

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

André de Souza Oliveira Avelar

**PROCESSAMENTO DE SINAIS DE DESCARGAS PARCIAIS
UTILIZANDO DICIONÁRIOS SOBRECUMPLETOS E
ANÁLISE DE COMPONENTES MORFOLÓGICAS**

Belo Horizonte

2019

André de Souza Oliveira Avelar

**PROCESSAMENTO DE SINAIS DE DESCARGAS PARCIAIS
UTILIZANDO DICIONÁRIOS SOBRECOPLETOS E
ANÁLISE DE COMPONENTES MORFOLÓGICAS**

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Hilton de Oliveira Mota

Belo Horizonte

2019

A948p

Avelar, André de Souza Oliveira.

Processamento de sinais de descargas parciais utilizando dicionários sobrecompletos e análise de componentes morfológicas [manuscrito] / André de Souza Oliveira Avelar. – 2019.

126 f., enc.: il.

Orientador: Hilton de Oliveira Mota.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f.123-126.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Descargas elétricas - Teses. 3. Processamento de sinais - Teses. I. Mota, Hilton de Oliveira. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

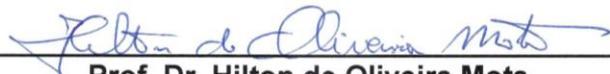
"Processamento de Sinais de Descargas Parciais Utilizando Dicionários Sobrecompletos e Análise de Componentes Morfológicas"

André de Souza Oliveira Avelar

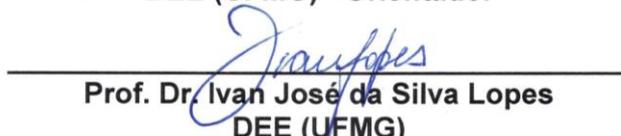
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 26 de fevereiro de 2019.

Por:



Prof. Dr. Hilton de Oliveira Mota
DEE (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Ivan José da Silva Lopes
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Ricardo Luiz da Silva Adriano
DEE (UFMG)

Aos meus pais, berço da minha origem e por sempre mostrarem o caminho.

À minha irmã, exemplo de determinação e perseverança.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço imensamente o Prof. Dr. Hilton de Oliveira Mota, professor que me orientou durante todo o mestrado, por sua calorosa receptividade e acolhida demonstradas desde o primeiro momento. Ele esteve presente em cada passo do trabalho, sempre mostrando o caminho, ensinando, direcionando, orientando, incentivando, me instigando e provocando para que eu sempre desse o meu melhor. Ele também foi, em várias ocasiões, um sábio apaziguador, acalmando as minhas inquietações e me tranquilizando para o bom andamento de toda a pesquisa. Enfim, um exímio professor e orientador. Esta conquista definitivamente não seria possível sem a sua valiosa contribuição.

Agradeço também aos colegas do Laboratório de Metrologia e Instrumentação Computacional pela convivência, compartilhamento das aflições e alegrias durante o desenvolvimento deste trabalho. Entre todos cito especialmente o Fernando Thomé, o Paulo Vitor e o Gustavo Ferreira pela constante motivação, incentivo, compartilhamento de informações, dicas e contribuição efetiva para este trabalho.

Por fim, agradeço ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica por disponibilizar as condições necessárias para o desenvolvimento e aprimoramento da pesquisa nacional e a oportunidade a mim concedida de obter uma formação intelectual ao nível de pós-graduação *stricto sensu*, tão rica e preciosa e ao mesmo tempo tão carente à maioria da população brasileira.

*“No que diz respeito ao empenho, ao compromisso, ao esforço, à dedicação,
não existe meio termo. Ou você faz uma coisa bem feita ou não faz.”*

Ayrton Senna

RESUMO

A integridade do isolamento de equipamentos elétricos é de grande importância e um teste não invasivo para verificação desta integridade é o diagnóstico por Descargas Parciais (DP). Este tipo de diagnóstico pode ser feito até mesmo com o equipamento em operação. Falhas indesejadas no processo de fabricação dos dielétricos podem resultar em pequenas cavidades no material. Quando estas cavidades são expostas a um campo elétrico, ocorre um processo de ionização causando pequenas descargas elétricas localizadas, denominadas DP. A medição de DP realizada em campo geralmente possui um alto nível de ruído das mais diversas origens, tais como ondas de rádio, transientes dos dispositivos da eletrônica de potência e a própria eletrônica do sistema de medição da DP. O ruído é prejudicial ao sistema de processamento da DP, pois pode conduzir a uma determinação incorreta da amplitude da DP, uma falsa detecção ou uma falha em corretamente detectar a DP. Este trabalho de pesquisa apresenta um novo método de processamento de sinais para atenuação de ruídos em sinais de DP baseado no algoritmo Análise de Componentes Morfológicas (MCA), que utiliza dicionários sobrecompletos, representações esparsas e informações prévias do sinal. O MCA é baseado na premissa que os pulsos de DP e o ruído possuem diferentes morfologias e ambos estão superpostos, podendo ser separados analisando suas formas particulares. O método foi testado em sinais de DP sintéticos adicionados de ruído modulado em amplitude (AM), Gaussiano e impulsivo. O método também foi avaliado em sinais de DP medidos. O método MCA proporcionou resultados com elevada qualidade para sinais sintéticos contendo alto nível de ruído impulsivo e AM, com amplitude até superior à amplitude do pulso da DP. Já para o ruído Gaussiano, o método MCA obteve resultados adequados para baixos níveis deste ruído, todavia não obteve um desempenho eficiente para altos níveis. Considerando os sinais medidos, o método novamente apresentou resultados com alta qualidade para sinais contendo alto nível de ruído impulsivo e AM. Em todos os casos mencionados, o método MCA recuperou a forma de onda do pulso da DP com uma alta correlação cruzada, apresentou um baixo desvio na amplitude do pulso e proporcionou ganhos consideráveis na relação sinal-ruído.

Palavras-chave: Descargas Parciais. Atenuação de Ruídos. Análise de Componentes Morfológicas. Representações Esparsas. Dicionários Sobrecompletos.

ABSTRACT

Electrical equipment insulation integrity is of great importance and a non-invasive test to verify this integrity is the Partial Discharge diagnosis (PD). This kind of diagnosis can be accomplished even with the equipment under operation. Undesired failures in the dielectric manufacturing process may result in small cavities in the material. When these cavities are exposed to an electric field, an ionization process occurs causing small localized electrical discharges, known as PD. On-site measured PD usually has high noise level from diverse sources, such as radio waves, transients of power electronic devices and the PD measurement system electronics itself. Noise is prejudicial to the PD processing system, since it may lead to an incorrect PD amplitude determination, a false detection or a failure to correctly detect a PD. This research work presents a new method of PD signal denoising based on Morphological Component Analysis (MCA) algorithm, which uses overcomplete dictionaries, sparse representations and signal's prior information. The MCA is based on the assumption that the PD pulses and noise are morphologically different superimposed components and, as such, can be separated by analyzing their particular shapes. The method was tested on synthetic PD signals associated to amplitude modulated (AM), Gaussian and impulsive noise. The method was also tested on measured PD signal. The MCA method achieved high quality results on synthetic PD signals containing high impulsive and AM noise levels, even with amplitudes greater than the PD pulse amplitude. As for Gaussian noise, the MCA method achieved adequate results with low noise level, however did not achieve efficient performance with high noise level. Considering measured PD signals, once again the method presented high quality results for signals containing high impulsive and AM noise levels. The MCA method recovered the PD pulse waveform with a high cross-correlation, presented low pulse amplitude deviation and provided considerable improvement in signal-to-noise ratio for all the mentioned cases.

Keywords: Partial Discharge. Denoising. Morphological Component Analysis. Sparse Representations. Overcomplete Dictionaries.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Seção longitudinal de um cabo elétrico de potência contendo exemplo de possível DP interna e DP de superfície	35
Figura 2 – Propagação de corona em dielétrico gasoso	36
Figura 3 – Propagação de DP interna em dielétrico líquido com: (a) campo fracamente não uniforme; (b) campo fortemente não uniforme	37
Figura 4 – Propagação de DP interna em dielétrico sólido com o tipo: (a) árvore; (b) arbusto com vários ramos.....	37
Figura 5 – Dois tipos de circuitos básicos para medição de DP em corrente alternada: (a) capacitor de acoplamento em série com o sensor de medição; (b) objeto de teste em série com o sensor de medição	40
Figura 6 – Forma de onda típica da tensão de saída para os instrumentos de medição: (a) do tipo faixa-larga; (b) do tipo faixa-estreita	44
Figura 7 – Apresentação matricial de transformadas ortogonais: (a) DFT; (b) DWT.	51
Figura 8 – Apresentação matricial de transformadas redundantes: (a) concatenação de DFT e DWT; (b) genérica, contendo quaisquer funções de base	53
Figura 9 – Sinal senoidal e sua representação esparsa.....	55
Figura 10 – Representação esparsa de um sinal em um sistema subdeterminado e dicionário sobrecompleto	56
Figura 11 – Sinal composto por uma superposição linear de senoides localizadas, lombadas e impulsos	59
Figura 12 – Subdicionários mutuamente incoerentes	60
Figura 13 – Quadripolo utilizado para elaboração das DPs sintéticas	71
Figura 14 – Tensão de saída e espectro de magnitude para a resposta do tipo faixa-larga: (a) e (b) FL100; (c) e (d) FL400	73
Figura 15 – Tensão de saída e espectro de magnitude para a resposta do tipo faixa-estreita: (a) e (b) FE100; (c) e (d) FE500	74
Figura 16 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído harmônico.....	75
Figura 17 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído impulsivo senoidal ..	76
Figura 18 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído impulsivo exponencial	77
Figura 19 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído Gaussiano	78

Figura 20 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído harmônico.....	84
Figura 21 – Gráfico de dispersão da amplitude da DP versus PAD de cada DP para o ruído harmônico	86
Figura 22 – Filtragem do ruído harmônico para o sinal sintético: (a) com resposta FL100; (b) com resposta FE100.....	87
Figura 23 – Detalhe da filtragem de um pulso da DP com ruído harmônico para cada um dos tipos de resposta	88
Figura 24 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído impulsivo senoidal	89
Figura 25 – Filtragem do ruído impulsivo senoidal para o sinal sintético: (a) com resposta FL400; (b) com resposta FE100	91
Figura 26 – Detalhe da filtragem de pulsos da DP com ruído impulsivo senoidal para cada um dos tipos de resposta.....	92
Figura 27 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído impulsivo exponencial ...	93
Figura 28 – Filtragem do ruído impulsivo exponencial para o sinal sintético: (a) com resposta FL100; (b) com resposta FE500	94
Figura 29 – Detalhe da filtragem de pulsos da DP com ruído impulsivo exponencial para cada um dos tipos de resposta	95
Figura 30 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído Gaussiano	96
Figura 31 – Gráfico de dispersão da amplitude da DP versus PAD de cada DP para o ruído Gaussiano	98
Figura 32 – Filtragem do ruído Gaussiano para o sinal sintético: (a) com resposta FL400; (b) com resposta FE500.....	99
Figura 33 – Detalhe da filtragem de pulsos da DP com ruído Gaussiano para cada um dos tipos de resposta	100
Figura 34 – Planta de descargas parciais no LAMIC: (a) visão geral; (b) detalhes	104
Figura 35 – (a) câmara metálica contendo os eletrodos ponta-plano; (b) dielétrico sólido contendo uma cavidade	105
Figura 36 – Sinais de DPs medidos em laboratório associados a ruído harmônico	105
Figura 37 – Sinais de DPs medidos em laboratório associados a ruído impulsivo .	106
Figura 38 – Sinal de DPs medido em campo.....	107
Figura 39 – (a) Sinal 1 medido e filtrado; (b) Sinal 2 medido e filtrado	111
Figura 40 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 1; (c) e (d) Sinal 2.....	111
Figura 41 – (a) Sinal 3 medido e filtrado; (b) Sinal 4 medido e filtrado	112
Figura 42 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 3; (c) e (d) Sinal 4.....	113

Figura 43 – (a) Sinal 5 medido e filtrado; (b) Sinal 6 medido e filtrado.....	114
Figura 44 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 5; (c) e (d) Sinal 6.....	114
Figura 45 – (a) Sinal 7 medido e filtrado; (b) Sinal 8 medido e filtrado.....	115
Figura 46 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 7; (c) e (d) Sinal 8.....	116

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Cálculos dos valores de R, L e C para elaboração das DPs sintéticas ...	73
Tabela 2 – Parâmetros do algoritmo MCA utilizados nos sinais sintéticos.....	83
Tabela 3 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído harmônico.....	84
Tabela 4 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído impulsivo senoidal	88
Tabela 5 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído impulsivo exponencial....	92
Tabela 6 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído Gaussiano	96
Tabela 7 – Síntese dos resultados obtidos para os sinais sintéticos.....	101
Tabela 8 – Subdicionários utilizados nos sinais medidos.....	109
Tabela 9 – Parâmetros do algoritmo MCA utilizados nos sinais medidos	110
Tabela 10 – Síntese dos resultados obtidos para os sinais medidos	117

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AM	modulado em amplitude
BCR	<i>block coordinate relaxation</i>
CC	correlação cruzada
DCT	transformada de cossenos discreta
DFT	transformada de Fourier discreta
DP	descarga parcial
DST	transformada de senos discreta
DWT	transformada de <i>wavelets</i> discreta
FE100	instrumento de faixa-estreita, com frequência central f_m de 100 kHz
FE500	instrumento de faixa-estreita, com frequência central f_m de 500 kHz
FL100	instrumento de faixa-larga, com largura de faixa Δf de 100 kHz
FL400	instrumento de faixa-larga, com largura de faixa Δf de 400 kHz
LAMIC	laboratório de Metrologia e Instrumentação Computacional da UFMG
LDCT	transformada de cossenos discreta localizada
LDSCCT	transformada de cossenos e senos discreta localizada
LDST	transformada de senos discreta localizada
MATLAB [®]	programa de computação numérica desenvolvido pela MathWorks [®]
MCA	análise de componentes morfológicas
MOM	média dos máximos
PAD	desvio de amplitude do pulso
PNE	erro no número de pulsos
SM	sensor de medição da descarga parcial
SNR	relação sinal-ruído
SRER	relação sinal-erro de reconstrução
STFT	transformada de Fourier de tempo breve
TV	variação total
UDWT	transformada de <i>wavelets</i> não dizimada
WPT	transformada pacote de <i>wavelets</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

q	Carga elétrica aparente
C_a	Objeto de teste
Z	Filtro
C_k	Capacitor de acoplamento
$i(t)$	Pulso de corrente representativo da DP
$v(t)$	Tensão de saída do sensor de medição
$Z(f)$	Impedância de transferência do sensor de medição
f_m	Frequência central
Δf	Largura de faixa
$x[n]$	Elementos do sinal discreto
$\varphi[k, n]$	Elementos das funções de base
$c[k]$	Elementos dos coeficientes da expansão ou da transformada
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais, $(-\infty, \infty)$
φ^*	Conjugado complexo de φ
\mathbf{x}	Vetor do sinal discreto
Φ	Matriz da transformada, ou dicionário, contendo funções de base
\mathbf{c}	Vetor dos coeficientes da expansão ou da transformada
Φ^H	Transposta Hermitiana (conjugado complexo transposto) de Φ
N	Dimensão do sinal (total do número de pontos)
$a[n]$	Elementos do vetor genérico
\mathbf{a}	Vetor genérico
$\ \cdot\ _p$	Norma ℓ^p onde $p \in [1, \infty)$
\mathbf{c}^{ot}	Solução ótima para o vetor \mathbf{c}
Φ^+	Pseudoinversa da matriz Φ
$\Lambda(\mathbf{c})$	Suporte do vetor \mathbf{c}

$\ \cdot\ _0$	Pseudonorma ℓ^0 , número de elementos diferentes de zero
\mathbf{y}	Vetor do sinal contendo uma superposição de componentes morfológicas
\mathbf{x}_k	Vetor da k -ésima componente morfológica de \mathbf{y}
Φ_k	Matriz do k -ésimo subdicionário que compõe o dicionário Φ
\mathbf{c}_k	Vetor de coeficientes da análise de \mathbf{x}_k em Φ_k
$\{\cdot\}_{k=1}^K$	Conjunto de K vetores ou matrizes
ε	Ruído branco Gaussiano
σ_ε	Desvio padrão do ruído ε
σ	Erro aceitável para o resíduo
\mathbf{x}_k^{ot}	Solução ótima para a componente morfológica \mathbf{x}_k
\mathbf{x}_m	Vetor da componente morfológica com característica de suavidade
γ	Parâmetro de regularização da variação total
λ	Valor do limiar aplicado
\mathbf{r}_k	Vetor dos resíduos marginais
$\ \cdot\ _\infty$	Máximo valor absoluto dos elementos
T	Número máximo de iterações do algoritmo
τ	Valor de parada
m	Número da componente morfológica com característica de suavidade
\mathbf{r}	Vetor do resíduo
$\mathbf{a}^{(t)}$	Indica o vetor \mathbf{a} durante a iteração t do algoritmo
$\Phi_{\mathcal{H}}$	Matriz da transformada Haar não dizimada na primeira escala
\mathbf{cD}	Vetor dos coeficientes de detalhes da transformada de <i>wavelets</i>
$\sigma_{\Phi_a \leftrightarrow \Phi_b}$	<i>Inter-Spark</i> de duas matrizes Φ_a e Φ_b
μ_Φ	Coerência mútua do dicionário Φ
ρ	Medida de contraste entre as componentes morfológicas
Λ	Suporte dos coeficientes de todas as componentes morfológicas

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	29
1.1	Objetivos do Trabalho.....	31
1.2	Organização do Texto	31
2	DESCARGAS PARCIAIS	33
2.1	Caracterização do Fenômeno e seus Efeitos.....	33
2.2	Métodos de Detecção.....	38
2.3	Instrumentos de Medição de Faixa-Larga e de Faixa-Estreta.....	41
2.4	A Importância do Processamento de Sinais	45
2.5	Técnicas de Processamento de Sinais em Descargas Parciais.....	46
3	PROCESSAMENTO DE SINAIS COM DICIONÁRIOS SOBRECUMPLETOS E ANÁLISE DE COMPONENTES MORFOLÓGICAS	49
3.1	Ortogonalidade	50
3.2	Redundância	52
3.3	Esparsidade	55
3.4	Conceituação da Análise de Componentes Morfológicas.....	58
3.5	O Algoritmo MCA.....	62
3.6	Garantias de Reconstrução do MCA	67
4	METODOLOGIA E RESULTADOS CONSIDERANDO SINAIS SINTÉTICOS	71
4.1	Elaboração dos Sinais Sintéticos	71
4.1.1	Descargas Parciais.....	71
4.1.2	Ruído Harmônico.....	74
4.1.3	Ruído Impulsivo Senoidal.....	75
4.1.4	Ruído Impulsivo Exponencial	76
4.1.5	Ruído Gaussiano.....	77
4.2	Métricas de Avaliação de Desempenho	78
4.2.1	Relação Sinal-Erro de Reconstrução	78
4.2.2	Correlação Cruzada	79
4.2.3	Desvio de Amplitude do Pulso.....	79
4.2.4	Erro no Número de Pulsos	80
4.2.5	Relação Sinal-Ruído.....	80

4.3	Configuração Adotada no MCA	80
4.4	Resultados e Discussões	83
4.4.1	Ruído Harmônico	83
4.4.2	Ruído Impulsivo Senoidal	88
4.4.3	Ruído Impulsivo Exponencial	92
4.4.4	Ruído Gaussiano	95
4.4.5	Síntese dos Resultados	101
5	METODOLOGIA E RESULTADOS CONSIDERANDO SINAIS MEDIDOS.....	103
5.1	Elaboração dos Sinais Medidos em Laboratório	103
5.1.1	Descargas Parciais	104
5.1.2	Ruído Harmônico	105
5.1.3	Ruído Impulsivo	106
5.2	Elaboração dos Sinais Medidos em Campo	107
5.3	Avaliação de Desempenho.....	107
5.4	Configuração Adotada no MCA	108
5.5	Resultados e Discussões.....	110
5.5.1	Síntese dos Resultados	116
6	CONCLUSÃO	119
6.1	Propostas de Continuidade	120
	REFERÊNCIAS	123

CAPÍTULO UM

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, o uso da energia elétrica está amplamente difundido e disseminado em nossa sociedade. É difícil imaginar a vida moderna sem a energia elétrica. Ela se faz presente no conforto do lar, na produção da indústria, na saúde em hospitais, no comércio de bens e serviços, no entretenimento dos shoppings, no transporte de pessoas em metrô e na segurança proporcionada pela iluminação pública para mencionar apenas alguns usos. A energia é gerada em usinas hidroelétricas, termoelétricas, eólicas e fotovoltaicas e fornecida aos consumidores finais através dos sistemas elétricos de transmissão e distribuição.

As empresas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, bem como os grandes consumidores de energia elétrica, devem monitorar seus equipamentos e efetuar diagnósticos periódicos. Estas ações objetivam avaliar o desempenho dos equipamentos, manter a segurança, aprimorar a confiabilidade, reduzir custos e garantir a continuidade operacional no fornecimento de energia (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000).

Um equipamento elétrico de potência é projetado e fabricado para operar satisfatoriamente por no mínimo 25 anos, podendo chegar até 40 anos ou mais com uma boa manutenção periódica e condições operacionais adequadas. O principal item que assegura a operação por tanto tempo é a integridade do seu isolamento elétrico. O pior dos efeitos indesejados é a ruptura completa do isolamento causando um curto-circuito franco e a necessidade da retirada do equipamento para reparos em um momento operacionalmente inoportuno, com todos os custos e transtornos associados.

À medida que o equipamento vai envelhecendo, o monitoramento do seu isolamento deve ser mais criterioso. Uma manutenção preditiva deve ser

empregada, corrigindo o problema e evitando danos de maiores proporções. Alguns dos métodos de teste não destrutivos que proporcionam informações sobre a qualidade e a degradação do isolamento dos equipamentos são (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000; NAIDU; KAMARAJU, 1996):

- a) medição da resistência de isolamento ou resistividade;
- b) medição da constante dielétrica ou capacitância e fator de perda, denominado $C \tan \delta$;
- c) medição das descargas parciais.

A medição das descargas parciais é uma técnica aplicada há mais de sete décadas e ainda é um tópico de pesquisa e aplicação crescente (ZHANG et al., 2018; SHANG; LO; LI, 2017; KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000). O grande desenvolvimento de conversores analógico-digitais nos últimos anos propiciou uma maior taxa de amostragem e uma redução do seu preço. Isto favoreceu a utilização desses equipamentos, contribuindo para a disseminação da medição de descargas parciais.

Já a área de processamento de sinais obteve um grande avanço com a introdução da transformada de *wavelets*, cujos estudos foram realizados nas décadas de 1980/1990. Esta transformada proporcionou ganhos na detecção e no estudo de eventos localizados no sinal, tornando-se uma opção à transformada de Fourier de tempo breve introduzida em 1946 (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010).

Com o intuito de obter uma representação mais flexível das propriedades do sinal, uma mistura de transformadas contendo diferentes funções de base (por exemplo, agregando Fourier e/ou vários tipos de *wavelets*) pode ser utilizada na análise. Isto resulta em um dicionário sobrecompleto e um sistema de equações subdeterminado, cujas definições serão adequadamente apresentadas na seção 3.2. Nesta situação, existe redundância e não há uma forma única de reconstruir o sinal através dos coeficientes da transformada (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010).

Na década de 2000 a representação esparsa emergiu como uma opção na representação compacta de sinais em várias aplicações de processamento de sinais. Este tipo de representação é uma das formas que possibilita a reconstrução do sinal nas situações em que dicionários sobrecompletos foram utilizados, ou seja, em que existe redundância nos coeficientes. Os resultados obtidos utilizando a

representação esparsa têm se mostrado relevantes e efetivos (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010).

O assunto abordado nesta pesquisa é o processamento de sinais de descargas parciais utilizando dicionários sobrecompletos e representações esparsas com o objetivo de atenuar o ruído presente no sinal.

1.1 Objetivos do Trabalho

O Objetivo Geral consiste em pesquisar a aplicação da metodologia Análise de Componentes Morfológicas no processamento de sinais de descargas parciais com o intuito de separar as descargas parciais dos ruídos existentes no sinal. Esta separação deve permitir uma correta identificação da amplitude da descarga, uma reconstrução adequada da sua forma de onda, a preservação de suas características e uma grande atenuação de ruídos.

Por sua vez, os Objetivos Específicos consistem em: (i) compreender o fenômeno das descargas parciais em isolamento de equipamentos elétricos; (ii) conhecer o sistema de medição empregado na detecção das descargas parciais; (iii) conhecer as características que o sinal medido de descargas parciais pode possuir, incluindo os vários tipos de ruído que podem estar presentes; (iv) estudar e compreender a técnica Análise de Componentes Morfológicas e (v) conhecer a metodologia utilizada por esta técnica e os seus critérios de parametrização.

1.2 Organização do Texto

Este texto está organizado em seis capítulos.

O capítulo 2 descreve o fenômeno das descargas parciais, incluindo a definição, os efeitos e as técnicas de detecção e medição. Também apresenta as características dos instrumentos de medição do tipo faixa-larga e faixa-estreita. Por fim, menciona a importância de se aplicar um processamento de sinais e as técnicas de processamento já utilizadas em descargas parciais.

O capítulo 3 faz um breve resumo de processamento de sinais, citando a ortogonalidade e a redundância em transformadas. Apresenta o conceito de esparsidade, a sua definição e a razão pela qual deve ser utilizada em

processamento de sinais baseados em dicionários sobrecompletos. Também explica o conceito da Análise de Componentes Morfológicas, o algoritmo utilizado por este método, os parâmetros que são configuráveis e as garantias necessárias para a reconstrução do sinal.

O capítulo 4 expõe a metodologia da pesquisa para os sinais sintéticos de descargas parciais, incluindo como eles foram gerados, as métricas propostas para avaliação de desempenho e a configuração utilizada no algoritmo MCA. Apresenta os resultados de atenuação de ruído obtidos durante a pesquisa para os sinais sintéticos e faz as discussões acerca desses resultados.

O capítulo 5 descreve a metodologia da pesquisa para os sinais medidos de descargas parciais, incluindo como eles foram gerados, a avaliação de desempenho adotada e a configuração utilizada no algoritmo MCA. Discorre sobre os resultados de atenuação de ruído obtidos com esta pesquisa para os sinais medidos e faz as discussões acerca desses resultados.

Por fim, o capítulo 6 exhibe a conclusão do trabalho, bem como as propostas de continuidade da pesquisa.

CAPÍTULO DOIS

2 DESCARGAS PARCIAIS

2.1 Caracterização do Fenômeno e seus Efeitos

O isolamento elétrico é concebido, projetado e fabricado para ser o mais homogêneo e regular possível. Isto favorece uma distribuição uniforme do campo elétrico e evita pontos de concentração no material dielétrico. O processo produtivo dos materiais isolantes possui um alto índice de qualidade, um rígido controle de produção e uma rigorosa seleção das matérias-primas. Todavia, eventualmente pequenas falhas ou imperfeições de difícil detecção podem ocorrer no processo, tais como a entrada de corpos estranhos, sujeira, umidade, pequenas reações químicas e até mesmo a presença de bolhas de ar (MOTA; VASCONCELOS; CASTRO, 2016; MOTA et al., 2011). A própria rugosidade presente na superfície do condutor quando em contato com o material isolante pode se caracterizar com uma imperfeição. O processo de montagem também pode proporcionar estresse mecânico localizado no dielétrico, causando uma pequena fissura interna ou externa no material. Estas imperfeições podem resultar em pequenas oclusões, cavidades e fissuras no material dielétrico, contendo gás no seu interior (MAHESWARI; VIGNESHWARAN; KALAIVANI, 2015; STONE, 2005; KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000).

