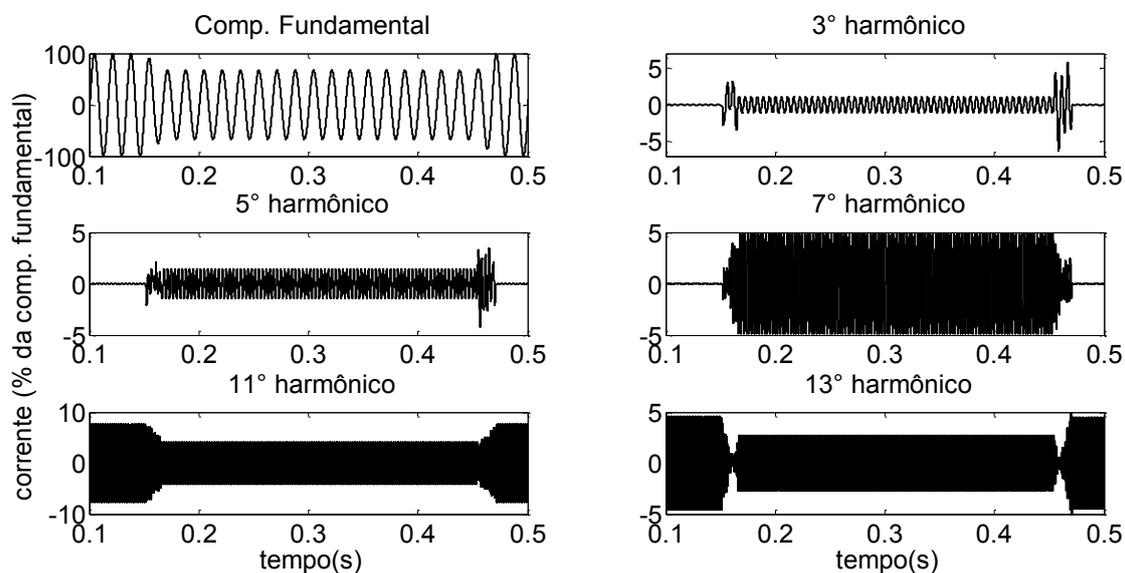
## 4.2. Conversor de doze pulsos

A fim de compreender o que acontece com o conversor de doze pulsos nas mesmas condições criadas para o conversor de seis pulsos, o mesmo afundamento de tensão é imposto no sistema elétrico. A seguir, as análises para cargas dos tipos: impedância constante, corrente constante e potência constante.

### 4.2.1. Impedância Constante

Para simular a impedância constante no lado CC do conversor, novamente utilizou-se um resistor de valor fixo. A tensão e a corrente CC tiveram o mesmo comportamento que no conversor de seis pulsos, ou seja, a tensão e a corrente CC são reduzidas durante o distúrbio.

Assim como no conversor de seis pulsos, serão analisados os principais harmônicos durante a ocorrência do distúrbio. A Figura 21 mostra a decomposição da corrente na fase A.



**Figura 21 - Decomposição harmônica da fase A para o conversor de 12 pulsos de Impedância Constante submetido ao sag tipo C**

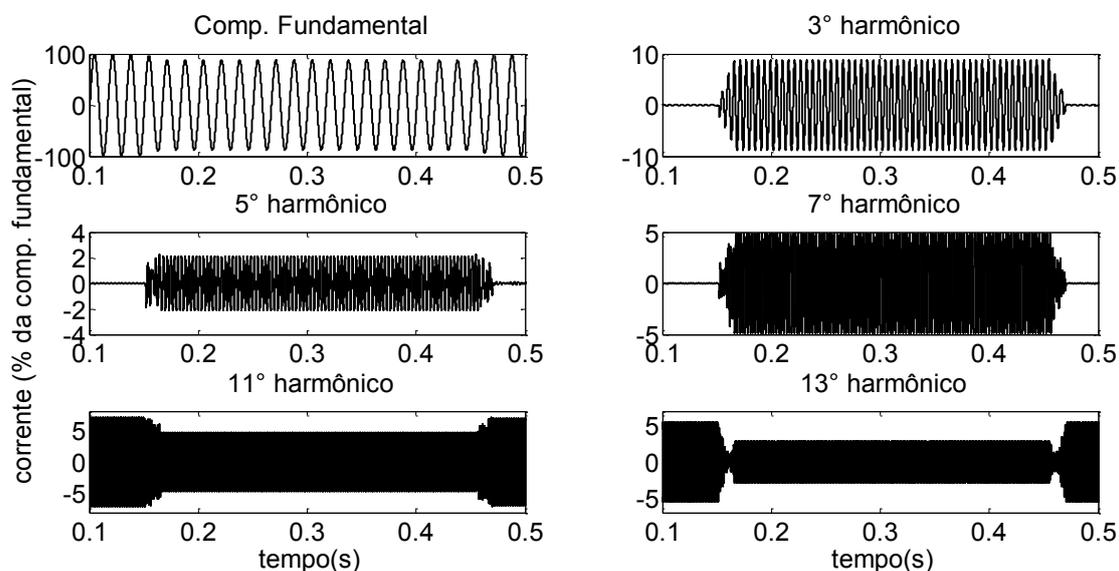
Nota-se, pela Figura 21 que novamente aparece o 3º harmônico devido ao desbalanceamento, que também faz surgir o 5º e 7º harmônico neste caso. Já o 11º e 13º harmônicos são reduzidos. Em relação à componente fundamental, ocorre o mesmo

comportamento observado no conversor de seis pulsos, ou seja, ocorre uma redução de cerca de 30% na fase A onde foi aplicada a falta.

#### 4.2.2. Corrente Constante

Para testar a carga com corrente constante, novamente foi utilizada uma fonte de corrente CC de 50 A. A tensão e a corrente CC medidas tiveram comportamento semelhante ao conversor de seis pulsos, com a tensão CC diminuindo e a corrente mantendo-se constante durante o distúrbio.

A Figura 22 mostra a decomposição harmônica da corrente na fase A. Nota-se que neste caso o comportamento é semelhante à carga de impedância constante, pois ocorre o surgimento do 3°, 5° e 7° harmônicos, enquanto que o 11° e 13° diminuem durante o distúrbio. Em relação à componente fundamental, o comportamento foi semelhante ao conversor de seis pulsos de corrente constante, com redução da amplitude para cerca de 90% na fase A.



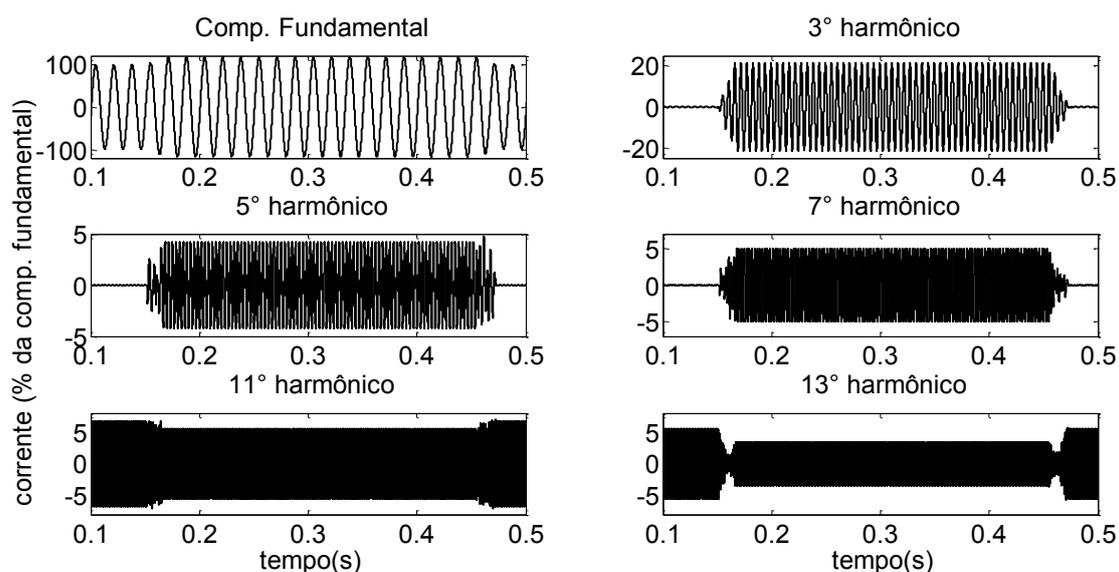
**Figura 22 - Decomposição harmônica da fase A para o conversor de 12 pulsos de corrente constante submetido ao sag tipo C**

#### 4.2.3. Potência Constante

Da mesma forma que no conversor de seis pulsos, foram realizados testes no conversor de doze pulsos, fornecendo uma potência constante de 30 kva. E, como

esperado, o comportamento da tensão e corrente CC foram os mesmos que o do conversor de seis pulsos.

A Figura 23 mostra a decomposição harmônica da corrente para a fase A. Assim como no conversor de seis pulsos de potência constante, neste caso a componente fundamental também aumenta cerca de 20%. Novamente tem-se a elevação do 3°, 5° e 7° harmônicos. Enquanto isso, o 11° e 13° harmônicos sofrem uma leve redução durante o distúrbio.



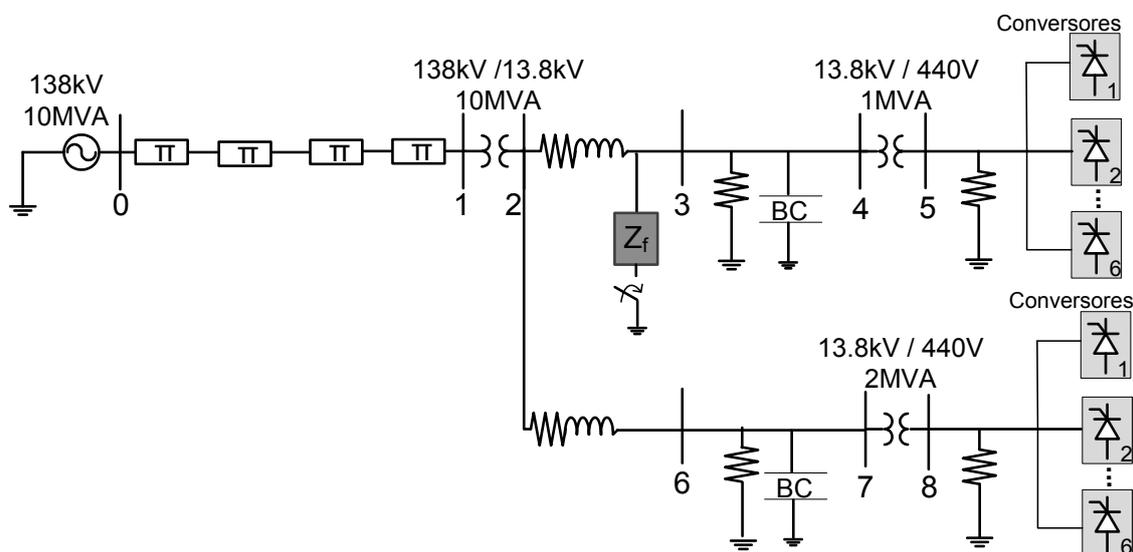
**Figura 23 - Decomposição harmônica da fase A para o conversor de 12 pulsos de potência constante submetido ao sag tipo C**

### 4.3. Análise em um Sistema de Potência

Nesta seção, é realizada análise de afundamentos de tensão do tipo C em um barramento do Sistema Elétrico de Potência (SEP) da Figura 24. Este SEP é composto por uma geração em 138 kV, linha de transmissão de 100 km representada por quatro modelos  $\pi$  de 25 km cada, transformadores abaixadores (138 kV/13,8 kV e 13,8kV/480V), banco de capacitores, cargas lineares e não lineares, que são representadas pelos conversores eletrônicos descritos anteriormente. No total são 12 conversores eletrônicos, sendo seis no barramento 5 e outros seis no barramento 8, sendo utilizado os conversores de 6 e 12 pulsos discutidos anteriormente de impedância, corrente e potência constantes. Um afundamento de tensão de 50% é aplicado antes da

barra 3 entre os instantes 0,15 se 0,45 s. A falta fase A - terra é representada pela conexão da impedância para terra.

A partir do distúrbio, é possível então, através da SWRDFT, visualizar as formas de onda dos harmônicos das correntes em qualquer ponto de medição desejado. Esse SEP é utilizado apenas para mostrar a aplicação da utilização da SWRDFT em sistema elétricos, independente da complexidade do mesmo, durante a ocorrência de afundamentos de tensão. Dessa forma, além de poder optar por outro tipo de circuito, também seria possível a análise da falta em outros barramentos do SEP. Por isso, são mostradas as decomposições das correntes dos harmônicos mais expressivos nas barras 2, 3, 5, e 6, que são apresentadas na Figura 25, Figura 26, Figura 27 e Figura 28, respectivamente.

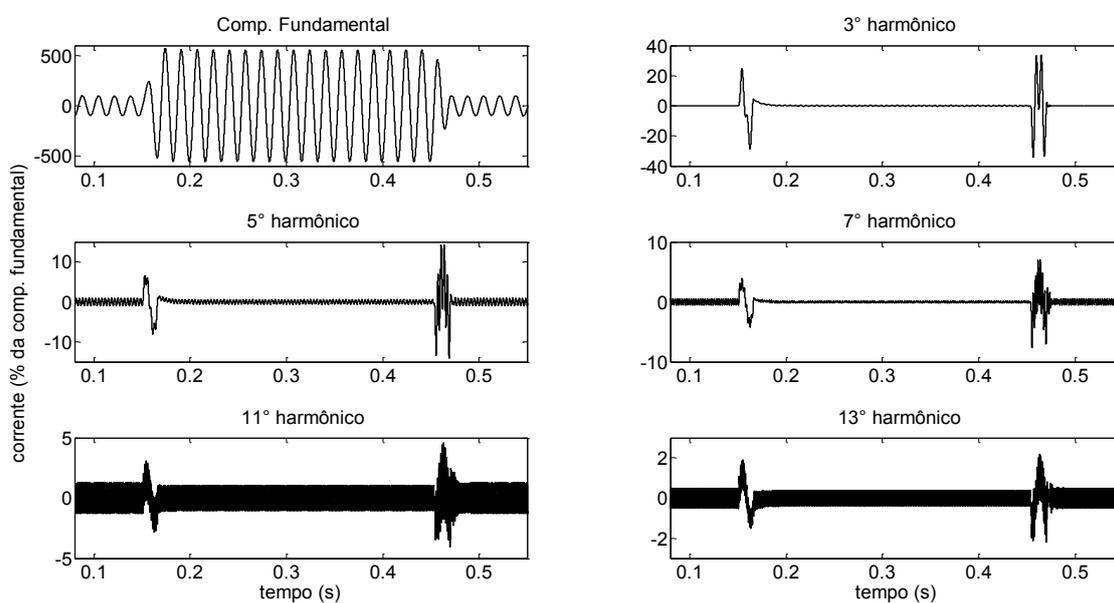


**Figura 24 – Sistema Elétrico de Potência para análise de afundamento de tensão pela SWRDFT**

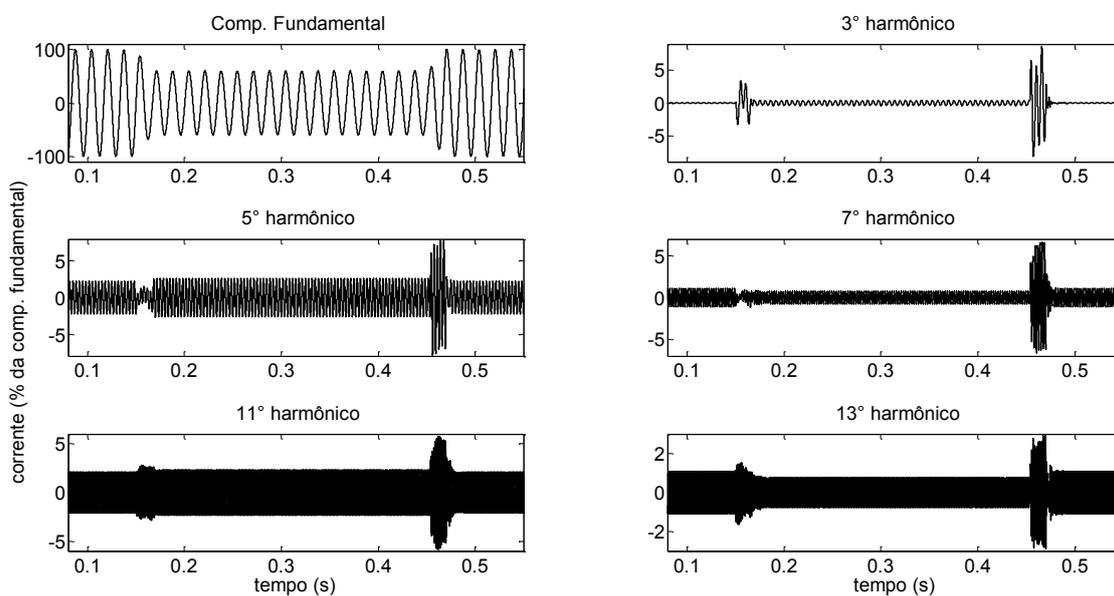
Nota-se na Figura 25, que mostra a decomposição harmônica da corrente na fase A da barra 2 do SEP, que a componente fundamental tem sua amplitude elevada em cinco vezes o valor antes do distúrbio, devido à falta criada. Dependendo do ajuste dos relés de proteção, essa corrente seria suficiente para abrir esta fase com defeito. Os demais harmônicos têm baixo valor, em relação à fundamental, devido à medição ser realizada em um barramento de 13,8 kV.

Já na Figura 26, que mostra a decomposição harmônica da corrente da fase A na barra 3, percebe-se que a corrente fundamental tem sua amplitude reduzida. Os harmônicos pouco variam durante a ocorrência do distúrbio. Exceto pelo transitório que

surge no fim do distúrbio, que é devido à interação do banco de capacitor com as demais impedâncias do SEP.



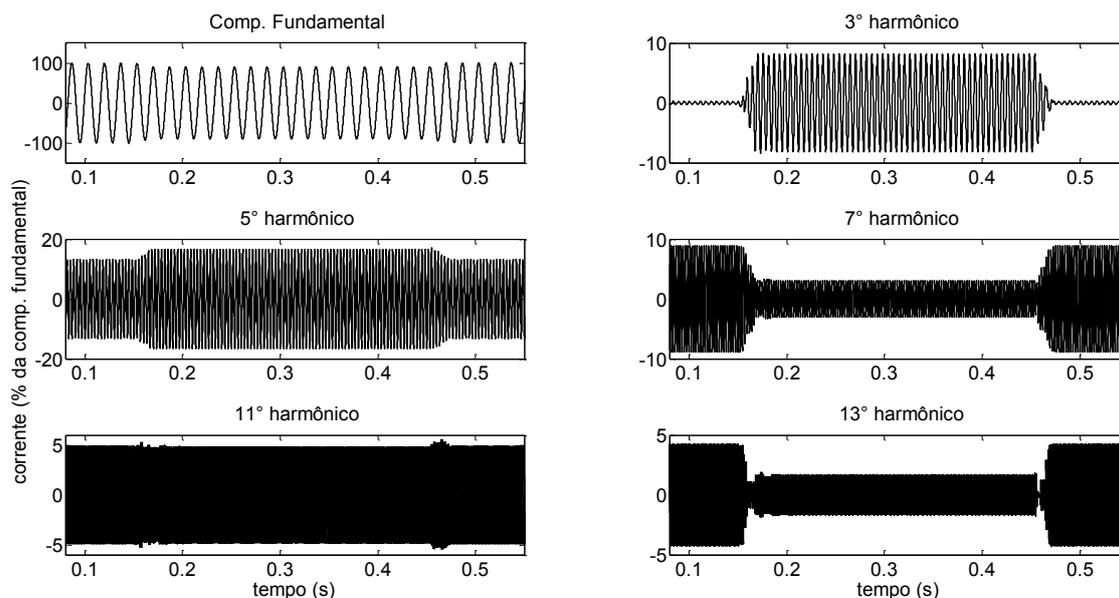
**Figura 25 – Decomposição harmônica da corrente na barra 2 do SEP**



**Figura 26 - Decomposição harmônica da corrente na barra 3 do SEP**

Enquanto isso, a Figura 27 mostra a decomposição harmônica da corrente no barramento 5, de 440 V. Neste caso, a componente fundamental tem uma redução

menor que no barramento 3, e os harmônicos possuem valores mais elevados, pelo fato desta medição ser realizada na entrada da carga e numa tensão menor. Nota-se que a falta assimétrica provocada na linha de 13,8 kV provocou o aparecimento do 3º harmônico e alterou as amplitudes dos demais harmônicos em análise. Além disso, o transformador de 13,8 kV para 440 V é  $\Delta$ -Y, o que faz com que o afundamento de tensão seja modificado para o tipo D.



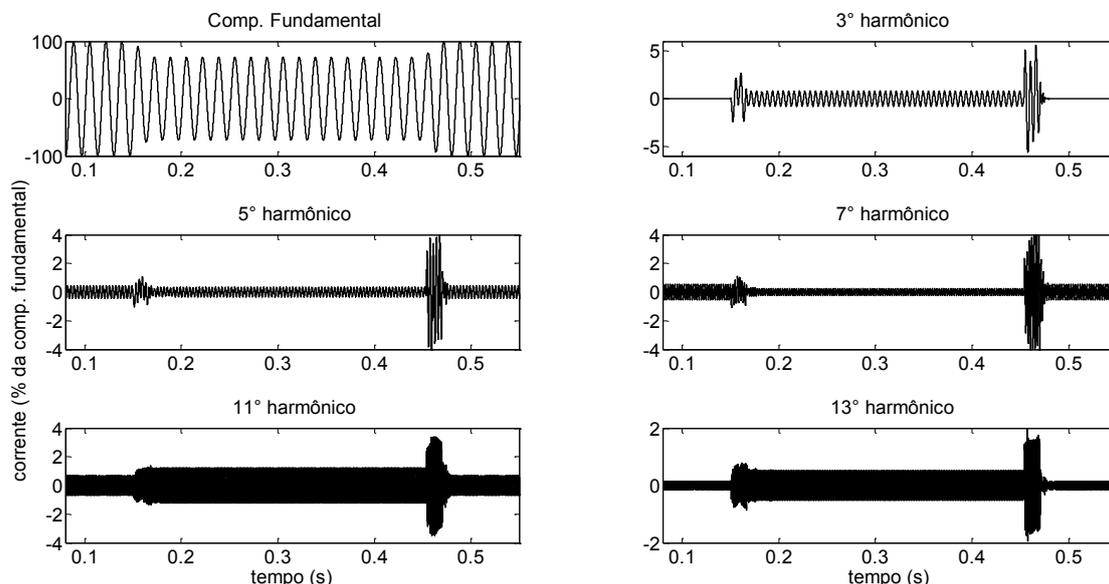
**Figura 27 - Decomposição harmônica da corrente na barra 5 do SEP**

Finalmente, a Figura 28 apresenta a decomposição harmônica da corrente da fase A do barramento 6. Nota-se que este barramento, apesar de não estar diretamente conectado ao local da falta, também é afetado pelo distúrbio. O efeito da falta provocou redução da componente fundamental, além de alterações nas amplitudes dos harmônicos. Além das correntes nas barras mostradas, as barras 7 e 8 também tiveram seus harmônicos alterados, mostrando que a falta na barra 3 pode alterar todo o sistema elétrico, e que a análise destes harmônicos, pela SWRDFT pode se tornar útil para a tomada de decisão dos operadores do sistema elétrico.

#### 4.4. Conclusões

Este capítulo apresentou algumas considerações sobre o comportamento dos conversores eletrônicos de seis e doze pulsos, através de métodos de decomposição

tempo-frequência, para observar diferentes formas de onda e fasores harmônicos variantes no tempo. Apresentou também a análise do afundamento de tensão em um SEP contendo diversos conversores eletrônicos como carga não linear.



**Figura 28 - Decomposição harmônica da corrente na barra 6 do SEP**

As simulações realizadas mostraram que o comportamento da corrente dos conversores CA - CC para o afundamento de tensão instantâneo do tipo C traz informações sobre as variações dos harmônicos característicos, em situações em que a carga CC é de impedância, corrente e potência constante, tornando os resultados abrangentes.

Em relação às análises dos conversores frente ao distúrbio, percebe-se que quando ocorre o afundamento de tensão do tipo C, a magnitude do harmônico da componente fundamental da corrente possui comportamento semelhante nos conversores. Ou seja, em cargas CC de impedância constante a amplitude desta componente harmônica na fase onde ocorre a falta é reduzida em aproximadamente 30% e em cargas CC de corrente constante a redução é de aproximadamente 10%, enquanto que nos casos de potência constante ocorre aumento de tais componentes de aproximadamente 20%.

Conclui-se ainda que o objetivo destas análises é mostrar a utilização da ferramenta de decomposição de harmônicos variantes no tempo, a SWRDFT, em situações de ocorrência de faltas em sistemas elétricos de potência, sem, contudo aprofundar nos motivos das variações nos valores dos harmônicos. É importante

ressaltar que o comportamento do sistema ao qual o consumidor está ligado é uma resultante da configuração do sistema, nível de curto circuito, quantidade e tipo de conexão dos transformadores entre outras características. Dessa forma, a aplicação da ferramenta apresentada neste capítulo deve ser testada em cada sistema desejado, e as formas de onda durante diversos distúrbios podem ser estudadas com mais rigor.

---

## 5. MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA BASEADO NA INJEÇÃO DE FORMAS DE ONDA WAVELET

A Impedância de um sistema elétrico caracteriza-se pela relação entre o espectro em frequência da tensão e o correspondente espectro da corrente em um ponto específico do sistema [61][64]. Em sistemas de potência utiliza-se, também, o termo de impedância harmônica, quando neste caso a relação do espectro da tensão e corrente é obtida apenas nas frequências harmônicas. De modo específico, a impedância harmônica é um parâmetro importante para a mitigação de harmônicas durante uma medição e para avaliar os níveis de emissão de harmônicos em sistemas elétricos de potência. Tal medição no domínio da frequência tem sido amplamente discutida e desenvolvida nas últimas décadas. Com este parâmetro, pode-se analisar o comportamento de um determinado dispositivo em condições anormais de operação e com isso prevenir danos e planejar melhor operações de proteção. Um dispositivo que se pode citar como exemplo são os transformadores de potência, onde são analisadas ressonâncias e antirressonância naturais do equipamento, além de ser possível avaliar a integridade de transformadores, pois é capaz de detectar falhas mecânicas e elétricas de seus enrolamentos, como deslocamentos de bobinas, curtos-circuitos entre condutores, envelhecimento da isolação, etc. [65]. Outras aplicações da impedância harmônica são o projeto de filtros de harmônicos, a atribuição da responsabilidade harmônica entre consumidor e concessionária [55], além da previsão de ressonância no sistema. Nesta última aplicação a obtenção da impedância não só harmônica é de grande importância

Neste capítulo, é apresentado um novo método de medição da impedância em sistemas de potência, baseado na injeção de wavelets no sistema. Para isto, são injetadas Wavelets do tipo Morlet, denominadas neste trabalho de Wavelet Morlet Modificada (WMM), em um Ponto de Medição (PM) onde se deseja obter as características da impedância.

Tais WMM são injetadas de duas formas: como fonte de corrente ou como fonte de tensão. Em ambos os casos a tensão ou a corrente harmônica, originada pela injeção controlada da WMM, é medida. A SWRDFT (do inglês, *Sliding Window Recursive Discrete Fourier Transform*), discutida no Capítulo 2, é utilizada para obtenção da

magnitude e fase da corrente e da tensão no ponto de medição. Com isto, é possível encontrar a impedância desejada, através da seguinte equação.

$$Z_{PM}(f) = \frac{V_{PM}(f)}{I_{PM}(f)} \quad (6)$$

onde  $f$  é a frequência de interesse e  $V_{PM}(f)$  e  $I_{PM}(f)$  são as transformadas de Fourier da tensão e corrente, respectivamente. O método ideal para estimar a impedância da rede é obtido através dos seguintes passos:

- Cargas não lineares são desconectadas da rede;
- Injeta-se uma corrente senoidal na frequência  $f$ ;
- Após o transiente, são registrados os valores de pico da tensão e corrente;
- A relação entre o valor de pico da tensão e corrente é a magnitude da impedância na frequência  $f$ ;
- O valor da fase é obtido pela medição da diferença das fases entre tensão e corrente.

Mas o método ideal não pode ser aplicado em situações reais pelas seguintes razões: (a) não é prático abrir e fechar chaves para excluir as cargas não lineares, e (b) a injeção de uma longa onda senoidal no sistema pode causar impacto negativo sobre a rede elétrica.

Assim, a alternativa consiste em injetar uma forma de onda de pequena duração e baixa energia na rede, e que produza pouca ou nenhuma perturbação significativa, e avaliar a impedância com todas as cargas conectadas. Para isso, o método deste trabalho utiliza a propriedade de dilatação [66] para obter diversas WMM em diferentes frequências.

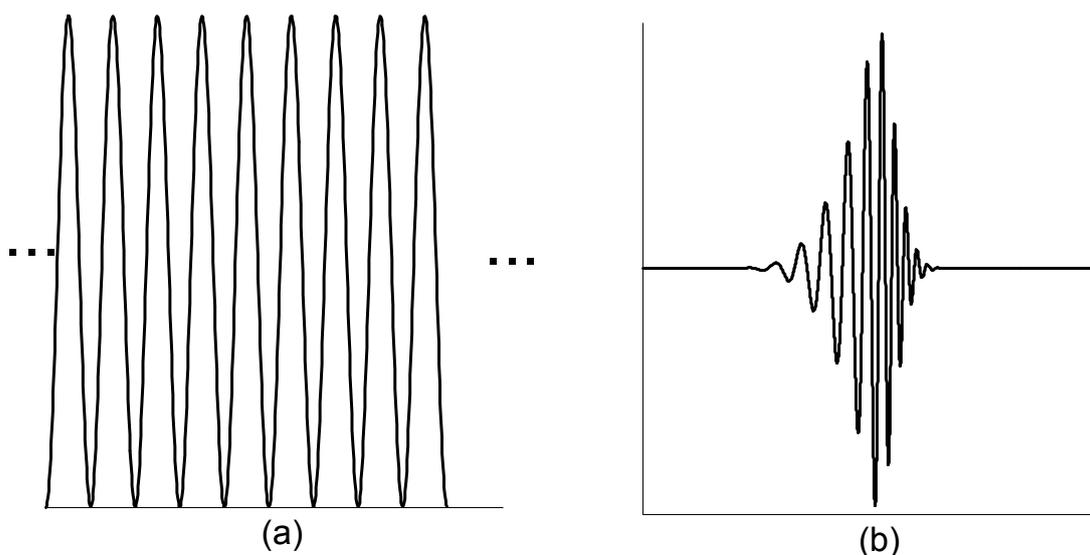
Desta forma, as principais contribuições deste método são: pouca perturbação no sistema de potência devido à baixa energia da wavelet injetada; menor transitório na saída da SWRDFT; e o método pode ser utilizado na presença de cargas não lineares e, consequentemente, na presença de correntes harmônicas, em vários sistemas elétricos, desde os mais simples aos mais complexos.

Vale destacar que o presente trabalho não discute questões técnicas relativas ao aspecto construtivo do dispositivo de medição. Este importante assunto será estudado futuramente. Assim, este capítulo discute os principais conceitos da nova metodologia, a respeito das ferramentas de processamento de sinais utilizadas para obtenção de tal dispositivo de medição de impedância.

## 5.1. Wavelet Morlet

A Transformada Wavelet (TW) tem despertado o interesse de muitos pesquisadores nos últimos anos, por ser uma ferramenta efetiva para o processamento de sinais estacionários e não estacionários.

Uma *wavelet* é definida como uma forma de onda de duração limitada (curta) e que possui um valor médio nulo. Diferentemente de sinais senoidais que, teoricamente, se estendem de menos a mais infinito, as *wavelets* possuem um começo e um fim, o que é denominado de suporte compacto. A Figura 29 mostra uma representação de uma onda senoidal contínua e de uma *wavelet* (neste caso, a Daubechies 4). As senóides são suaves e previsíveis, enquanto que as wavelets podem ser irregulares, de duração limitada, e possuem crescimento e decrescimento rápidos [66].



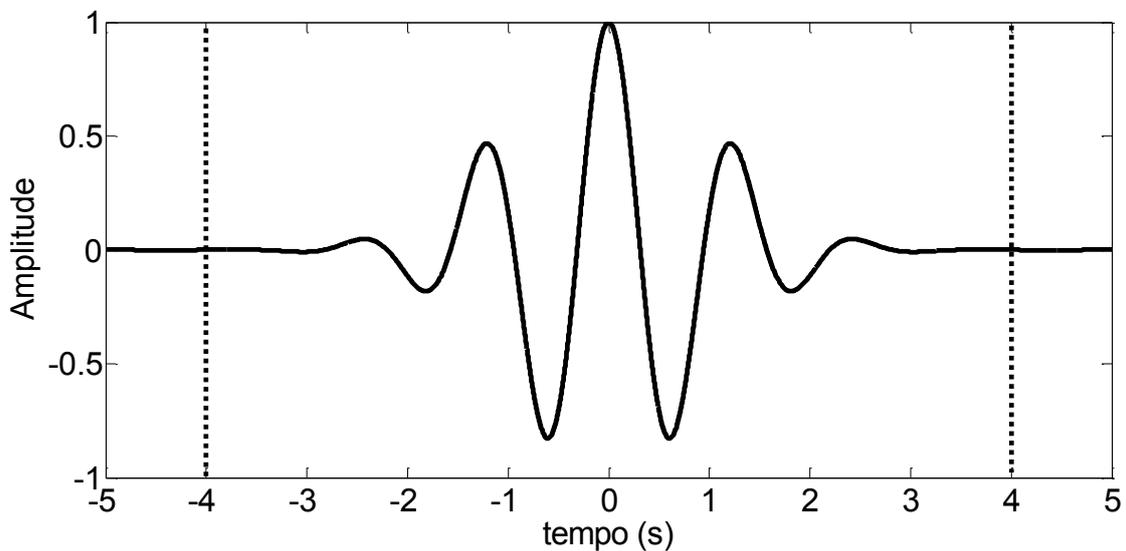
**Figura 29 – (a) parte de uma onda senoidal infinita e (b) uma wavelet (db4) de tamanho finito**

Desta forma, optou-se então por realizar uma tentativa de injeção de uma forma de onda do tipo wavelet para análise de um sistema elétrico, e a Wavelet Morlet se mostrou adequada para os propósitos pretendidos, culminando no desenvolvimento do método a ser detalhado neste capítulo. Além disso, nem todas as *wavelets* possuem uma equação explícita que as descrevem, mas a Morlet sim, o que facilita a sua implementação.

A Equação (7) representa a Wavelet Morlet no domínio do tempo, introduzida por Jean Morlet em 1980. Trata-se de um cosseno modulado por uma função exponencial. Note que a função  $\psi(t)$  possui um fator  $a$  que controla o amortecimento do sinal e simultaneamente a frequência da função senoidal.

$$\psi(t) = e^{-at^2/2} \cos(5at) \quad (7)$$

A Figura 30 mostra a wavelet produzida pela Equação (7) e com o fator  $a$  igual a um. Note que embora o sinal seja teoricamente infinito em comprimento, os valores fora do chamado “comprimento efetivo” (*effective support*) da wavelet, que neste caso vão de  $-4$  a  $4$  são praticamente iguais a zero. Por exemplo, em  $4,1$  s, o valor da função é  $-1,7802 \times 10^{-5}$ .



**Figura 30 – Wavelet Morlet com  $a = 1$**

A expressão ligeiramente modificada, utilizada neste trabalho e denominada Wavelet Morlet Modificada (WMM) é dada por

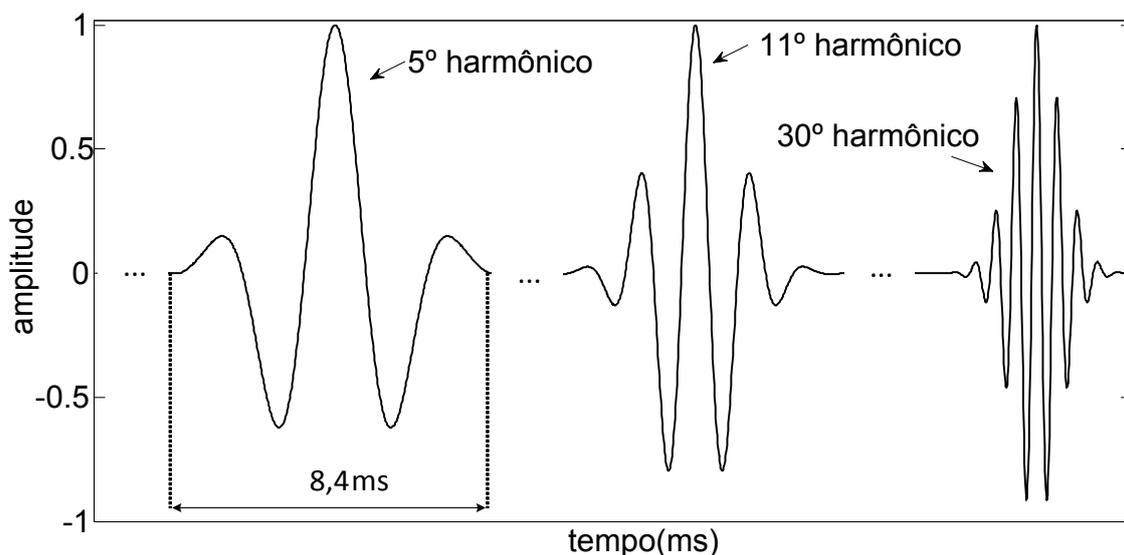
$$\psi_h(t) = e^{-\alpha t^2/2} \cos(\omega_h t) \cdot w(t) \quad (8)$$

onde  $\omega_h = 2\pi h f_1$ ,  $h$  é a ordem harmônica,  $f_1$  é a frequência fundamental,  $w(t)$  é a janela retangular com valor unitário  $-T_w < t < T_w$ , e  $\alpha$  é função da frequência harmônica, dada por

$$\alpha = 400\pi h f_1 \quad (9)$$

Este valor de  $\alpha$  foi escolhido devido ao mesmo atenuar a onda WMM rapidamente e assim uma baixa energia é imposta ao sistema em teste. Além disso, ao aumentar a frequência, a atenuação por  $\alpha$  cresce, o que mantém a característica da função e ainda produz uma energia menor ainda, pois o comprimento efetivo da wavelet diminui, como será visto adiante neste capítulo.

A Figura 31 ilustra versões deslocadas no tempo da WMM para o 5º, 11º e 30º harmônicos, cada uma com duração de  $2T_w = 8,4$  ms cada uma. Formas de onda como essas são injetadas ou impostas em um sistema elétrico por meio uma fonte de corrente (tensão) e a tensão (corrente) provocada no circuito por elas são medidas. Dessa forma, o processamento dos sinais da tensão e da corrente é realizado, retornando uma impedância do sistema para o harmônico de ordem  $h$ .

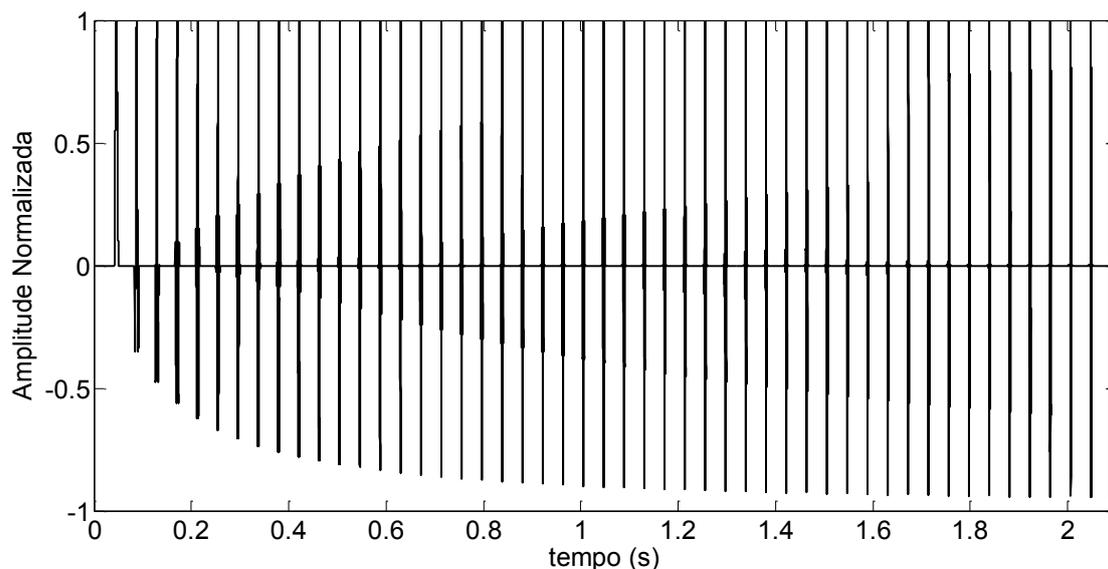


**Figura 31 – Wavelet Morlet Modificada para diferentes harmônicos**

Após a injeção da forma de onda do harmônico  $h$ , de duração 8,4 ms (cerca de meio ciclo), é aguardado um intervalo de dois ciclos (ou aproximadamente 33,3 ms) até a injeção da próxima WMM, do harmônico  $h+1$ . Isso é feito para garantir que a medição da forma de onda da tensão ou corrente provocada pela WMM injetada no harmônico  $h$  não afete a medição do harmônico  $h+1$  seguinte. Dessa forma, o tempo total de simulação para injeção das WMM e medição das tensões e correntes provocadas pela wavelet, para em seguida obter a impedância harmônica até o harmônico  $h$  é dado por:

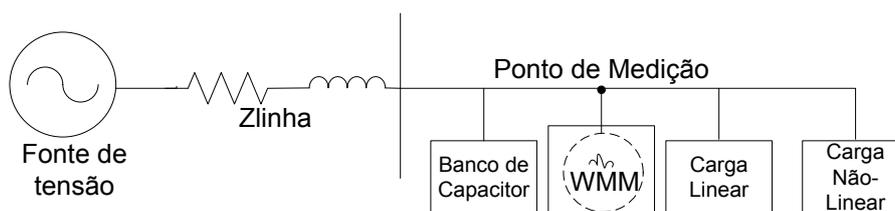
$$ts = h \times (8.4 + 33.3) \text{ ms} \quad (10)$$

Com isso, o tempo de simulação para a medição da impedância harmônica até 3000 Hz (ou  $h = 50$ ) seria de 2,085 s. A Figura 32 mostra 50 WMM que seriam injetadas em um sistema elétrico para medição da impedância. Note que a amplitude máxima das ondas está normalizada, pois este valor depende do valor nominal da corrente e tensão no ponto de medição do sistema.