Uma vez que a homogeneidade do material isolante foi comprometida, decorre uma distorção na distribuição do campo elétrico e este campo se concentra nas proximidades da cavidade favorecendo uma ionização do gás no seu interior. A intensidade do campo elétrico na cavidade é usualmente maior do que no dielétrico em função da menor permissividade do gás (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000). Desta forma, mesmo o equipamento estando com tensão de operação nominal, a alta intensidade do campo elétrico na cavidade pode provocar uma ionização

superior à rigidez dielétrica do gás, conduzindo a uma pequena descarga elétrica localizada no interior da cavidade. Esta pequena descarga elétrica é denominada Descarga Parcial (DP). O termo parcial advém do fato que a descarga ocorre localmente em uma região ou parte do isolante, mas sem rompê-lo completamente e se caracterizar como um curto-circuito franco entre fases ou entre fase e terra. Na existência de um curto-circuito franco, ocorreria uma descarga ou rompimento total ao invés de parcial.

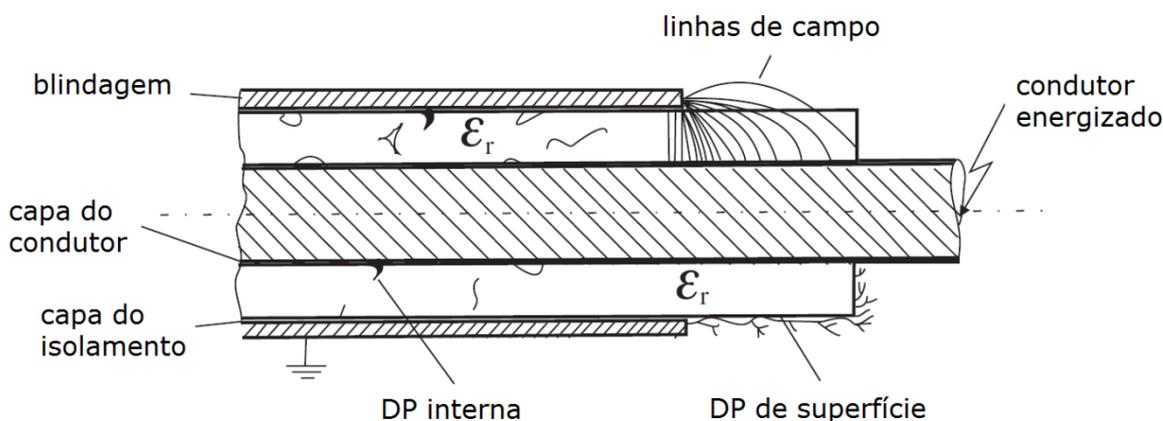
A ocorrência da DP produz uma corrente no interior da cavidade e, conseqüentemente, a ionização é eliminada. Todavia, o campo elétrico ainda está presente e provoca uma nova ionização na cavidade, quando então ocorre uma nova DP. O campo elétrico é gerado pela tensão de operação do equipamento. Uma vez que a tensão de operação é senoidal e alternada com uma frequência de 60 Hz, uma seqüência de DPs com corrente positiva pode ocorrer durante o crescimento da tensão no semiciclo positivo e uma seqüência de DPs com corrente negativa pode ocorrer durante o crescimento da tensão no semiciclo negativo, ambas em uma única cavidade.

Existem três classificações para a DP (ARORA; MOSCH, 2011). O tipo descrito anteriormente é classificado como DP interna, que ocorre no interior de dielétricos sólidos e líquidos. Um segundo tipo é classificado como DP de superfície, que ocorre na superfície de sólidos e líquidos que estão em contato com gás, por exemplo, nas fissuras externas de cabos isolados ou terminações. Essas DPs podem dar origem a trilhas, ou seja, caminhos condutores geralmente de carbono formados na superfície. O terceiro e último tipo é classificado como corona, que ocorre na superfície de condutores ou isolantes que estão em contato com um dielétrico gasoso, por exemplo, nos condutores e isoladores das linhas de transmissão de alta tensão. Cabe salientar que todos os tipos de DPs ocorrem em condições de campo elétrico não uniforme ou distorcido. Mesmo uma distorção local do campo elétrico considerada microscópica, ou de pequenas dimensões, pode resultar em DP ou em um rompimento total da isolação (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000).

Com o intuito de exemplificar a existência de cavidades e oclusões em um dielétrico sólido, uma ilustração da seção longitudinal de um cabo elétrico contendo isolamento sólido extrudado e uma blindagem é mostrada na Figura 1. Mesmo com

a moderna tecnologia de fabricação, observa-se a existência de uma pequena cavidade onde é possível a ocorrência de DP interna, a presença de algumas oclusões distribuídas ao longo do isolamento e as linhas de campo elétrico na extremidade do condutor favorecendo o surgimento da DP de superfície.

Figura 1 – Seção longitudinal de um cabo elétrico de potência contendo exemplo de possível DP interna e DP de superfície



Fonte: Adaptado de (ARORA; MOSCH, 2011, p. 338)

Os efeitos indesejados durante a ocorrência de corona nos sistemas elétricos são o aparecimento de ruído audível, interferência eletromagnética na transmissão de rádio, geração de ozônio e óxidos nítricos e aumento das perdas elétricas no sistema de transmissão (principalmente em períodos chuvosos). Adicionalmente, a ação combinada dos íons bombardeando a superfície da isolação e dos compostos químicos formados pela corona pode deteriorar a isolação no longo prazo (ARORA; MOSCH, 2011; KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000).

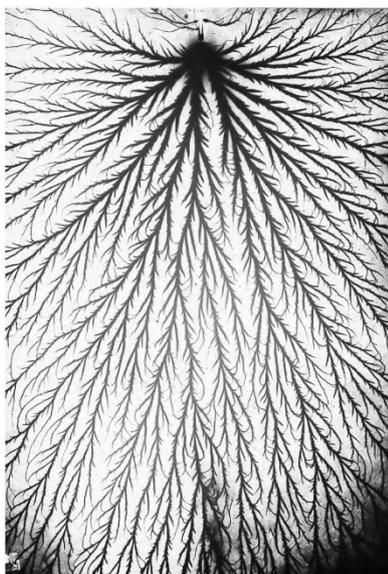
Já os efeitos indesejados na ocorrência de DP interna são a quebra das ligações químicas do dielétrico, aumento da temperatura no local produzindo instabilidade térmica, degradação química por componentes químicos que são subproduto da descarga e deterioração acumulativa do dielétrico em função do aumento da cavidade e da formação de canais em seu interior (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000).

Por fim, a ocorrência de DP de superfície produz os efeitos indesejados de proporcionar erosão, tornar a superfície áspera, penetrar lentamente no dielétrico e formar uma trilha condutora, usualmente de carbono quando existe a presença de matéria orgânica, na superfície do dielétrico (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000).

A propagação de uma sequência de DPs se dá de forma muito semelhante nos dielétricos sólidos, líquidos e gasosos. Esta propagação não é linear e nem uniforme, mas se apresenta como uma propagação do tipo árvore ou do tipo arbusto. Vários outros nomes similares são encontrados na literatura.

Uma propagação de corona em dielétrico gasoso num sistema ponta-plano com uma tensão positiva de 100 kV pico e uma distância de 20 cm é mostrada na Figura 2. Observa-se uma propagação bastante ramificada, onde os ramos não se cruzam.

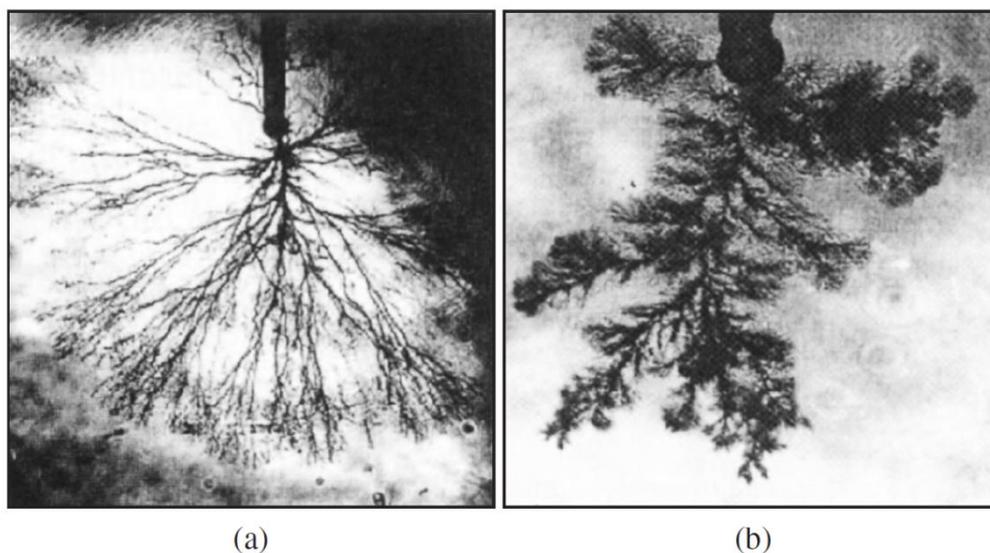
Figura 2 – Propagação de corona em dielétrico gasoso



Fonte: Adaptado de (ARORA; MOSCH, 2011, p. 117)

Já em um dielétrico líquido, a propagação de DP interna é mostrada na Figura 3. Nesta figura, o dielétrico utilizado é óleo de transformador com tensão de polaridade positiva. A Figura 3(a) exhibe uma propagação em forma de árvore na presença de um campo fracamente não uniforme, enquanto a Figura 3(b) exhibe uma propagação do tipo arbusto na presença de um campo fortemente não uniforme.

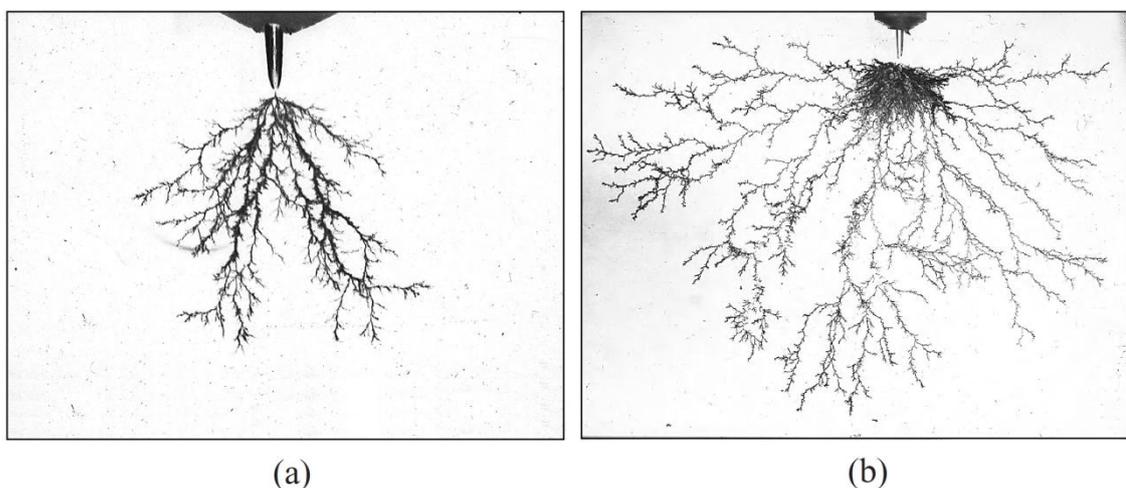
Figura 3 – Propagação de DP interna em dielétrico líquido com: (a) campo fracamente não uniforme; (b) campo fortemente não uniforme



Fonte: (ARORA; MOSCH, 2011, p. 308)

Por fim, a propagação de DP interna em dielétrico sólido na presença de campo fortemente não uniforme com a configuração ponta-plano é mostrada na Figura 4. A Figura 4(a) mostra uma distribuição do tipo árvore e a Figura 4(b) uma do tipo arbusto com vários ramos.

Figura 4 – Propagação de DP interna em dielétrico sólido com o tipo: (a) árvore; (b) arbusto com vários ramos



Fonte: Adaptado de (ARORA; MOSCH, 2011, p. 361)

As consequências e os danos causados pela ocorrência de DP em dielétricos sólidos, líquidos e gasosos são acumulativos e de muita preocupação. A ocorrência de corona provoca uma degradação acumulativa nos isoladores de linhas de transmissão e subestações em razão do bombardeamento dos íons que acontece na superfície da isolação e também dos compostos químicos que são formados. Por sua vez, os dielétricos líquidos, como o óleo de transformadores, possuem uma circulação natural ou forçada dentro do equipamento. Assim, o óleo degradado próximo a uma DP é deslocado para outro ponto do equipamento e um novo óleo não degradado chega às proximidades da DP. Desta forma, a degradação do óleo é acumulativa e ocorre em todo o volume de óleo do equipamento, alterando a sua composição química. Por fim, a degradação do dielétrico sólido ocorre em forma de árvore, ramificando-se em seu interior e danificando a sua estrutura de forma irreversível, conforme visto na Figura 4. Com isso, a capacidade de isolamento do dielétrico reduz significativamente. Sugere-se um acompanhamento periódico da ocorrência de DP e na próxima seção serão descritos os métodos para a sua detecção.

2.2 Métodos de Detecção

A ocorrência de DP em um dielétrico desenvolve diversas formas de energia e um grande número de efeitos típicos. Estas formas de energia e os efeitos podem ser usados para detectar a sua ocorrência. Podemos citar os seguintes métodos de detecção (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2000; ARORA; MOSCH, 2011; KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000):

- a) acústico: através da utilização de transdutores acústicos, microfones, microfones direcionais de alta sensibilidade e sensores ultrassônicos;
- b) ótico: através da utilização de fotografias com alto tempo de exposição, fotomultiplicadores e, em alguns casos, observação visual em ambientes escuros;
- c) químico: através da análise de produtos químicos gasosos dissolvidos no óleo e no gás SF₆ (análise cromatográfica);
- d) eletromagnético: através da utilização de antenas e sensores UHF especialmente desenvolvidos para este fim;

e) elétrico: através da utilização de circuitos elétricos de teste dedicados.

Os métodos de detecção mencionados nas alíneas a até d são usualmente utilizados para detectar e/ou localizar a ocorrência de DPs. Todavia, tais métodos não serão considerados neste trabalho. A utilização do método de detecção elétrico, mencionado na alínea e, permite quantificar e mensurar a magnitude da DP.

A corrente elétrica que ocorre na DP pode ser modelada como uma função Dirac, um pulso de rápido crescimento e decaimento que tem duração total da ordem de nanossegundos. Contudo, esta corrente não pode ser medida diretamente. A única quantidade mensurável é o efeito correspondente da DP que aparece nos terminais do objeto de teste (ARORA; MOSCH, 2011; KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000). O método de detecção elétrico é utilizado para realizar esta medição e será descrito na sequência.

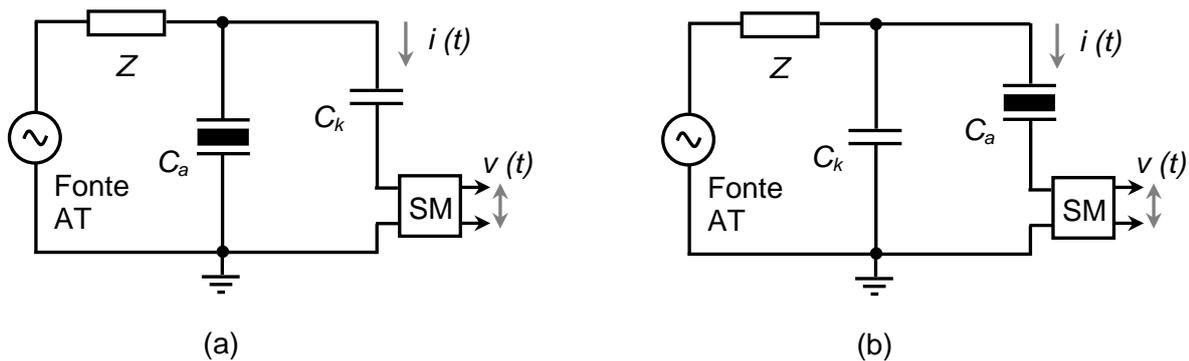
A quantidade mais fundamental nas medições de DP é a carga elétrica aparente q que aparece nos terminais do objeto de teste e atualmente é obtida com uma sensibilidade da ordem de picocoulombs (pC). Uma avaliação do valor da carga aparente q fornece uma indicação da condição do isolamento e, usualmente, níveis mais altos de coulombs sugerem degradação do isolamento. O termo aparente é introduzido, pois esta carga aparente não é a quantidade de carga envolvida na descarga dentro da cavidade, mas sim o efeito correspondente nos terminais do objeto de teste e que pode ser medido. Os sistemas de medição da carga aparente q geralmente estão associados a circuitos de teste. Dois dos circuitos básicos para medição em corrente alternada são exibidos na Figura 5 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2000).

O objeto de teste, ou seja, o equipamento ou dielétrico em que se deseja medir a magnitude da ocorrência de DP, pode ser modelado como um capacitor com capacitância equivalente C_a entre os seus terminais.

No circuito básico da Figura 5(a), o objeto de teste C_a é conectado a uma fonte de alta tensão em corrente alternada através de um filtro Z . Um capacitor de acoplamento C_k conecta o sensor de medição (SM) à alta tensão. Este é um dos circuitos de teste mais utilizados na prática. O capacitor de acoplamento C_k fornece, em um curto período de tempo, a quantidade de carga elétrica deslocada no objeto de teste quando da ocorrência de uma DP. Este fornecimento é feito através de uma

corrente, ou melhor, um pulso de corrente $i(t)$ representativo da DP. O capacitor de acoplamento C_k se comporta, neste caso, como uma fonte de tensão estável durante a ocorrência da DP (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000). O filtro Z atenua ou bloqueia os ruídos oriundos da fonte de alta tensão para que não circulem pelo SM. Este filtro também impede que os pulsos de corrente $i(t)$ circulem pela impedância da fonte e, desta forma, circulem em sua totalidade apenas pelo SM aumentando a sensibilidade de detecção da DP (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2000).

Figura 5 – Dois tipos de circuitos básicos para medição de DP em corrente alternada: (a) capacitor de acoplamento em série com o sensor de medição; (b) objeto de teste em série com o sensor de medição



Componentes	
Z	filtro
C_a	objeto de teste
C_k	capacitor de acoplamento
SM	sensor de medição

Fonte: Elaboração do próprio autor

O circuito básico da Figura 5(b) possui os mesmos componentes descritos anteriormente e que desempenham as mesmas funções. A diferença está no local de conexão do SM, que neste circuito está em série com o objeto de teste C_a . Com esta configuração as capacitâncias parasitas existentes entre a alta tensão e a terra contribuem com o capacitor de acoplamento C_k aumentando a capacitância

equivalente e proporcionando uma maior sensibilidade na detecção da DP (KUFFEL; ZAENGL; KUFFEL, 2000). Entretanto, uma falha ou curto-circuito no objeto de teste C_a pode danificar o sistema de medição se não houver uma proteção adequada. Assim, este circuito básico é menos utilizado na prática.

O SM tem uma participação importante no processo de medição da DP. Ele é um quadripolo, ou seja, um dispositivo de quatro terminais com dois de entrada e dois de saída, que tem a função de converter o pulso de corrente $i(t)$ em uma tensão de saída $v(t)$ para ser medida pelo instrumento de medição. Adicionalmente, o SM deve possuir uma capacidade de integração do pulso de corrente $i(t)$ de forma a quantificar a magnitude da carga aparente q , uma vez que

$$q = \int i(t) dt. \quad (1)$$

A tensão de saída $v(t)$ é completamente diferente do pulso de corrente $i(t)$ da entrada, sendo que a sua forma de onda, o valor máximo e o tempo de duração são determinados pela impedância de transferência $Z(f)$ do SM (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2000). Este detalhamento será feito na próxima seção.

Além de medir a magnitude da carga aparente q , é recomendável medir simultaneamente o valor instantâneo da tensão de teste e o seu respectivo ângulo de fase no exato momento de ocorrência da DP. Correlacionar o momento de ocorrência da DP com o valor instantâneo e o ângulo de fase da tensão de teste contribui para identificar se a DP é do tipo interna, de superfície ou corona.

2.3 Instrumentos de Medição de Faixa-Larga e de Faixa-Estreta

Os instrumentos de medição utilizados na detecção da DP podem ser do tipo faixa-larga ou faixa-estreita. Como foi detalhado na seção anterior, o pulso de corrente $i(t)$ pode ser interpretado como um impulso na entrada da impedância de transferência $Z(f)$ do SM. A tensão de saída $v(t)$ do SM correspondente a este impulso (ou seja, a resposta ao impulso) é determinada pela impedância de transferência $Z(f)$. Esta tensão de saída $v(t)$ deve possuir um espectro de magnitude característico, cujos valores de frequências são utilizados para diferenciar os dois tipos de instrumentos de medição. Uma explicação detalhada dos valores de

frequências e das características de cada um dos tipos de instrumento de medição será feita na sequência, conforme especificado em norma (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2000). Assim, os componentes do SM e os seus respectivos valores determinam o tipo de instrumento de medição.

Com o intuito de esclarecer melhor a afirmação acima, vamos começar determinando dois valores de frequências f_1 e f_2 . A partir destes valores, a frequência central f_m é definida como

$$f_m = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (2)$$

e a largura de faixa Δf é definida como

$$\Delta f = f_2 - f_1. \quad (3)$$

Os instrumentos de medição do tipo faixa-larga possuem uma ampla extensão de variação permitida para a largura de faixa Δf . Os valores recomendados para f_1 , f_2 e Δf são

$$30 \text{ kHz} \leq f_1 \leq 100 \text{ kHz}, \quad (4)$$

$$f_2 \leq 500 \text{ kHz}, \quad (5)$$

$$100 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 400 \text{ kHz}. \quad (6)$$

A impedância de transferência $Z(f)$ neste tipo de instrumento deve proporcionar um espectro de magnitude que apresente uma atenuação de 6 dB, em relação ao valor máximo, nas frequências f_1 e f_2 e também apresente uma adequada atenuação para valores de frequências abaixo de f_1 e acima de f_2 .

A tensão de saída $v(t)$ nos instrumentos de medição de faixa-larga geralmente é uma oscilação muito amortecida, em que a inversão da polaridade da amplitude pode ocorrer poucas vezes, tipicamente uma ou duas. A carga aparente q e a polaridade do pulso de corrente $i(t)$ podem ser determinados. O tempo de duração da tensão de saída $v(t)$ é curto e tipicamente está entre 5 μs e 20 μs .

Por sua vez, os instrumentos de medição do tipo faixa-estreita possuem uma restrita extensão de variação permitida para a largura de faixa Δf , mas possuem uma ampla extensão de variação permitida para a frequência central f_m . Os valores recomendados para Δf e f_m são

$$9 \text{ kHz} \leq \Delta f \leq 30 \text{ kHz}, \quad (7)$$

$$50 \text{ kHz} \leq f_m \leq 1000 \text{ kHz}. \quad (8)$$

A impedância de transferência $Z(f)$ neste tipo de instrumento deve proporcionar um espectro de magnitude que apresente uma atenuação de 20 dB, em relação ao valor máximo, nas frequências $f_m \pm \Delta f$ e também apresente uma atenuação igual ou maior para valores de frequências abaixo de $f_m - \Delta f$ e acima de $f_m + \Delta f$.

A tensão de saída $v(t)$ nos instrumentos de medição de faixa-estreita geralmente é uma oscilação subamortecida, em que a inversão da polaridade da amplitude pode ocorrer várias vezes. A carga aparente q pode ser determinada, todavia a polaridade do pulso de corrente $i(t)$ não pode. O tempo de duração da tensão de saída $v(t)$ é longo e tipicamente está acima de 80 μs .

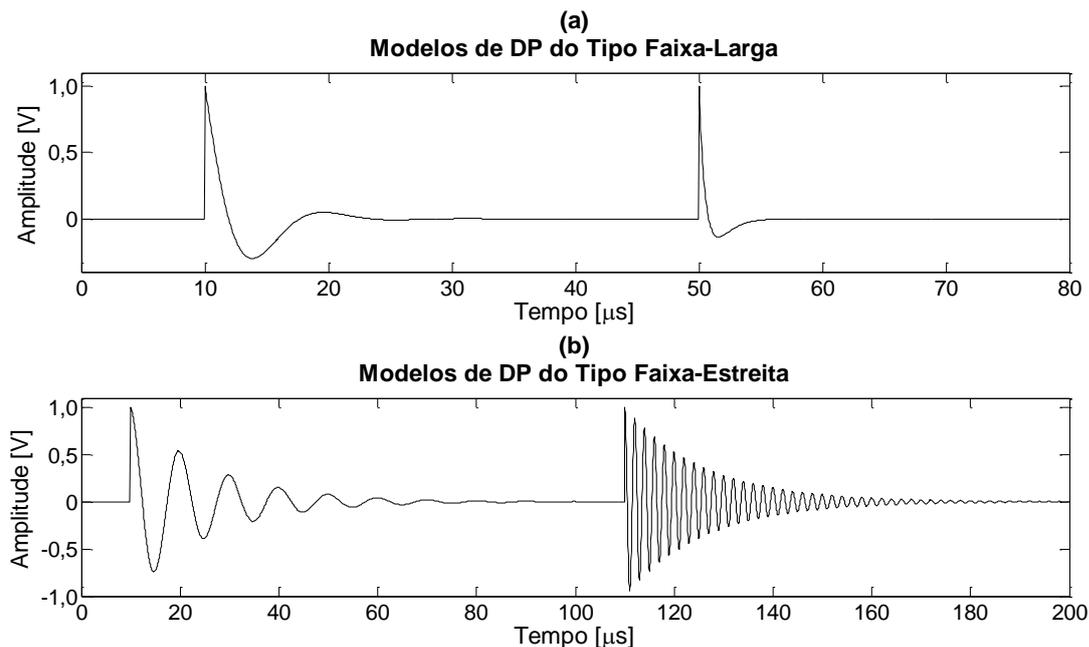
A forma de onda típica da tensão de saída $v(t)$ para o instrumento de medição de faixa-larga é exibida na Figura 6(a). O primeiro pulso de tensão possui f_1 igual a 61,8 kHz, f_2 igual a 161,8 kHz e Δf igual a 100 kHz. Já o segundo pulso possui f_1 igual a 82,8 kHz, f_2 igual a 482,8 kHz e Δf igual a 400 kHz. Observamos a natureza pouco oscilatória destes pulsos e o curto tempo de duração, com um tempo de 20 μs para o primeiro pulso e de 5 μs para o segundo pulso.

Já para o instrumento de faixa-estreita, a forma de onda típica da tensão de saída $v(t)$ é exibida na Figura 6(b). O primeiro pulso de tensão possui Δf igual a 20,2 kHz e f_m igual a 100 kHz e o segundo pulso possui Δf também igual a 20,2 kHz e f_m igual a 500 kHz. Observamos a natureza bastante oscilatória destes pulsos e o longo tempo de duração, com um tempo de aproximadamente 80 μs para ambos os pulsos.

A escolha de qual tipo de instrumento de medição será utilizado depende das características que cada opção oferece. Os instrumentos de faixa-estreita possuem a característica de maior sensibilidade na detecção da DP, motivado pela faixa de passagem mais estreita e, portanto, bloqueando melhor os ruídos do ambiente. Estes instrumentos não são capazes de detectar duas DPs que ocorram em um intervalo de tempo muito curto, em função do maior tempo de duração do pulso de tensão. Em contrapartida, os instrumentos de faixa-larga possuem a

característica de detectar duas DPs que ocorram em intervalos de tempo pequenos, contribuindo para a localização do ponto da falha no objeto de teste (técnica de ondas viajantes).

Figura 6 – Forma de onda típica da tensão de saída para os instrumentos de medição: (a) do tipo faixa-larga; (b) do tipo faixa-estreita



Fonte: Elaboração do próprio autor

A carga aparente q é proporcional ao valor de pico da tensão de saída $v(t)$ no caso do instrumento de faixa-larga e é proporcional aos valores de pico positivos e negativos do envelope da tensão de saída $v(t)$ no caso do instrumento de faixa-estreita (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2000). Por esta razão, é importante utilizar um processamento de sinais aplicado à tensão de saída $v(t)$ que proporcione uma baixa ou mesmo nenhuma distorção na amplitude do pulso, com o intuito de preservar a quantidade da carga aparente q mensurada.

Para finalizar esta seção, é válido mencionar a necessidade de uma calibração do sistema de medição para assegurar uma correta medição da magnitude da DP. A calibração é feita no circuito de teste completo, geralmente desenergizado, para cada objeto de teste, uma vez que a capacitância C_a afeta as

características do circuito. Um gerador de tensão de onda quadrada com amplitude U_0 é colocado em série com um capacitor de capacitância C_0 gerando, assim, um pulso de corrente com carga q_0 conhecida. Este pulso de corrente é injetado através dos terminais do objeto de teste, em paralelo com ele. Caso a medição feita pelo instrumento de medição seja diferente de q_0 , uma adequação no fator de escala k deve ser efetuada de forma a apresentar corretamente a medição da carga aparente (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2000).

2.4 A Importância do Processamento de Sinais

Os fabricantes de equipamentos elétricos de alta tensão utilizam largamente a medição de DP para certificar o bom isolamento de seus equipamentos após a fabricação e/ou montagem (SRIRAM et al., 2005). Também utilizam para desenvolvimento de novos materiais, melhores métodos de fabricação e melhorias no projeto do equipamento (NAIDU; KAMARAJU, 1996). Nestas situações, os laboratórios e locais de medição podem ser adequadamente blindados, com a utilização de filtros e apresentando nível de interferências e ruídos extremamente baixo.

O diagnóstico do isolamento de equipamentos pelo método de DPs tem sido estendido aos equipamentos já instalados em campo, no próprio local de operação (ASHTIANI; SHAHRTASH, 2012; SRIRAM et al., 2005). Muitas vezes o diagnóstico é executado durante a operação e em tempo real. Nestas situações, evita-se a parada do equipamento e a sua retirada de operação, além de todos os transtornos logísticos que envolvem o seu transporte.

A medição de DPs em campo está sujeita a vários tipos de ruídos e interferências que podem estar presentes no ambiente. As origens do ruído são corona, descarga atmosférica, transientes do sistema de potência, ondas de rádio, descargas eletrostáticas e a própria eletrônica do sistema de medição, para citar algumas. Estes ruídos aparecem no sistema de medição por condução elétrica ou por radiação eletromagnética (SHIM; SORAGHAN; SIEW, 2000). Mais especificamente podemos citar chaveamento de tiristores e outros dispositivos de eletrônica de potência, centelhadores, comutadores de máquinas de corrente

contínua mal ajustados, rádios de comunicação e reatores de lâmpadas fluorescentes.

Os ruídos externos podem ser classificados em ruído senoidal contínuo, ruído impulsivo periódico ou estocástico e ruído estocástico (ASHTIANI; SHAHRTASH, 2012). Adicionalmente, a eletrônica do sistema de medição contribui com um apreciável ruído branco em função de sua impedância resistiva e temperatura (SHIM; SORAGHAN; SIEW, 2000).

A presença de ruídos na tensão de saída $v(t)$ pode sobrepor os pulsos de tensão medidos dificultando ou impossibilitando a determinação da amplitude correta do pulso, conduzindo a uma falsa detecção, ou ainda levando a uma falha em corretamente detectá-lo. Por este motivo, um adequado processamento de sinais para atenuar ou eliminar os ruídos e aumentar a relação sinal-ruído é importante e deve ser efetuado antes de conduzir o sinal medido para quantificação da magnitude da carga aparente q .

2.5 Técnicas de Processamento de Sinais em Descargas Parciais

Algumas técnicas de processamento de sinais já foram utilizadas em sinais de DPs, algumas com maior grau de sucesso e outras nem tanto. Os pulsos de DP e o ruído possuem espectro de frequências similares (ASHTIANI; SHAHRTASH, 2012) e o uso de técnicas de processamento de sinais baseadas em filtros lineares e invariantes no tempo geralmente conduzem a resultados com baixo desempenho. Assim, técnicas mais avançadas de processamento de sinais devem ser utilizadas.

Um trabalho anterior comparou a utilização das técnicas baseadas em transformada rápida de Fourier, utilização de filtros passa-baixa, distribuição de Wigner-Ville, transformada breve de Fourier, quadrados médios mínimos, filtragem adaptativa no domínio da frequência, quadrados mínimos recursivos, quadrados mínimos recursivos ponderados exponencialmente, filtragem casada, utilização de filtro rejeita-faixa e transformada de *wavelets* para eliminação de uma combinação de ruído senoidal com ruído branco Gaussiano em sinais de DPs do tipo corona. O resultado da comparação indicou que a técnica de utilização de filtro rejeita-faixa combinada com a transformada de *wavelets* produz os melhores resultados (SRIRAM et al., 2005).

Continuando com as técnicas baseadas em transformada de *wavelets*, outro trabalho anterior comparou a eliminação de ruídos utilizando técnicas baseadas em transformada de *wavelets* discreta, transformada pacote de *wavelets*, transformada de *wavelets* estacionária e transformada de *wavelets* complexa com dupla árvore para eliminação de ruído branco e uma combinação de ruído branco com ruído modulado em amplitude em sinais de DPs do tipo faixa-larga e faixa-estreita. O resultado da comparação indicou que para ruído branco a técnica transformada de *wavelets* complexa com dupla árvore produz os melhores resultados, ao passo que para uma combinação de ruído branco com ruído modulado em amplitude a técnica transformada de *wavelets* estacionária obteve resultados melhores. Como o tempo de execução gasto pela técnica transformada de *wavelets* complexa com dupla árvore foi menor, esta técnica foi considerada a mais apropriada (MORTAZAVI; SHAHRTASH, 2008).

Novamente utilizando técnicas baseadas em transformada de *wavelets*, outro trabalho propôs a eliminação de ruídos utilizando uma técnica baseada em transformada de *wavelets* invariante à translação e seleção de coeficientes adaptativa espacialmente utilizando como critério de seleção a propagação de módulos máximos dos coeficientes ao longo das escalas de decomposição da *wavelet*. Esta técnica foi comparada com as técnicas baseadas em transformada de *wavelets* com aplicação de limiar adaptativo por escala, transformada de *wavelets* invariante à translação com aplicação de limiar universal, transformada de *wavelets* com aplicação de limiar determinado pela decomposição do ruído medido antes da tensão de início das DPs, filtro linear com resposta ao impulso finita (FIR *equiripple*) e filtro linear com resposta ao impulso infinita (IIR Chebychev tipo 2). Foram adicionados os ruídos impulsivo, branco e modulado em amplitude. O método proposto baseado na seleção de coeficientes adaptativa espacialmente se mostrou o melhor método em todos os testes realizados (MOTA et al., 2011).

Uma vez que as técnicas baseadas em transformada de *wavelets* tem se mostrado mais robustas na eliminação de ruído, uma nova técnica baseada em transformadas sobrecompletas utilizando várias famílias de *wavelets* foi proposta e avaliada na presença de ruído impulsivo e modulado em amplitude. Este método requer a utilização de um critério de regularização para sua resolução e o critério escolhido foi a representação esparsa. Esta técnica se mostrou eficiente na

eliminação de ruído modulado em amplitude, mas não se mostrou tão eficiente em ruídos impulsivos (SILVA; MOTA, 2017).

Dando continuidade na avaliação de técnicas baseadas em transformada de *wavelets* e em sistemas subdeterminados, o presente trabalho avalia os resultados obtidos no processamento de sinais de DPs utilizando sistemas subdeterminados e transformadas sobrecompletas. O critério de regularização selecionado também foi a representação esparsa. Entretanto, o algoritmo adotado neste trabalho separa o sinal em diferentes componentes utilizando para isto diferentes transformadas e busca pela representação esparsa em cada uma das componentes (ou transformadas), ao passo que o algoritmo do trabalho mencionado anteriormente considera todo o sinal e busca pela representação esparsa de todos os coeficientes globalmente.

C A P Í T U L O T R Ê S

3 PROCESSAMENTO DE SINAIS COM DICIONÁRIOS SOBRECUMPLETOS E ANÁLISE DE COMPONENTES MORFOLÓGICAS

O processamento de um sinal em seu próprio domínio (por exemplo, no domínio do tempo para a maior parte dos sinais de uma dimensão) pode não trazer os melhores resultados e não ser muito eficiente. Faz-se necessário, então, a representação do sinal através de uma decomposição em outra base, uma possível modificação dos coeficientes no domínio da decomposição e uma reconstrução do sinal utilizando os coeficientes selecionados.

A decomposição de um sinal discreto $x[n]$ utiliza funções de base $\varphi[k, n]$ para calcular os valores dos coeficientes da expansão $c[k]$ através de (VETTERLI; KOVACEVIC; GOYAL, 2014)

$$c[k] = \sum_n x[n] \varphi^*[k, n], \quad (9)$$

onde $\varphi^*[k, n]$ representa o conjugado complexo de $\varphi[k, n]$ e $k, n \in \mathbb{Z}$. A reconstrução do sinal discreto $x[n]$ a partir dos coeficientes da expansão $c[k]$ utiliza as mesmas funções de base $\varphi[k, n]$ através de (VETTERLI; KOVACEVIC; GOYAL, 2014)

$$x[n] = \sum_k c[k] \varphi[k, n]. \quad (10)$$

As Equações (9) e (10) podem ser escritas na forma matricial, obtendo-se

$$\mathbf{c} = \mathbf{\Phi}^H \cdot \mathbf{x}, \quad (11)$$

$$\mathbf{x} = \mathbf{\Phi} \cdot \mathbf{c}, \quad (12)$$

onde $\mathbf{\Phi}^H$ representa a transposta Hermitiana de $\mathbf{\Phi}$.

A Equação (11) é denominada equação de decomposição, equação de análise ou transformada direta, quando são calculados os coeficientes. Por sua vez, a Equação (12) é denominada equação de reconstrução, equação de síntese ou transformada inversa, quando o sinal é calculado. A matriz Φ contendo as funções de base é denominada dicionário, numa alusão a uma matriz que traduz o sinal em seus coeficientes. Já as colunas desta matriz são denominadas átomos, numa alusão a uma decomposição do sinal em suas partes constituintes (os átomos que constituem a matéria).

As transformadas podem ser agrupadas em transformadas ortogonais e transformadas redundantes, cujas características veremos na sequência.

3.1 Ortogonalidade

Os sinais discretos que são majoritariamente estacionários são muito bem representados pela transformada de Fourier discreta (DFT). Com isso, o processamento destes tipos de sinais utilizando a DFT geralmente conduz a bons resultados.

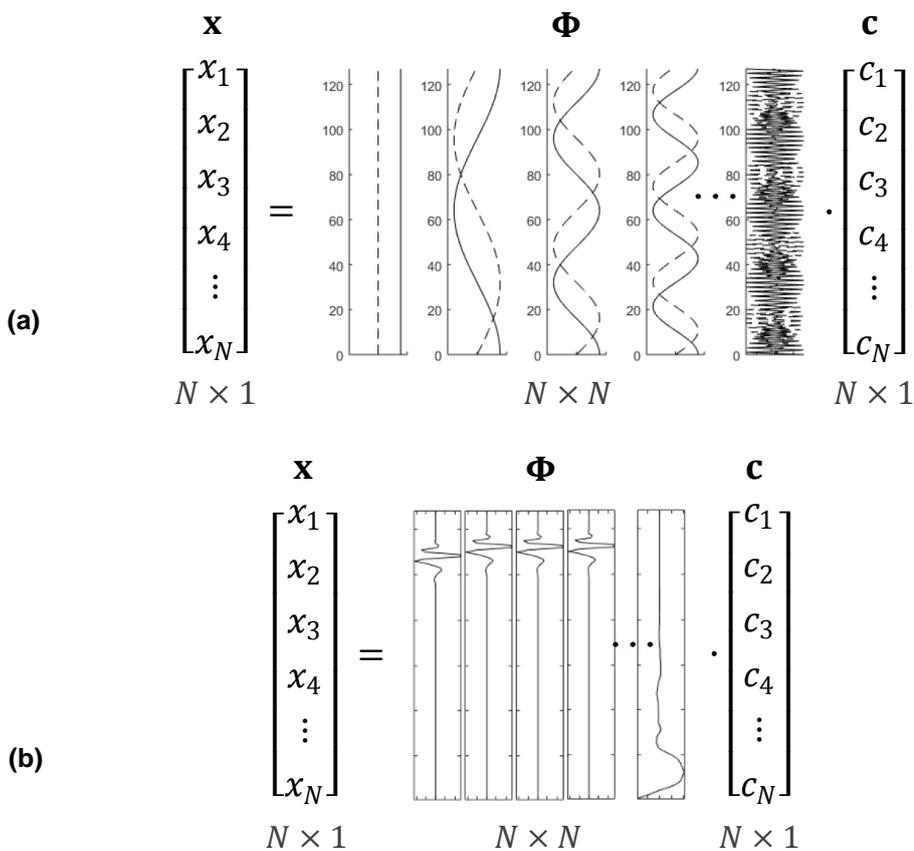
O cálculo da DFT envolve a manipulação de números complexos, o que nem sempre é trivial e normalmente envolve uma carga computacional maior. Para contornar esta dificuldade, podemos utilizar em seu lugar a transformada de cossenos discreta (DCT) ou a transformada de senos discreta (DST).

Os sinais discretos reais, em sua maioria, são sinais não estacionários e geralmente possuem alguma informação importante localizada e bem definida em alguma parte do sinal. Estes tipos de sinais são muito bem representados pela transformada de *wavelets* discreta (DWT) utilizando a grade diádica.

As transformadas DFT, DCT, DST e DWT, entre outras, possuem a característica de serem transformadas ortogonais. Este tipo de transformada possui o mesmo número de amostras no domínio do sinal e no domínio da transformada, portanto não há redundância. Elas preservam a energia do sinal de tal forma a permitir uma reconstrução perfeita. Adicionalmente, a decomposição e a reconstrução do sinal possuem uma forma única de serem executadas e se dão conforme as Equações (11) e (12), respectivamente, sendo que $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$, $\Phi \in \mathbb{R}^{N \times N}$ e $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^N$. Nesta situação, o sistema de equações é denominado sistema determinado,

pois o sistema possui o mesmo número de equações e de variáveis, a solução é única e a matriz Φ é uma matriz quadrada com ranque igual à N (dimensão do sinal). Uma exibição deste sistema de equações em forma matricial é feito na Figura 7, onde a Figura 7(a) apresenta a transformada DFT com a matriz Φ contendo as funções de base senos e cossenos e a Figura 7(b) apresenta a transformada DWT com a matriz Φ contendo as funções de base *wavelets* deslocadas e dilatadas.

Figura 7 – Apresentação matricial de transformadas ortogonais: (a) DFT; (b) DWT



Fonte: Elaboração do próprio autor

A utilização de transformadas ortogonais pode ser muito eficiente em várias aplicações. Todavia, em algumas outras pode não ser tão eficiente gerando a necessidade de utilizar as transformadas redundantes.

3.2 Redundância

Um sinal discreto que possui características localmente estacionárias pode ser mais bem representado utilizando a transformada de Fourier de tempo breve (STFT), também denominada transformada de Fourier janelada. Neste tipo de transformada, uma janela contendo um número de pontos menor que o número de pontos do sinal é criada e posteriormente deslocada ao longo do sinal. Pode ou não haver sobreposição da janela durante o deslocamento e para cada um dos deslocamentos uma DFT é calculada. Com isto, a localização da característica estacionária no sinal é favorecida. Similarmente, podemos utilizar a transformada de cossenos discreta localizada (LDCT) ou a transformada de senos discreta localizada (LDST) quando a manipulação de números complexos não for desejada.

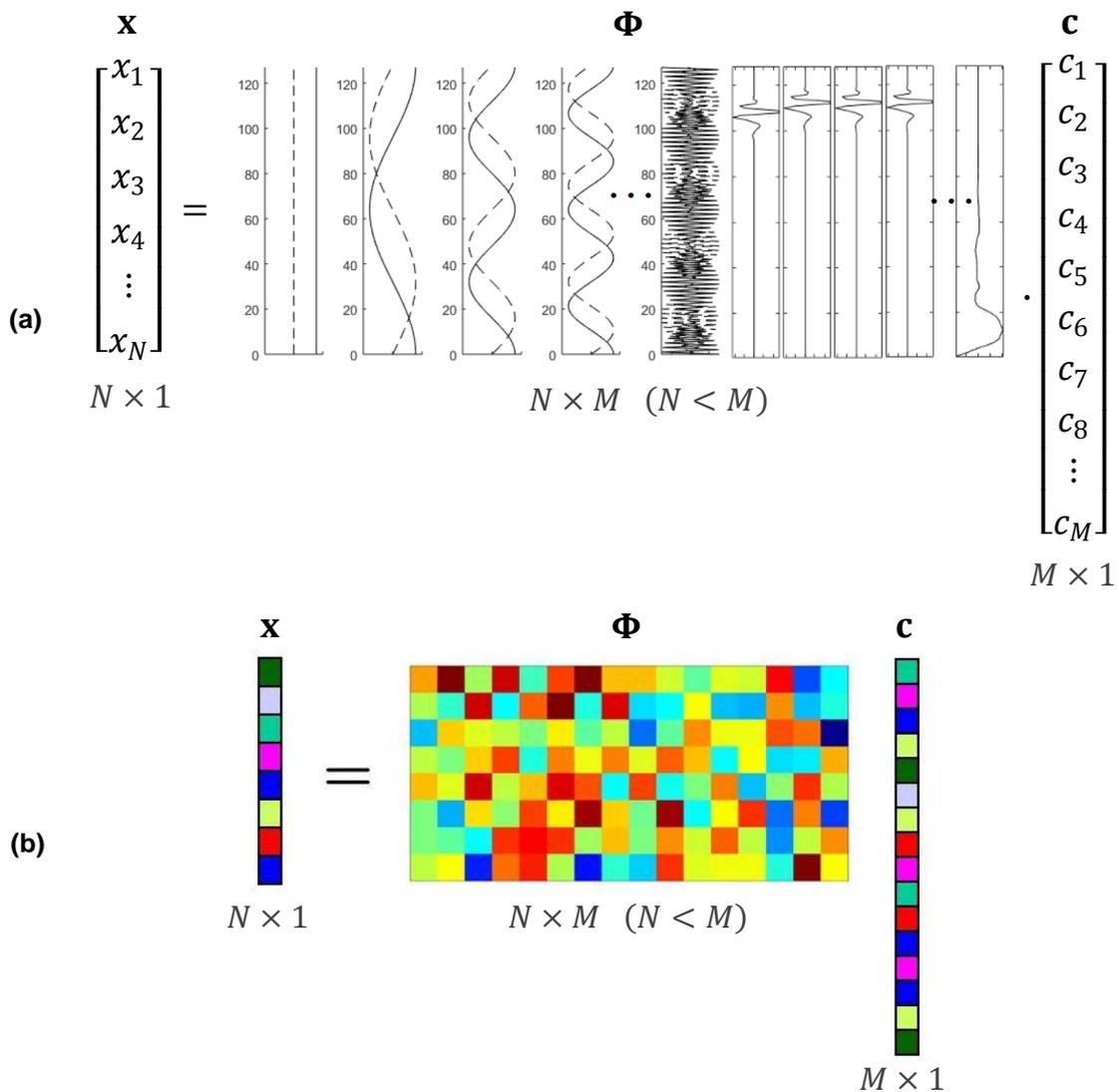
A transformada DWT possui a característica de ser variante a uma translação do sinal. Alguns tipos de sinais podem ter as suas informações importantes perdidas ao utilizar esta transformada. Para contornar esta característica e evitar a perda de informações, pode-se utilizar a transformada de *wavelets* não dizimada (UDWT). A UDWT não faz a dizimação dos valores no sistema de banco de filtros, o que corresponde a deslocar a *wavelet* ponto a ponto no sinal em todas as escalas. Isto torna a transformada invariante a uma translação do sinal.

Outra transformada que pode ser utilizada é a transformada pacote de *wavelets* (WPT). Esta transformada decompõe tanto os coeficientes de aproximação quanto os coeficientes de detalhes em novos coeficientes de aproximação e novos coeficientes de detalhes ao passar para a próxima escala. Com isso, o ladrilhamento tempo-escala (ou tempo-frequência) do sinal é adaptativo.

As transformadas STFT, LDCT, LDST, UDWT e WPT, entre outras, possuem a característica de serem transformadas redundantes ou quadros justos. Neste tipo de transformada, o número de pontos no domínio da transformada é superior ao número de pontos no domínio do sinal, existindo muita redundância. Toda a energia é convertida possibilitando a reconstrução do sinal. Temos a relação descrita na Equação (12) para a reconstrução do sinal, sendo que $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$, $\Phi \in \mathbb{R}^{N \times M}$ e $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^M$ onde $N < M$. Nesta situação, o sistema de equações é denominado subdeterminado, pois o número de equações é menor do que o número de variáveis

e o dicionário é denominado sobrecompleto, pois a matriz Φ é retangular e possui mais colunas do que linhas (ou matriz baixa). Uma exibição deste sistema de equações em forma matricial é feito na Figura 8, onde a Figura 8(a) apresenta uma transformada redundante com a matriz Φ formada pela concatenação das funções de base senos/cossenos e *wavelets* e a Figura 8(b) apresenta uma transformada redundante genérica, com a matriz Φ contendo a junção de quaisquer funções de base. Ressalta-se que nesta figura cores diferentes representam valores diferentes.

Figura 8 – Apresentação matricial de transformadas redundantes: (a) concatenação de DFT e DWT; (b) genérica, contendo quaisquer funções de base



Fonte: Adaptado de (DIMENSIONALITY..., [200-?])

Não existe a possibilidade deste sistema linear não ter solução, pois a matriz Φ possui ranque completo e varre todo o espaço \mathbb{R}^N . Assim, a outra possibilidade para este sistema é possuir infinitas soluções e para se chegar a uma solução é necessário um critério de regularização.

Antes de mencionar o critério de regularização, vamos definir a norma ℓ^p para um vetor $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^N$ conforme (VETTERLI; KOVACEVIC; GOYAL, 2014)

$$\|\mathbf{a}\|_p = \sqrt[p]{\sum_{n=1}^N |a[n]|^p}, \quad (13)$$

onde $p \in [1, \infty)$. Elevar a norma ℓ^p ao quadrado e fazer $p = 2$, $\|\mathbf{a}\|_2^2$, corresponde a calcular a energia do vetor. Um dos critérios de regularização que pode ser utilizado é o critério dos mínimos quadrados, que minimiza a energia dos coeficientes na forma

$$\mathbf{c}^{ot} = \arg \min_{\mathbf{c}} \|\mathbf{c}\|_2^2 \quad \text{sujeito a} \quad \mathbf{x} = \Phi \cdot \mathbf{c}. \quad (14)$$

Este problema de otimização possui uma solução analítica quando $\Phi\Phi^H$ possui inversa, ou seja, quando o ranque de Φ é igual a N . Assim, a solução para os valores dos coeficientes é (VETTERLI; KOVACEVIC; GOYAL, 2014)

$$\mathbf{c} = \Phi^H(\Phi\Phi^H)^{-1} \cdot \mathbf{x} = \Phi^+ \cdot \mathbf{x}, \quad (15)$$

onde Φ^+ representa a pseudoinversa de Φ . Esta solução é denominada solução padrão ou forma canônica. Quando os valores são elevados ao quadrado e depois somados, conforme adotado neste critério, a soma é mais sensível aos valores mais altos. Assim, a minimização da energia tende a reduzir a magnitude destes valores mais altos sem alterar significativamente a magnitude dos valores mais baixos. Isto resulta em uma solução contendo uma grande quantidade de valores com baixa magnitude e, conseqüentemente, uma representação não esparsa (SELESNICK, 2012).

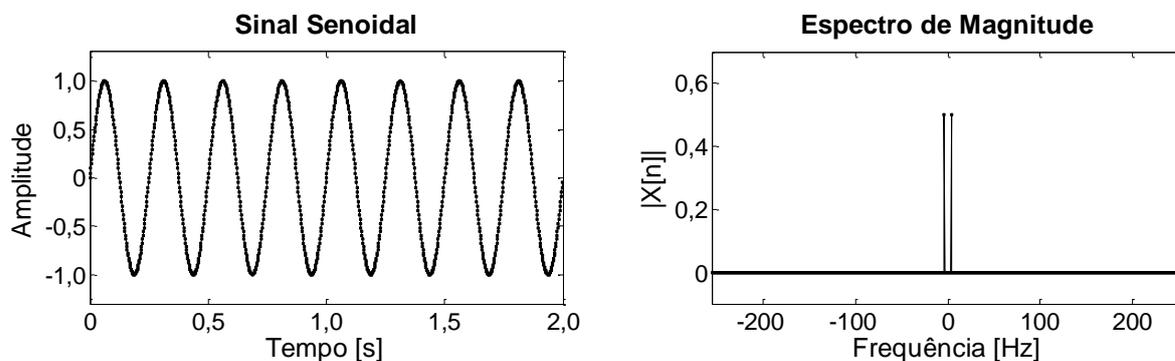
A solução padrão pode ser eficiente em muitos casos, mas pode não ser em outras situações. Para estas outras situações é necessário utilizar outro critério de regularização. Entre as opções de critérios podemos escolher o critério que conduza à representação mais esparsa, conforme será detalhado na próxima seção.

3.3 Esparsidade

A utilização de dicionários sobrecompletos na representação de sinais oferece uma gama maior de funções de base, ou átomos, disponíveis para a representação. Podemos pensar também na utilização de duas ou mais transformadas simultaneamente na representação de um mesmo sinal, aumentando ainda mais a gama de átomos disponíveis. A maior disponibilidade de átomos propicia uma maior adaptabilidade ao conteúdo do sinal. Por sua vez, utilizar o conceito da representação esparsa nesta situação tem como atrativo a sua habilidade de representar sinais compactamente, permitindo mais flexibilidade e resultando em um processamento de sinais mais efetivo (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010). A representação esparsa promove a concentração da energia do sinal em poucos coeficientes de alta magnitude.

Mas como definir esparsidade? Esparsidade é um sinal de dimensão finita que possui a maioria dos seus elementos iguais a zero, restando pouquíssimos elementos diferentes de zero. Matematicamente, temos que um vetor $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^N$ com suporte $\Lambda(\mathbf{c}) = \{1 \leq n \leq N \mid c[n] \neq 0\}$ é k -esparsidade se cardinalidade($\Lambda(\mathbf{c})$) = k , onde $k \ll N$. Geralmente sinais não são esparsos, mas podem se tornar esparsos utilizando uma transformada adequada, resultando então em uma representação esparsa (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010). Por exemplo, uma senoide não é esparsa, mas utilizando uma transformada de Fourier podemos proporcionar uma representação esparsa para a senoide, o que pode ser observado na Figura 9.