**Figura 32 – 50 WMM em sequência a serem injetadas em um sistema elétrico**

A Figura 33 mostra um exemplo básico de medição de impedância harmônica por meio de injeção de corrente ou imposição de tensão. O Ponto de Medição (PM) é o ponto de injeção da corrente (tensão) e medição da tensão (corrente). Em ambos os casos, usam-se fontes de corrente ou tensão para injetar as WMM no sistema em análise. Neste caso, o sistema contém cargas lineares e não lineares, além de bancos de capacitor. A impedância equivalente gerada neste exemplo é simples, mas o sistema pode ser complexo, como será mostrado neste capítulo.



**Figura 33 – Exemplo Básico de Medição de Impedância Harmônica**

## 5.2. O Processamento de Sinais Utilizado

Conforme discutido no Capítulo 2, a ferramenta de processamento de sinais básica usada neste trabalho é a SWRDFT (do inglês, *Sliding Window Recursive Discrete Fourier Transform*), apresentada e discutida em [34]. A SWRDFT possui as seguintes características [35]:

- Não existe atraso entre o harmônico real da entrada e o harmônico estimado na saída do gerador;
- Existe um transitório de  $N$  amostras, devido à inicialização dos *buffers* internos dos filtros, onde  $N$  é um parâmetro interno que controla o tamanho desses *buffers*. Tipicamente  $N$  é igual ao número de amostras contidas em um ciclo (a amostragem síncrona é assumida na SWRDFT);
- A implementação da SWRDFT usando aritmética de ponto fixo é sempre estável, independentemente do número de *bits* utilizados para representar os coeficientes dos filtros;

Neste trabalho, implementou-se um novo recurso em relação a versão original da SWRDFT, e será usado aqui para separar o harmônico de fundo produzido pelas cargas não lineares dos harmônicos originados exclusivamente pela wavelet injetada. Para isso, o estágio de estimação é desativado no instante em que a WMM é aplicada ao sistema, e com isso os parâmetros de quadratura não são mais atualizados, mas o gerador continua a funcionar utilizando a informação anterior à desabilitação. Esse bloco modificado será denominado de SWRDFT modificada, e seu funcionamento é ilustrado na Figura 34. Nesta figura, o sinal em análise  $x[n]$  é decomposto pela SWRDFT que estima os componentes em quadratura  $Y_C[n]$  e  $Y_S[n]$  até o instante em que um sinal é injetado no sistema, apresentado com em linha tracejada. Neste momento, a seta em linha tracejada mostra a modificação realizada na SWRDFT, que não mais estima os componentes em quadratura, fazendo os valores atuais de  $Y_C[n]$  e  $Y_S[n]$  assumirem os valores estimados antes da injeção no novo sinal em  $x[n]$ .

### 5.2.1. Vantagens da Utilização da Wavelet

Esta subseção discute as principais vantagens da injeção do sinal da wavelet em relação a um sinal senoidal. A Figura 35-a mostra uma comparação entre o 25º harmônico de um sinal de janela senoidal e um sinal WMM. A duração da janela de

ambos os sinais é de 8,4 ms. Estes sinais são então decompostos pela SWRDFT e as saídas dos mesmos são mostradas na Figura 35-b. Nota-se que a decomposição da WMM apresenta um comportamento senoidal após 6 ms aproximadamente, enquanto o sinal senoidal atinge o regime permanente após 8,4 ms. Além disso, a energia do sinal WMM injetado é menor que o sinal senoidal janelado. A decomposição do sinal WMM tem a capacidade de estender o componente senoidal de estado permanente da Equação (3), e, portanto, após 6 ms a medição da impedância já pode ser realizada. Esta é a primeira característica valiosa do método proposto.

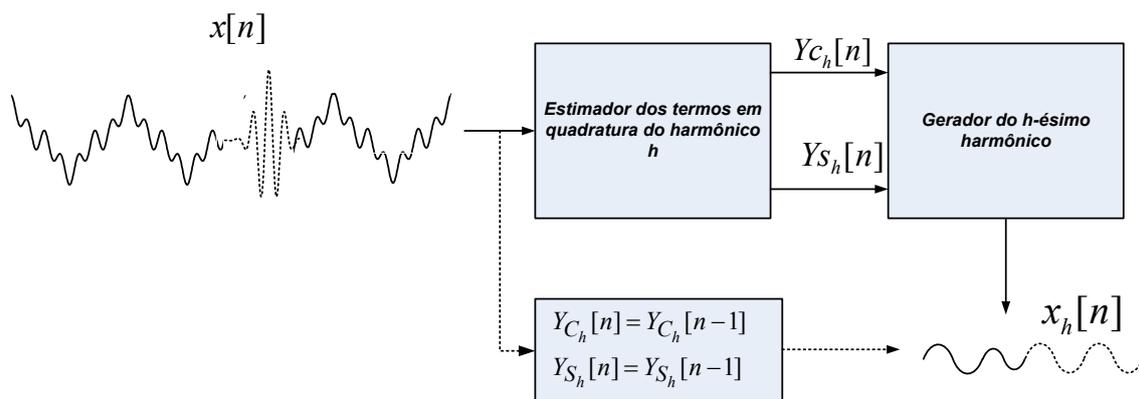


Figura 34 – SWRDFT modificada

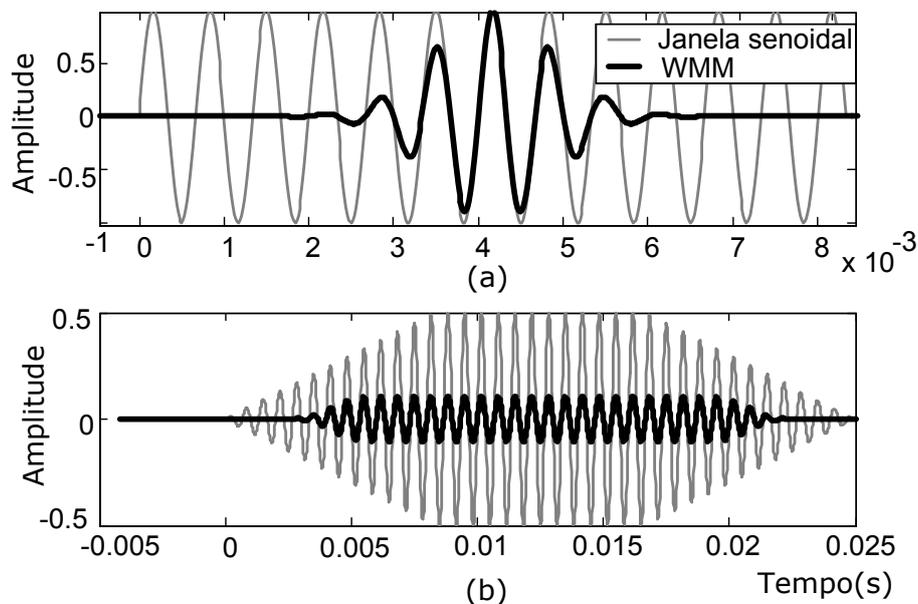
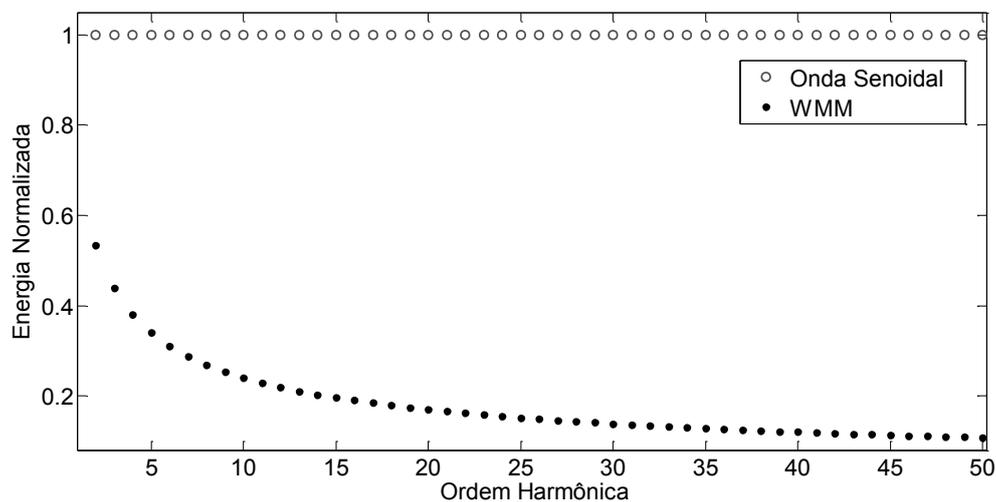


Figura 35 - (a) wavelet injetada para o 25º harmônico do sinal de janela senoidal e do sinal da WMM, (b) saída da SWRDFT para ambos os sinais.

O segundo ponto importante é o comprimento da wavelet injetada, que é de apenas meio ciclo, e conseqüentemente com pequena energia. A energia da WMM depende da frequência harmônica utilizada e diminui à medida que a frequência aumenta, tal como apresentado na Figura 36. Por outro lado, o sinal senoidal tem a mesma energia para todas as frequências. Assim, a forma de onda da wavelet injeta muito menos energia no sistema elétrico do que o sinal senoidal injetaria e, conseqüentemente, causa uma menor perturbação. A energia do sinal é calculada pela seguinte expressão:

$$\varepsilon = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2 \quad (11)$$

onde  $x[n]$  representa o sinal WMM ou senoidal, ambos com duração de meio ciclo.



**Figura 36 – Energia Normalizada de cada ordem harmônica da onda senoidal e da WMM**

Analiticamente, é possível verificar com mais detalhes estas vantagens. Para isto, o primeiro passo é encontrar a Transformada de Fourier (TF) de (6) e a Transformada de Fourier Discreta no tempo (DTFT, do inglês *Discrete Time Fourier Transform*) da WMM na versão discreta no tempo. A TF da WMM pode ser aproximada pela TF da Wavelet Morlet (WM), levando em conta que a janela retangular  $w(t)$  em (6) elimina uma quantidade insignificante da energia do sinal, devido ao rápido decaimento do termo exponencial. Da tabela da TF e da propriedade de modulação, comumente encontrados em teoria sobre Transformada de Fourier, o seguinte par é obtido,

$$e^{-\alpha t^2/2} \cos(\omega_h t) \leftrightarrow \sqrt{\frac{2\pi}{\alpha}} e^{-(\omega-\omega_h)^2/2\alpha} \quad (12)$$

A sequência discreta no tempo da WMM é criada por amostragem da WMM no tempo contínuo. A sequência no tempo discreto e sua correspondente DTFT pode ser aproximada por [67],

$$e^{-\alpha n^2 T^2/2} \cos(\omega_h T n) \leftrightarrow \sqrt{\frac{2\pi}{\alpha}} e^{-(\omega-\omega_h)^2 T^2/2\alpha} \quad (13)$$

se a seguinte condição é assumida:

$$\alpha \leq \left(\frac{\pi}{3T}\right)^2 \quad (14)$$

onde  $T$  é o tempo de amostragem.

A condição em (14) é conseguida, até o 50º harmônico, se a taxa de amostragem for superior a 32 amostras por ciclo, para sistemas de energia de 60 Hz. Esse valor é obtido através de (7) e (14).

Por outro lado, a TF do sinal senoidal janelado,

$$x_w(t) = \cos(\omega_h t) \cdot w(t) \quad (15)$$

é prontamente identificado como,

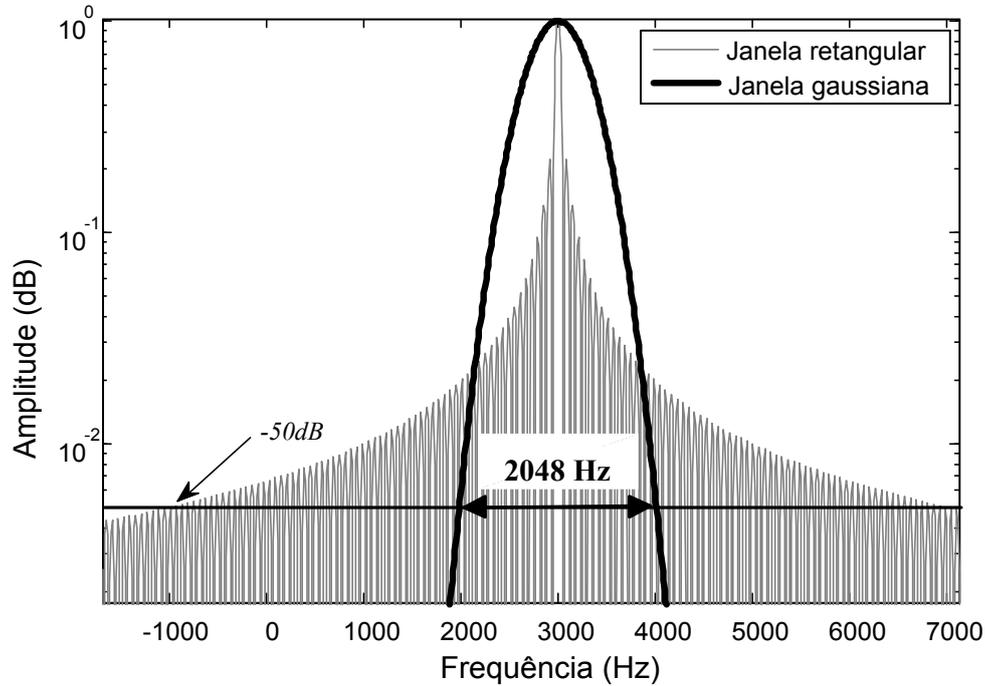
$$X_w(\omega) = \frac{2 \sin(\omega - \omega_h) T}{\omega - \omega_h} \quad (16)$$

A Figura 37 mostra a resposta em frequência de (12) e de (16) considerando  $\omega_h = 6000\pi$  rad/s, que corresponde ao 50º harmônico. Os valores foram normalizados pelo valor máximo de cada função. A linha de  $-50$  dB foi marcada, pois este valor é normalmente utilizado em processamento de sinais para definir a banda de passagem do espectro do sinal. A magnitude abaixo desta linha é por consideração prática nula tal que o *aliasing* pode ser desprezado, caso a frequência de amostragem for maior do que a largura de banda de passagem. Nota-se que a largura da banda de passagem para a WMM é cerca de 2048 Hz, o que leva aos limites de frequência de amostragem para  $F_s > 2048$  Hz, que corresponde a aproximadamente 34 amostras por ciclo, que é um valor muito próximo da condição descrita em (14). Por outro lado, o sinal senoidal janelado tem a largura de banda de passagem de aproximadamente 6000 Hz e requer uma frequência de amostragem maior que este valor.

As magnitudes máximas da WMM e da janela senoidal obtidas no ponto central da frequência  $\omega_h$  e seus valores, respectivamente de (13) e (16), são

$$|\Psi_h(\omega)|_{Max} = \sqrt{\frac{2\pi}{\alpha}} \quad (17)$$

$$|X_w(\omega)|_{Max} = 2T_w \quad (18)$$



**Figura 37 – Resposta em frequência das equações (8) e (11) para o 50° harmônico, para as janelas retangular e gaussiana.**

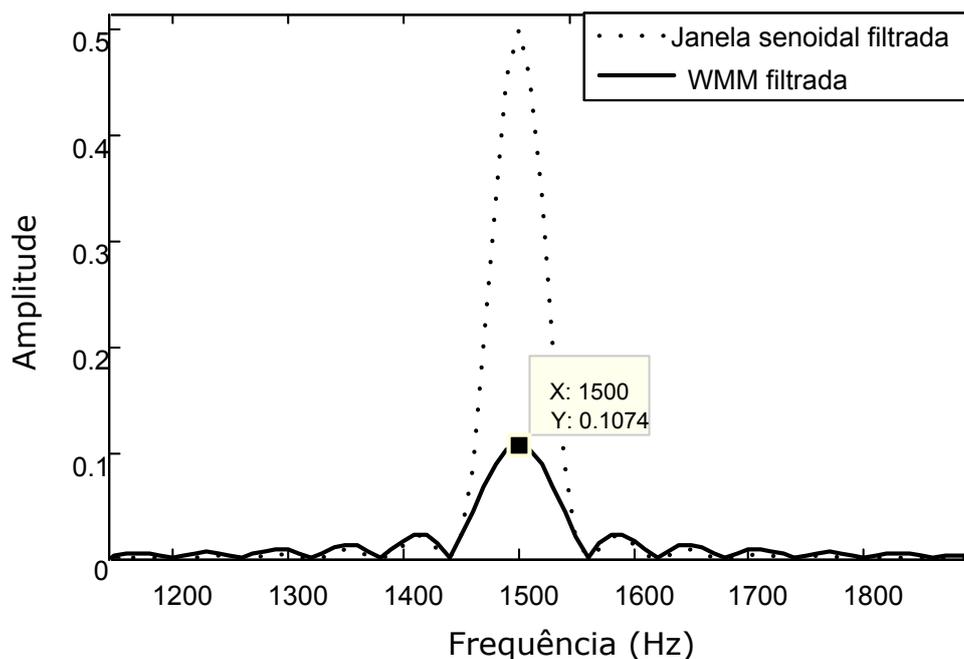
O sinal processado pela SWRDFT pode ser entendido como um processo de filtragem usando uma versão de frequência deslocada do filtro de média móvel (MAF, do inglês *Moving Average Filter*). No domínio da frequência, a operação é dada por,

$$\Psi_f(\omega) = \Psi_w(\omega)W_{MAF}(\omega) \quad (19)$$

e,

$$X_f(\omega) = X_w(\omega)W_{MAF}(\omega) \quad (20)$$

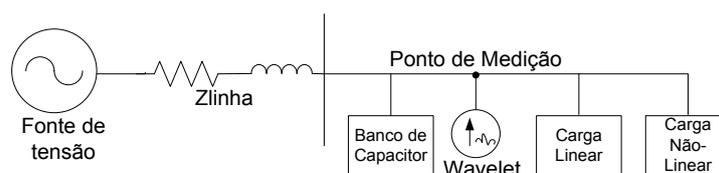
A Figura 38 mostra o espectro da magnitude de ambos os sinais. Nota-se que o espectro de ambos são idênticos, exceto pela energia total que é menor para a WMM processada. Esta observação explica porque o comportamento WMM se parece com uma janela senoidal. O último ponto a ser destacado é em relação aos valores máximos das respostas em magnitude, comparando os valores máximos em (13) e os valores de pico na Figura 35, percebe-se que eles são os mesmos.



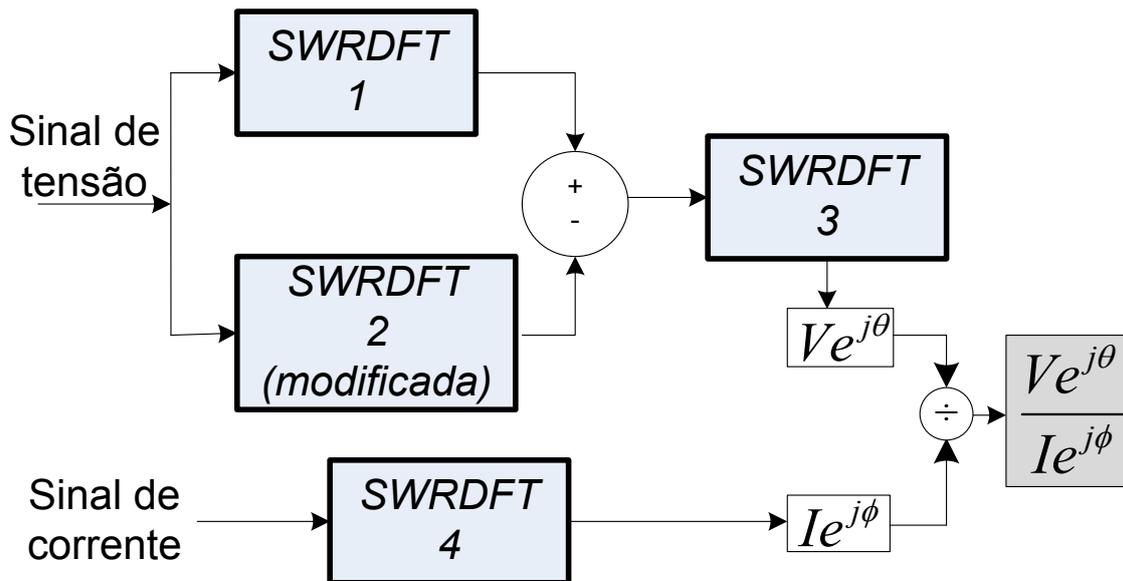
**Figura 38 – Resposta em frequência para o 25º harmônico para o sinal senoidal filtrado e para a WMM filtrada**

### 5.3. Método de Medição de Impedância baseado na injeção de corrente Wavelet

O método desenvolvido nesta seção consiste em injetar várias WMM no Ponto de Medição (PM) desejado. Para isto, são geradas diferentes WMM em várias frequências, que são injetadas sequencialmente em uma das fases do sistema com um intervalo adequado entre elas (veja Figura 31 e Figura 32), por meio de fontes de corrente. A Figura 39 ilustra um exemplo de um circuito onde se pretende medir a impedância, por meio da injeção de corrente wavelet. Após a injeção das ondas, a decomposição da tensão e da corrente no PM (Ponto de Medição) é realizada através da SWRDFT. O processo de medição da impedância é mostrado no diagrama da Figura 40.