Figura 9 – Sinal senoidal e sua representação esparsa

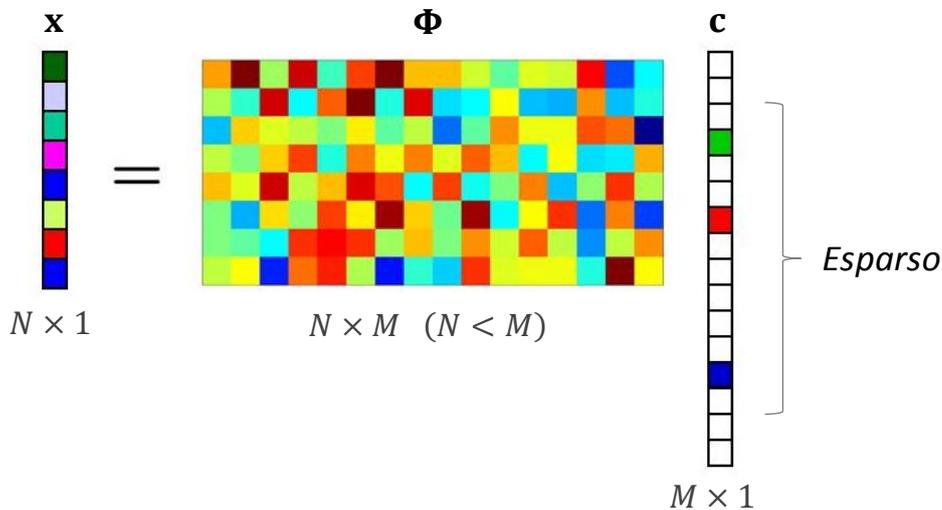


Fonte: Elaboração do próprio autor

Adicionalmente, os coeficientes da representação podem não ser esparsos, mas podem ser compressíveis. Neste caso, os valores dos coeficientes decaem rapidamente com alguma regra de potência quando são agrupados em ordem decrescente de magnitude. Assim, podemos descartar uma grande parte dos coeficientes de menor magnitude sem muita perda de informação (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010). Denominaremos como esparsos aqueles sinais que são estritamente esparsos e também aqueles que são compressíveis.

Outro critério de regularização utilizado para a resolução do sistema subdeterminado poderá ser aquele que conduza à representação mais esparsa, conforme pode ser observado em forma matricial na Figura 10. Ressalta-se que nesta figura cores diferentes representam valores diferentes e branco representa valor igual a zero.

Figura 10 – Representação esparsa de um sinal em um sistema subdeterminado e dicionário sobrecompleto



Fonte: Adaptado de (DIMENSIONALITY..., [200-?])

Antes de prosseguir, mencionamos que quando $p \in [0,1)$ na Equação (13) obtemos uma pseudonorma, pois nem todos os critérios que definem uma norma são satisfeitos. Ainda assim o resultado pode ser uma quantidade útil. No caso de p igual a zero, a pseudonorma ℓ^0 para um vetor $a \in \mathbb{R}^N$ é definida conforme (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004)

$$\|\mathbf{a}\|_0 = \lim_{p \rightarrow 0} \|\mathbf{a}\|_p^p, \quad (16)$$

que essencialmente conta o número de elementos diferentes de zero que estão presentes no vetor \mathbf{a} . Desta forma, a representação mais esparsa pode ser obtida através da minimização da pseudonorma ℓ^0 dos coeficientes \mathbf{c} de acordo com

$$\mathbf{c}^{ot} = \arg \min_{\mathbf{c}} \|\mathbf{c}\|_0 \quad \text{sujeito a} \quad \mathbf{x} = \Phi \cdot \mathbf{c}. \quad (17)$$

Este problema de otimização não possui uma solução analítica. É uma otimização combinatória não convexa (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010) e alguns métodos utilizados para a sua resolução podem ser citados (TROPP; WRIGHT, 2010):

- a) busca gulosa/gananciosa: refina iterativamente uma solução esparsa identificando colunas que maximizam a qualidade da reconstrução;
- b) relaxamento convexo: substitui o problema combinatório por um problema convexo e utiliza métodos de otimização convexa;
- c) estrutura Bayesiana: assume que os coeficientes possuem uma distribuição que favoreça a esparsidade, cria um estimador de máximo das observações e identifica a região com concentração significativa;
- d) otimização não convexa: altera o problema para um problema não convexo relacionado e identifica um ponto estacionário;
- e) força bruta: busca por todas as colunas possíveis, talvez com a ajuda de métodos para reduzir o número de possibilidades.

Os métodos estrutura Bayesiana e otimização não convexa atualmente não possuem garantias teóricas de reconstrução. A força bruta é plausível apenas para problemas de pequena dimensão. Já os métodos de busca gulosa e relaxamento convexo são os mais utilizados na prática, pois são computacionalmente exequíveis e apresentam uma solução correta sob condições adequadas (TROPP; WRIGHT, 2010).

As seguintes variantes podem ser utilizadas na categoria de busca gulosa: (i) *matching pursuit* (MP); (ii) *orthogonal matching pursuit* (OMP); (iii) *least-squares OMP* (LSOMP); (iv) *pure greed algorithms* (PGA); (v) *simple thresholding* (ST) e (vi) *iterative thresholding* (IT).

A categoria relaxamento convexo faz uma substituição da pseudonorma ℓ^0 na Equação (17) por outra norma que conduza a um problema de otimização convexa. A norma ℓ^1 é a função convexa mais próxima da pseudonorma ℓ^0 , então esta substituição é considerada a mais natural (TROPP; WRIGHT, 2010). Para a resolução do problema de otimização convexa podemos utilizar, entre outros, os métodos simplex, pontos interiores primal-dual, gradiente descendente e lagrangeano aumentado.

As seguintes variantes podem ser utilizadas na categoria relaxamento convexo: (i) *iterative reweighed least squares* (IRLS); (ii) *least absolute shrinkage and selection operator* (LASSO); (iii) *least angle regression* (LARS); (iv) *iterative shrinkage/thresholding algorithm* (ISTA); (v) *split variable augmented lagrangian shrinkage algorithm* (SALSA) e (vi) *block coordinate relaxation* (BCR).

A Análise de Componentes Morfológicas, utilizada nesta pesquisa e que será detalhada nas próximas seções, é um método de resolução dos sistemas subdeterminados e dicionários sobrecompletos utilizando duas ou mais transformadas simultaneamente e que busca a representação esparsa como critério de regularização. Este método é baseado no BCR, da categoria relaxamento convexo, e incorpora alterações para considerar os dicionários sobrecompletos e a utilização de um limiar iterativo e decrescente.

3.4 Conceituação da Análise de Componentes Morfológicas

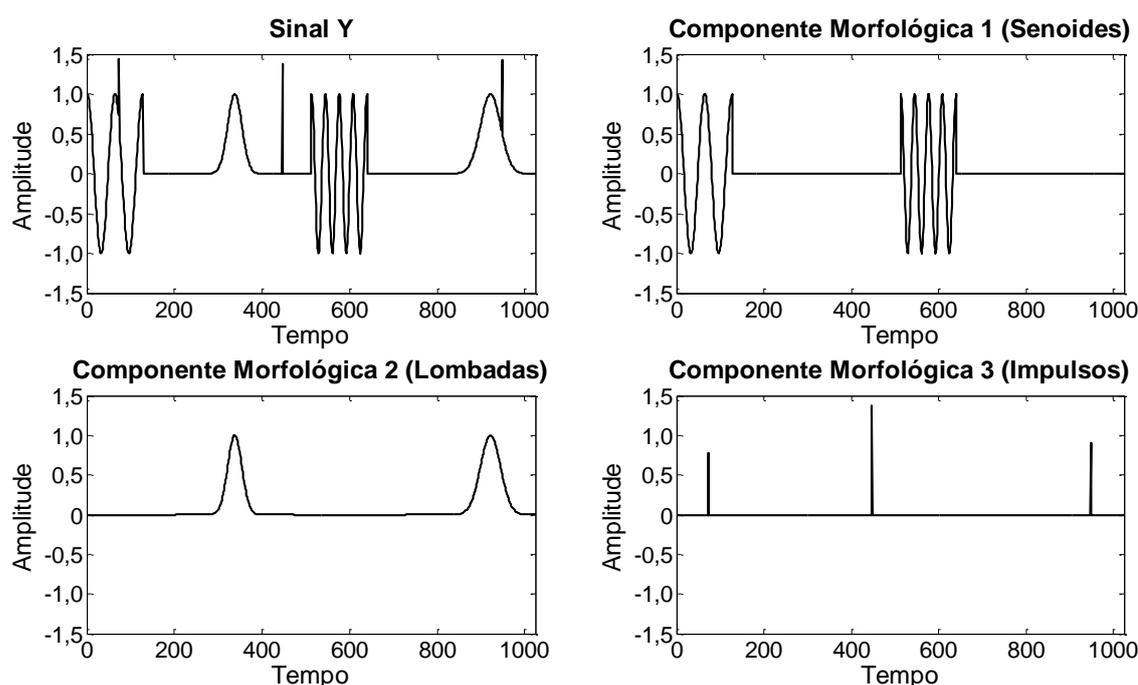
O conceito da diversidade morfológica assume que um sinal $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$ pode ser modelado como uma superposição linear de K componentes $\mathbf{x}_k \in \mathbb{R}^N$ que possuem diferentes morfologias, ou seja, diferentes formas ou origens. Assim, temos que

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k, \quad (18)$$

onde cada \mathbf{x}_k é denominada uma componente morfológica do sinal (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010). Considere, por exemplo, o concerto de uma orquestra sinfônica onde a música é composta por diferentes instrumentos musicais. O som de cada instrumento musical seria uma componente morfológica da música, pois é produzido por instrumentos diferentes (diferentes origens). Similarmente, um sinal \mathbf{y}

composto por uma superposição linear de senoides localizadas, lombadas e impulsos é exibido na Figura 11. São três formas diferentes, onde cada forma é uma componente morfológica do sinal.

Figura 11 – Sinal composto por uma superposição linear de senoides localizadas, lombadas e impulsos

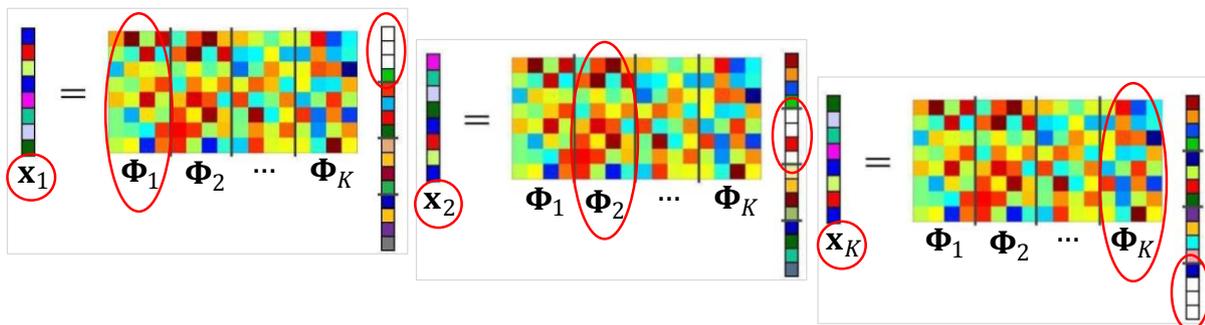


Fonte: Elaboração do próprio autor

Informações prévias do sinal devem estar disponíveis e são utilizadas para combinar vários subdicionários que contenham átomos que são morfológicamente similares às características presentes no sinal. O número de átomos é (muito) maior do que a dimensão do sinal. Assim, cada subdicionário é especializado em obter uma representação esparsa para cada componente do sinal (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010). O dicionário $\Phi = [\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_K]$ é formado, então, por uma concatenação de K subdicionários Φ_k . É uma nova modelagem de dados que explora a estrutura do dicionário sobrecompleto, utiliza a representação esparsa como critério de regularização e faz uso de algoritmos rápidos para análise/síntese (que não utilizam matriz nos cálculos).

O dicionário formado deve possuir uma característica de suma importância: os coeficientes \mathbf{c}_k obtidos da análise da componente morfológica \mathbf{x}_k no subdicionário Φ_k (ou seja, $\mathbf{c}_k = \Phi_k^+ \cdot \mathbf{x}_k$) devem ser esparsos, ao passo que a análise da mesma componente morfológica \mathbf{x}_k em qualquer outro subdicionário Φ_l , com $l \neq k$, deve conduzir a coeficientes \mathbf{c}_l (ou seja, $\mathbf{c}_l = \Phi_l^+ \cdot \mathbf{x}_k$) que não são esparsos, ou pelo menos não tão esparsos quanto \mathbf{c}_k . Isso significa que os subdicionários $\{\Phi_k\}_{k=1}^K$ devem ser mutuamente incoerentes (STARCK et al., 2005b; FADILI et al., 2010). Desta forma, o subdicionário Φ_k distingue entre as componentes morfológicas, selecionando a componente \mathbf{x}_k ao invés das demais componentes morfológicas presentes no sinal. Uma apresentação em forma matricial desta importante característica é feita na Figura 12, onde cores diferentes representam valores diferentes e branco representa valor igual a zero.

Figura 12 – Subdicionários mutuamente incoerentes



Fonte: Adaptado de (DIMENSIONALITY..., [200-?])

Apesar desta característica bem definida e necessária ao dicionário, cabe salientar que “[...] o problema de escolher os dicionários adequados permanece aberto e difícil.” (STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a, p. 1572, tradução nossa) e que “[...] nós assumimos que a escolha dos dicionários já foi feita de alguma forma.” (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004, p. 332, tradução nossa). Assim, a expertise e a experiência do usuário são de grande valia na escolha correta de subdicionários adequados. Ademais, “É muito difícil propor um dicionário que leve a representações esparsas para uma ampla família de sinais.” (STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a, p. 1572, tradução nossa), o que sugere que a escolha dos subdicionários deve ser feita

caso a caso, utilizando as características e informações prévias que estejam disponíveis para o sinal a ser processado.

A Análise de Componentes Morfológicas (MCA) se propõe a separar todas as componentes morfológicas \mathbf{x}_k que estão superpostas no sinal \mathbf{y} . Obviamente, este é um problema inverso mal condicionado, que possui mais incógnitas do que equações e infinitas soluções. Entretanto, uma separação pode ser obtida utilizando o conceito da representação esparsa.

Considerando que o sinal \mathbf{y} contenha um ruído $\boldsymbol{\varepsilon}$, temos

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k + \boldsymbol{\varepsilon} = \sum_{k=1}^K \boldsymbol{\Phi}_k \cdot \mathbf{c}_k + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (19)$$

onde $\boldsymbol{\varepsilon} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\varepsilon^2)$, ou seja, é um ruído branco Gaussiano.

A separação desejada das componentes morfológicas pode ser obtida através da solução do problema de otimização com restrição

$$\{\mathbf{c}_k^{opt}\}_{k=1}^K = \arg \min_{\mathbf{c}_k, \forall k} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{c}_k\|_p^p \quad \text{sujeito a} \quad \left\| \mathbf{y} - \sum_{k=1}^K \boldsymbol{\Phi}_k \cdot \mathbf{c}_k \right\|_2 \leq \sigma, \quad (20)$$

onde $\|\mathbf{c}_k\|_p^p$ promove a esparsidade, principalmente para $0 \leq p \leq 1$, e σ é um erro de reconstrução aceitável para o sinal, proporcional a σ_ε (desvio padrão do ruído). Esta proposta para obter a separação morfológica é plausível em função de se estar buscando simultaneamente a representação mais esparsa em todos os subdicionários e da determinação feita anteriormente que cada subdicionário é eficiente em representar esparsamente apenas uma componente do sinal, mas não as demais (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010; STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a).

A restrição presente na Equação (20) sugere uma reconstrução aproximada do sinal, proporcionando que o conteúdo não representado esparsamente pelos subdicionários seja alocado ao resíduo. Isto implica em aceitar que um ruído ou imperfeição esteja presente no sinal. A escolha da norma ℓ^2 está relacionada ao resíduo se comportar como um ruído branco Gaussiano com média zero (STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a; STARCK et al., 2005b). Outras normas estão relacionadas

a outros tipos de distribuição de resíduo. Caso o sinal não contenha ruído ou imperfeição, a restrição será de igualdade e $\sigma = 0$.

Caso fosse utilizado um único dicionário ortogonal na Equação (20), uma solução em forma fechada seria a aplicação de um limiar rígido nos coeficientes quando $p = 0$ (pseudonorma ℓ^0). Já nesta mesma situação a solução em forma fechada se torna a aplicação de um limiar flexível nos coeficientes quando $p = 1$ (norma ℓ^1) (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004). Esta correlação existente entre a norma utilizada e o respectivo limiar aplicado nos coeficientes será útil no algoritmo proposto para o MCA, que será detalhado na próxima seção.

3.5 O Algoritmo MCA

Partindo-se da Equação (20), o número de coeficientes envolvidos pode se tornar muito grande em função da alta redundância presente na utilização de vários subdicionários. Manipular e salvar estes coeficientes na memória se torna um complicador. Com isso, o problema de otimização é reformulado para se obter os K sinais ao invés dos K vetores de coeficientes como incógnitas (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004; STARCK et al., 2005b). A alteração é realizada fazendo uso da equação de análise $\mathbf{c}_k = \Phi_k^+ \cdot \mathbf{x}_k$. O problema de otimização se torna

$$\{\mathbf{x}_k^{ot}\}_{k=1}^K = \arg \min_{\mathbf{x}_k, \forall k} \sum_{k=1}^K \|\Phi_k^+ \cdot \mathbf{x}_k\|_p^p \quad \text{sujeito a} \quad \left\| \mathbf{y} - \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k \right\|_2 \leq \sigma. \quad (21)$$

Utilizar os sinais como incógnitas no problema de otimização permite inserir restrições adicionais ao sinal através de outros critérios para ajudar a conduzir uma componente morfológica ao seu conteúdo esperado. Um exemplo deste outro critério é a penalidade por variação total (TV), que produz o efeito de suavizar o sinal (STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a; FADILI, 2010). Assim, a TV deve ser usada em uma componente morfológica que possua a característica de suavidade e que não contenha variações abruptas ou de grandes proporções entre pontos adjacentes. Com esta alteração, o problema de otimização passa a ser

$$\{\mathbf{x}_k^{ot}\}_{k=1}^K = \arg \min_{\mathbf{x}_k, \forall k} \sum_{k=1}^K \|\Phi_k^+ \cdot \mathbf{x}_k\|_p^p + \gamma TV(\mathbf{x}_m) \quad \text{sujeito a} \quad \left\| \mathbf{y} - \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k \right\|_2 \leq \sigma, \quad (22)$$

onde \mathbf{x}_m refere-se a uma componente morfológica que apresente característica de suavidade e γ é o parâmetro de regularização da TV.

O algoritmo MCA se propõe a resolver o problema de otimização apresentado na Equação (22). Ele é baseado no método denominado *block coordinate relaxation* (BCR) (SARDY; BRUCE; TSENG, 2000), com alterações para considerar os dicionários sobrecompletos e a adição da penalidade TV (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004; STARCK et al., 2005b). Nesta abordagem, cada subdicionário Φ_k é considerado como sendo um grupo ou bloco de átomos. A solução pode ser obtida aplicando-se um limiar λ nos coeficientes \mathbf{c}_k obtidos da análise dos resíduos marginais \mathbf{r}_k no subdicionário Φ_k , mantendo-se inalterados os coeficientes \mathbf{c}_l , com $l \neq k$, referentes aos demais subdicionários. Desta forma, a aplicação do limiar λ ocorre em blocos de coeficientes por vez e os átomos participam da solução por grupos. Outra importante característica do algoritmo MCA é a utilização de um limiar iterativo, variável e decrescente a cada iteração. Assim, a estimativa de cada componente morfológica \mathbf{x}_k é progressivamente refinada à medida que o limiar λ caminha em direção a λ_{min} (FADILI et al., 2010).

Para auxiliar na compreensão do algoritmo MCA, a definição da aplicação de limiar rígido com valor λ em um vetor $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^N$ é

$$a[n] = \begin{cases} a[n], & |a[n]| > \lambda \\ 0, & |a[n]| \leq \lambda \end{cases} \quad (23)$$

e a aplicação de limiar flexível com valor λ em um vetor $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^N$ é

$$a[n] = \begin{cases} \text{sign}(a[n]) \cdot (|a[n]| - \lambda), & |a[n]| > \lambda \\ 0, & |a[n]| \leq \lambda \end{cases} \quad (24)$$

Desta forma, a aplicação de limiar rígido implica em manter ou remover os elementos do vetor, ao passo que a aplicação de limiar flexível implica em encolher ou remover os elementos com relação ao valor do limiar λ aplicado. No algoritmo MCA, a aplicação de um limiar rígido consiste em aproximar p de 0, ou seja, resolve o problema de otimização aproximando-o da pseudonorma ℓ^0 . Por sua vez, a aplicação de um limiar flexível consiste em aproximar p de 1, ou seja, resolve o problema de otimização aproximando-o da norma ℓ^1 (conforme correlação descrita na seção anterior, adaptada para dicionários sobrecompletos). A utilização de um

limiar rígido conduz a melhores resultados, pois se aproxima da pseudonorma ℓ^0 , que é a efetivamente desejada.

A penalidade por TV no algoritmo MCA é implementada utilizando a equivalência existente, para sinais de uma dimensão, entre a regularização por TV e a aplicação de limiar flexível nos coeficientes de detalhes $\mathbf{cD}_{\mathcal{H}_t}$ da transformada Haar não dizimada na primeira escala (STEIDL et al., 2004).

Antes de apresentar o algoritmo, observa-se que uma extensão natural da Equação (13) para $p = \infty$ de um vetor $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^N$ é (VETTERLI; KOVACEVIC; GOYAL, 2014)

$$\|\mathbf{a}\|_{\infty} = \max(|a[1]|, |a[2]|, |a[3]|, \dots, |a[N]|), \quad (25)$$

que corresponde ao máximo valor absoluto dos seus elementos.

Algoritmo MCA (MCALAB, 2009; FADILI et al., 2010)¹

Parâmetros

Sinal: $\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k + \varepsilon$

Dicionário: $\Phi = [\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_K]$

Número máximo de iterações: T

Critério de atualização do limiar λ : linear ou exponencial

Valor de parada: τ

Componente morfológica para aplicar TV: m

Parâmetro de regularização da TV: γ

Desvio padrão do ruído: σ_{ε}

Inicialização

Limiar mínimo: $\lambda_{min} = \tau \cdot \sigma_{\varepsilon}$

Limiar inicial: $\lambda^{(0)} = \max(\|\Phi_k^+ \cdot \mathbf{y}\|_{\infty}), \forall k \neq k^*, \text{ onde } k^* = \arg \max_k (\|\Phi_k^+ \cdot \mathbf{y}\|_{\infty}), \forall k$

Componentes iniciais: $\mathbf{x}_k^{(0)} = 0, \forall k$

Resíduo inicial: $\mathbf{r}^{(0)} = \mathbf{y}$

Iteração

Para iteração $t = 1$ **até** T

Para subdicionário $k = 1$ **até** K

Calcule os resíduos marginais: $\mathbf{r}_k^{(t)} = \mathbf{x}_k^{(t-1)} + \mathbf{r}^{(t-1)}$

¹ O algoritmo MCA está disponível como uma biblioteca do programa MATLAB® (MCALAB, 2009)

Faça análise dos resíduos marginais: $\mathbf{c}_k^{(t)} = \Phi_k^+ \cdot \mathbf{r}_k^{(t)}$

Atualize os coeficientes com limiar rígido: $\hat{\mathbf{c}}_k^{(t)} = \text{LimiarRigido}(\mathbf{c}_k^{(t)}, \lambda^{(t-1)})$

Faça síntese das componentes morfológicas: $\mathbf{x}_k^{(t)} = \Phi_k \cdot \hat{\mathbf{c}}_k^{(t)}$

Se $k = m$

Faça análise com Haar não dizimada na primeira escala: $\mathbf{c}_{\mathcal{H}}^{(t)} = \Phi_{\mathcal{H}}^+ \cdot \mathbf{x}_k^{(t)}$

Atualize os coeficientes de detalhes: $\widehat{\mathbf{c}}_{\mathcal{H}}^{(t)} = \text{LimiarFlexivel}(\mathbf{c}_{\mathcal{H}}^{(t)}, \gamma)$

Faça síntese com Haar não dizimada na primeira escala: $\mathbf{x}_k^{(t)} = \Phi_{\mathcal{H}} \cdot \widehat{\mathbf{c}}_{\mathcal{H}}^{(t)}$

Fim se

Fim subdicionário

Atualize o resíduo: $\mathbf{r}^{(t)} = \mathbf{y} - \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k^{(t)}$

Atualize o limiar λ de acordo com o critério de atualização

Fim iteração

Saída

Componentes morfológicas $\{\mathbf{x}_k\}_{k=1}^K$

O número máximo de iterações T deve ser escolhido de tal forma a proporcionar uma bem sucedida separação das componentes morfológicas com um baixo tempo de processamento. Poucas iterações resultam em uma separação de baixa qualidade enquanto que muitas iterações trazem um alto custo computacional. O valor ótimo do número máximo de iterações é dependente do sinal e tipicamente está na casa de centenas (BOBIN et al., 2007).

O cálculo do limiar inicial $\lambda^{(0)}$ considera a análise do sinal \mathbf{y} em todos os subdicionários e identifica aquele subdicionário k^* que possui o coeficiente com o maior valor absoluto entre todos os coeficientes de todos os subdicionários. Na sequência, exclui o subdicionário k^* do espaço de busca e identifica qual o coeficiente que possui o maior valor absoluto entre todos os coeficientes dos demais subdicionários e atribui este maior valor absoluto ao limiar inicial $\lambda^{(0)}$. Com esta forma de cálculo do limiar inicial é válido ressaltar que ao final da primeira iteração apenas uma componente morfológica \mathbf{x}_{k^*} correspondente ao subdicionário k^* irá possuir informação, mesmo que não totalmente refinada, ao passo que as demais componentes permanecerão com valor zero. Assim, o algoritmo já identifica e

seleciona a componente mais relevante logo no início e vai refinando-a e identificando as demais componentes ao longo das demais iterações.

Existem duas opções implementadas em relação ao critério de atualização do limiar λ . A primeira opção utiliza um decaimento linear na forma (MCALAB, 2009)

$$\lambda^{(t)} = \lambda^{(t-1)} - \left(\frac{\lambda^{(0)} - \tau \cdot \sigma_\varepsilon}{T - 1} \right) \quad (26)$$

e deve ser escolhida quando o sinal não possuir ruído ou imperfeições e se deseja obter uma reconstrução exata com a superposição das componentes morfológicas. Neste caso, o valor de τ deve ser igual a zero de tal forma que λ_{min} também seja igual a zero.

A segunda opção para atualização do limiar λ utiliza um decaimento exponencial na forma (MCALAB, 2009)

$$\lambda^{(t)} = \lambda^{(t-1)} \cdot \left(\frac{\lambda^{(0)}}{\tau \cdot \sigma_\varepsilon} \right)^{\frac{1}{1-T}} \quad (27)$$

e deve ser escolhida quando o sinal possuir algum ruído ou imperfeição e se deseja eliminar este ruído na reconstrução do sinal com a superposição das componentes morfológicas.

Conforme descrito na seção anterior, o resíduo se comporta como um ruído branco Gaussiano. Com isso, o algoritmo MCA pode eliminar tal tipo de ruído do sinal simplesmente parando-se o processo iterativo quando o resíduo estiver no nível do ruído. Ou seja, parar o algoritmo na iteração t quando

$$\|\mathbf{r}^{(t)}\|_2 \leq \sqrt{N}\sigma_\varepsilon. \quad (28)$$

O dicionário Φ é normalizado, de tal forma que cada átomo possui norma ℓ^2 igual a um. Conseqüentemente, a análise de um ruído com média zero e desvio padrão unitário (Gaussiano) em qualquer subdicionário Φ_k irá produzir coeficientes que também possuem desvio padrão unitário. Como alternativa, a eliminação deste tipo de ruído na reconstrução do sinal pode ser obtida escolhendo-se o valor de τ tipicamente entre 3 e 4 (STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a; STARCK et al., 2005b; FADILI et al., 2010).

Caso o desvio padrão σ_ε do ruído presente no sinal não seja conhecido e/ou informado ao algoritmo, ele é calculado pelo algoritmo utilizando a metodologia desvio absoluto da mediana (MAD). Esta metodologia realiza uma transformada DWT do sinal \mathbf{y} com a *wavelet* Daubechies 4 (contendo 4 coeficientes) na primeira escala e utiliza os coeficientes de detalhes \mathbf{cD} obtidos para calcular o desvio padrão na forma (DONOHO; JOHNSTONE, 1994; MCALAB, 2009)

$$\sigma_\varepsilon = \frac{\text{mediana}(|\mathbf{cD} - \text{mediana}(\mathbf{cD})|)}{0,6745}. \quad (29)$$

3.6 Garantias de Reconstrução do MCA

A análise das propriedades de reconstrução (unicidade e suporte) do algoritmo MCA e a sua convergência para o caso sem ruído ou imperfeição do sinal são sumarizados nesta seção.

Considere um sinal composto por apenas duas componentes morfológicas a e b que possuem representação esparsa e que a separação destas componentes pode ser obtida resolvendo-se problema de otimização com restrição

$$\{\mathbf{c}_a^{ot}, \mathbf{c}_b^{ot}\} = \arg \min_{\mathbf{c}_a, \mathbf{c}_b} \|\mathbf{c}_a\|_0 + \|\mathbf{c}_b\|_0 \quad \text{sujeito a} \quad \mathbf{y} = \Phi_a \cdot \mathbf{c}_a + \Phi_b \cdot \mathbf{c}_b. \quad (30)$$

O *Inter-Spark* $\sigma_{\Phi_a \leftrightarrow \Phi_b}$ de duas matrizes Φ_a e Φ_b é definido como o número mínimo de colunas da concatenação das duas matrizes que formam um conjunto linearmente dependente e tal que colunas das duas matrizes participem desta combinação (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004; STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a). O *Inter-Spark* considera, desta forma, a interface entre átomos dos dois dicionários. Se

$$\|\mathbf{c}_a\|_0 + \|\mathbf{c}_b\|_0 < \frac{\sigma_{\Phi_a \leftrightarrow \Phi_b}}{2}, \quad (31)$$

e

$$\|\mathbf{c}_a\|_0, \|\mathbf{c}_b\|_0 > 0, \quad (32)$$

então o resultado \mathbf{c}_a e \mathbf{c}_b é necessariamente a solução única da Equação (30) e a separação correta das componentes morfológicas (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004; STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a). Quanto maior o valor do *Inter-Spark*, mais robusta se torna esta solução. Entretanto, a determinação do valor do *Inter-Spark* é muitas vezes difícil e uma alternativa considerando a coerência mútua pode ser utilizada.

A coerência mútua μ_Φ do dicionário Φ pode ser interpretada como uma medida de semelhança entre todos os pares de átomos φ e pode ser definida como (STARCK; MURTAGH; FADILI, 2010)

$$\mu_\Phi = \max_{i \neq j} |\langle \varphi_i, \varphi_j \rangle|. \quad (33)$$

Se

$$\|\mathbf{c}_a\|_0 + \|\mathbf{c}_b\|_0 < \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\mu_\Phi} \right), \quad (34)$$

então o resultado \mathbf{c}_a e \mathbf{c}_b também é necessariamente a solução única da Equação (30) e a separação correta das componentes morfológicas (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004; STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a). Uma menor coerência mútua favorece a solução, o que resulta em escolher um dicionário muito incoerente.

Os limites apresentados são, de certa forma, rigorosos e advém de uma consideração de pior caso. Os casos práticos são mais lenientes, conforme mostram os resultados encontrados empiricamente (STARCK; ELAD; DONOHO, 2004; STARCK; ELAD; DONOHO, 2005a).

Outra avaliação das garantias de reconstrução do algoritmo MCA também foi elaborada para o caso sem ruído. Entretanto, foi utilizada uma versão modificada do algoritmo em que a escolha do valor do limiar λ em cada iteração se dá através da metodologia denominada média dos máximos (MOM) (BOBIN et al., 2007) ao invés do decaimento linear ou exponencial. Esta avaliação também será descrita, pois contribui com as garantias já mencionadas, indo na mesma linha de raciocínio.

Considere Λ_k como o suporte dos coeficientes da k -ésima componente morfológica e $\Lambda = \bigcup_{k=1}^K \Lambda_k$ como o suporte dos coeficientes de todas as

componentes morfológicas. Adicionalmente, assumamos que o resíduo em cada iteração $\mathbf{r}^{(t)} = \mathbf{y} - \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k^{(t)}$ possa ser escrito em função dos coeficientes $\tilde{c}_k^{(t)}$ de tal forma que

$$(k^*, n^*) = \arg \max_{k, n \in \Lambda_k} |\tilde{c}_k^{(t)}[n]|, \quad \tilde{c}^* = |\tilde{c}_{k^*}^{(t)}[n^*]|, \quad (35)$$

$$(k^\dagger, n^\dagger) = \arg \max_{k \neq k^*, n \in \Lambda_k} |\tilde{c}_k^{(t)}[n]|, \quad \tilde{c}^\dagger = |\tilde{c}_{k^\dagger}^{(t)}[n^\dagger]|, \quad (36)$$

onde k^* representa o k -ésimo dicionário e n^* o n -ésimo coeficiente de tal forma que este coeficiente possua o maior valor absoluto entre todos os coeficientes de todos os dicionários e \tilde{c}^* seja exatamente este maior valor absoluto. Similarmente, k^\dagger representa o k -ésimo dicionário e n^\dagger o n -ésimo coeficiente de tal forma que este coeficiente possua o maior valor absoluto entre todos os coeficientes de todos os demais dicionários exceto o dicionário k^* e \tilde{c}^\dagger seja exatamente este outro maior valor absoluto. O parâmetro ρ pode ser interpretado como uma medida de contraste entre as componentes morfológicas, tal que $\tilde{c}^\dagger = \rho \cdot \tilde{c}^*$ para $0 < \rho < 1$ (BOBIN et al., 2007; BOBIN et al., 2009; FADILI et al., 2009).

Caso

$$\text{Card}(\Lambda) < \frac{1}{4\mu_\Phi} \quad \text{e} \quad \rho \leq \frac{1}{5}, \quad (37)$$

então em cada iteração t e para cada componente morfológica k^* o algoritmo MCA/MOM não seleciona qualquer átomo fora do suporte correto Λ_{k^*} e seleciona pelo menos um átomo do suporte correto Λ_{k^*} . Complementarmente, o algoritmo MCA/MOM converge exponencialmente para a correta separação de componentes morfológicas \mathbf{x}_k e a sua representação mais esparsa no dicionário Φ . Mais precisamente, o resíduo converge para zero com uma taxa exponencial (BOBIN et al., 2007; BOBIN et al., 2009; FADILI et al., 2009).

Resumindo, o algoritmo MCA reconstrói a separação correta das componentes morfológicas \mathbf{x}_k se a solução é suficientemente esparsa em um dicionário Φ consideravelmente incoerente e adequadamente selecionado para a aplicação.

CAPÍTULO QUATRO

4 METODOLOGIA E RESULTADOS CONSIDERANDO SINAIS SINTÉTICOS

São apresentadas neste capítulo a metodologia utilizada para geração dos sinais sintéticos, as métricas de avaliação de desempenho empregadas, a configuração adotada no algoritmo MCA e os resultados obtidos com este método.

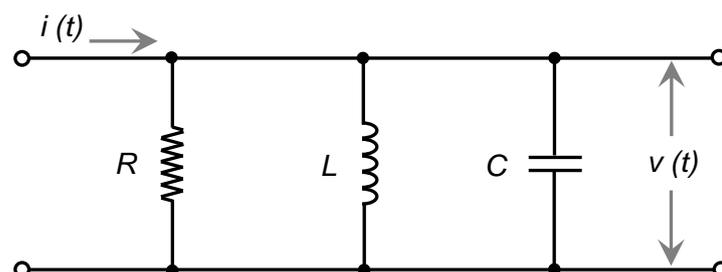
4.1 Elaboração dos Sinais Sintéticos

Os sinais sintéticos avaliados nesta pesquisa foram elaborados utilizando o programa de computação numérica MATLAB[®]. Todos os sinais sintéticos possuem uma frequência de amostragem f_s igual a 20 MHz, uma quantidade total de pontos N igual a 262.144 e, conseqüentemente, um tempo total de aproximadamente 13,1 ms.

4.1.1 Descargas Parciais

Os sinais sintéticos de DPs foram elaborados considerando o sensor de medição como sendo um circuito RLC paralelo (KHAMSEH et al., 2014; MOTA; VASCONCELOS; CASTRO, 2016), conforme mostrado na Figura 13.

Figura 13 – Quadripolo utilizado para elaboração das DPs sintéticas



Fonte: Elaboração do próprio autor

O pulso de corrente $i(t)$ carrega o capacitor e a tensão de saída $v(t)$ é obtida pela resposta natural do circuito, ou resposta ao impulso, na sua forma discreta $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^N$ como

$$v[n] = A_1 \cdot e^{s_1 n/f_s} + A_2 \cdot e^{s_2 n/f_s}, \quad (38)$$

onde f_s é a frequência de amostragem, A_1 e A_2 são as amplitudes e s_1 e s_2 são as frequências naturais do circuito de segunda ordem dadas por (KHAMSEH et al., 2014; MOTA; VASCONCELOS; CASTRO, 2016; JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1994)

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}}. \quad (39)$$

As constantes A_1 e A_2 são obtidas das condições iniciais do circuito. Considerando a tensão inicial no capacitor igual a V_0 e a corrente inicial no indutor igual a zero, obtemos (KHAMSEH et al., 2014; JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1994)

$$A_1 = \frac{-V_0}{s_1 - s_2} \cdot \left(\frac{1}{RC} + s_2\right), \quad (40)$$

$$A_2 = V_0 - A_1. \quad (41)$$

As respostas naturais podem ser superamortecidas, subamortecidas ou com amortecimento crítico dependendo dos valores de R, L e C. Nesta pesquisa, quatro conjuntos de valores RLC foram criteriosamente calculados de forma a obter duas respostas do tipo faixa-larga, com largura de faixa Δf igual a 100 kHz e 400 kHz (denominadas FL100 e FL400, respectivamente), e duas respostas do tipo faixa-estreita, com frequência central f_m igual a 100 kHz e 500 kHz (denominadas FE100 e FE500, respectivamente). Estes quatro tipos de respostas respeitam as condições limites descritas na seção 2.3 relativas a valores de frequências, atenuação do espectro de magnitude e tempo de duração. Isto resultou em uma resposta com amortecimento crítico para a FL400 e uma resposta subamortecida para os demais casos. Os cálculos dos valores de R, L e C são apresentados na Tabela 1.

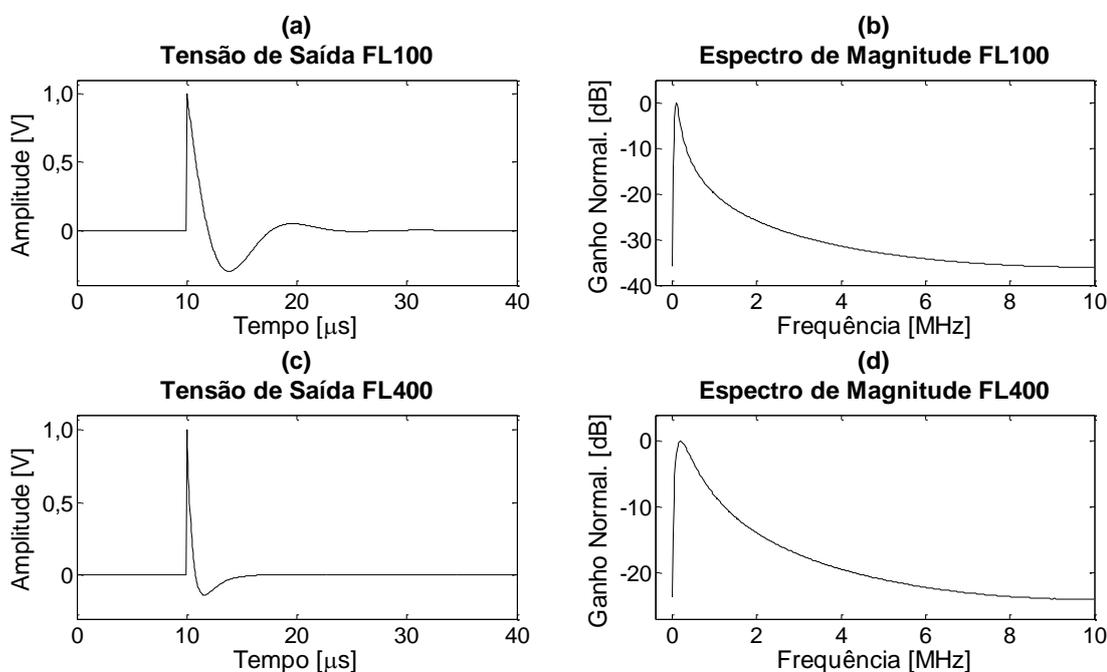
Tabela 1 – Cálculos dos valores de R, L e C para elaboração das DPs sintéticas

Tipo de Resposta		R [Ω]	L [H]	C [F]
Faixa-Larga	100 kHz	$1/(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot C)$	$1/((2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot C)$	$10 \cdot 10^{-12}$
	400 kHz	$1/(2\pi \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot C)$	$1/((2\pi \cdot 200 \cdot 10^3)^2 \cdot C)$	$10 \cdot 10^{-12}$
Faixa-Estreta	100 kHz	79.050	$1/((2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot C)$	$100 \cdot 10^{-12}$
	500 kHz	79.050	$1/((2\pi \cdot 500 \cdot 10^3)^2 \cdot C)$	$100 \cdot 10^{-12}$

Fonte: Elaboração do próprio autor

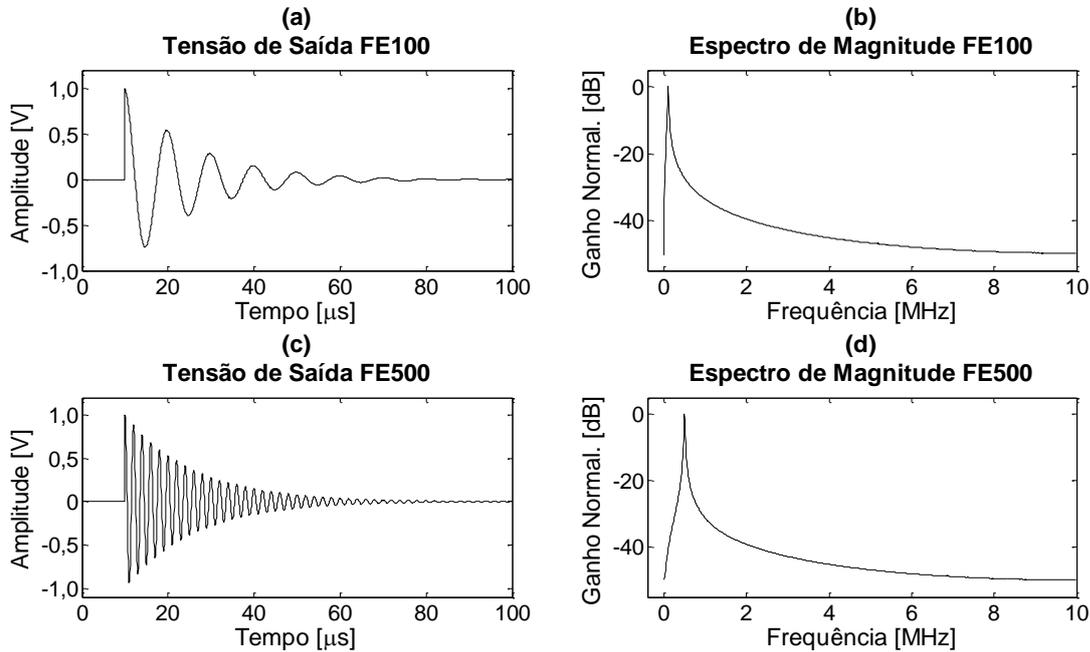
A tensão de saída e o seu respectivo espectro de magnitude são exibidos na Figura 14 para as respostas do tipo faixa-larga e na Figura 15 para as respostas do tipo faixa-estreita.

Figura 14 – Tensão de saída e espectro de magnitude para a resposta do tipo faixa-larga: (a) e (b) FL100; (c) e (d) FL400



Fonte: Elaboração do próprio autor

Figura 15 – Tensão de saída e espectro de magnitude para a resposta do tipo faixa-estreita: (a) e (b) FE100; (c) e (d) FE500



Fonte: Elaboração do próprio autor

Nesta pesquisa foram avaliados sinais de DP contendo uma quantidade aleatória entre 5 e 46 sequências de pulsos para FL100, entre 20 e 61 para FL400 e entre 3 e 34 para FE100 e FE500. A amplitude inicial V_0 de cada pulso de DP é aleatória na faixa entre 0,2 V e 1,8 V e o instante de ocorrência de cada DP ao longo do sinal também é aleatório. Um ruído Gaussiano de baixa amplitude foi adicionado ao sinal da DP para simular interferências do circuito eletrônico de medição.

4.1.2 Ruído Harmônico

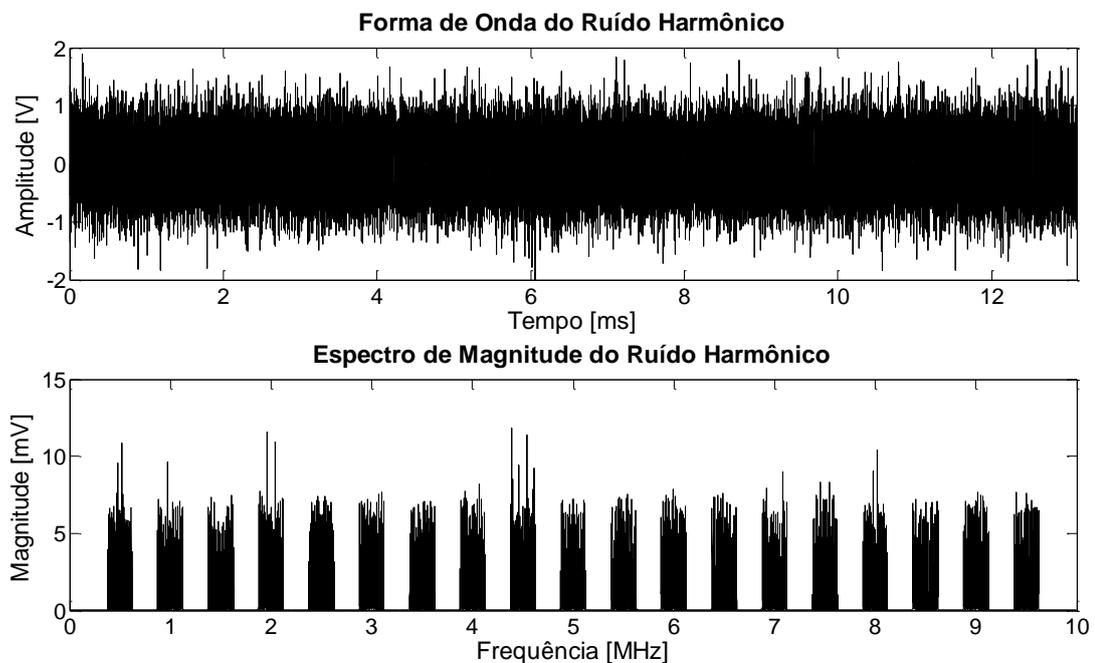
As interferências harmônicas e senoidais contínuas oriundas dos sistemas de comunicação foram modeladas através de sinais modulados em amplitude (AM) conforme (KHAMSEH et al., 2014; MOTA; VASCONCELOS; CASTRO, 2016)

$$ruido_{AM}[n] = \sum_{c=1}^{19} A_c \cdot \left(\sum_{m=1}^{100} A_m \sin\left(\frac{\omega_m n}{f_s}\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{\omega_c n}{f_s}\right), \quad (42)$$

onde f_s é a frequência de amostragem, A_c , ω_c , A_m e ω_m são as amplitudes e as frequências angulares dos canais de portadora e das mensagens moduladas, respectivamente. Foram utilizados 19 canais de portadora igualmente distribuídos ao longo da faixa de frequência e 100 mensagens por cada canal, sendo as amplitudes e frequências angulares de cada mensagem elaboradas de forma aleatória.

A amplitude máxima do ruído harmônico utilizada na pesquisa é de $\pm 2,0$ V. A forma de onda do ruído harmônico e o seu espectro de magnitude são apresentados na Figura 16.

Figura 16 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído harmônico



Fonte: Elaboração do próprio autor

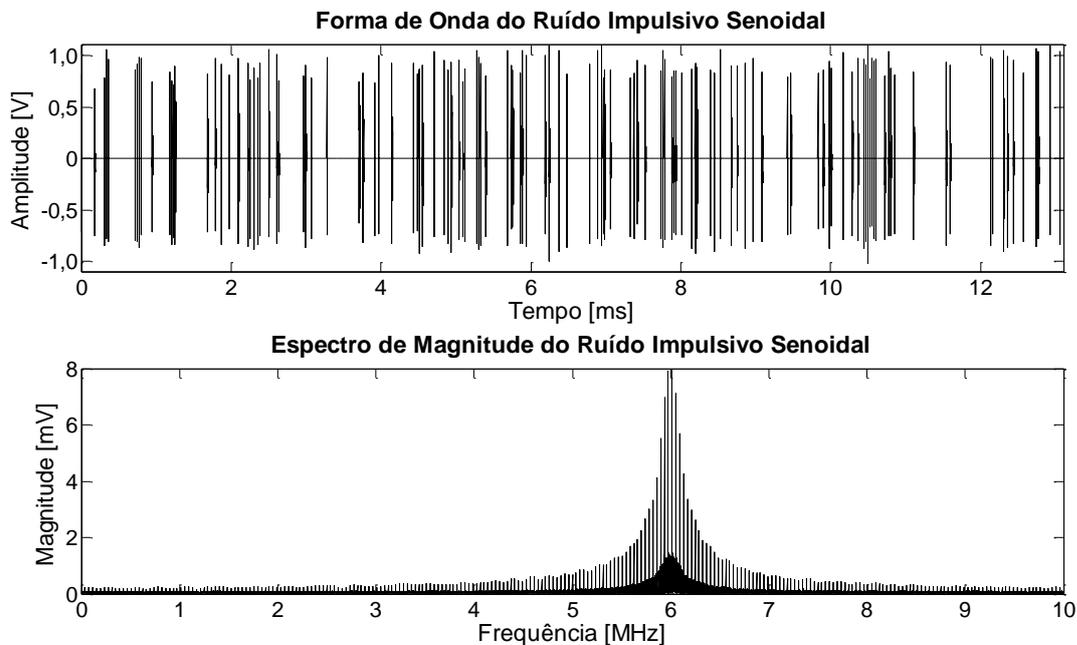
4.1.3 Ruído Impulsivo Senoidal

As interferências impulsivas periódicas ou estocásticas foram modeladas de duas formas. A primeira forma consiste em multiplicar a resposta ao impulso de um circuito RLC paralelo contendo uma alta frequência de oscilação e um rápido decaimento por um ruído Gaussiano na forma

$$ruído_{IS}[n] = A_s \cdot (A_1 \cdot e^{s_1 n/f_s} + A_2 \cdot e^{s_2 n/f_s}) \cdot G, \quad (43)$$

onde f_s é a frequência de amostragem, A_s representa a amplitude, G é o ruído Gaussiano e A_1 , A_2 , s_1 e s_2 são calculados conforme as Equações (39), (40) e (41). Neste caso, $V_0 = 1$ V, $R = 79.050 \Omega$, $C = 12,5 \cdot 10^{-12}$ F, $L = 1/((2\pi \cdot 6 \cdot 10^6)^2 \cdot C)$ H e A_s varia aleatoriamente entre 0,8 e 1,0. Com isso, a amplitude máxima do ruído impulsivo senoidal considerado na pesquisa foi de $\pm 1,0$ V. O instante de ocorrência deste ruído ao longo do sinal é aleatório. A forma de onda do ruído impulsivo senoidal e o seu espectro de magnitude são apresentados na Figura 17.

Figura 17 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído impulsivo senoidal



Fonte: Elaboração do próprio autor

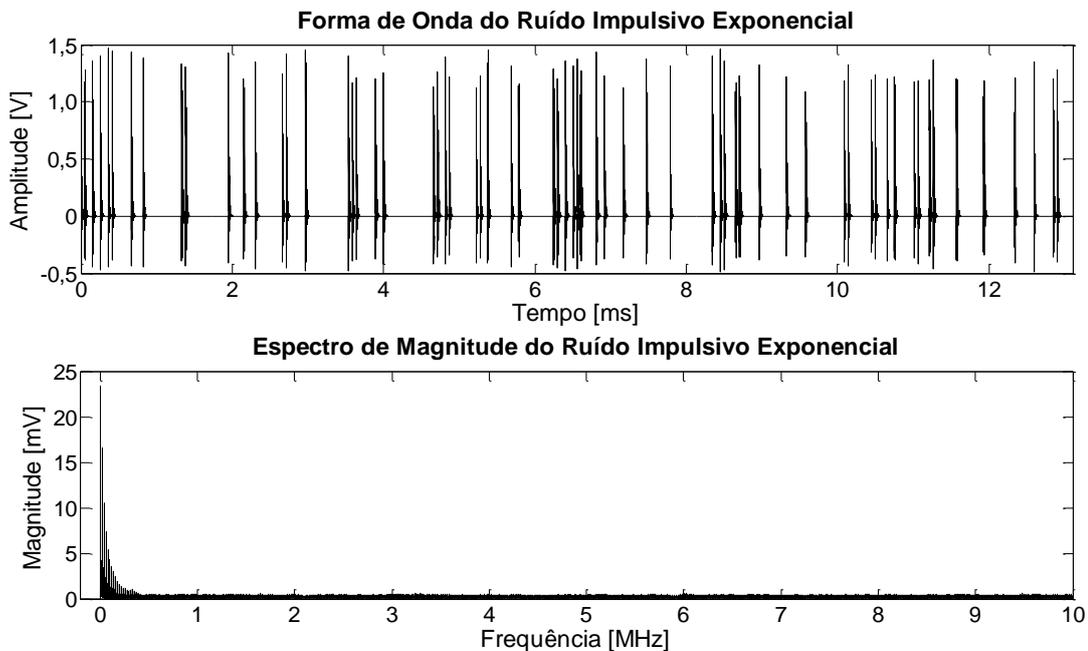
4.1.4 Ruído Impulsivo Exponencial

A segunda forma de modelar uma interferência impulsiva periódica ou estocástica consiste em uma janela exponencial multiplicada por um ruído Gaussiano conforme (MOTA et al., 2011; KHAMSEH et al., 2014)

$$ruído_{IE}[n] = A_e \cdot (e^{-\alpha \cdot n/f_s} - e^{-\beta \cdot n/f_s}) \cdot G, \quad \alpha < \beta, \quad (44)$$

onde f_s é a frequência de amostragem, A_e representa a amplitude, α e β são os fatores de atenuação e G é o ruído Gaussiano. Foi utilizado $\alpha = 0,125 \cdot 10^6$, $\beta = 1,25 \cdot 10^6$ e A_e com variação aleatória entre 0,8 e 1,0. Desta forma, a amplitude máxima do ruído impulsivo exponencial utilizado na pesquisa foi de $-0,5$ V a $+1,5$ V. O instante de ocorrência deste ruído ao longo do sinal é aleatório. A forma de onda do ruído impulsivo exponencial e o seu espectro de magnitude são apresentados na Figura 18.