**Figura 39 – Exemplo de medição de impedância por injeção de corrente WMM**



**Figura 40 – Diagrama do Método de Medição de Impedância Harmônica**

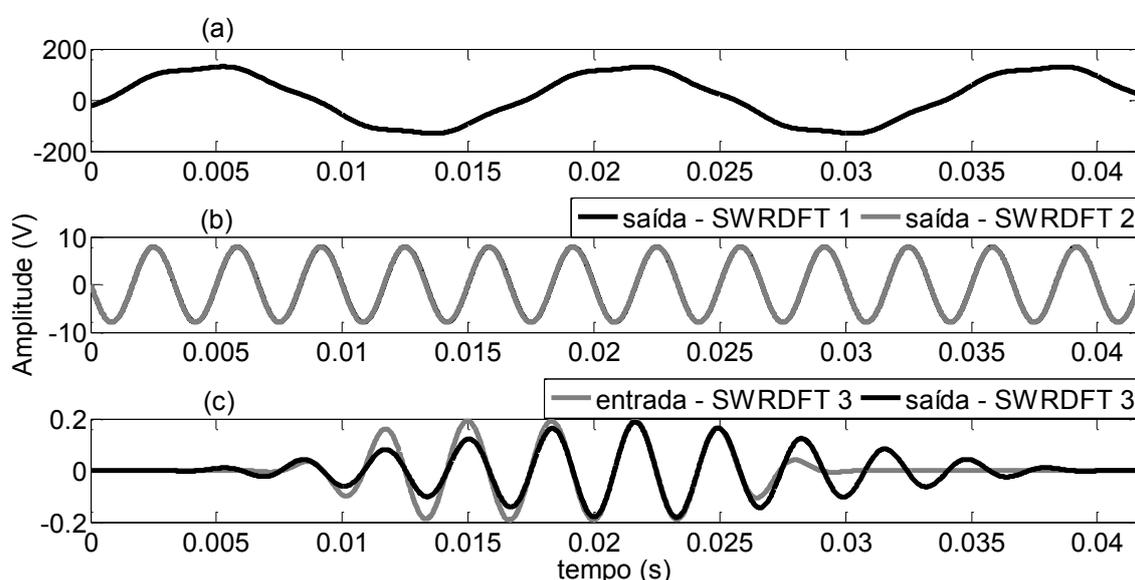
O diagrama da Figura 40 mostra dois blocos de SWRDFT em paralelo. A SWRDFT1 roda continuamente o estimador e os estágios de geração do sinal medido (veja Figura 11), enquanto que a SWRDFT2 interrompe o processo de estimação dos parâmetros em quadratura no momento em que a WMM é injetada no sistema. Como consequência, o gerador reproduz somente o conteúdo harmônico pré-injeção.

A diferença entre as saídas das duas SWRDFT 1 e 2 transporta as informações das variações de tensão provocadas pela injeção da wavelet. Quando este sinal possui ruídos que atrapalham a medição da fase e módulo da tensão, uma terceira SWRDFT é necessária para filtragem adicional (bloco SWRDFT3), que também é responsável por encontrar a fase da tensão. Enquanto isso há também a decomposição da corrente injetada através SWRDFT4.

Assim, para a obtenção do módulo da impedância harmônica  $h$ , basta dividir a amplitude da tensão obtida na saída da SWRDFT3 pela amplitude da corrente obtida por SWRDFT4. Para obter a fase, basta subtrair a fase da tensão pela fase da corrente.

Para facilitar a compreensão do método, a Figura 41 mostra sinais gerados a partir de um exemplo na qual a carga não linear é uma fonte de corrente de 5° harmônico. A Figura 41-a mostra a tensão medida no ponto desejado para obtenção da impedância. Os sinais da Figura 41-b são: a tensão decomposta pela SWRDFT1 e a tensão decomposta pela SWRDFT2, ambas no 5° harmônico da tensão medida no PM da Figura 33. Já o sinal da Figura 41-c denominado *entrada – SWRDFT3* é obtido a partir da subtração dos

dois sinais da Figura 41-b, enquanto o sinal denominado *saída - SWRDFT3* trata-se do sinal decomposto pela SWRDFT3, que é a tensão harmônica devido à injeção de uma corrente Wavelet Morlet de 300 Hz. Neste caso, a utilização da SWRDFT3 não seria necessária para a extração do módulo da impedância, pois o sinal obtido da subtração (entrada-SWRDFT3) não possui ruídos, mas é essencial para encontrar a fase da tensão. Perceba, pela Figura 41, que o tempo foi iniciado em zero para facilitar o entendimento. Neste instante, uma WMM com frequência em 300 Hz é injetada por meio de uma fonte de corrente. O valor de pico da corrente injetada é cerca de 1% do valor nominal da corrente no PM.

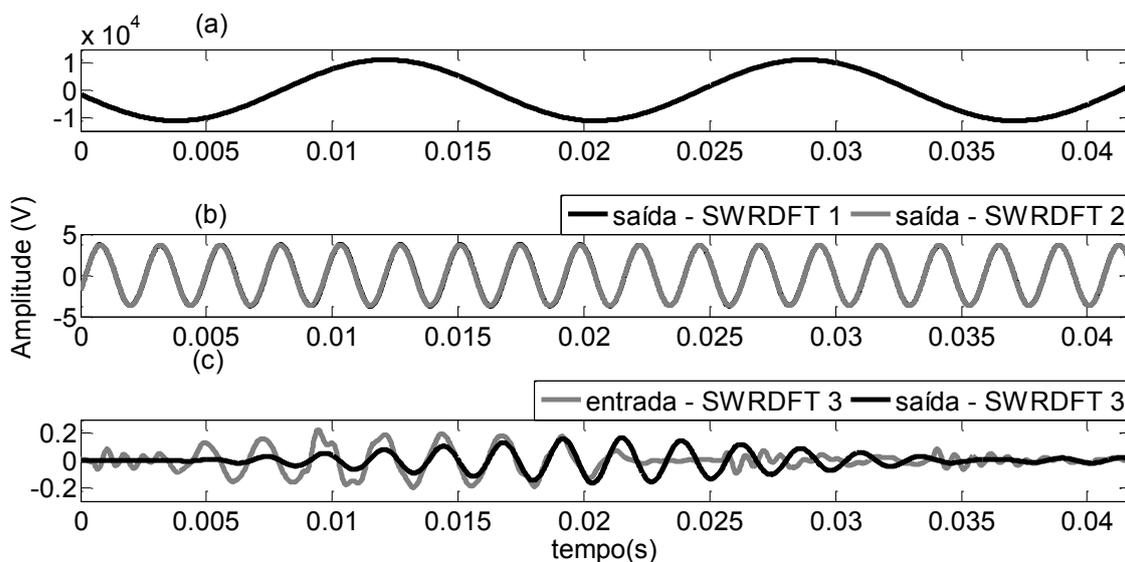


**Figura 41 – Tensão medida em um circuito elétrico com carga não linear (fontes de corrente) no 5º harmônico (a), e a decomposição deste sinal de tensão medido no 5º harmônico em um circuito simples por meio da SWRDFT1 e SWRDFT2 (b), subtração dos sinais anteriores (entrada –SWRDFT3) e a sua decomposição (saída - SWRDFT3) (c).**

Já a Figura 42, extraída de um sistema industrial mais complexo, com cargas não lineares como conversores eletrônicos, mostra que a subtração dos sinais na Figura 42-c não é um sinal limpo, e por isso a aplicação da SWRDFT3 permite calcular o módulo e fase com mais precisão.

Nota-se, pela Figura 41 e pela Figura 42, que praticamente não existe diferença visual entre os sinais da decomposição da SWRDFT 1 e 2, e que o valor de pico do sinal decomposto da wavelet não ultrapassa 5% do sinal de tensão harmônico do circuito. É importante destacar também que a amplitude do sinal de corrente da WM injetada é

cerca de um por cento do valor da corrente nominal do circuito. Além disso, todo o procedimento é realizado sem a necessidade de desconexão de cargas não lineares do sistema, bem como sem a necessidade de curto circuito em fontes de alimentação. Isso evidencia que a injeção do sinal procura afetar o mínimo possível a rede elétrica analisada.



**Figura 42 - Tensão medida em um circuito elétrico com carga não linear (conversores eletrônicos) no 7º harmônico (a), e a decomposição deste sinal de tensão no 7º harmônico em um sistema industrial de 13 kV por meio da SWRDFT1 e SWRDFT2 (b), subtração dos sinais anteriores (entrada -SWRDFT3) e a sua decomposição (saída - SWRDFT3) (c).**

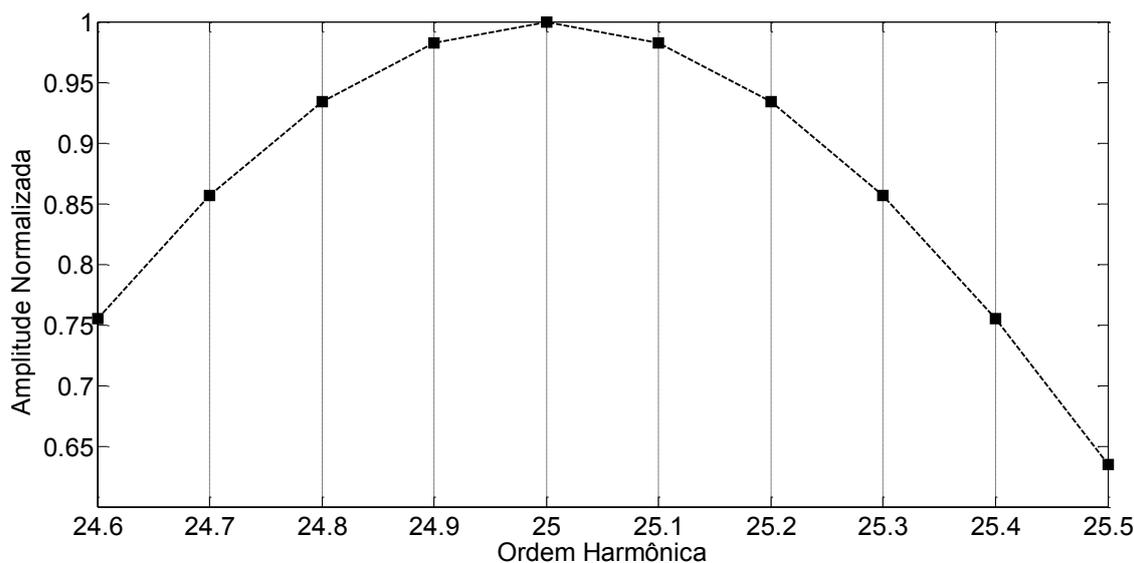
### 5.3.1. Medição de Inter-harmônicos

Além das impedâncias harmônicas, que são as mais críticas para se medir, devido ao harmônico de fundo já presente na maioria dos sistemas elétricos, também foi realizada a medição de impedância entre os harmônicos, ou seja, os inter-harmônicos. Assim, adotou-se uma medição a cada 6 Hz, ou a cada um décimo dos harmônicos verificados. Para isso, a WMM centrada no harmônico  $h$  é injetada e a SWRDFT é ajustada para estimar a componente inter-harmônica nas frequências:

$$f_{h,k} = (h + k \times 0.1)f_1 = h_i f_1 \quad (21)$$

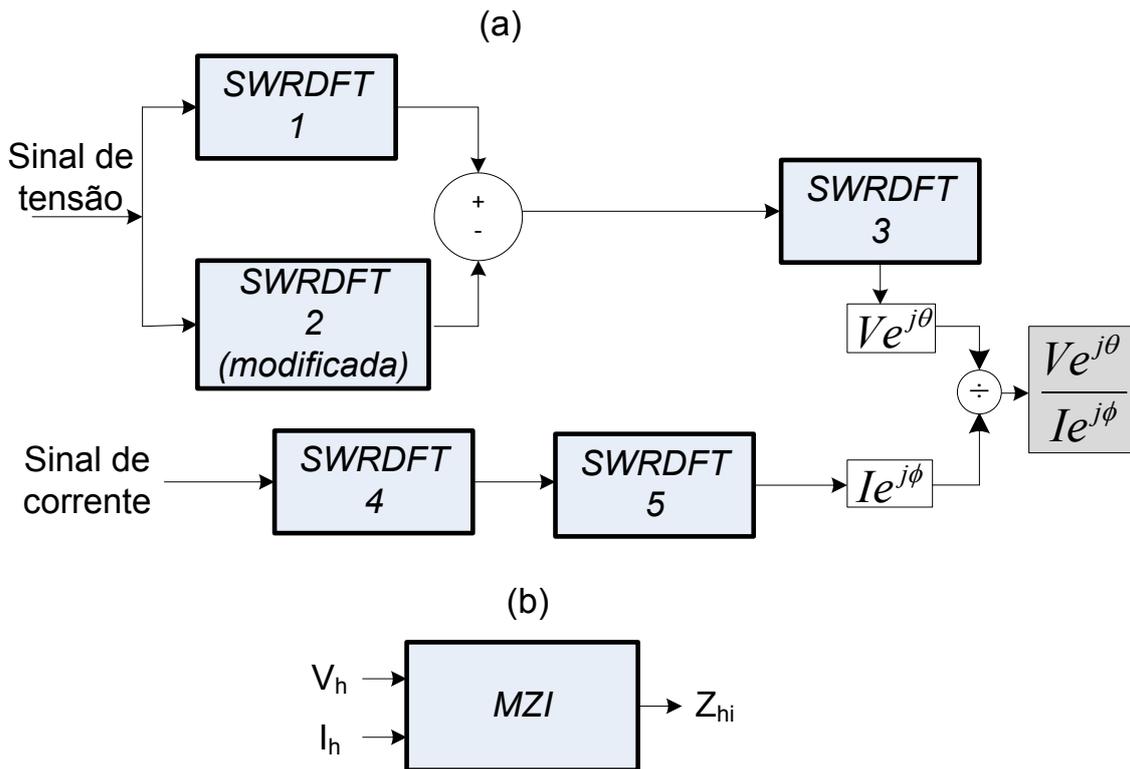
onde  $k = -4, \dots, 0, 1, \dots, 5$ ,  $f_1$  é a frequência da componente fundamental e  $h_i$  é o índice do inter-harmônico. Assim, ao injetar, por exemplo, a WMM com frequência de 1500

Hz ( $h = 25^\circ$  harmônico), realizam-se as medições nas faixas de frequência variando de 1476 Hz (ou  $24,6 \times 60$  Hz) até 1530 Hz (ou  $25,5 \times 60$  Hz). A Figura 43 mostra a resposta em frequência, já mostrada na Figura 38, mas de forma ampliada nas frequências inter-harmônicas próximas ao  $25^\circ$  harmônico. Nota-se que a alteração na energia do sinal é baixa (cerca de 65% para a maior atenuação em 1530 Hz) o que possibilita a realização de cálculos com a mesma ordem de precisão que os obtidos para a frequência central.



**Figura 43 – Resposta em frequência ampliada para o  $25^\circ$  harmônico da WMM**

Já em relação à fase dos inter-harmônicos, cujo valor para a tensão é calculada pela SWRDFT3 e da corrente pela SWRDFT4, aparecem pequenos erros devido ao atraso de fase provocado pelos filtros da SWRDFT3 onde a tensão, que já havia sido decomposta pela SWRDFT1 e 2, é novamente decomposta pela SWRDFT3. Para corrigir este atraso de fase, optou-se por decompor novamente o sinal de corrente na saída da SWRDFT4, utilizando, portanto a SWRDFT5 em cascata. Esta nova estrutura, apresentada na Figura 44a, é utilizada então de forma generalizada tanto para a medição das impedâncias harmônicas, quanto das inter-harmônicas. A Figura 44-b é a representação resumida do processo de Medição de impedância  $Z$  por meio de injeção de corrente  $I$ , denominada MZI.  $V_h$  e  $I_h$  são a tensão e a corrente analisada no harmônico  $h$ , respectivamente, enquanto  $Z_{hi}$  é a impedância encontrada nos inter-harmônicos  $h_i$ .



**Figura 44 – Diagrama Geral do Método de Medição de Impedância (Harmônica e Inter-harmônica) por meio de injeção de correntes wavelets em sua forma expandida (a) e resumida (b)**

### 5.3.2. Visão Geral do Processo de Medição de Impedância

Nesta subseção, é apresentada uma visão geral do processo de medição por meio da injeção de corrente WMM. Para isso, o fluxograma mostrado na Figura 45 traz as etapas do método de medição passo a passo. Inicialmente são injetadas sequencialmente um número  $h$  de correntes WMM na simulação, como as da Figura 32. Durante a simulação, também são realizadas as medições da tensão  $V$  e da corrente  $I$  no ponto de medição (PM) onde se deseja conhecer a impedância harmônica. Na sequência, os dados de tensão e correntes são separados em  $h$  janelas, cujo tamanho é de 2,5 ciclos (ou cerca de 41,7 ms) como a tensão mostrada na Figura 41. Após isso, cada uma destas janelas, que são correspondentes a cada harmônico injetado, é analisada individualmente, iniciando pela janela  $i$  ( $i=1,2,\dots,h$ ). Em seguida, é necessário ajustar a frequência ( $f_{i,k}$ , com  $k=-4,\dots,0,1,\dots,5$ ) a ser analisada pelas SWRDFTs, para medição tanto de impedâncias harmônicas, quanto inter-harmônicas, conforme detalhado na seção anterior (veja Equação (21)). Em seguida, os sinais de tensão e

corrente são utilizados para encontrar a impedância por meio da ferramenta de medição desenvolvida (MZI), na frequência ajustada. O valor de  $k$  é então incrementado para o cálculo na frequência (inter) harmônica seguinte, até atingir o valor máximo que é 5. A partir daí, o processo é repetido na janela seguinte até a última, que é  $h$ . Com isso, vários pontos com valores de módulo e fase da impedância são calculados e armazenados no vetor  $Z_{hi}$ .

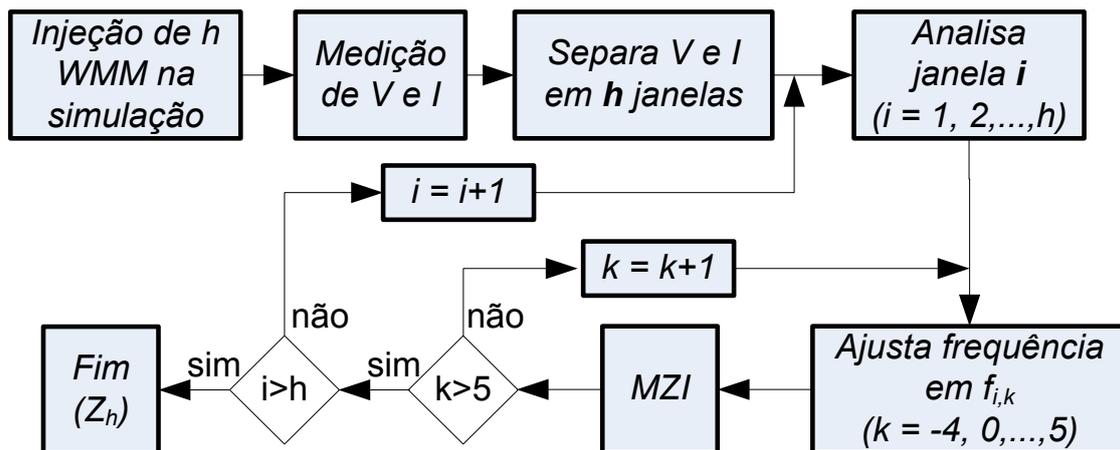


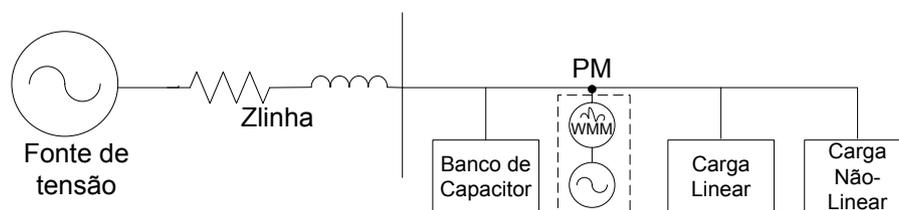
Figura 45 – Fluxograma para medição de impedância por meio de injeção de correntes WMM

#### 5.4. Método de Medição de Impedância baseado na tensão Wavelet imposta

Outra forma de se obter a impedância harmônica de um sistema elétrico é por meio da tensão WMM imposta ao sistema, utilizando fontes de tensão. O método é semelhante ao anterior. Mas, neste caso, é necessário impor ao sistema elétrico no Ponto de Medição (PM), uma tensão com mesmo valor da tensão nominal em série com as tensões wavelets com diversas frequências injetadas em sequência nas três fases. Estas tensões wavelets também possuem aproximadamente 1% do valor nominal da tensão do barramento do PM. A Figura 46 ilustra o diagrama unifilar de um exemplo básico de um circuito trifásico contendo o bloco de medição de impedância por meio de tensão wavelet imposta.