Figura 18 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído impulsivo exponencial



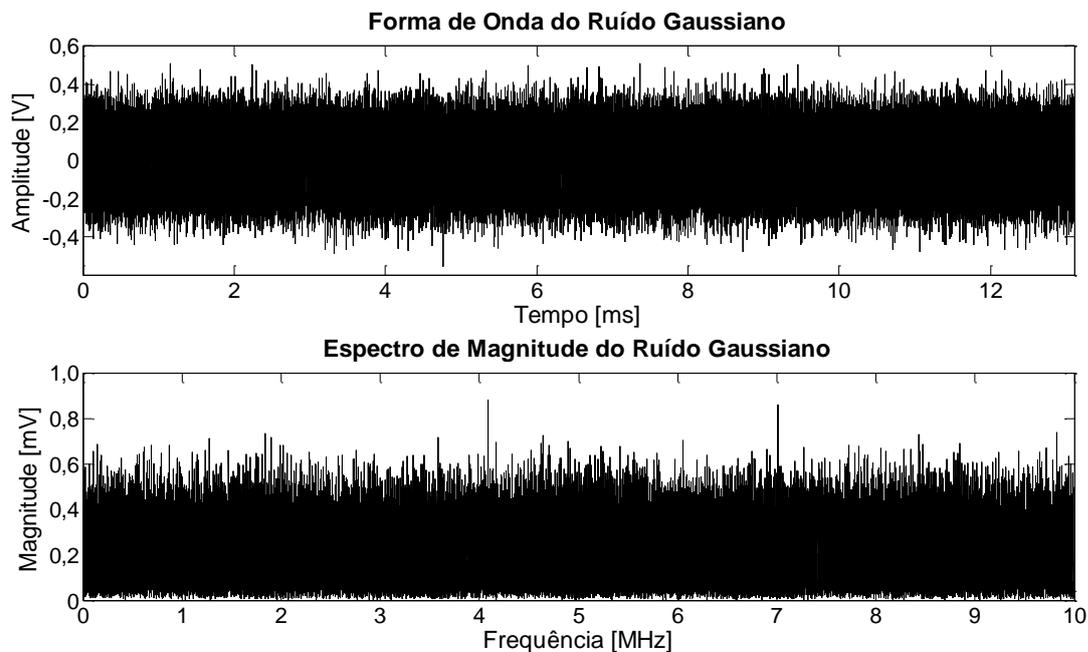
Fonte: Elaboração do próprio autor

4.1.5 Ruído Gaussiano

As fontes de interferências estocásticas foram modeladas através da distribuição das amplitudes de acordo com a função densidade de probabilidade normal, com média zero e desvio padrão variável. Nesta pesquisa, a amplitude

máxima considerada para o ruído Gaussiano foi de $\pm 0,45$ V. A forma de onda do ruído Gaussiano e o seu espectro de magnitude são apresentados na Figura 19.

Figura 19 – Forma de onda e espectro de magnitude do ruído Gaussiano



Fonte: Elaboração do próprio autor

4.2 Métricas de Avaliação de Desempenho

Os resultados de atenuação de ruídos obtidos pelo método MCA foram avaliados visualmente para todos os sinais. Observou-se a efetividade da eliminação dos ruídos e a distorção introduzida no pulso da DP através do tempo de elevação e de decaimento e da sua forma de onda. Adicionalmente, foram utilizadas as seguintes métricas de avaliação de desempenho.

4.2.1 Relação Sinal-Erro de Reconstrução

A relação sinal-erro de reconstrução (SRER) avalia o desempenho geral de atenuação de ruídos conforme (MAHESWARI; VIGNESHWARAN; KALAIVANI, 2015; MOTA et al., 2011)

$$SRER_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N |u[n]|^2}{\sum_{n=1}^N |u[n] - w[n]|^2} \right), \quad (45)$$

onde $u[n]$ é o sinal sintético original sem ruído, $w[n]$ é o sinal filtrado e N é o número de pontos do sinal. Uma atenuação de ruídos adequada deve resultar em uma alta SRER.

4.2.2 Correlação Cruzada

A correlação cruzada (CC) avalia o grau de similaridade entre o sinal original e a sua reconstrução conforme (MAHESWARI; VIGNESHWARAN; KALAIVANI, 2015; MOTA et al., 2011)

$$CC_{\%} = 100 \cdot \sum_{n=1}^N (u[n] \cdot w[n]), \quad (46)$$

onde $u[n]$ é o sinal sintético original sem ruído, $w[n]$ é o sinal filtrado e N é o número de pontos do sinal. Uma atenuação de ruídos adequada deve resultar em uma alta CC.

4.2.3 Desvio de Amplitude do Pulso

O desvio de amplitude do pulso (PAD) avalia a variação na amplitude do pulso para cada DP entre o sinal original e a sua reconstrução conforme (MAHESWARI; VIGNESHWARAN; KALAIVANI, 2015; MOTA et al., 2011)

$$PAD_{\%} = 100 \cdot \frac{\sum_{p=1}^P (u_{\max}[p] - w_{\max}[p])}{\sum_{p=1}^P u_{\max}[p]}, \quad (47)$$

onde $u_{\max}[p]$ é a amplitude do pulso do sinal sintético original sem ruído, $w_{\max}[p]$ é a amplitude do pulso do sinal filtrado e P é o número de pulsos de DPs presentes no sinal original. Uma atenuação de ruídos adequada deve resultar em um baixo PAD, uma vez que a amplitude do pulso é proporcional à carga aparente da DP.

4.2.4 Erro no Número de Pulsos

O erro no número de pulsos (PNE) avalia quantos pulsos de DPs não são recuperados na reconstrução do sinal conforme (CHAN et al., 2014)

$$PNE_{\%} = 100 \cdot \frac{P_u - P_w}{P_u}, \quad (48)$$

onde P_u é o número de pulsos de DPs no sinal sintético original sem ruído e P_w é o número de pulsos de DPs no sinal filtrado. Um pulso de DP é considerado não recuperado, e conseqüentemente não é contabilizado, se o PAD daquele pulso individualmente for maior que 80%. Uma atenuação de ruídos adequada deve resultar em um baixo PNE.

4.2.5 Relação Sinal-Ruído

A relação sinal-ruído (SNR) foi utilizada para mensurar a quantidade de ruído presente no sinal conforme (MOTA et al., 2011)

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N |u[n]|^2}{\sum_{n=1}^N |s[n]|^2} \right), \quad (49)$$

onde $u[n]$ é o sinal sintético original sem ruído, $s[n]$ é o ruído e N é o número de pontos do sinal.

4.3 Configuração Adotada no MCA

Os sinais de DPs contêm os pulsos da DP localizados em alguma parte do sinal e com instantes de ocorrência muito bem estabelecidos, caracterizando-se como um sinal não estacionário. A transformada DWT utilizando a grade diádica é uma transformada adequada para detectar eventos localizados no sinal (como o pulso da DP), motivado pela sua análise tempo-escala com resolução variável. Todavia, a DWT faz a dizimação dos valores no sistema de banco de filtros e causa perda de informações, podendo prejudicar na detecção correta de um pulso de DP. A transformada de *wavelets* não dizimada (UDWT) evita a perda de dados causada pela dizimação e nesta transformada o deslocamento da *wavelet* ocorre ponto a

ponto no sinal em todas as escalas, diferentemente da grade diádica da DWT. Esta forma de deslocamento auxilia na detecção correta de um pulso de DP e, assim, o subdicionário escolhido para separar a DP foi a UDWT. A escolha da *wavelet* foi feita considerando o critério da maior correlação cruzada com o pulso da DP. Foi utilizada a *wavelet* Daubechies 4 para o tipo de resposta faixa-larga (MOTA et al., 2011; SHIM; SORAGHAN; SIEW, 2001) e a *wavelet* Coiflet 2 para o tipo de resposta faixa-estreita (MORTAZAVI; SHAHRTASH, 2008).

A primeira escala de decomposição da *wavelet* corresponde ao intervalo entre $f_s/2$ e $f_s/4$ no espectro de frequências, onde f_s é a frequência de amostragem. A segunda escala corresponde ao intervalo entre $f_s/4$ e $f_s/8$, a terceira escala entre $f_s/8$ e $f_s/16$ e assim sucessivamente (MOTA et al., 2011). Para determinar a quantidade de escalas de decomposição, calculou-se a energia da DP no domínio do tempo e identificou-se qual a escala que corresponde a 99,99% desta energia no espectro de frequências, uma vez que a energia é conservativa (teorema de Parseval). Isto resultou em 11 escalas para a resposta do tipo faixa-larga, em 10 escalas para a resposta do tipo faixa-estreita de 100 kHz e em 7 escalas para a faixa-estreita de 500 kHz.

O subdicionário escolhido para separar cada um dos quatro tipos de ruído foi estabelecido através da experiência adquirida ao longo desta pesquisa e baseado na similaridade do ruído com o subdicionário. Um estudo anterior propôs a escolha do subdicionário para separar a componente impulsiva periódica baseada na *wavelet* que conduz aos coeficientes com menor entropia (YU; WANG; CHENG, 2016). Contudo, esta técnica não trouxe os melhores resultados para os tipos de ruído avaliados nesta pesquisa.

Assim, para a separação do ruído harmônico foi utilizada a transformada de cossenos e senos discreta localizada (LDSCT) com uma janela de 32768 pontos e 50% de superposição. Para a separação dos ruídos impulsivo senoidal, impulsivo exponencial e Gaussiano foi utilizada a transformada pacote de *wavelets* (WPT) com a *wavelet* Beylkin e 6 escalas de decomposição para a resposta faixa-larga ou 3 escalas para a faixa-estreita.

Com relação aos demais parâmetros utilizados no algoritmo MCA, algumas experiências adquiridas ao longo desta pesquisa são relatadas na sequência e contribuíram na determinação destes parâmetros. A escolha cautelosa do valor de parada τ contribui para a atenuação de ruídos no sinal filtrado. Um valor tipicamente igual a 3 ou 4 atenua bastante o ruído. Entretanto, em alguns casos, a escolha deste valor de parada τ resulta em uma reconstrução das DPs contendo menos detalhes, como se fosse uma reconstrução mais grosseira ou aproximada. Em tais situações, se faz necessário diminuir o valor de parada τ para 0, 1 ou 2 de forma a se obter mais detalhes na reconstrução das DPs, desde que nesta situação o subdicionário correspondente ao ruído seja capaz de separar o ruído como uma componente morfológica do sinal. Caso não seja, o ruído no sinal filtrado aumenta juntamente com os detalhes das DPs.

Adicionalmente, a experiência adquirida mostrou que valores mais elevados do parâmetro de regularização γ (por exemplo, 10) tendem a reduzir o ruído no sinal filtrado, principalmente os ruídos impulsivos. Contudo, tais valores para o parâmetro de regularização γ resultam em um maior PAD, principalmente para as respostas do tipo faixa-larga e também para os sinais que possuam menor frequência de amostragem. Mesmo um aumento de 0,30 no parâmetro de regularização γ já é suficiente para impactar no PAD dos sinais com frequência de amostragem menor que 5 MHz.

Com estas considerações, os demais parâmetros utilizados no algoritmo MCA para os sinais sintéticos são exibidos na Tabela 2 e foram determinados empiricamente ao longo da pesquisa. Estes parâmetros e os seus símbolos foram definidos quando da apresentação do algoritmo MCA na seção 3.5.

Tabela 2 – Parâmetros do algoritmo MCA utilizados nos sinais sintéticos

Tipo de Resposta	Tipo de Ruído	T	Atualização λ	τ	m	γ	σ_{ε}
FL100	Harmônico	100	Exponencial	1	1 (DP)	0,05	MAD
	Impulsivo exponencial, Impulsivo senoidal e Gaussiano	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD
FL400	Harmônico	100	Exponencial	1	1 (DP)	0,05	MAD
	Impulsivo exponencial, Impulsivo senoidal e Gaussiano	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,10	MAD
FE100	Harmônico	100	Exponencial	1	1 (DP)	0,05	MAD
	Impulsivo exponencial, Impulsivo senoidal e Gaussiano	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD
FE500	Harmônico	100	Exponencial	1	1 (DP)	0,05	MAD
	Impulsivo exponencial, Impulsivo senoidal e Gaussiano	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD

Fonte: Elaboração do próprio autor

4.4 Resultados e Discussões

O método MCA foi testado em 25 diferentes sinais para cada tipo de ruído e cada tipo de resposta do instrumento de medição, resultando em um total de 400 sinais avaliados.

4.4.1 Ruído Harmônico

O desempenho obtido pelo MCA para o ruído harmônico pode ser visto na Tabela 3. Os valores observados são a média obtida para os 25 sinais aleatórios de cada tipo de resposta do instrumento de medição.

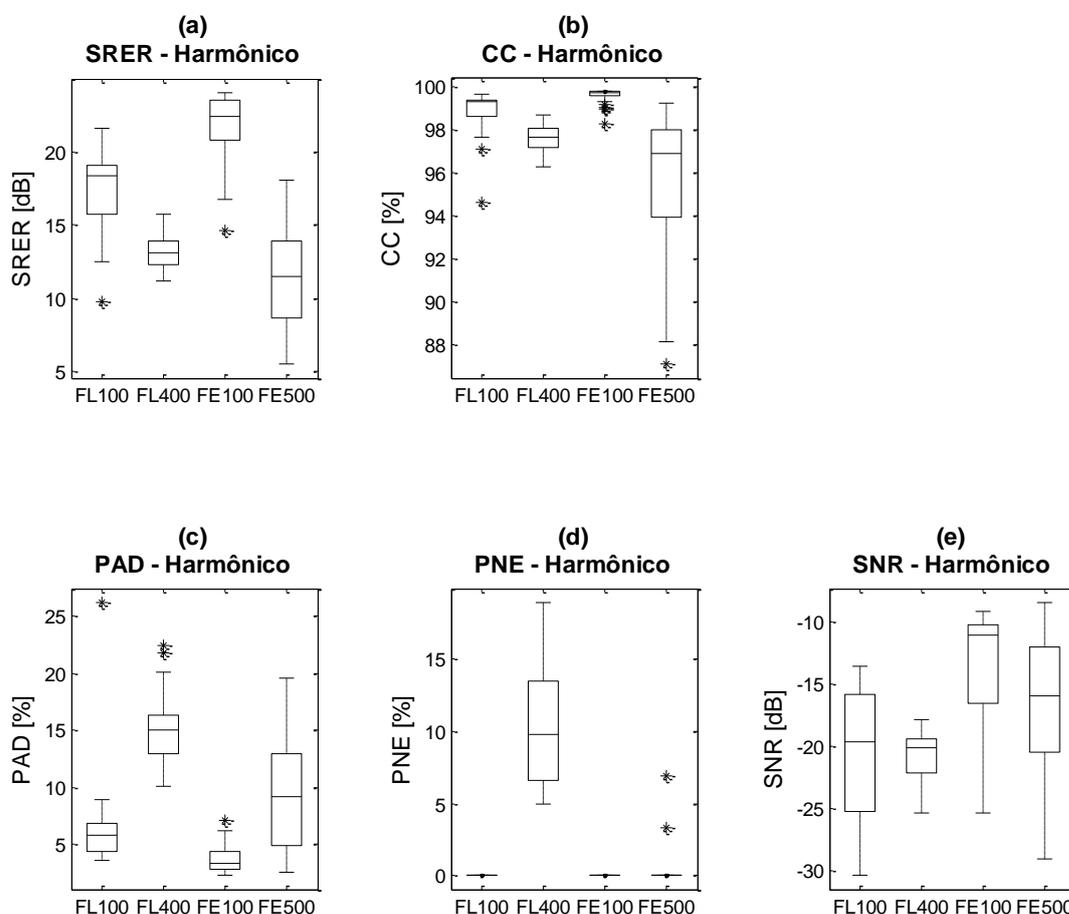
Tabela 3 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído harmônico

Tipo de Resposta	SRER [dB]	CC [%]	PAD [%]	PNE [%]	SNR [dB]
FL100	17,24	98,78	6,55	0,00	-20,44
FL400	13,19	97,57	15,32	10,05	-20,96
FE100	21,38	99,52	3,81	0,00	-13,97
FE500	11,33	95,33	9,71	0,41	-16,61

Fonte: Elaboração do próprio autor

Um diagrama de caixa contendo cada uma das métricas para os 25 sinais de cada tipo de resposta é apresentado na Figura 20.

Figura 20 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído harmônico



Fonte: Elaboração do próprio autor

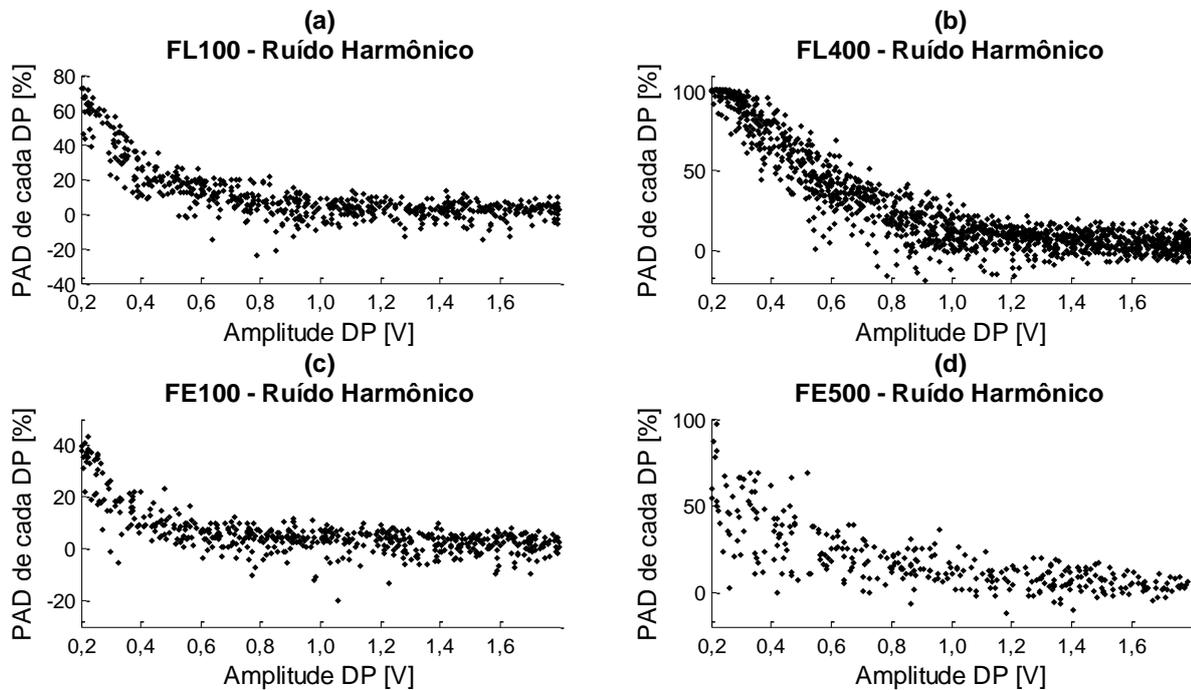
O MCA apresentou altos valores de SRER e CC e baixos valores de PAD e PNE para os tipos de resposta FL100 e FE100, indicando uma alta atenuação de ruído e um baixo erro no cálculo da carga aparente, sem perder nenhum pulso de DP. Uma vez que o SNR para este tipo de ruído é muito baixo, estes resultados podem ser considerados expressivos. O diagrama de caixa das métricas CC, PAD e PNE para estes tipos de resposta são bastante concentrados, indicando uma baixa variabilidade nos resultados e uma robustez do método.

Para o tipo de resposta FL400, o método apresentou altos valores de SRER e CC, porém altos valores de PAD e PNE. Isto indica uma alta redução no ruído acompanhada de um alto erro no cálculo da carga aparente, inclusive com perda de pulsos de DP. Assim, o método não foi eficiente para este tipo de resposta.

Por fim, para o tipo de resposta FE500, a qualidade da reconstrução da DP vai diminuindo e o final oscilatório da DP é perdido à medida que a densidade de DPs no sinal aumenta. Este é o motivo para a ampla faixa de variação do SRER, CC e PAD para este tipo de resposta. Assim, o método não foi eficiente para sinais contendo média e alta densidade de DPs neste tipo de resposta.

O método MCA apresentou maior PAD para DPs com menor amplitude neste tipo de ruído, conforme pode ser observado no gráfico de dispersão da Figura 21. Este é o motivo da existência dos valores atípicos no diagrama de caixa das métricas. Um sinal contendo alta densidade de DPs de baixa amplitude piora as métricas de desempenho.

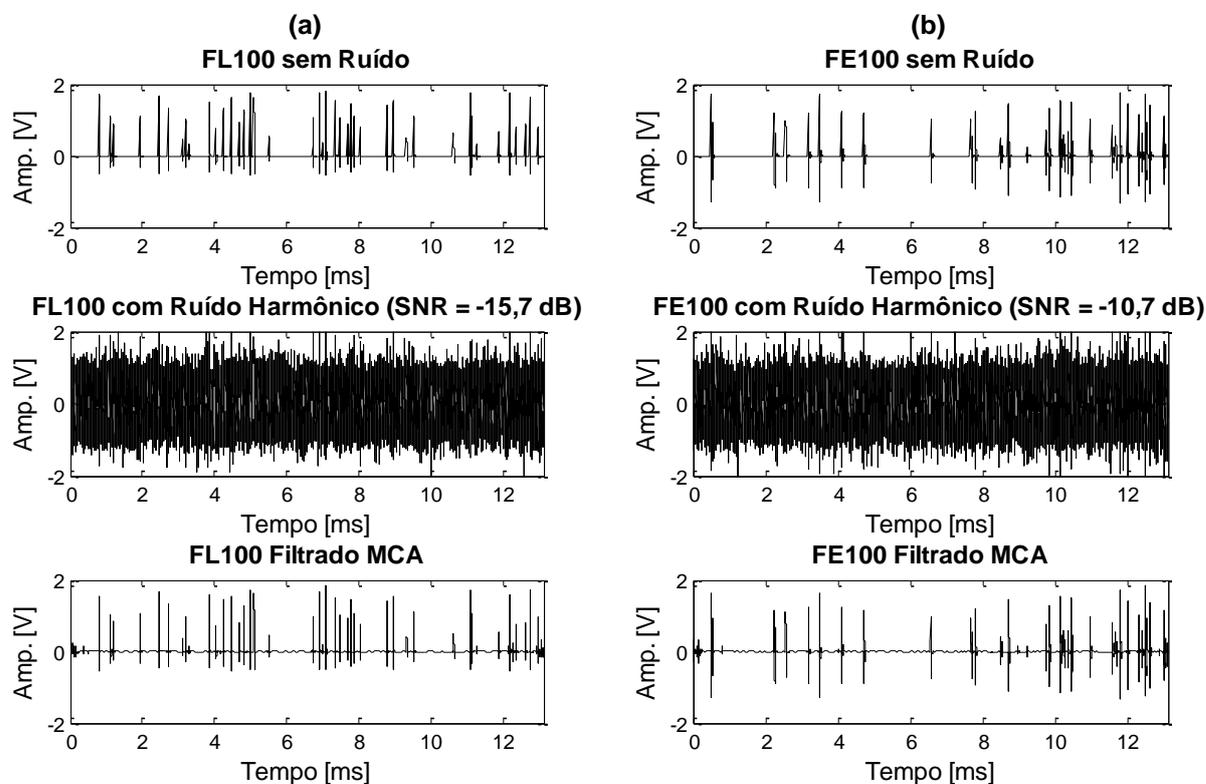
Figura 21 – Gráfico de dispersão da amplitude da DP versus PAD de cada DP para o ruído harmônico



Fonte: Elaboração do próprio autor

Como exemplo, um sinal sintético sem ruído, adicionado com ruído harmônico e filtrado pelo método MCA para o tipo de resposta FL100 é apresentado na Figura 22(a) e para o tipo de resposta FE100 é apresentado na Figura 22(b). Observa-se que no início e no final (nas extremidades) do sinal filtrado permaneceu um pequeno resquício do ruído que não foi totalmente eliminado. Provavelmente este problema tem relação com o tratamento de bordas utilizado pelas transformadas.

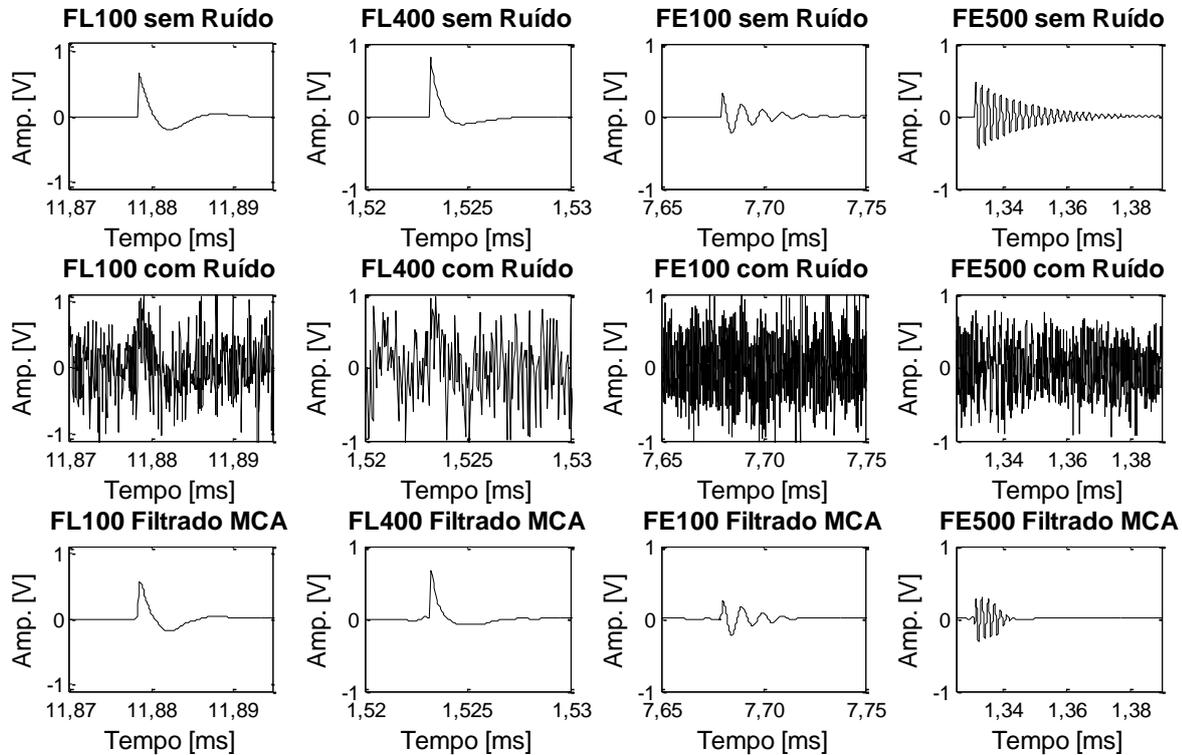
Figura 22 – Filtragem do ruído harmônico para o sinal sintético: (a) com resposta FL100; (b) com resposta FE100



Fonte: Elaboração do próprio autor

O detalhe da filtragem de um pulso de DP para cada um dos tipos de resposta é exibido na Figura 23. Para os tipos de resposta FL100, FL400 e FE100, é difícil distinguir visualmente o pulso da DP presente no sinal com ruído, entretanto o método MCA recuperou a DP com alta correlação cruzada. Já para o tipo de resposta FE500, observa-se a perda do final oscilatório da DP quando a densidade de DPs no sinal é alta.