Após a injeção das ondas de tensão, a decomposição da tensão e da corrente extraídas do PM é realizada através da SWRDFT. O processo de medição da

impedância é mostrado no diagrama na Figura 47. Neste caso, é necessário realizar o processo de subtração tanto das ondas de tensão injetadas, quanto das correntes provocadas pela tensão imposta, visto que a fonte de tensão de mesmo valor nominal da tensão do PM é inserida no processo durante todo o processo de medição. Além disso, a estrutura mostrada na Figura 47-a é utilizada de forma generalizada para medição de impedâncias harmônicas e inter-harmônicas (com intervalos de 6 Hz), da mesma maneira que no caso de injeção de wavelets por fontes de correntes controladas. A Figura 47-b mostra a representação resumida do processo de medição de impedância por meio de tensão Wavelet Morlet Modificada (WMM), denominado MZV. O fluxograma geral deste caso é semelhante ao caso anterior, da Figura 45. A única diferença está na modificação do MZI pelo MZV.



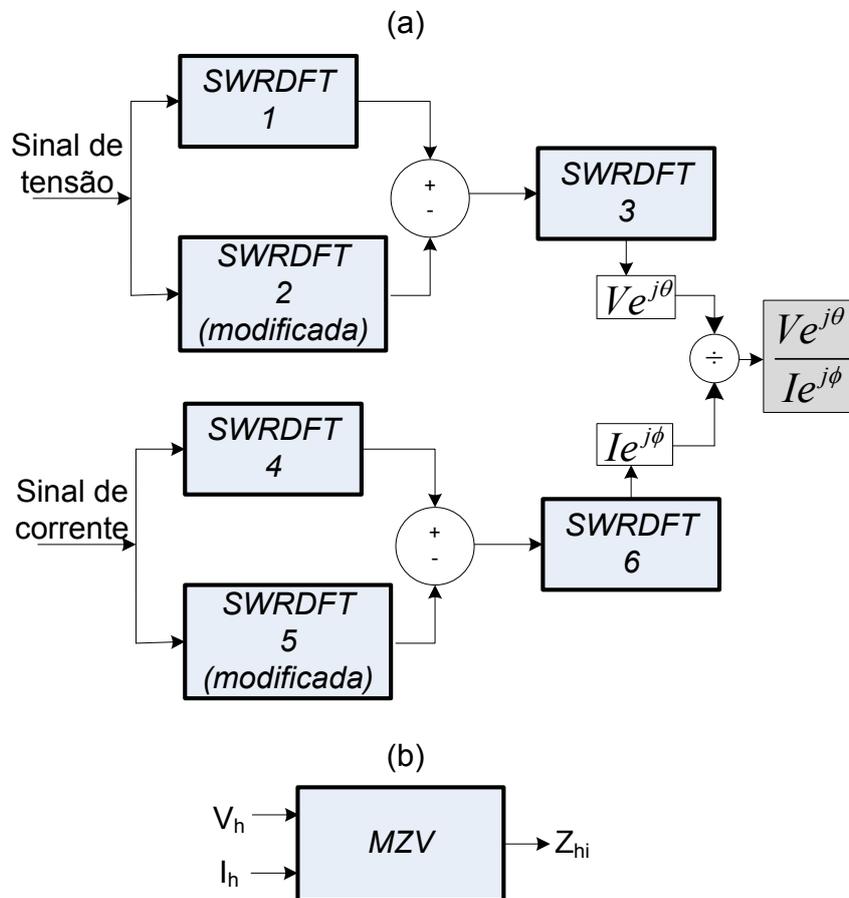
**Figura 46 – Exemplo de medição de impedância por meio de tensão wavelet imposta**

A grande motivação para impor uma fonte de tensão ao invés de uma fonte de corrente é a preocupação em uma futura implementação prática, principalmente por meio de dispositivos da eletrônica de potência, uma vez que será possível ter mais possibilidades de testes práticos.

## 5.5. Resultados

Para comprovar a eficiência do método, algumas simulações foram realizadas no Simulink, do Matlab, e os resultados comparados com bloco medidor de impedância, do *toolbox* da biblioteca do *SimPowerSystems*. Este bloco é composto por uma fonte de corrente  $I_z$  ligado entre as duas entradas do bloco de medição. Para encontrar a impedância, tal corrente é injetada como uma onda senoidal no circuito e a tensão  $V_z$  é medida. Assim, a impedância da rede é calculada como uma função de transferência  $H(s)$  entre a corrente (entrada) e a tensão (saída) medidas, conforme equação seguinte:

$$H(s) = \frac{V_z(s)}{I_z(s)} \quad (22)$$



**Figura 47 - Diagrama Geral do Método de Medição de Impedância (Harmônica e Inter-harmônica) por meio de injeção de tensões wavelets em sua forma expandida (a) e resumida (b)**

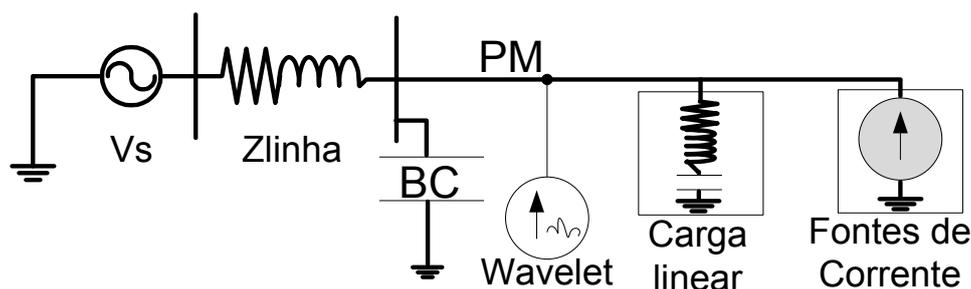
Mas o bloco de medição de impedância do Simulink tem algumas limitações: os únicos blocos não lineares que são levados em consideração durante a medição da impedância é o disjuntor, disjuntor trifásico, o bloco de falta trifásica e chaves. Todos os outros blocos não lineares, tais como máquinas e dispositivos de eletrônica de potência não são considerados, sendo estes simplesmente desconectados durante a medição [68]. O método proposto neste trabalho supera essas limitações.

Os resultados apresentados nesta seção são divididos em alguns casos, de acordo com o tipo de circuito. Mediu-se a impedância harmônica de 120 Hz até 3000 Hz (ou até o 50º harmônico) com intervalos de seis em seis hertz em todos eles. Todos os casos analisados foram testados com a injeção de correntes (MZI) e tensão (MZV) wavelet.

É importante ressaltar mais uma vez que o valor máximo de pico da WMM injetada ou imposta (corrente ou tensão) é cerca de um por cento do valor nominal medido no PM, em todos os casos analisados. Além disso, em todos os casos, a simulação foi realizada com 1024 pontos por ciclo (ou uma frequência de amostragem de 61440 Hz), para uma maior precisão dos resultados principalmente nas frequências elevadas.

### 5.5.1. Caso 1: carga não linear sendo fontes de corrente

Para iniciar os testes com o método desenvolvido, primeiramente utilizou-se de um circuito trifásico simples contendo apenas cargas lineares e fontes de corrente representando cargas não lineares, como mostra a Figura 48. Neste mesmo circuito foram realizadas medições com injeção de tensão e também de correntes WMM, de acordo com os métodos descritos anteriormente neste capítulo. As cargas não lineares neste caso são compostas de fontes de corrente ajustadas no 5°, 7° e 11° harmônicos.



**Figura 48 - Circuito Trifásico com carga não linear representada por fontes de corrente**

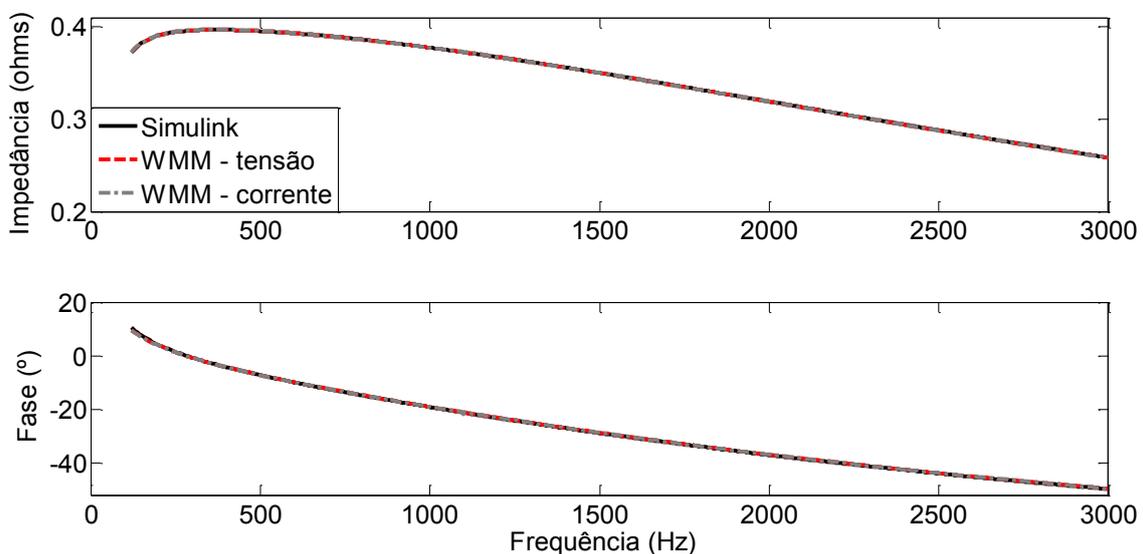
A Figura 49 mostra o resultado obtido da impedância harmônica medida (pontos no gráfico a cada 6 Hz), utilizando a Wavelet Morlet Modificada (WMM) com injeção de corrente e também com injeção de tensão, em comparação com o resultado obtido pelo bloco de medição de impedância do Simulink. Note que as curvas de módulo e fase da impedância são muito próximas neste caso. O Erro Médio Relativo (EMR) percentual calculado em relação ao valor esperado (Simulink) foi de  $1 \times 10^{-3}\%$  e  $9,5 \times 10^{-3}\%$  para o módulo, utilizando a WMM com corrente e tensão, respectivamente. Já Erro Médio Absoluto (EMA) calculado para a fase foi de  $0,129^\circ$  e  $0,126^\circ$ , utilizando corrente e tensão, respectivamente como a WMM. A escolha do erro absoluto e não relativo para a fase se justifica devido à divisão por zero em alguns casos em que o

valor esperado era próximo de zero grau. Além disso, como a fase é sempre um valor que varia entre zero e 360 graus em todos os casos, o EMA pode ser comparado entre os diversos casos analisados. Já a escolha do erro relativo para o módulo se justifica, pois valor do módulo das impedâncias medidas possuem ordens de grandeza diferentes para cada caso analisado. Dessa forma, utilizando o EMR é possível comparar os diversos casos. As equações utilizadas para o cálculo do EMR e EMA são:

$$EMR(\%) = \frac{1}{N} \sum \left| \frac{(V_r - V_e)}{V_r} \right| \cdot 100 \quad (23)$$

$$EMA = \frac{1}{N} \sum |(V_r - V_e)| \quad (24)$$

onde  $N$  é a quantidade de dados na amostra,  $V_r$  é o valor real ou verdadeiro e  $V_e$  o valor estimado. Além dos erros médios, serão apresentados os erros máximos para o módulo e fase neste caso e nos seguintes. O erro máximo relativo para o módulo ocorreu na frequência 150 Hz e 126 Hz, com valores de  $4 \cdot 10^{-3}\%$  e  $8,1 \cdot 10^{-3}\%$  para a WMM com corrente e tensão, respectivamente, enquanto que o erro máximo absoluto para a fase ocorreu em 126 Hz (corrente e tensão) com valores de  $1,04^\circ$  e  $0,964^\circ$  para a WMM com corrente e tensão, respectivamente.

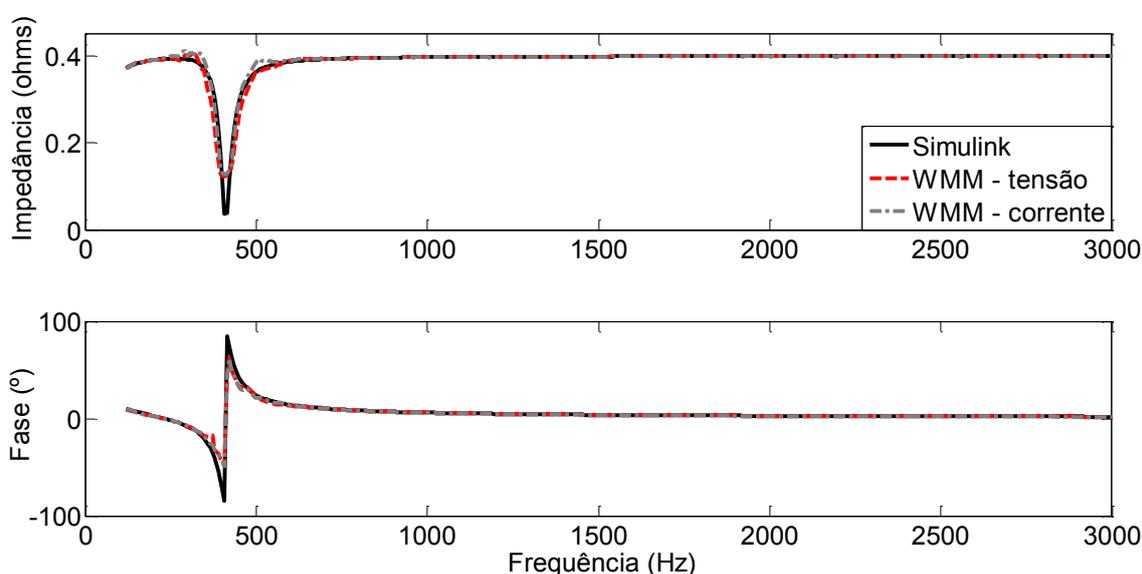


**Figura 49 – Impedância para o circuito com cargas não lineares sendo fontes de corrente**

Para analisar a resposta em frequência deste mesmo caso em uma situação de mudança mais drástica do valor da impedância, foram realizadas modificações nos

valores do capacitor da Figura 48, com a intenção de alterar as características da curva de impedância e verificar o comportamento dos métodos desenvolvidos.

Esta modificação introduziu uma ressonância série próxima ao 7º harmônico, como pode ser observado na Figura 50, que também traz os resultados da medição de impedância (módulo e fase) pela injeção de WMM (tensão e corrente). Os valores do EMR, EMA, bem como os valores máximos relativos (VMR) e absolutos (VMA) estão resumidos na Tabela 4, que também mostram em quais frequências esses erros máximos ocorreram. As abreviações  $f_R$  e  $f_A$  indicam as frequências para o erro máximo relativo e absoluto, respectivamente.



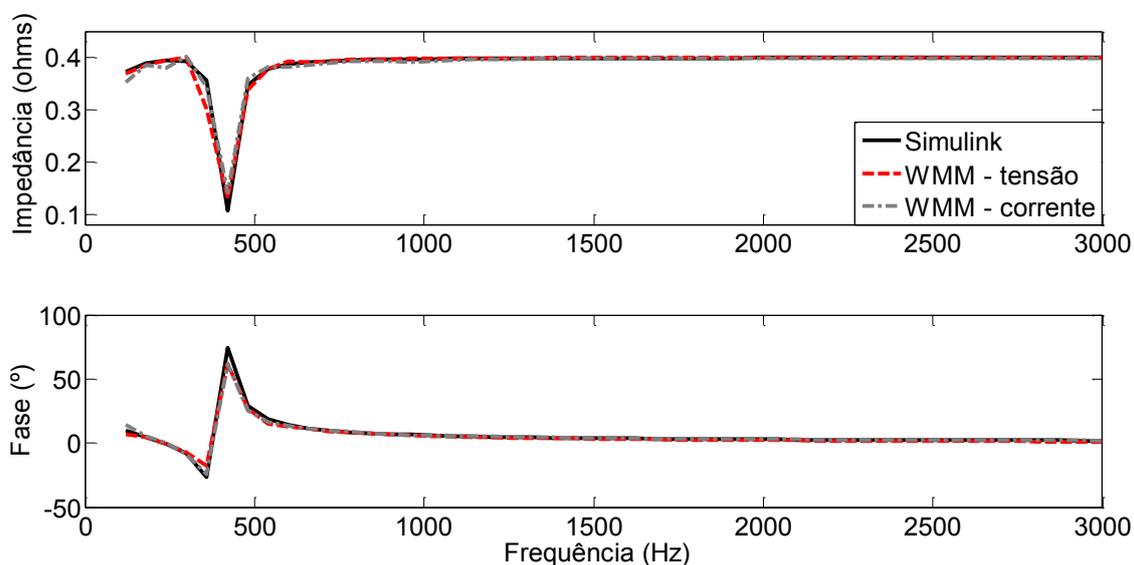
**Figura 50 - Impedância para o circuito com cargas não lineares sendo fontes de corrente, mas com ressonância série próxima ao 7º harmônico.**

Apesar dos erros máximos mostrados na Tabela 4 serem relativamente elevados, nota-se na Figura 50 que os métodos desenvolvidos neste trabalho tendem a acompanhar a curva com os valores reais. Isso seria suficiente, por exemplo, para afirmar que a ressonância série deste caso está próxima ao 7º harmônico, pois tanto nos dados reais como nos dados estimados, o menor valor de impedância encontra-se nas frequências 408 Hz e 414 Hz. Além disso, os maiores erros estão justamente nestes pontos críticos, que são os da ressonância, que fazem com que o valor da impedância mude de forma abrupta. Outro fato a ser observado é que os maiores erros ocorrem justamente nas frequências inter-harmônicas. A Figura 51 mostra os dados reais e

estimados da impedância somente nos harmônicos, mostrando que nestes casos o erro envolvido é menor, conforme pode ser observado também na Tabela 5. No entanto, os maiores erros ainda estão concentrados próximos à frequência de ressonância.

**Tabela 4 – Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 50**

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	0,021	0,91	408	0,83°	35,3°	408
<b>WMM-tensão</b>	0,024	0,87	408	1,29°	37,1°	408



**Figura 51 – Impedância da Figura 50 somente nos harmônicos (a cada 60 Hz)**

### 5.5.2. Caso 2: carga não linear sendo conversores eletrônicos

Dando continuidade aos testes com o método desenvolvido, utilizou-se neste segundo caso o mesmo circuito trifásico da Figura 48, mas no lugar das fontes de corrente, foram utilizados conversores eletrônicos de seis pulsos como cargas não lineares. Vale lembrar que tais conversores geram harmônicos da ordem  $6k \pm 1$ , para valores inteiros de  $k$  em situações ideais. A Figura 52 mostra o diagrama unifilar deste caso, onde BC é o banco de capacitores.

Tabela 5 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 51

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
WMM-corrente	0,015	0.29	420	0,42°	12,2°	420
WMM-tensão	0,019	0.35	420	0,56°	12,3°	420

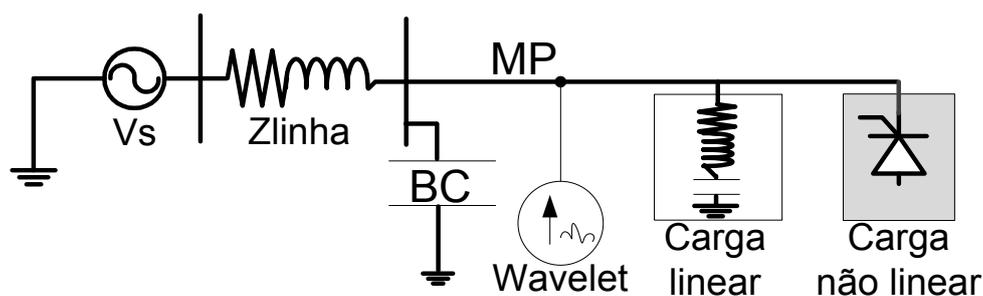


Figura 52 – Diagrama unifilar do circuito trifásico com carga não linear representada por conversores eletrônicos

A Figura 53 mostra os resultados obtidos para esse caso pelos métodos propostos, em comparação com os valores obtidos pelo Simulink, com medição a cada seis hertz.

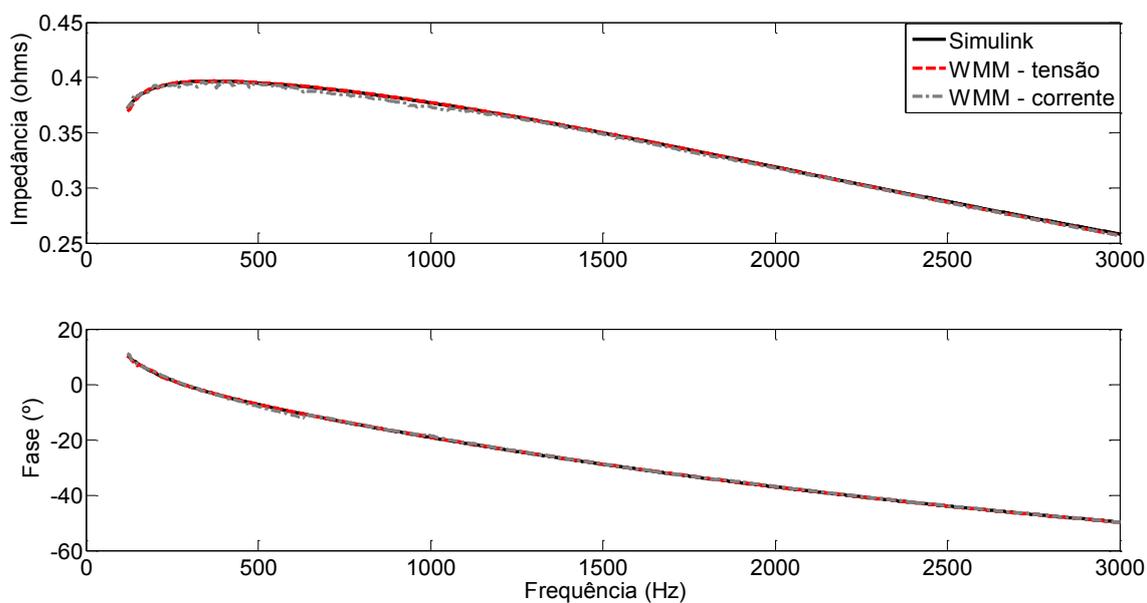
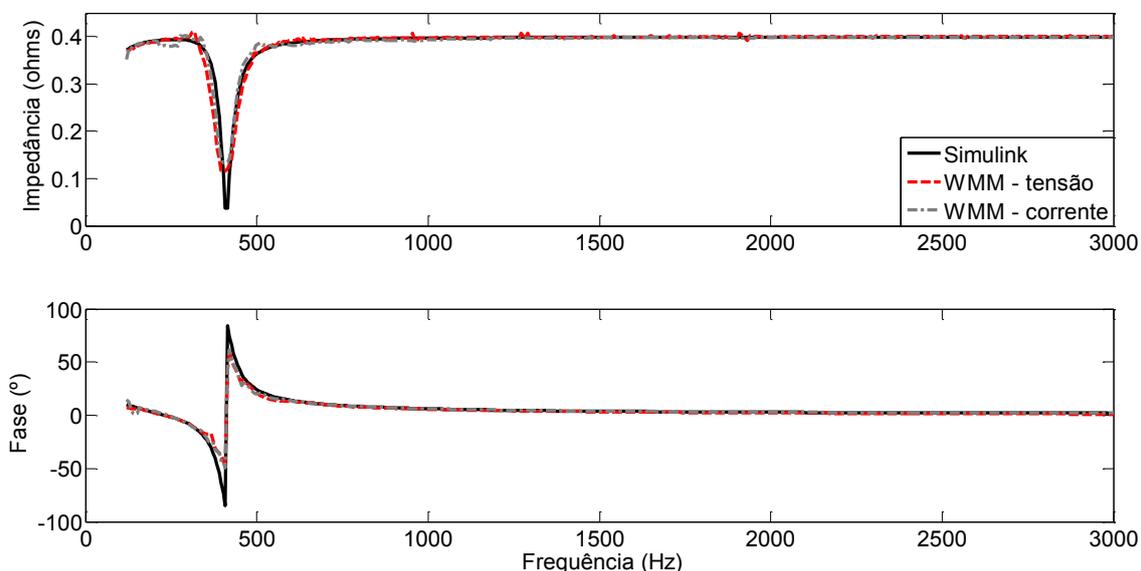


Figura 53 - Impedância para o circuito com cargas não lineares sendo conversores eletrônicos

Note que os valores obtidos pelo Simulink são os mesmos obtidos anteriormente, pelo fato das cargas não lineares serem desconectadas para a medição da impedância em todos os casos. Ao contrário do Simulink, os métodos propostos neste trabalho não desconectam tais cargas. Mesmo assim, os valores de impedância harmônica medidos pelos métodos (WMM tensão e corrente) são bem próximos aos valores esperados. A Tabela 6 resume os valores com os erros obtidos para este caso. Note que neste caso, os erros foram um pouco maiores que no caso em que as cargas não lineares são fontes de corrente. Além disso, os maiores erros, ou seja, o Valor Máximo Relativo (VMR) para o módulo e Valor Máximo Absoluto (VMA) para a fase ocorrem em frequências inter-harmônicas novamente.

Da mesma forma que no caso anterior, o valor do capacitor também foi alterado para provocar a mesma situação de ressonância série, e assim, verificar a eficácia do método, mas agora com cargas não lineares sendo conversores eletrônicos. A Figura 54 mostra os resultados obtidos para este novo cenário, enquanto que a Tabela 7 mostra os erros calculados. Nota-se que os resultados são semelhantes ao caso anterior, mas que os maiores erros continuam sendo nos pontos próximos à ressonância, que são os inter-harmônicos 408 Hz e 414 Hz.



**Figura 54 - Impedância para o circuito com cargas não lineares sendo fontes conversores eletrônicos, mas com ressonância série próxima ao 7º harmônico.**

Tabela 6 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 53

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	0,016	0,06	138	0,19°	1,35°	630
<b>WMM-tensão</b>	0,014	0,04	126	0,07°	0,95°	150

Tabela 7 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 54

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	0,033	0,97	414	0,85°	41,1°	414
<b>WMM-tensão</b>	0,034	1,04	408	1,36°	41,4	414

### 5.5.3. Caso 3: sistema elétrico de potência mais complexo

Neste caso, o método proposto é testado em um sistema elétrico de potência mais complexo que os casos anteriores. A Figura 55 mostra o diagrama unifilar deste caso, que é composto por linhas de transmissão em 138 kV (modeladas como seções  $\pi$ ), transformadores de potência abaixadores de tensão (para 13,8 kV e depois para 440 V), além de banco de capacitor (BC), filtro harmônico passivo, cargas lineares e não lineares (simuladas novamente por conversores eletrônicos de seis pulsos). Optou-se pela medição da impedância na linha de distribuição de 13,8 kV, na entrada do transformador que alimenta a carga e ao lado de um banco de capacitores.

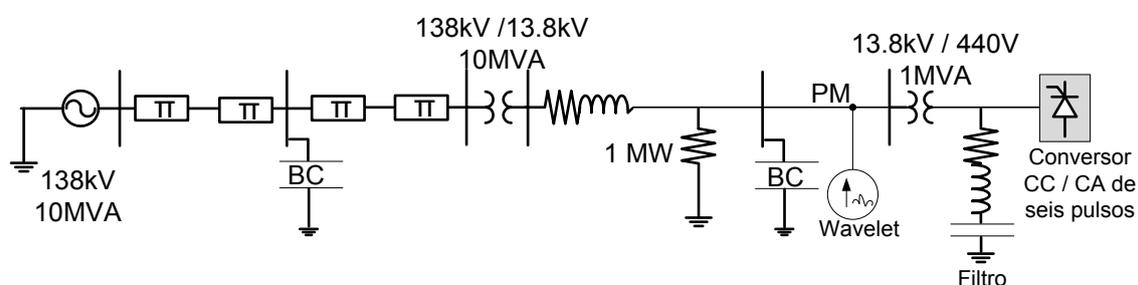
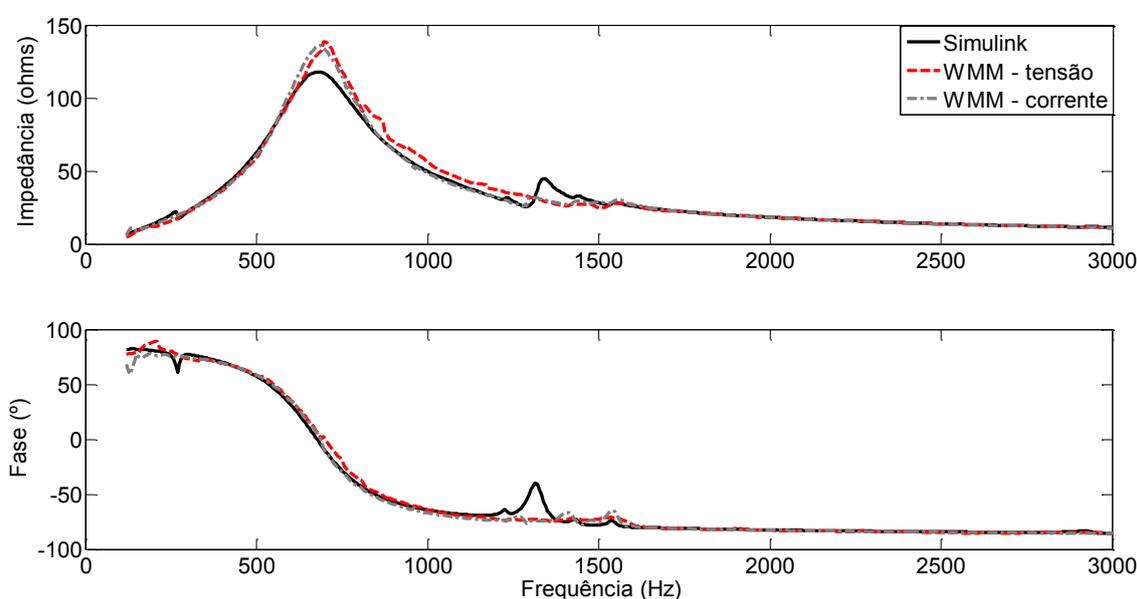


Figura 55 – Sistema de Potência mais complexo com uma carga não linear

A Figura 56 mostra a impedância harmônica (de seis em seis hertz) pela injeção/imposição de WMM por corrente e tensão, em comparação com o resultado obtido pelo Simulink. A interação do banco de capacitor com o sistema causou uma ressonância paralela próxima ao 11º harmônico, mais especificamente em 678 Hz (11,3 harmônico). A Tabela 8 apresenta os erros relativo e absoluto do módulo e fase, respectivamente para este caso. Nota-se que os erros máximos ocorreram próximo aos harmônicos 22 e 23, onde ocorreu uma alteração também abrupta da impedância. Mas pode-se observar também que em torno da frequência de ressonância, os erros foram elevados em comparação com o valor médio, atingindo cerca de 15% para o módulo e aproximadamente 7° na fase, em ambos os métodos.



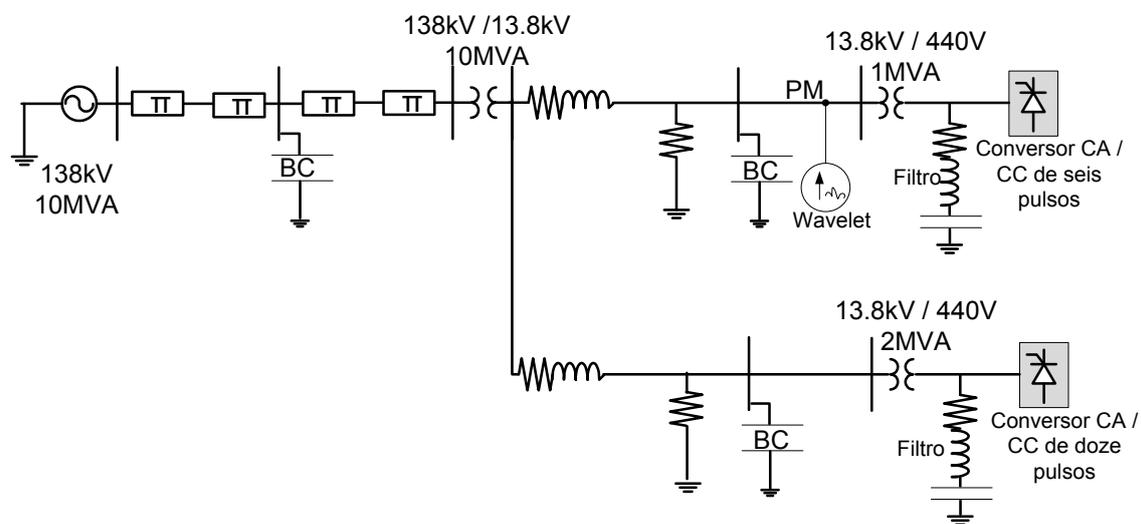
**Figura 56 - Impedância (a cada 6 Hz) para o sistema de potência da Figura 55**

**Tabela 8 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 56**

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	2,90	26,8	1344	2,44°	34,3°	1314
<b>WMM-tensão</b>	4,75	28,0	1344	2,49°	32,9°	1314

Com o intuito de verificar o funcionamento dos métodos no sistema de potência da Figura 55 em relação à influência de uma nova carga conectada no secundário do

transformador de 138/13,8 kV, foi então acrescentada agora uma carga não linear sendo um conversor de doze pulsos, conforme pode ser visto na Figura 57.



**Figura 57 - Sistema de Potência mais complexo com duas cargas não lineares**

Com a injeção da WWM de corrente e tensão no mesmo Ponto de Medição (PM), novos resultados foram obtidos, conforme apresenta a Figura 58, que novamente mostram as curvas do método e do Simulink. Nota-se que com a adição da nova carga, temos uma situação de uma nova ressonância próxima ao 30º harmônico, e a ressonância que existia na frequência de 678 Hz agora foi deslocada para 522 Hz (ou harmônico igual a 8,7). Além disso, o valor máximo da impedância anterior era cerca de 120 ohms, enquanto que para as duas ressonâncias paralelas (próximas ao 9º e 30º harmônicos), o valor máximo é de aproximadamente 60 ohms. A Tabela 9 mostra os erros relativo e absoluto encontrados neste novo cenário. Apesar dos erros máximos estarem em frequências aleatórias, e diferentes do caso anterior, nota-se que os erros estão na mesma ordem de grandeza que no caso em que existia somente uma ressonância paralela. De qualquer forma, em ambos os casos dos sistemas elétricos anteriores, as curvas obtidas pelos métodos se aproximam da curva do Simulink, e assim, seria suficiente para acertar os pontos de ressonância do sistema.

#### 5.5.4. Caso 4: Sistema de distribuição industrial de 13 barras

Este caso de teste consiste em um sistema de distribuição industrial de 13 barras que representa uma planta industrial de porte médio. Esse sistema foi extraído de um

modelo do IEEE [69][70]. Esta planta é alimentada a partir de uma rede elétrica de 69 kV e a planta local encontra-se no sistema de distribuição de 13,8 kV. O sistema pode ser visto na Figura 59 e os parâmetros descritos na Tabela 10, Tabela 11 e Tabela 12.

Devido à presença do banco de capacitor de 6000 kvar, a medição da impedância harmônica é realizada no barramento 3. Além disso, as cargas inicialmente conectadas no circuito são apenas lineares, conforme dados da Tabela 12. A Figura 60 mostra a impedância harmônica medida a cada 6 Hz no barramento 3, em comparação com o resultado dado pelo Simulink, quando o sistema dispõe somente de cargas lineares.

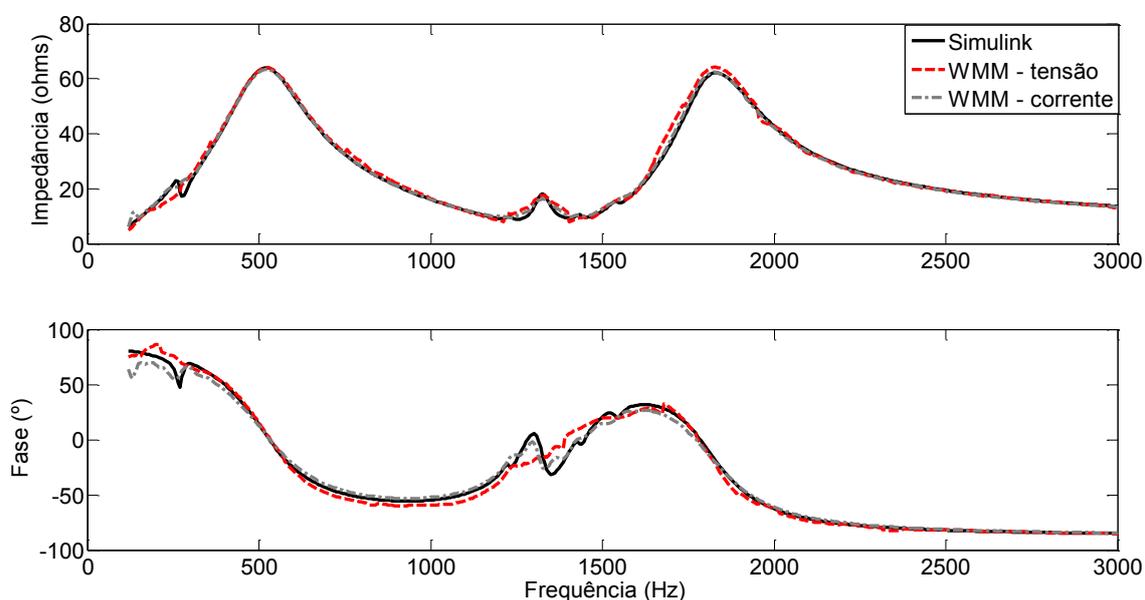


Figura 58 - Impedância (a cada 6 Hz) para o sistema de potência da Figura 57

Tabela 9 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 58

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	1,62	20,7	282	2,98°	24,4°	132
<b>WMM-tensão</b>	2,95	17,2	1272	3,72°	24,5°	1302

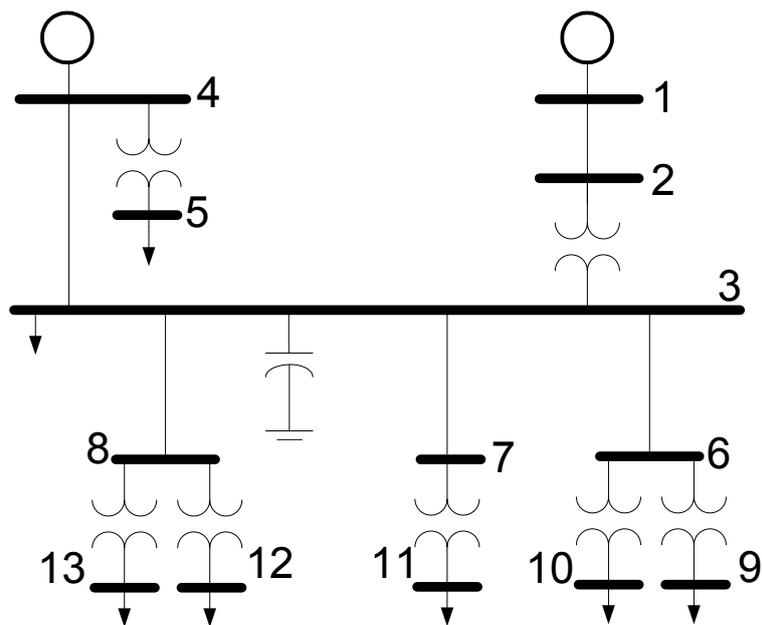


Figura 59 – Sistema de distribuição industrial de 13 barras

Tabela 10 – Dados da impedância em pu da Figura 59 (valores base: 13,8 kV, 10 MVA).

De	Para	R	X
1	2	0,00139	0,00296
3	4	0,00122	0,00243
3	6	0,00109	0,00091
3	7	0,00157	0,00131
3	8	0,00075	0,00063

Tabela 11 – Dados dos transformadores da Figura 59

De	Para	Tensão (kV)	kVA	%R	%X
2	3	69:13,8	15000	0,469	7,98
4	5	13,8:0,48	1500	0,959	5,66
6	9	13,8:2,40	3750	0,457	5,48
6	10	13,8:0,48	1500	0,836	5,43
7	11	13,8:0,48	1500	0,874	5,68
8	12	13,8:4,16	1725	0,744	5,95
8	13	13,8:0,48	1250	0,739	4,43

Tabela 12 – Potência das cargas da Figura 59

Barramento	P (kW)	Q (kvar)
3	2240	2000
5	600	530
9	2800	2500
10	370	330
11	810	800
12	1310	1130
13	1150	290

Nota-se, pela Figura 60 que o sistema possui uma ressonância paralela próxima ao 23° harmônico (ou mais especificamente em 1404 Hz). Além disso, pelo fato da simulação não conter harmônicos de fundo provenientes de cargas não lineares, os erros foram relativamente baixos, conforme pode ser observado na Tabela 13. Nota-se mais uma vez que os maiores erros, tanto no módulo quanto na fase estão nos inter-harmônicos. E neste caso, os maiores erros estão próximos da frequência de ressonância.