Figura 23 – Detalhe da filtragem de um pulso da DP com ruído harmônico para cada um dos tipos de resposta



Fonte: Elaboração do próprio autor

4.4.2 Ruído Impulsivo Senoidal

O desempenho obtido pelo MCA para o ruído impulsivo senoidal pode ser visto na Tabela 4. Os valores observados são a média obtida para os 25 sinais aleatórios de cada tipo de resposta do instrumento de medição.

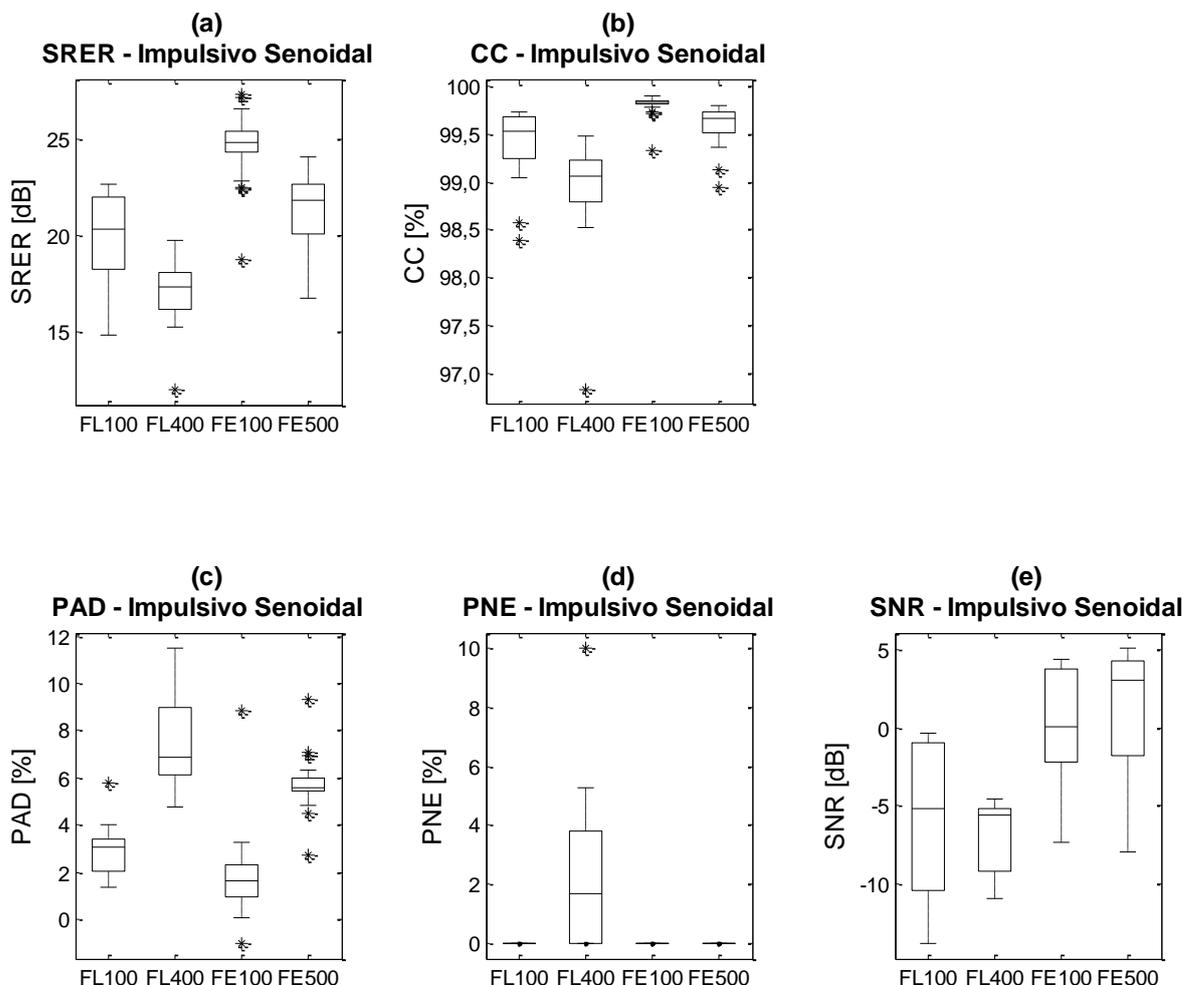
Tabela 4 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído impulsivo senoidal

Tipo de Resposta	SRER [dB]	CC [%]	PAD [%]	PNE [%]	SNR [dB]
FL100	20,03	99,43	2,88	0,00	-6,05
FL400	17,11	98,95	7,50	2,47	-6,85
FE100	24,61	99,81	1,82	0,00	0,12
FE500	21,31	99,59	5,74	0,00	0,86

Fonte: Elaboração do próprio autor

Um diagrama de caixa contendo cada uma das métricas para os 25 sinais de cada tipo de resposta é apresentado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído impulsivo senoidal



Fonte: Elaboração do próprio autor

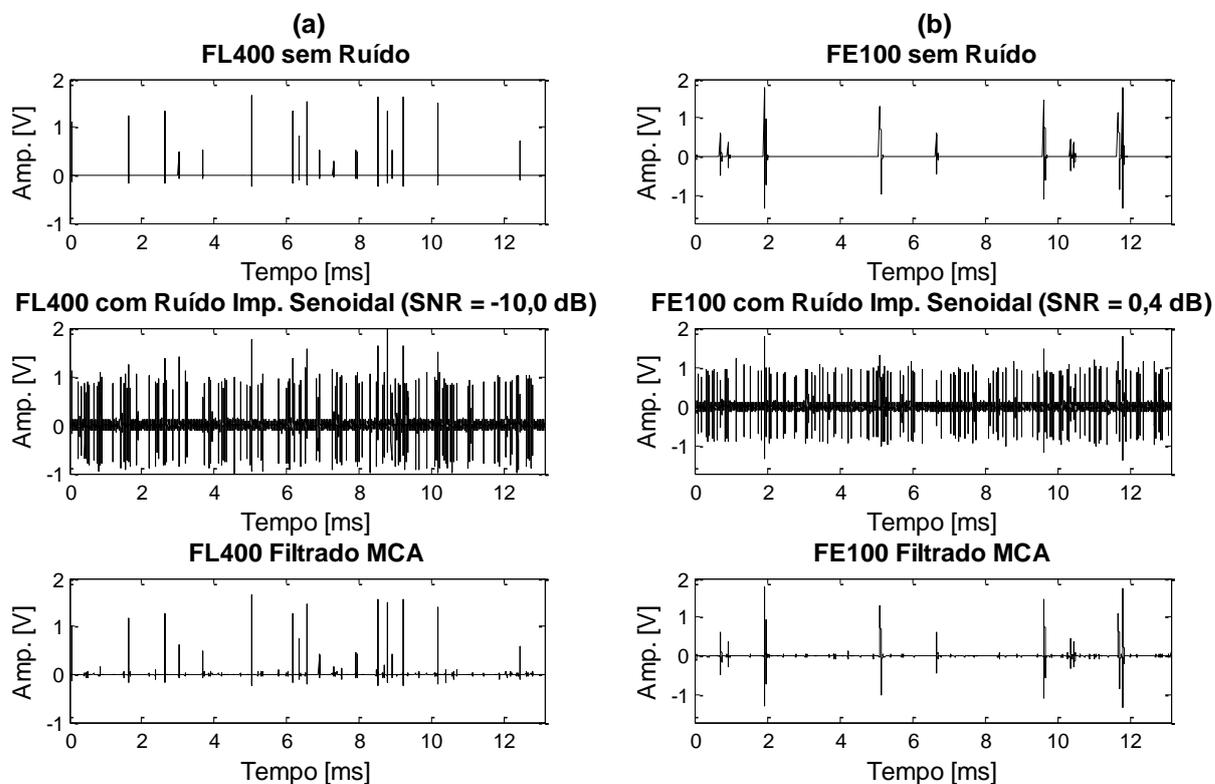
O MCA apresentou altíssimos valores de SRER e CC e baixos valores de PAD e PNE para os tipos de resposta FL100, FE100 e FE500, indicando uma alta atenuação de ruído e um baixo erro no cálculo da carga aparente, sem perder nenhum pulso de DP. Os resultados médios podem ser considerados excelentes, com CC superior a 99%. O diagrama de caixa das métricas CC, PAD e PNE para estes tipos de resposta são bastante concentrados, indicando uma baixa variabilidade nos resultados e uma robustez do método.

O ruído impulsivo senoidal não foi completamente eliminado em todas as situações, permanecendo mínimos resquícios de algumas interferências no sinal filtrado. Assim, os resquícios das interferências proporcionaram uma maior influência no cálculo das métricas dos sinais contendo uma menor densidade de DPs (menor SNR) e que possuem interferência impulsiva sobreposta às DPs. Este é o motivo da existência dos valores atípicos no diagrama de caixa das métricas.

O tipo de resposta FL400 apresentou altos valores de SRER e CC, entretanto um PAD e PNE ligeiramente superiores aos valores dos demais tipos de resposta. Isto indica uma boa redução de ruído no sinal. Todavia, para este tipo de resposta o MCA não recuperou a maioria das DPs que possuem um ruído impulsivo exatamente sobre elas, influenciando nas métricas correspondentes ao cálculo da carga aparente (PAD e PNE). A perda da DP com ruído impulsivo sobreposto independe de sua amplitude, ocorrendo para alta ou baixa amplitude. Com isso, o método apresentou um desempenho mais baixo para este tipo de resposta e não foi eficiente.

Como exemplo, um sinal sintético sem ruído, adicionado a um ruído impulsivo senoidal e filtrado pelo método MCA para o tipo de resposta FL400 é apresentado na Figura 25(a) e para o tipo de resposta FE100 é apresentado na Figura 25(b). Observam-se os pequenos resquícios do ruído impulsivo senoidal que permaneceram no sinal filtrado.

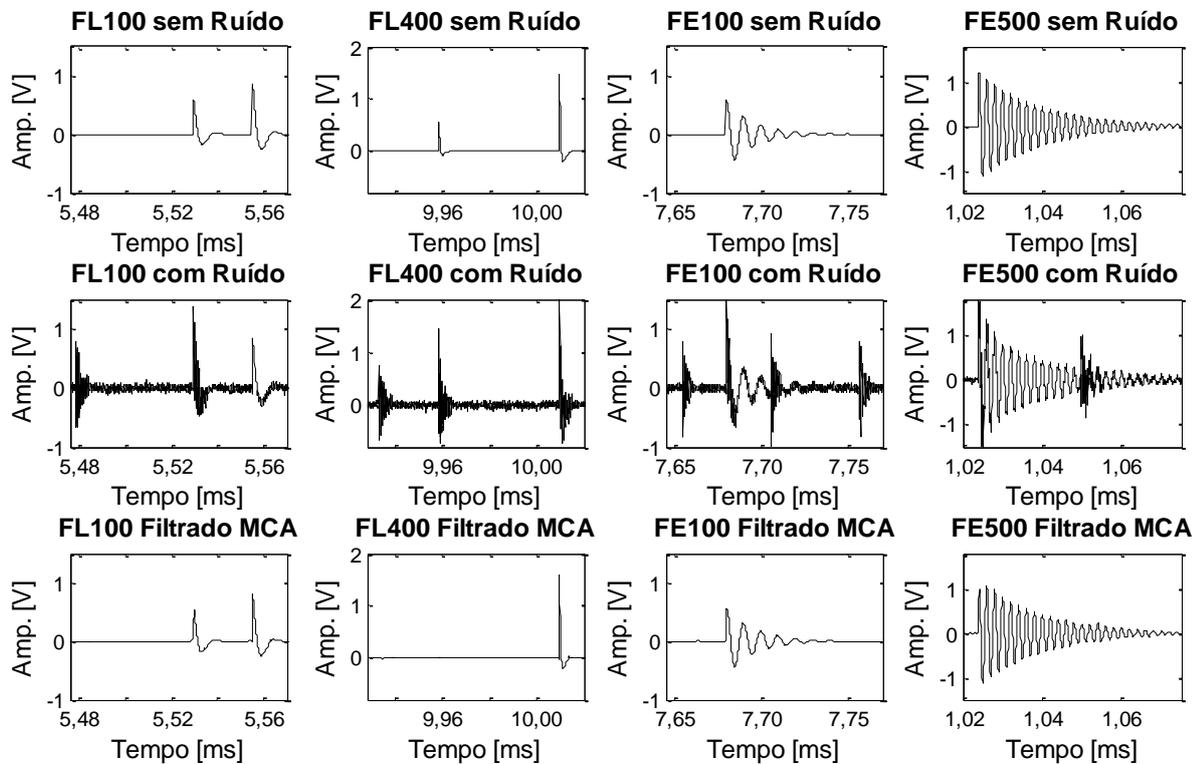
Figura 25 – Filtragem do ruído impulsivo senoidal para o sinal sintético: (a) com resposta FL400; (b) com resposta FE100



Fonte: Elaboração do próprio autor

O detalhe da filtragem de pulsos da DP para cada um dos tipos de resposta é exibido na Figura 26. Observa-se, para a resposta FL400, que a DP com ruído impulsivo no instante 9,96 ms foi perdida, ao passo que a DP também com ruído impulsivo no instante 10,01 ms foi recuperada com uma alta qualidade. Para todos os demais tipos de resposta, o ruído impulsivo sobre a DP foi bastante atenuado e a reconstrução da DP possui alta correlação cruzada.

Figura 26 – Detalhe da filtragem de pulsos da DP com ruído impulsivo senoidal para cada um dos tipos de resposta



Fonte: Elaboração do próprio autor

4.4.3 Ruído Impulsivo Exponencial

O desempenho obtido pelo MCA para o ruído impulsivo exponencial pode ser visto na Tabela 5. Os valores observados são a média obtida para os 25 sinais aleatórios de cada tipo de resposta do instrumento de medição.

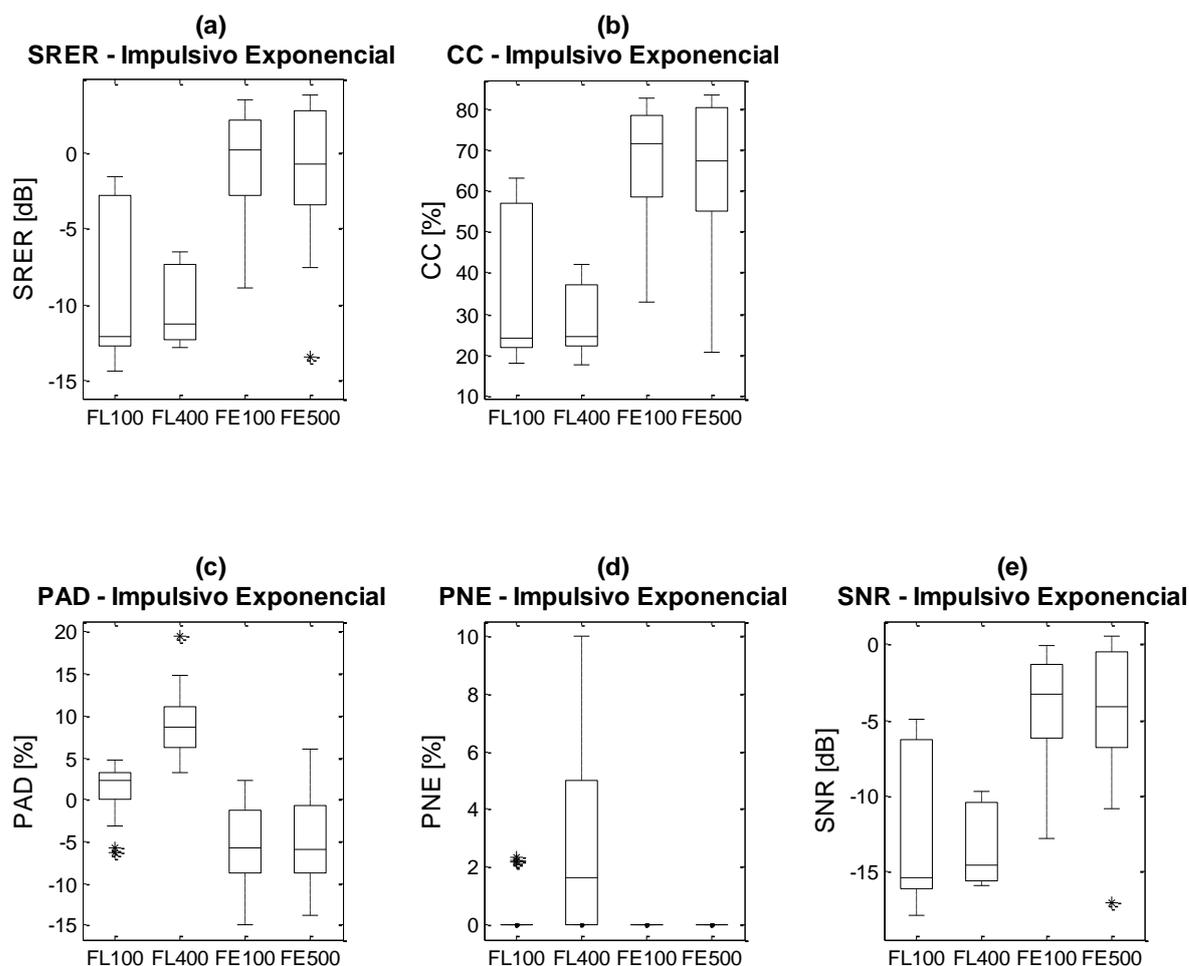
Tabela 5 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído impulsivo exponencial

Tipo de Resposta	SRER [dB]	CC [%]	PAD [%]	PNE [%]	SNR [dB]
FL100	-8,66	36,35	1,42	0,36	-12,04
FL400	-10,09	28,77	9,17	3,16	-13,26
FE100	-0,51	67,52	-5,20	0,00	-4,07
FE500	-0,71	66,50	-4,49	0,00	-4,04

Fonte: Elaboração do próprio autor

Um diagrama de caixa contendo cada uma das métricas para os 25 sinais de cada tipo de resposta é apresentado na Figura 27.

Figura 27 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído impulsivo exponencial



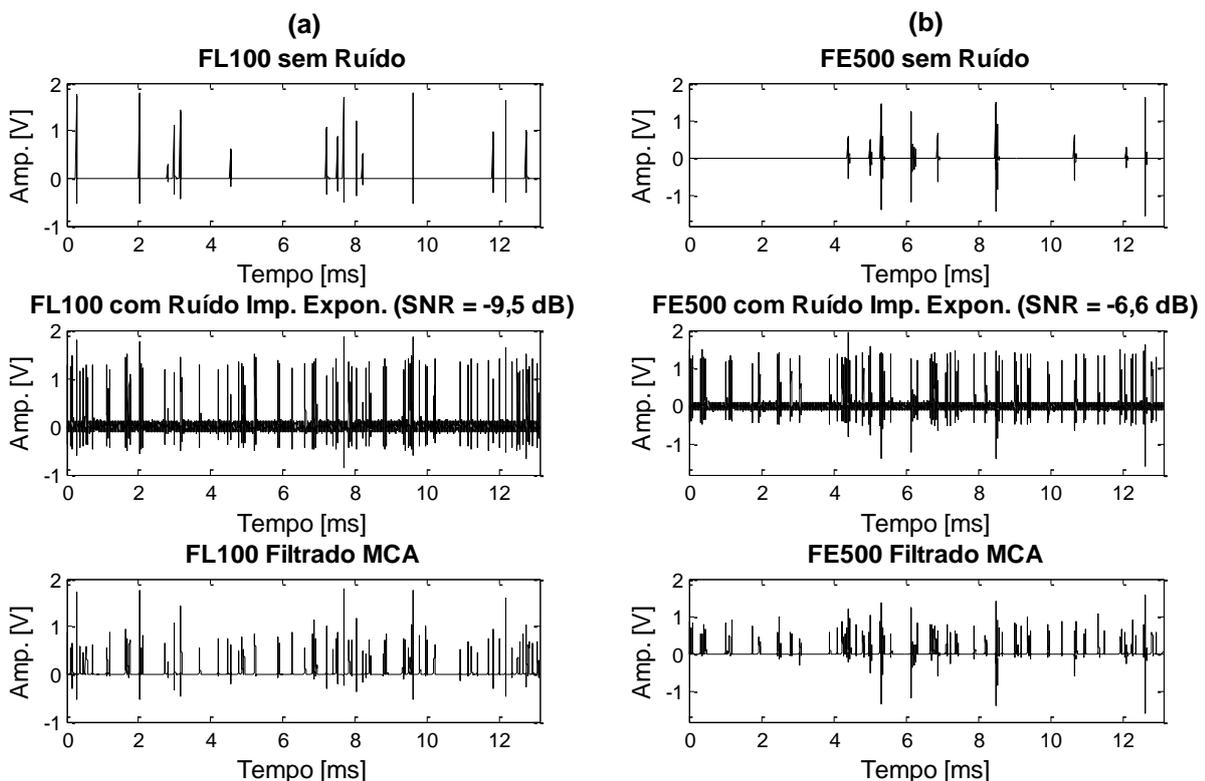
Fonte: Elaboração do próprio autor

O MCA apresentou baixíssimos valores de SRER e CC para todos os tipos de resposta avaliados, indicando uma baixa redução de ruído. Também apresentou um elevado valor de PAD para a resposta FL400, indicando um elevado erro no cálculo da carga aparente. Já para as respostas FE100 e FE500, o valor do PAD foi negativo, ou seja, a carga aparente calculada é superior à carga aparente efetivamente presente durante a ocorrência da DP. As respostas FL100 e FL400 apresentaram perda de pulsos de DP, com valor de PNE diferente de zero.

O subdicionário utilizado para separar o ruído impulsivo exponencial não foi capaz de eliminar todo o ruído. O ruído presente dentro da envoltória da interferência impulsiva foi bastante atenuado, mas a própria envoltória da interferência permaneceu presente no sinal filtrado. Durante a pesquisa não foi identificado um subdicionário adequado capaz de eliminar todo o ruído impulsivo exponencial. Esta é a razão para as métricas inadequadas apresentadas pelo método para este tipo de ruído.

Como exemplo, um sinal sintético sem ruído, adicionado com ruído impulsivo exponencial e filtrado pelo método MCA para o tipo de resposta FL100 é apresentado na Figura 28(a) e para o tipo de resposta FE500 é apresentado na Figura 28(b). Observa-se no sinal filtrado que o ruído ainda está presente.

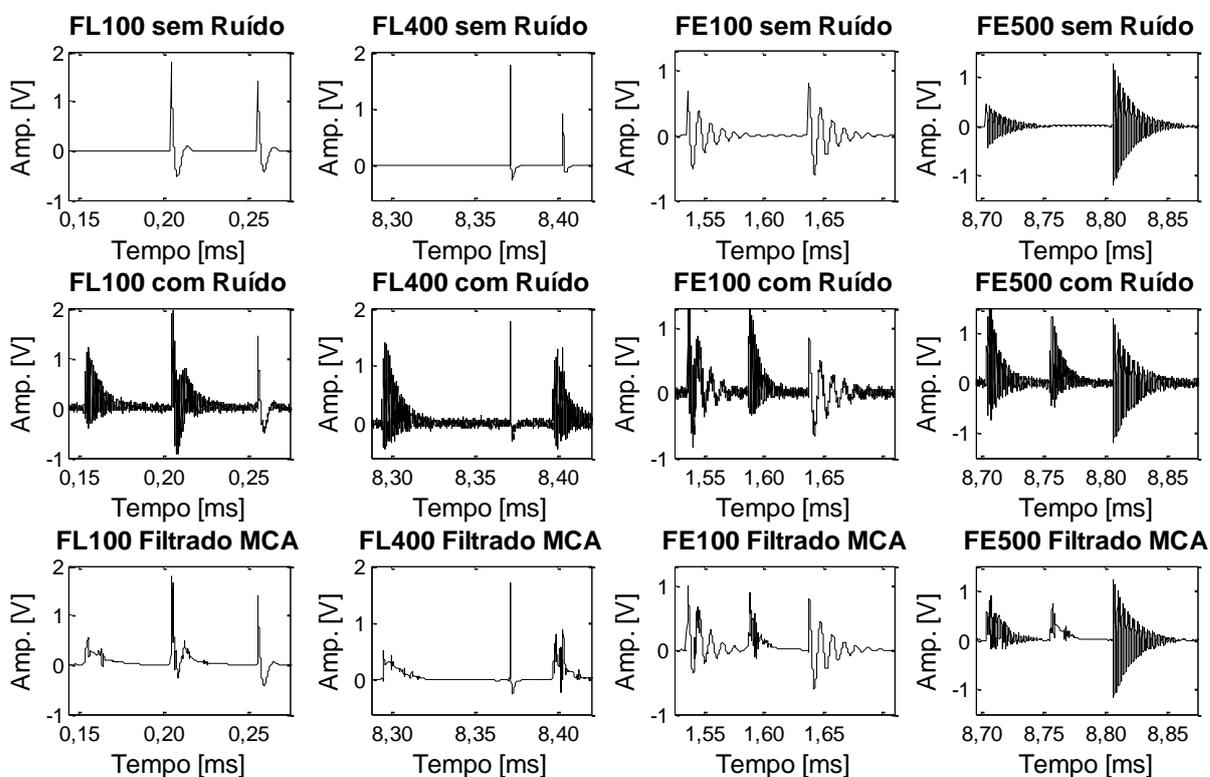
Figura 28 – Filtragem do ruído impulsivo exponencial para o sinal sintético: (a) com resposta FL100; (b) com resposta FE500



Fonte: Elaboração do próprio autor

O detalhe da filtragem de pulsos da DP para cada um dos tipos de resposta é exibido na Figura 29. Observa-se que a envoltória do ruído impulsivo permaneceu no sinal filtrado, sendo eliminado somente o ruído dentro da envoltória. A ocorrência de interferência impulsiva sobre a DP prejudicou a filtragem desta DP, resultando em uma forma de onda distorcida e, em alguns casos, com amplitude superior à amplitude da DP sem ruído.

Figura 29 – Detalhe da filtragem de pulsos da DP com ruído impulsivo exponencial para cada um dos tipos de resposta



Fonte: Elaboração do próprio autor

4.4.4 Ruído Gaussiano

O desempenho obtido pelo MCA para o ruído Gaussiano pode ser visto na Tabela 6. Os valores observados são a média obtida para os 25 sinais aleatórios de cada tipo de resposta do instrumento de medição.