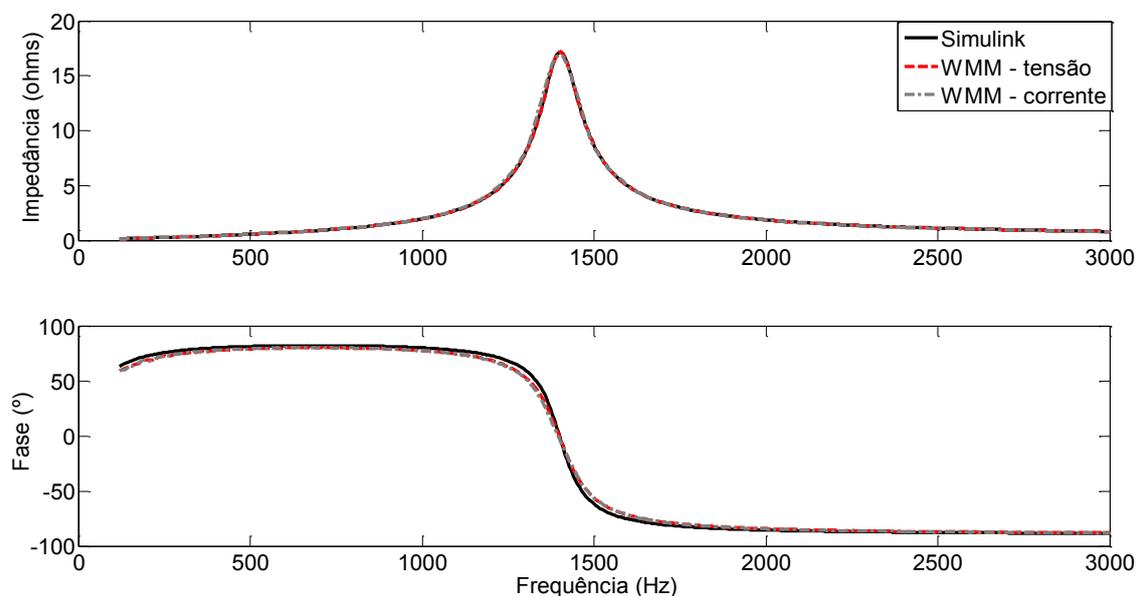
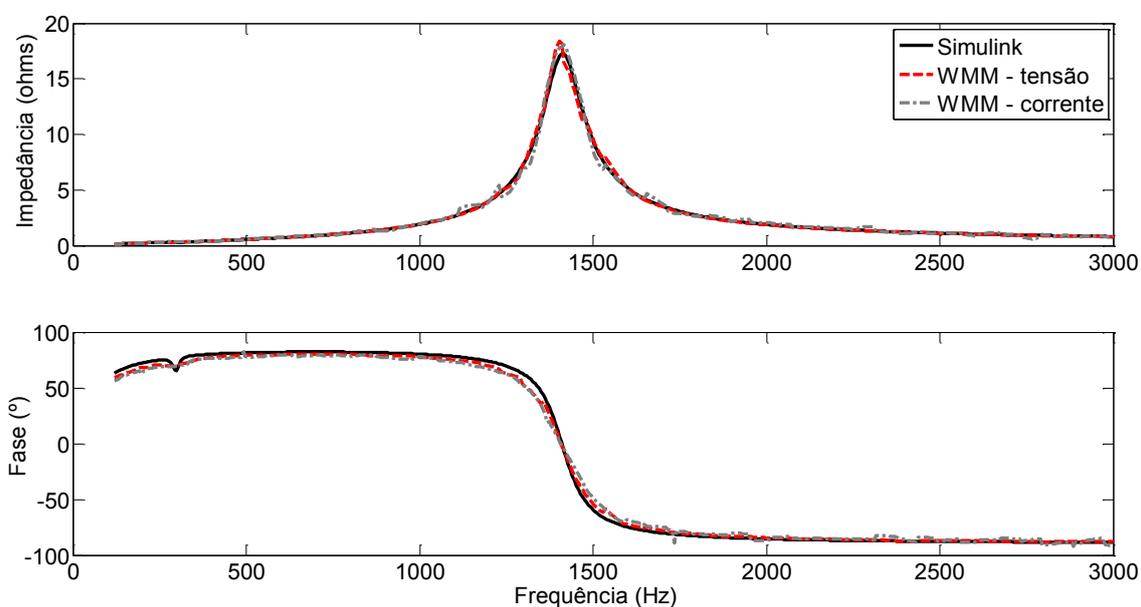


Figura 60 - Impedância (a cada 6 Hz) para o sistema de distribuição industrial de 13 barras, contendo apenas cargas lineares

Para testar os métodos desenvolvidos utilizando o sistema de distribuição industrial IEEE de 13 barras da Figura 59, mas incluindo cargas não lineares, conversores CA/CC de seis pulsos foram adicionados em todos os barramentos de 480 V (5, 10, 11 e 13). A Figura 61 mostra os resultados obtidos para este caso, enquanto que a Tabela 14 traz os erros relativo e absoluto. Pode-se verificar que como esperado, os erros são maiores que no caso em que o sistema não possui cargas não lineares. Nota-se ainda que além dos erros maiores estarem em frequências inter-harmônicas, tais valores se concentram próximas à frequência de ressonância do sistema.

**Tabela 13 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 60**

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	0,09	0,41	1338	2,37°	10,8°	1356
<b>WMM-tensão</b>	0,05	0,18	1350	2,27°	7,13°	1338



**Figura 61 - Impedância (a cada 6 Hz) para o sistema de distribuição industrial de 13 barras, contendo cargas lineares e não lineares**

Tabela 14 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 61

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	1,07	6,22	1356	3,98°	18,1°	1368
<b>WMM-tensão</b>	0,80	5,27	1398	2,37°	11,6°	1350

### 5.5.5. Caso 5: Sistema com parâmetros distribuídos versus sistemas com parâmetros concentrados

Este último caso analisado neste trabalho mostra o método sendo testado tanto em sistemas cujas linhas de transmissão sejam de parâmetros concentrados (como as do modelo  $\pi$  do sistema da Figura 55 e Figura 57), tanto em modelos cujas linhas de transmissão sejam de parâmetros distribuídos.

Para isso, foi realizada uma simulação em um sistema de 230 kV com linha de transmissão longa de 250 km, conforme mostra a Figura 62. Nesta figura, o bloco LT (Linha de Transmissão) é modelado ou com parâmetros concentrados ou com parâmetros distribuídos, utilizando o mesmo sistema elétrico. A ideia é justamente mostrar que existe diferença na impedância harmônica quando se trabalha com modelos concentrados ou distribuídos, e principalmente, testar os métodos de medição desenvolvidos neste trabalho para esses casos.

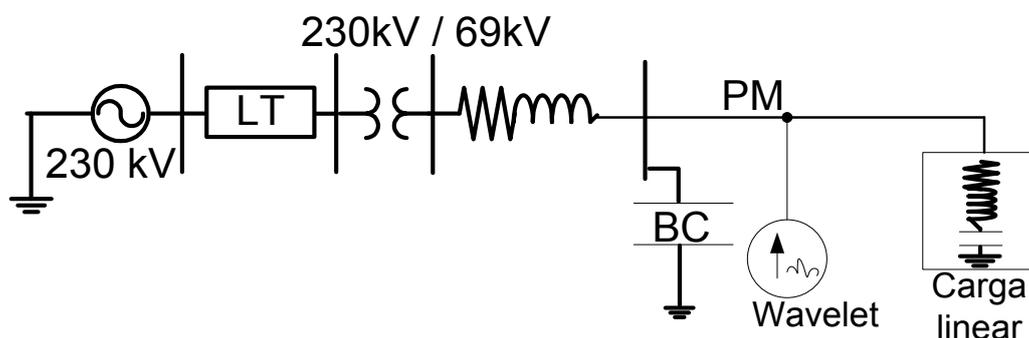
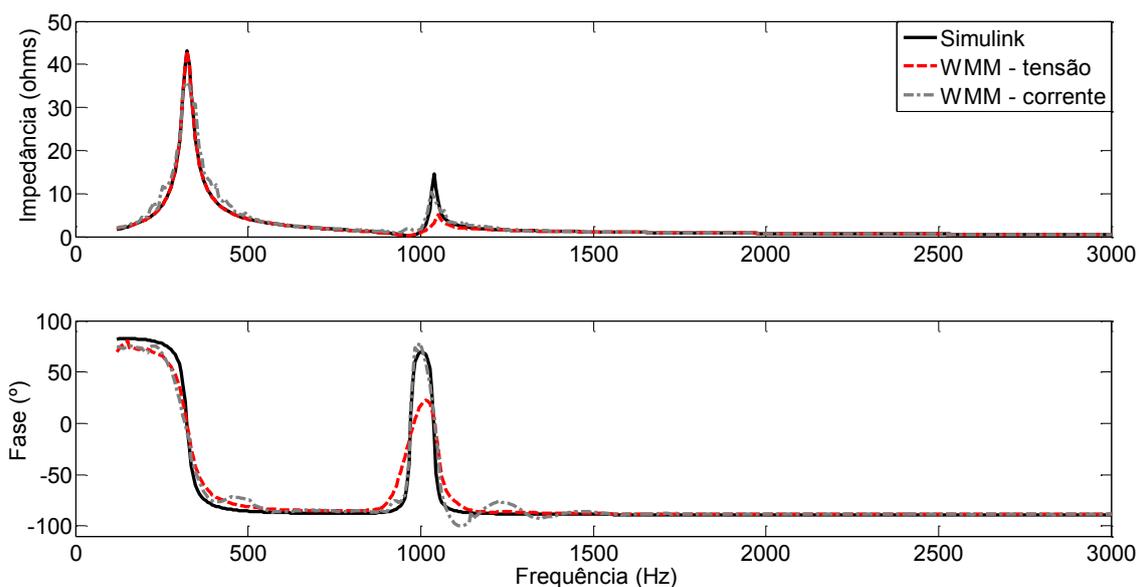


Figura 62 – Sistema para simulação de um circuito com Linha de Transmissão (LT) com parâmetros concentrados ou distribuídos

A Figura 63 mostra os resultados de medição de impedância harmônica em comparação com o Simulink, para a simulação em que a LT é de parâmetros concentrados. Note que existe uma ressonância paralela mais acentuada próxima ao 5° harmônico (ou em 324 Hz) e outra menos acentuada na frequência de 1038 Hz (ou no inter-harmônico igual a 17,3). Houve ainda uma ressonância série no inter-harmônico de frequência 972 Hz (ou 16,2), onde a impedância atingiu um valor próximo de zero. A Tabela 15 mostra os erros (médio e máximo para módulo e fase) obtidos para esse caso.



**Figura 63 - Impedância (a cada 6 Hz) para o sistema da Figura 62 com LT representada por parâmetros concentrados**

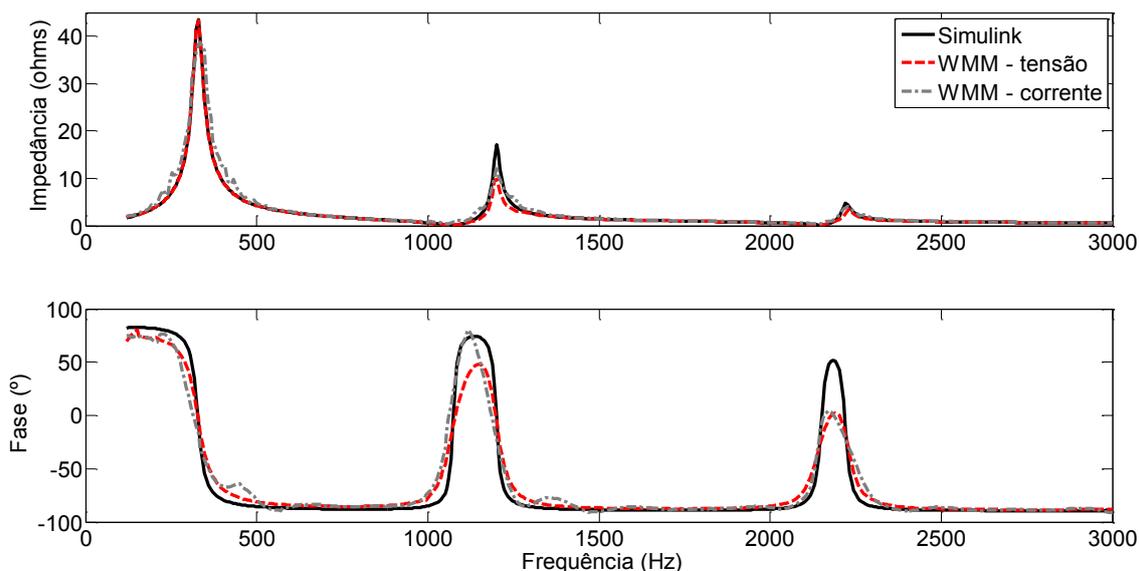
**Tabela 15 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 63**

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	2,03	24,8	324	3,43°	36,1°	1044
<b>WMM-tensão</b>	1,75	46,3	1038	4,39°	56,1	990

Já a Figura 64 traz os resultados da medição de impedância harmônica, quando a LT é modelada por parâmetros distribuídos. Note que aparecem diferenças entre os valores (módulo e fase) em relação à LT com parâmetros concentrados, nas frequências

elevadas (após 1500 Hz). Isso sugere que em linhas longas, devem-se considerar parâmetros distribuídos para a simulação.

Para esse caso, nota-se na Figura 64 que aparece outra ressonância paralela em 2184 Hz. A Tabela 16 traz os erros médios e máximos para módulo e fase para o caso da LT com parâmetros distribuídos. Desta vez, os erros máximos estão concentrados em torno das ressonâncias de maiores frequências.



**Figura 64 - Impedância (a cada 6 Hz) para o sistema da Figura 62 com LT representada por parâmetros distribuídos**

**Tabela 16 - Erros relativo e absoluto para os dados da Figura 64**

	Módulo (%)			Fase (°)		
	EMR	VMR	$f_R$ (Hz)	EMA	VMA	$f_A$ (Hz)
<b>WMM-corrente</b>	11,0	31,8	1206	7,10°	53,2°	2190
<b>WMM-tensão</b>	8,5	44,7	1206	6,78°	51,3	2178

## 5.6. Conclusões

Este capítulo apresentou dois novos métodos de medição de impedância harmônica em sistemas de potência. O primeiro deles é através da injeção de corrente wavelet do tipo morlet, denominada Wavelet Morlet Modificada (WMM), enquanto que

no segundo método a medição é realizada por meio de uma tensão imposta com a forma de onda da WMM, em série com outra tensão que possui o mesmo valor nominal da tensão no Ponto de Medição (PM) do circuito. Tais ondas WMM são inseridas no circuito de forma sequencial para cada frequência desejada. A impedância foi medida até o 50º harmônico. Impedâncias de frequências inter-harmônicas variando de seis em seis hertz também foram medidas nos dois métodos. Para isso, ambos os métodos desenvolvidos utilizam a SWRDFT (do inglês, *Sliding Window Recursive Discrete Fourier Transform*) para decomposição dos sinais de tensão e corrente medidos. Além disso, uma modificação importante na SWRDFT foi realizada, com o intuito de separar os harmônicos de fundo existentes no sistema elétrico (produzido por cargas não lineares) do harmônico gerado devido à injeção ou imposição da WMM. Este passo foi essencial para que o método atingisse bons resultados.

Uma grande vantagem dos métodos desenvolvidos é que os sinais injetados ou impostos no sistema possuem baixa energia, que decresce com o aumento da frequência. E, como a maioria dos harmônicos presentes em um sistema elétrico de potência são de frequências menores, a injeção de sinais de menor energia em frequências elevadas é justificada e por isso encontrou-se bons resultados, devido ao pouco ou nenhum harmônico de fundo já presente no sistema. Além da baixa energia, vale destacar que tais sinais WMM são gerados com o valor de cerca de um por cento do valor nominal da corrente, no caso do método denominado MZI (medição de impedância por meio da injeção de corrente WMM) ou da tensão, no caso do método MZV (medição de impedância por meio da imposição de tensão WMM). Com isso, em ambos os métodos, a perturbação causada no sistema é pequena, diferentemente da maioria dos métodos presentes na literatura. Outra vantagem do método é que o sinal WMM possui pequeno atraso na saída da SWRDFT.

Além das vantagens destacadas, é importante ressaltar que os métodos desenvolvidos (MZI e MZV) foram testados em circuitos com diferentes níveis de complexidade, seja em sistemas com tensões em 440 V e 13,8 kV, seja em sistemas com tensões de 230 kV, com linhas de transmissão modeladas com parâmetros concentrados ou distribuídos, incluindo condições de ressonância série ou paralela no sistema, concluindo que os métodos têm grande potencial de aplicação prática. Além disso, os métodos foram testados na presença de cargas não lineares, mostrando que não existe necessidade de desconectá-las do sistema.

Com relação aos resultados alcançados, verificou-se que apesar dos erros existentes, as curvas dos modelos seguem a mesma forma do valor esperado (obtida do Simulink), o que seria suficiente para determinar o ponto de ressonância no sistema, ou até mesmo auxiliar no projeto de filtros passivos. Além disso, observou-se nos resultados que os maiores erros concentram-se nas frequências inter-harmônicas próximas aos pontos de ressonância, devido à variação abrupta dos valores de impedância nestes pontos, e também devido ao fato dos sinais WMM gerados com frequência centrada nos harmônicos, serem utilizados para encontrar a impedância inter-harmônica nas adjacências de tal harmônico, o que pode ter provocado atenuações nos sinais de tensão ou corrente. Outra observação em relação aos resultados é que um circuito simulado com apenas cargas lineares produz erros menores que a mesma simulação acrescentada de cargas não lineares, devido justamente aos harmônicos de fundo provocados por tais cargas. Além disso, apesar da taxa de distorção harmônica ser menor em sistemas de tensões mais elevadas (13,8 kV por exemplo) e maiores em tensões mais baixas (440 V ou 220 V), os resultados apresentados podem ser considerados satisfatórios em todos os casos, independente do nível de tensão em que o método foi aplicado.

---

## 6. CONCLUSÕES FINAIS

Primeiramente, é importante destacar que o presente trabalho tem como objetivo principal realizar o levantamento de características do sistema elétrico de potência pela imposição de perturbações controladas. Tem-se ainda como objetivo o estudo do comportamento dos harmônicos das correntes de conversores eletrônicos quando submetidos a afundamentos de tensão do tipo C. Em ambos os casos, pode-se considerar que os objetivos foram alcançados como pode ser visto através dos resultados apresentados. Além disso, conclui-se que a utilização de técnicas de processamento de sinais, como a SWRDFT, aliada a estudos de sistemas de potência é fundamental para levantar características do SEP, seja a caracterização de cargas ou mesmo a medição de impedância.

A caracterização dos conversores individuais submetidos a afundamentos temporários de tensão, por meio da ferramenta de decomposição de harmônicos, demonstrou ser útil na medida em que diferencia os conversores analisados em alguns aspectos. Isso inclusive possibilitaria a identificação de cargas com estas características.

Com relação à medição de impedância harmônica por meio de uma injeção controlada de wavelets no SEP, pode-se concluir que o método desenvolvido, seja por injeção de corrente ou imposição de tensão, atingiu resultados satisfatórios. Pode-se destacar que as principais vantagens deste método é a baixa energia dos sinais WMM e, portanto pequena perturbação inserida no sistema em estudo, além de possuir um pequeno valor (cerca de 1%) do valor da corrente ou tensão nominal do ponto de medição.

A escolha pelo melhor método de medição de impedância, ou seja, por injeção de corrente ou imposição de tensão, vai depender das dificuldades para implementação prática, visto que os dois métodos se equivalem com relação à complexidade de simulação e também pelos resultados apresentados, que são bem próximos de um do outro.

Vale a pena ressaltar que o presente trabalho não discute questões técnicas relativas ao aspecto construtivo do dispositivo. Este assunto importante deverá ser estudado em pesquisas futuras. Este trabalho discute somente os principais conceitos da promissora metodologia, a respeito das ferramentas de processamento de sinais utilizadas para obter tal dispositivo de medição de impedância.

Mas, como existem duas técnicas consolidadas no ambiente de simulação, demonstradas neste trabalho, o passo seguinte certamente é tentar realizar a implementação prática desses medidores (MZI ou MZV). Para isso, acredita-se que a utilização da técnica de medição de impedância por meio de tensão wavelet imposta (MZV) seja de mais fácil implementação, devido à utilização de conversores fonte de tensão e transformadores necessários, enquanto na que implementação do método MZI seria necessário o controle das correntes injetadas através de filtros ativos, por exemplo.

Destaca-se ainda que método proposto possa ser aplicado no projeto de filtros harmônicos, verificação do cumprimento do limite de harmônicos gerados pelo consumidor ou concessionária de energia, bem como na predição de pontos de ressonância do sistema, o que seria adequado antes da inserção de bancos de capacitores para correção de fator de potência dos sistemas elétricos em geral.

Além disso, a atual necessidade de integração de sistemas de geração distribuída (SGD) à rede elétrica de distribuição pode se tornar uma grande aplicação do método desenvolvido neste trabalho. É importante deixar registrado que a Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) possui hoje um SGD, baseado na geração fotovoltaica, que é a maior em capacidade instalada em uma instituição de ensino no Brasil e dedicada somente à pesquisa. Assim, espera-se que a ferramenta desenvolvida possa ser utilizada nesta instituição, e que antes da conexão deste sistema de geração distribuída na rede elétrica, o método possa ser aplicado, pois ele daria informações necessárias da impedância harmônica do sistema, e seria útil, por exemplo, para determinar as características e o tipo de filtro necessário que deveria ser dimensionado e utilizado durante a conexão. Por isso, este trabalho poderá seguir em curso em uma pesquisa que envolveria processamento de sinais em conjunto com a eletrônica de potência.

## **6.1. Passos Futuros**

No sentido de avançar nesta pesquisa, são colocados aqui os passos futuros sugeridos deste trabalho, especificamente do Capítulo 5, que trata da medição de impedância harmônica por meio de wavelets e é a maior contribuição desta tese:

- i) Aprofundar nas análises das técnicas MZI e MZV para definir qual a melhor a ser utilizada em simulações;

- ii) Implementação de outros métodos invasivos presentes na literatura para comparação com os métodos desenvolvidos neste trabalho;
- iii) Simulação dos métodos de medição de impedância em sistemas cuja frequência não seja a nominal;
- iv) Simulação da injeção de corrente através de filtros ativos e da imposição de tensão por meio de conversores fonte de tensão;
- v) Simulação em outros circuitos elétricos, que contenham fontes de geração distribuída e em sistemas de potência mais complexos, que contenham cargas não lineares modeladas como inversores;
- vi) Verificação da aplicação, realizando simulações que envolvam projeto de filtros harmônicos, determinação da responsabilidade harmônica entre concessionária e consumidor, e determinação de pontos de ressonância para alocação de bancos de capacitores.
- vii) Implementação do modelo desenvolvido de medição de impedância na ferramenta computacional DSPACE;
- viii) Aplicação e teste no RTDS (do inglês, Real Time Digital Simulator), para simulação do sistema em tempo real;
- ix) Criação de um protótipo de medição para aplicação em sistemas reais;
- x) Utilização do Laboratório Solar da UFJF como campo de aplicação prática.

---

## 7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] STEVENSON JR., W. D. **Elementos de Análise de Sistemas de Potência**, São Paulo: McGraw-Hill, 1974.
- [2] ALMEIDA, C. F. M. **Fontes Distribuídas de Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência**. 267 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2012.
- [3] LEBORGNE, R. C.; KARLSSON, D.; OLGUIN, G. Analysis of Voltage Sag Phasor Dynamic. In: Power Tech St.Petersburg, St. Petersburg. **Proceedings of PowerTech St.Petersburg**, 2005.
- [4] SOLIMAN, S. A., ALAMMARI, R. A. Harmonic modeling of linear and nonlinear loads based on Kalman filtering algorithm. **Electric Power Systems Research**, vol. 72, pp. 147-155, 2004.
- [5] RANADE, S.J., SAGI, D., ELLIS, A. Identifying Load Inventory From Measurements, Proc. 2005-2006 **T&D Conference and Exposition**, Paper TD2005-000705, Dallas, TX, May 2006.
- [6] MAZUMDAR, J., HARLEY, R. G., LAMBERT, F. C., VENAYAGAMOORTHY, G. K., PAGE, M. L. Intelligent Tool for Determining the True Harmonic Current Contribution of a Customer in a Power Distribution Network. In: **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 44, 2008.
- [7] ARRILLAGA, J., LIU, Y.H., WATSON, N. R. **Flexible Power Transmission — The HVDC Options**, John Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [8] BORGONOVO, D. **Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park**. 162 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [9] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and design**. 2ª ed., John Wiley & Sons, 1989.

- [10] ARRILAGA, J., SMITH, B. C., WATSON, N. R., WOOD, A. R. **Power System Harmonic analysis**, John Wiley & Sons, 1997.
- [11] AHMED, A. **Eletrônica de Potência**, Editora Prentice Hall, 2000.
- [12] RICHTER, S.A.; GAERTNER, P.; HIRSCHMANN, D.; De DONCKER, R.W. Design of a PWM current source rectifier for high power induction melting applications. **Power Electronics and Applications, 2009. 13th European Conference on**, pp.1-9, 8-10 Sept. 2009.
- [13] BILGIN, H.F.; KOSE, K.N.; ZENGINOBUZ, G.; ERMIS, M.; CADIRCI, E.N.I.; KOSE, H. A unity-power-factor buck-type PWM rectifier for medium/high-power DC motor drive applications. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, vol.38, no.5, pp. 1412- 1425, Sep/Oct 2002.
- [14] NICOLAS, C.V.; BLAZQUEZ, F.; RAMIREZ, D.; LAFOZ, M.; IGLESIAS, J. Guidelines for the design and control of electrical generator systems for new grid connected wind turbine generators. IECON 02 [**Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the**], vol.4, no., pp. 3317-3325 vol.4, 5-8 Nov. 2002.
- [15] BAROUDI, J.A.; DINAVAHI, V.; KNIGHT, A.M. A review of power converter topologies for wind generators. **Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on**, pp.458-465, 15 May 2005.
- [16] COLLIER, D.A.F.; HELDWEIN, M.L. Modeling and design of a micro wind energy system with a variable-speed wind turbine connected to a permanent magnet synchronous generator and a PWM rectifier. **Power Electronics Conference (COBEP)**, 2011 Brazilian, pp.292-299, 11-15 Sept. 2011.
- [17] CONGWEI L.; BIN, W.; ZARGARI, N.; XU, D. A novel nine-switch PWM rectifier-inverter topology for three-phase UPS applications. **Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on** , pp.1-10, 2-5 Sept. 2007.
- [18] CAMARGO, R. F., BOTTERÓN, F., DUARTE, M. H., MARQUES, J., PINHEIRO, H. Análise e Implementação de Retificadores PWM Trifásicos com Resposta de Tempo Mínimo Utilizando Desacoplamento por Retroação de Estados. **Revista Controle & Automação / Vol.16 no.4 / Outubro, Novembro e Dezembro, 2005.**

- [19] ALMEIDA, P. M. **Modelagem e controle de conversores fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição**. 189 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2011.
- [20] JUNQUEIRA, A. D. **Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência**. 121f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.
- [21] IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality," *IEEE Std 1159-1995*" , vol., no., pp.i., 1995.
- [22] International Electrotechnical Commission – IEC, “**Voltage Dips and Short Interruption on Public Electric Power Supply Systems with Statistical Measurement Results**”. IEC 61000-2-8, 2002.
- [23] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional– PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica ANEEL**, 2007.
- [24] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Resolução Nº 505 de 26 de nov. 2001**. BRASÍLIA: ANEEL, 2001.
- [25] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA (ONS). **Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes- Submódulo 2.8, rev. 0.3**. de 07 jul. 2008.
- [26] M. H. J. Bollen, “The Influence of Motor Reacceleration on Voltage sags”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, No.3, May/June 1994.
- [27] Gomez, J.C.; Morcos, M.M., "A simple methodology for estimating the effect of voltage sags produced by induction motor starting cycles on sensitive equipment," **Industry Applications Conference, 2001**. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE , vol.2, no., pp.1196,1199 vol.2, Sept. 30 2001-Oct. 4 2001.
- [28] T. H. Ortmeier, T. Hiyama, H. Salehfar, “Power Quality Effects of Distribution System Faults”, *Electrical Power & Energy Systems*, Vol.18, No.5, 1996.

- [29] Faried, S.O.; Billinton, R.; Aboreshaid, S.; Fotuhi-Firuzabad, M., "Probabilistic evaluation of voltage sag in transmission systems," **Power Tech Conference Proceedings**, 2003 IEEE Bologna, vol.4, no., pp.6 pp. Vol.4,, 23-26 June 2003.
- [30] Manjula, M.; Sarma, A. V R S; Mishra, S., "Detection and classification of voltage sag causes based on empirical mode decomposition," **India Conference (INDICON), 2011 Annual IEEE** , vol., no., pp.1,5, 16-18 Dec. 2011.
- [31] IBRAHIM, M. **Disturbance Analysis for Power Systems**. Wiley-IEEE Press, 2012.
- [32] LEBORGNE, R. C. **Uma Contribuição à Caracterização da Sensibilidade de Processos Industriais frente a Afundamentos de Tensão**. 163f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Itajubá, Minas Gerais, 2003.
- [33] BOLLEN, M. **Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions**. Wiley-IEEE Press, 2000.
- [34] DUQUE, C.; SILVEIRA, P.M.; BALDWIN, T.; RIBEIRO, P.F. Novel method for tracking time-varying power harmonic distortions without frequency spillover. **Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE**, pp.1-6, 20-24 July 2008.
- [35] SILVEIRA, P.M.; DUQUE, C.; BALDWIN, T.; RIBEIRO, P.F. Sliding window recursive DFT with dyadic downsampling — A new strategy for time-varying power harmonic decomposition. **Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE** ,pp.1-6, 26-30 July 2009.
- [36] FABRI, D.F.; MARTINS, C.H.N.; SILVA, L.R.M.; DUQUE, C.A.; RIBEIRO, P.F.; CERQUEIRA, A.S. Time-varying harmonic analyzer prototype. **Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on**, pp.1-7, 26-29 Sept. 2010.
- [37] DUQUE, C. A.; SILVEIRA, P. M.; BALDWIN, T. L.; RIBEIRO, P. F. Tracking simultaneous time-varying power harmonic distortions using filter banks. **Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), 2010 IEEE**, pp.1-9, 9-13 May 2010.

- [38] FABRI, D.F.; MARTINS, C.H.N.; DUQUE, C.A.; SILVEIRA, P.M.; RIBEIRO, P.F. Improved filter banks for time-varying power harmonic decomposition. **Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE**, pp.1-6, 24-29 July 2011.
- [39] PRATES, M. O., ALMEIDA, P. M., SILVA, L. R. M., DUQUE, C. A., SILVEIRA, P. M., CERQUEIRA, A. S., RIBEIRO, P.F. Characterization of Electronic Converters by Time-Varying Harmonic Phasors and Waveforms. **Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 15th International Conference on** , 17-20 June. 2012.
- [40] YALEINKAYA, G.; BOLLEN, M.H.J.; CROSSLEY, P.A. Characterization of voltage sags in industrial distribution systems. **IEEE Transactions on Industry Applications** , vol.34, no.4, pp.682-688, Jul/Aug 1998.
- [41] SINGH, S.P.; TRIPATHI, R.K. Voltage sags and their characterization. **Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2010 International Conference on** ,pp.1-6, Nov. 29 2010-Dec. 1 2010.
- [42] St. JOHN, A.N. Survey of recent voltage sag papers from 'around the world'. **Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1993.** Conference Record, Papers Presented at the 1993 Annual Meeting , pp.52-54, 2-6 May 1993.
- [43] BOLLEN, M.H.J. Characterization of voltage sags experienced by three-phase adjustable-speed drives. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.12, no.4, pp.1666-1671, Oct 1997.
- [44] LEE, K., VENKATARAMANAN, G.; JAHNS, T.M. Source current harmonic analysis of adjustable speed drives under input voltage unbalance and sag conditions. **IEEE Transactions on, Power Delivery**, vol.21, no.2, pp.567-576, April, 2006.
- [45] DJOKIC, S.Z.; STOCKMAN, K.; MILANOVIC, J.V.; DESMET, J.J.M.; BELMANS, R. Sensitivity of AC adjustable speed drives to voltage sags and short interruptions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.20, no.1, pp. 494- 505, Jan 2005.

- [46] LEÃO, P. C. A., OLIVEIRA, J. C., RODRIGUES, K. D. Conversores de frequência VSI-PWM submetidos a Afundamentos Temporários de Tensão (voltage sags). **Revista Controle & Automação** / Vol.14 no.1 / Janeiro, Fevereiro e Março, 2003.
- [47] KAI YAO; KOVAL, D.; WILSON XU; SALMON, J. An investigation of voltage sags by a phasor methodology. **Electrical and Computer Engineering, 1998. IEEE Canadian Conference on**, vol.2, no., pp.689-692 vol.2, 24-28 May 1998.
- [48] LEBORGNE, R. C.; KARLSSON, D. Phasor based voltage sag monitoring and characterization. **Electricity Distribution, 2005. CIRED 2005. 18th International Conference and Exhibition on**, pp.1-4, 6-9 June 2005.
- [49] REWATKAR, S.B., KEWTE, S.G. Role of Power Electronics Based FACTS Controller SVC for Mitigation of Power Quality Problems. **Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET)**, 2009 2nd International Conference on, pp.731-735, 16-18 Dec. 2009.
- [50] RAMIREZ, J.M., LOZANO, J.M., ROSAS, J.C. Sags, swells and harmonic solid state compensator. **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32<sup>nd</sup> Annual Conference on**, pp.2025-2030, 6-10 Nov. 2006.
- [51] DANG, P.; PETZOLDT, J. A novel feedback-based control for PWM AC/DC converters under unbalanced grid conditions. **Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)**, 2010 14th International, pp.T2-162-T2-166, 6-8 Sept. 2010.
- [52] OLIVEIRA, S.E.M., GUIMARAES, J.O.R. Effects of Voltage Supply Unbalance on AC Harmonic Current Components Produced by AC/DC Converters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.22, no.4, pp.2498-2507, Oct. 2007.
- [53] Jin Hui; Freitas, W.; Vieira, J. C M; Honggeng Yang; Yamei Liu. Utility Harmonic Impedance Measurement Based on Data Selection." **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.27, no.4, pp.2193,2202, Oct. 2012.

- [54] Y. Xu, S. Huang, and Y. Liu, "Partial least-squares regression based harmonic emission level assessing at the point of common coupling," presented at the **Int. Conf. Power Syst. Technol.**, Chongqing, China, Oct. 2006.
- [55] J. Hui, H. Yang, S. Lin, and M. Ye, "Assessing utility harmonic impedance based on the covariance characteristic of random vectors," **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 25, no. 3, pp. 1778–1786, Jul. 2010
- [56] Wiechowski, W.; Lykkegaard, J.; Bak-Jensen, B.; Bak, C.L., "Validation techniques of network harmonic models based on switching of a series linear component and measuring resultant harmonic increments," **Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007. 9th International Conference on** , vol., no., pp.1,6, 9-11 Oct. 2007.
- [57] M. Sumner, B. Palethorpe, and D. W. P. Thomas, "Impedance measurement for improved power quality—Part I: The measurement technique," **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 19, no. 3, pp. 1442–1448, Jul. 2004.
- [58] Xie, C.; Tennakoon, S.B.; Langella, R.; Gallo, D.; Testa, A.; Wixon, A., "Harmonic impedance measurement of 25 kV single phase AC supply systems," **Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on** , vol.1, no., pp.214,219 vol.1, 2000.
- [59] Wang, W.; Nino, E.E.; Xu, W., "Harmonic impedance measurement using a thyristor-controlled short circuit," **Generation, Transmission & Distribution, IET** , vol.1, no.5, pp.707,713, September 2007.
- [60] Lixiang Hou; Hongtao Shi; Zhen Yang; Fang Zhuo, "Harmonic impedance calculation and measurement for an islanded microgrid," **ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE** , vol., no., pp.550,554, 3-6 June 2013.
- [61] W. Xu, E. E. Ahmed, X. Zhang, and X. Liu, "Measurement of network harmonic impedances: Practical implementation issues and their solutions," **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 17, no. 1, pp. 210–216, Jan. 2002.
- [62] Robert, A.; Deflandre, T.; Gunther, E.; Bergeron, R.; Emanuel, A.; Ferrante, A.; Finlay, G.S.; Gretsche, R.; Guarini, A.; Gutierrez Iglesias, J.L.; Hartmann, D.; Lahtinen, M.; Marshall, R.; Oonishi, K.; Pincella, C.; Poulsen, S.; Ribeiro, P.; Samotyj, M.; Sand, K.; Smid, J.; Wright, P.; Zhelesko, Y.S., "Guide for

- assessing the network harmonic impedance," *Electricity Distribution. Part 1: Contributions. CIRED. 14th International Conference and Exhibition on (IEE Conf. Publ. No. 438)*, vol.1, no., pp.3/1,310 vol.2, 2-5 June 1997.
- [63] THEODORIDIS, S., KOUTROMUMBAS, K. **Pattern Recognition**, Academic Press, 2nd ed., 2003.
- [64] CIGRE Working Group 36-05, "**Harmonics, characteristic parameters, methods of study, estimates of existing values in the network,**" *Electra*, no. 77, pp. 35–54, July 1981.
- [65] MARTINS, H. J A. **Diagnóstico de Transformadores de Potência através de Metodologias no Domínio da Frequência**. 237 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.
- [66] FUGAL, D. L. **Conceptual Wavelets In Digital Signal Processing: Na In-Depth Practical Approach for the Non-Mathematician**. Academic Press, 1<sup>st</sup> ed., 2009.
- [67] Richards, Mark A (Abril, 2010). **Discrete-time Gaussian Fourier Transform Pair, and Generating a Randon Process with Gaussian PDF and Power Spectrum**. Available:  
<http://users.ece.gatech.edu/mrichard/Gaussian%20FT%20and%20random%20process.pdf>, [acesso em 29 de outubro, 2013].
- [68] Impedance Measurement, Environment block for SimPowerSystems models. Available:  
<http://www.mathworks.com/help/phymod/sps/powersys/ref/impedancemeasurement.html>, [acesso em 11 de fevereiro, 2014].
- [69] IEEE Standard 399-1990, "**IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power System Analysis**", IEEE, New York, 1990.
- [70] Abu-Hashim, R.; Burch, R.; Chang, G.; Grady, M.; Gunther, E.; Halpin, M.; Harziadonin, C.; Liu, Y.; Marz, M.; Ortmeyer, T.; Rajagopalan, V.; Ranade, S.; Ribeiro, P.; Sim, T.; Xu, W., "Test systems for harmonics modeling and simulation," **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.14, no.2, pp.579,587, Apr 1999.

---

## APÊNDICE A – PUBLICAÇÕES ALCANÇADAS

Encontram-se listadas a seguir as publicações alcançadas durante o doutorado.

PRATES, M. O., DUQUE, C. A., BARBOSA, P. G., CERQUEIRA, A. S., TESTA, A., RIBEIRO, P. F. 2013. **Power System Impedance Measurement Based on Wavelet Injection**. Submetido para publicação em *IEEE PES Transactions on Power Delivery*.

PRATES, M. O., DUQUE, C. A., BARBOSA, P. G., CERQUEIRA, A. S., TESTA, A., RIBEIRO, P. F. 2014. **Power System Impedance Measurement Based on Wavelet Voltage Imposed**. Aceito para publicação em 16<sup>th</sup> *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power*.

PRATES, M. O., ALMEIDA, P. M., SILVA, L. R. M., DUQUE, C. A., SILVEIRA, P. M., CERQUEIRA, A. S., RIBEIRO, P. F. **Characterization of Electronic Converters by Time-Varying Harmonic Phasors and Waveforms**. In: 15<sup>th</sup> IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power, 17 - 20 June, 2012, Hong Kong, China.

PRATES, M. O., SILVA, L. R. M., DUQUE, C. A., SILVEIRA, P. M., CERQUEIRA, A. S., RIBEIRO, P. F. **Caracterização de Conversores Eletrônicos por meio de Harmônicos Variantes no Tempo e Formas de Onda**. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande – PB. XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.

MANSO, L. R. M.; PRATES, M. O. ; DUQUE, C. A.; CERQUEIRA, A. S. **Estimação da Distorção Harmônica de Cargas Não-Lineares no Sistema Elétrico de Distribuição utilizando Redes Neurais Recorrentes**. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.

MANSO, L. R. M. ; PRATES, M. O. ; DUQUE, C. A. ; CERQUEIRA, A. S. ; Ribeiro, M. V. . **Modelagem de Cargas Não-Lineares Utilizando Lógica Fuzzy**. In: Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2011, Cuiabá-MT. IX Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2011.

VIANELLO, R. ; PRATES, M. O. ; DUQUE, C. A. ; CERQUEIRA, A. S. . **Estimação de Fasores na Presença de Harmônicos e Oscilações Subsíncronas**. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2010, Bonito-MS. XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010.

VIANELLO, R. ; PRATES, M. O. ; DUQUE, C. A. ; CERQUEIRA, A. S. ; SILVEIRA, P. M. ; RIBEIRO, P. F. . **New phasor estimator in the presence of harmonics, dc offset, and interharmonics**. In: International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010, Bergamo, Italy. 14th IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010. v. 1. p. 1-5.