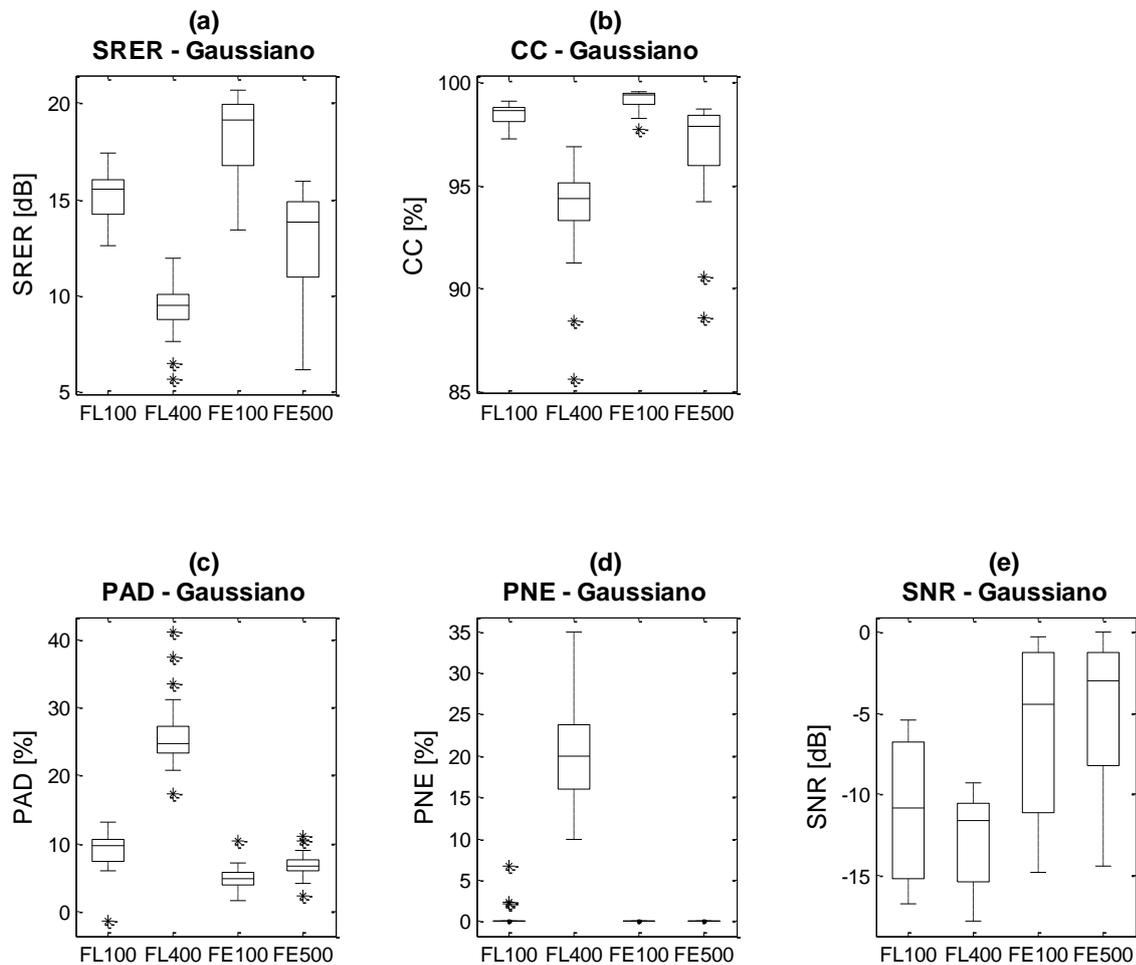
Tabela 6 – Métricas de desempenho obtidas para o ruído Gaussiano

Tipo de Resposta	SRER [dB]	CC [%]	PAD [%]	PNE [%]	SNR [dB]
FL100	15,16	98,41	8,91	0,71	-11,37
FL400	9,32	93,79	25,98	20,94	-12,91
FE100	18,37	99,17	4,88	0,00	-5,76
FE500	12,95	96,86	6,81	0,00	-4,89

Fonte: Elaboração do próprio autor

Um diagrama de caixa contendo cada uma das métricas para os 25 sinais de cada tipo de resposta é apresentado na Figura 30.

Figura 30 – Diagrama de caixa das métricas para o ruído Gaussiano



Fonte: Elaboração do próprio autor

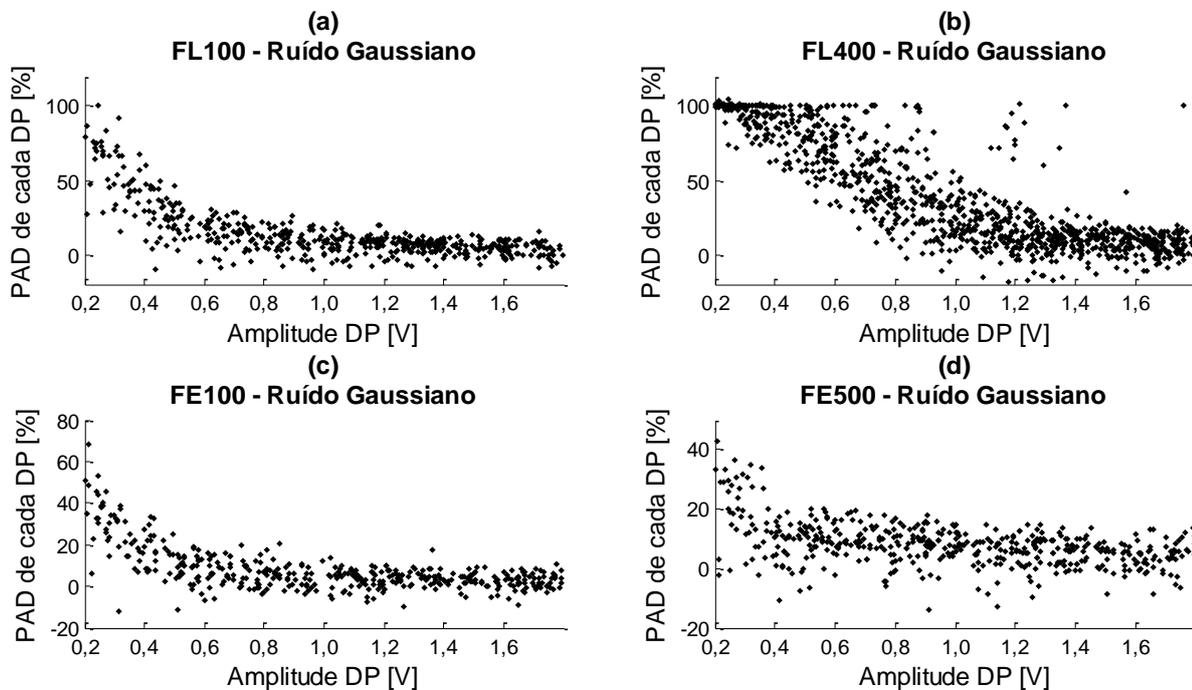
O MCA apresentou altos valores de SRER e CC e baixos valores de PAD para os tipos de resposta FL100 e FE100. Isto indica uma alta eliminação de ruído, entretanto um erro no cálculo da carga aparente levemente maior, inclusive com perda de pulso para a FL100. Os diagramas de caixa para estes dois tipos de resposta são bastante concentrados, indicando uma baixa variabilidade nos resultados e uma robustez do método. Todavia, a reconstrução das DPs foi um pouco irregular para este tipo de ruído, impactando nas métricas e produzindo PAD negativo em alguns casos.

O método MCA apresentou maior PAD para DPs com menor amplitude neste tipo de ruído para as respostas FL100, FE100 e FE500, conforme pode ser observado no gráfico de dispersão da Figura 31. Este é o motivo da existência dos valores atípicos no diagrama de caixa das métricas. Um sinal contendo alta densidade de DPs com baixa amplitude piora as métricas de desempenho.

O tipo de resposta FE500 apresentou perda no final oscilatório da DP e uma reconstrução irregular, sendo que a perda foi maior em DPs de menor amplitude. Esta é a razão para a alta variabilidade nas métricas SRER e CC deste tipo de resposta. O PAD e PNE obtidos não representaram um alto erro no cálculo da carga aparente e não perderam pulsos de DP para este tipo de resposta.

Por fim, o tipo de resposta FL400 apresentou um SRER e CC elevados, entretanto um PAD e PNE altos. Isto indica uma elevada atenuação de ruído, mas um alto erro no cálculo da carga aparente com perda de muitos pulsos de DP. O diagrama de caixa deste tipo de resposta apresentou uma alta variabilidade, representando um método instável. O MCA simplesmente não recuperou algumas DPs para este tipo de resposta. Esta perda de DPs não tem correlação com a amplitude ou densidade de ocorrência da DP. Isto pode ser observado na Figura 31(b). Desta forma, o método não se mostrou adequado para este tipo de resposta.

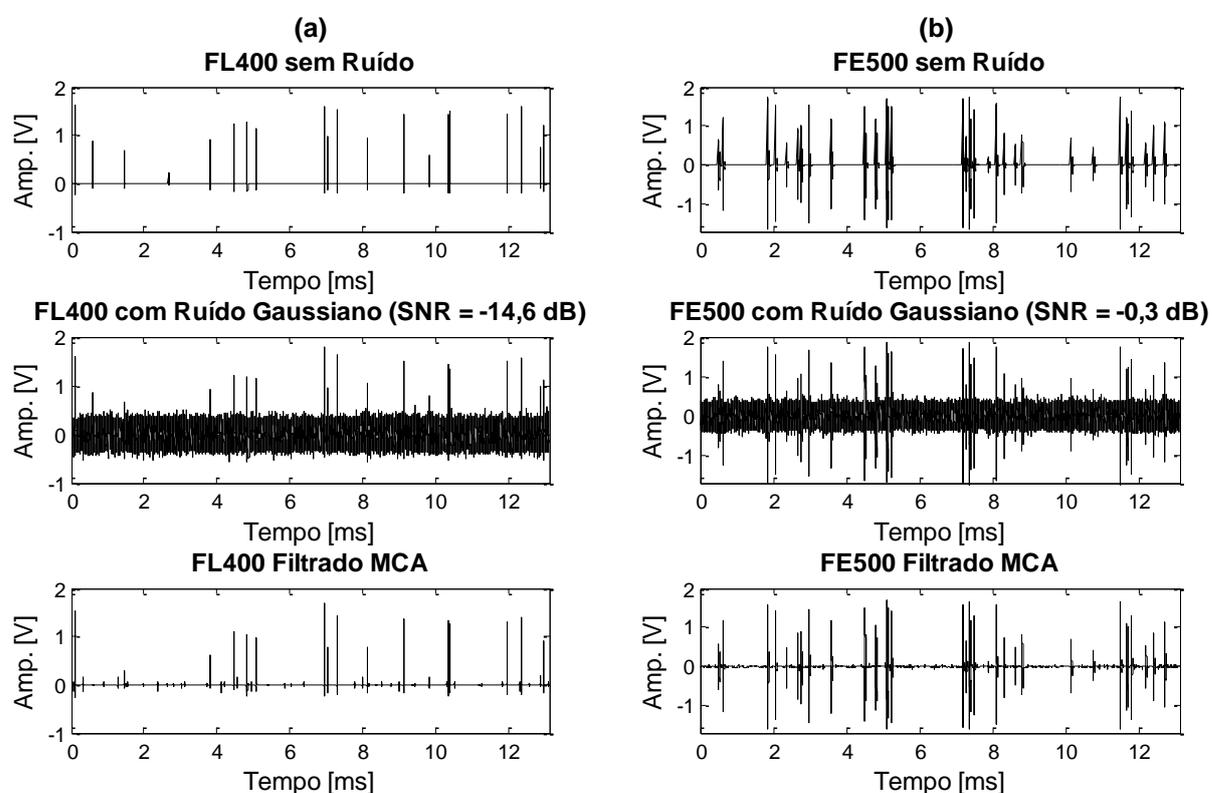
Figura 31 – Gráfico de dispersão da amplitude da DP versus PAD de cada DP para o ruído Gaussiano



Fonte: Elaboração do próprio autor

Como exemplo, um sinal sintético sem ruído, adicionado com ruído Gaussiano e filtrado pelo método MCA para o tipo de resposta FL400 é apresentado na Figura 32(a) e para o tipo de resposta FE500 é apresentado na Figura 32(b). Observa-se, para a resposta FL400, a perda de dois pulsos de DP no intervalo entre 0 ms e 2 ms. Já para a resposta FE500, observa-se a elevada capacidade de recuperação de pulsos da DP de baixa amplitude que estão encobertos pelo ruído, como no intervalo entre 2 ms e 3 ms e entre 10 ms e 11 ms.

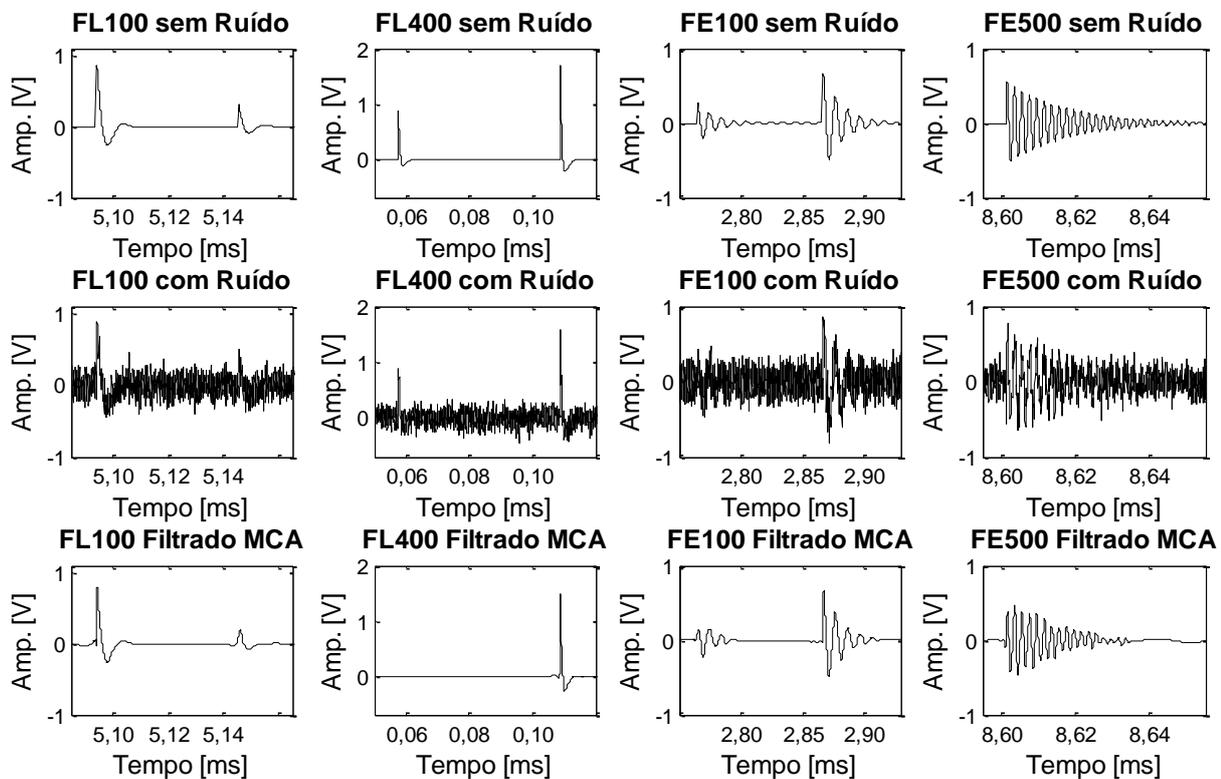
Figura 32 – Filtragem do ruído Gaussiano para o sinal sintético: (a) com resposta FL400; (b) com resposta FE500



Fonte: Elaboração do próprio autor

O detalhe da filtragem de pulsos da DP para cada um dos tipos de resposta é exibido na Figura 33. Observa-se, para a resposta FL400, que a DP no instante 0,06 ms foi perdida, ao passo que a DP no instante 0,11 ms foi recuperada. Para os tipos de resposta FL100 e FE100, as DPs menores são difíceis de identificar visualmente no sinal com ruído. Todavia, o MCA recuperou tais DPs. Já para a resposta FE500, observa-se a perda do final oscilatório e uma reconstrução irregular.

Figura 33 – Detalhe da filtragem de pulsos da DP com ruído Gaussiano para cada um dos tipos de resposta



Fonte: Elaboração do próprio autor

O ruído Gaussiano foi majoritariamente eliminado pela escolha cuidadosa do valor de parada τ . Um subdicionário adequado capaz de separá-lo como uma componente morfológica do sinal não foi identificado durante a pesquisa. Por esta razão, o método MCA não foi eficiente em filtrar sinais contendo elevados níveis deste tipo de ruído. Nesta situação, o PAD foi de 30-40% e o CC foi de 80-90% para o melhor caso.

4.4.5 Síntese dos Resultados

Uma síntese dos resultados obtidos pelo método MCA para os sinais sintéticos contendo os diferentes tipos de ruído e tipos de resposta é apresentada na Tabela 7.

Tabela 7 – Síntese dos resultados obtidos para os sinais sintéticos

Tipo de Ruído	FL100	FL400	FE100	FE500
Harmônico	Adequado	Não eficiente	Adequado	Não eficiente
Impulsivo Senoidal	Adequado	Não eficiente	Adequado	Adequado
Impulsivo Exponencial	Inadequado	Inadequado	Inadequado	Inadequado
Gaussiano	Adequado	Inadequado	Adequado	Não eficiente

Legenda:

-Adequado: elevada atenuação de ruído e adequada preservação da DP.

-Não eficiente: elevada atenuação de ruído com reconstrução irregular da DP ou elevado PAD/PNE.

-Inadequado: baixa atenuação de ruído e/ou alta distorção da DP.

Fonte: Elaboração do próprio autor

CAPÍTULO CINCO

5 METODOLOGIA E RESULTADOS CONSIDERANDO SINAIS MEDIDOS

São apresentadas neste capítulo a metodologia utilizada para geração dos sinais medidos, a avaliação de desempenho empregada, a configuração adotada no algoritmo MCA e os resultados obtidos com este método.

5.1 Elaboração dos Sinais Medidos em Laboratório

Os sinais foram medidos no Laboratório de Metrologia e Instrumentação Computacional (LAMIC) da UFMG utilizando um transformador de 0,11/15 kV com o primário ligado a um autotransformador. O secundário foi ligado a uma câmara metálica (representando o objeto de teste C_a) em paralelo com um capacitor de acoplamento e um sensor de medição, conforme circuito básico mostrado na Figura 5(a) da seção 2.2. O arranjo constitui um sistema de medição do tipo faixa-larga com uma largura de faixa Δf igual a 100 kHz (MOTA; VASCONCELOS; CASTRO, 2016; MOTA et al., 2011).

Uma visão geral da planta de descargas parciais no LAMIC, incluindo o computador utilizado para a aquisição de dados, é mostrada na Figura 34(a). Por sua vez, detalhes desta planta que mostram o transformador, o capacitor de acoplamento, o sensor de medição e a câmara metálica são exibidos na Figura 34(b). O sensor de medição utilizado permitiu medir simultaneamente, em dois canais diferentes, as DPs e uma fração da alta tensão (através de um divisor de tensão capacitivo). Isto possibilitou identificar o valor instantâneo e o respectivo ângulo de fase da alta tensão no exato momento de ocorrência da DP, propiciando, entre outros itens, identificar em qual semiciclo da alta tensão ocorreram as DPs.

Figura 34 – Planta de descargas parciais no LAMIC: (a) visão geral; (b) detalhes



(a)



(b)

Fonte: Elaboração do próprio autor

5.1.1 Descargas Parciais

Para a geração das DPs foram utilizados dois tipos de dielétricos. O primeiro dielétrico é o ar em pressão atmosférica através de uma configuração de eletrodos do tipo ponta-plano. Neste caso, deu-se preferência para as DPs que ocorreram durante o semiciclo negativo da alta tensão, pois nesta situação as DPs possuem menor amplitude e maior densidade de ocorrência. Os eletrodos ponta-plano foram montados em uma câmara metálica e são exibidos na Figura 35(a). As dimensões da câmara metálica são 33 cm de altura e 39 cm de diâmetro. Já o segundo tipo de dielétrico utilizado é um dielétrico sólido feito de resina epóxi, usualmente utilizada em transformadores com isolamento sólido, contendo uma cavidade em seu interior. O dielétrico sólido, cujas dimensões são 3 cm de altura e 5 cm de diâmetro, é exibido na Figura 35(b).

Figura 35 – (a) câmara metálica contendo os eletrodos ponta-plano; (b) dielétrico sólido contendo uma cavidade



(a)



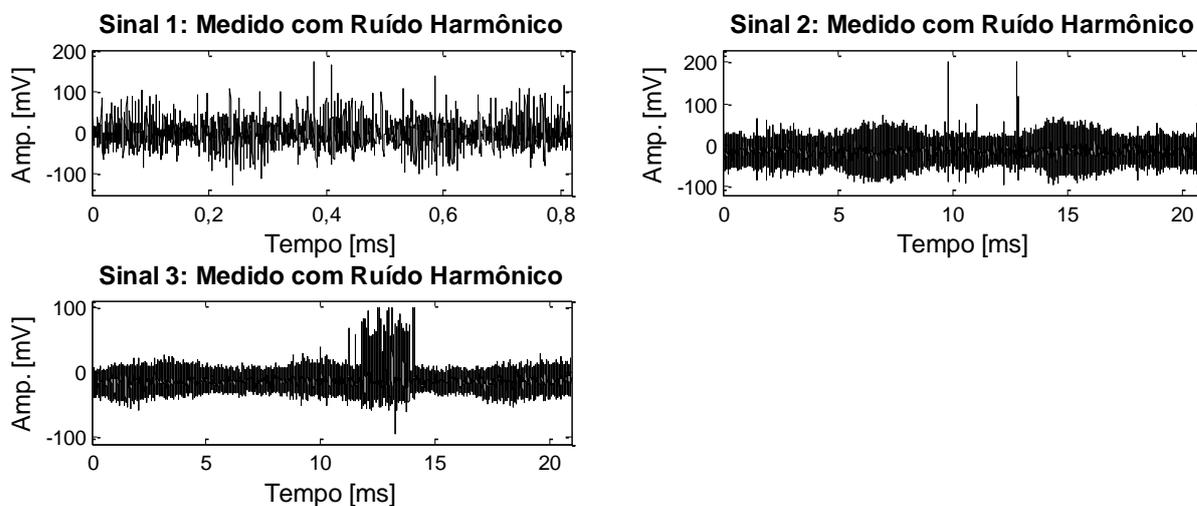
(b)

Fonte: Elaboração do próprio autor

5.1.2 Ruído Harmônico

Os sinais de DPs contendo ruído harmônico são exibidos na Figura 36.

Figura 36 – Sinais de DPs medidos em laboratório associados a ruído harmônico



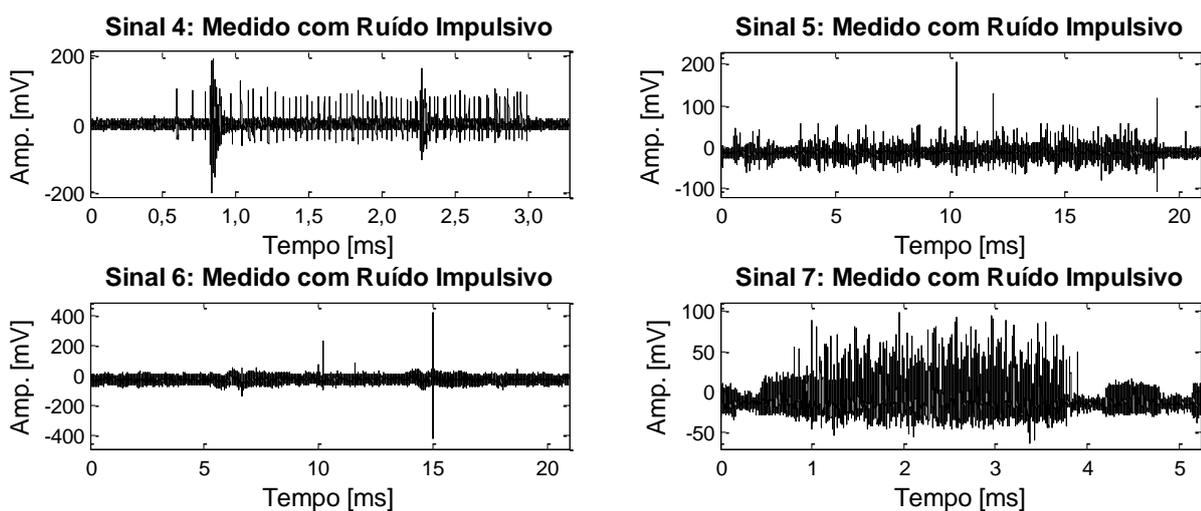
Fonte: Elaboração do próprio autor

O Sinal 1 foi gerado com o dielétrico ar e associado a um ruído harmônico de alta amplitude captado por um fio (que se comporta como uma antena) conectado na entrada do sensor de medição. O Sinal 2 foi gerado com o dielétrico sólido e o Sinal 3 foi gerado com o dielétrico ar, ambos associados a um ruído harmônico de baixa amplitude gerado por um reator de lâmpada fluorescente. No Sinal 1 a frequência de amostragem foi igual a 5 MHz e nos Sinais 2 e 3 foi igual a 25 MHz.

5.1.3 Ruído Impulsivo

Os sinais de DPs contendo ruído impulsivo são exibidos na Figura 37.

Figura 37 – Sinais de DPs medidos em laboratório associados a ruído impulsivo



Fonte: Elaboração do próprio autor

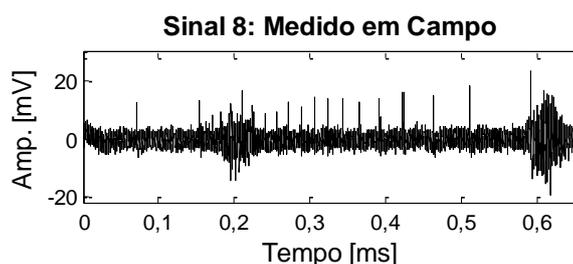
Os Sinais 4 e 7 foram gerados com o dielétrico ar e associados a um ruído impulsivo com amplitude variável gerado por uma fonte chaveada localizada nas proximidades da instalação. Os Sinais 5 e 6 foram gerados com o dielétrico sólido, sendo o Sinal 5 associado a um ruído impulsivo assíncrono gerado por um centelhador e o Sinal 6 associado a um ruído impulsivo de origem desconhecida, síncrono com a tensão da rede contendo pulsos regulares em aproximadamente 120° e 340° . Os Sinais 4, 5 e 6 também foram associados a um ruído harmônico de

baixa amplitude gerado por um reator de lâmpada fluorescente. A frequência de amostragem do Sinal 4 foi igual a 5 MHz e dos Sinais 5, 6 e 7 foi igual a 25 MHz.

5.2 Elaboração dos Sinais Medidos em Campo

O sinal de DPs medido em campo foi obtido em um transformador de potência de 33 MVA utilizando um sensor de medição passa-faixa de 10 MHz acoplado à conexão capacitiva da bucha do transformador (que se comporta como o capacitor de acoplamento). O Sinal 8 é exibido na Figura 38 e a frequência de amostragem utilizada foi igual a 25 MHz.

Figura 38 – Sinal de DPs medido em campo



Fonte: Elaboração do próprio autor

5.3 Avaliação de Desempenho

Os resultados de atenuação de ruídos obtidos pelo método MCA foram avaliados visualmente para todos os sinais. Observou-se a efetividade da eliminação dos ruídos e a distorção introduzida no pulso da DP através do tempo de elevação e de decaimento, da sua amplitude e forma de onda. Os sinais medidos de DPs não possuem o sinal original sem ruído para cálculo das métricas. Assim, apenas uma inspeção visual foi realizada nestes sinais para avaliação de desempenho.

5.4 Configuração Adotada no MCA

Os subdicionários e as configurações utilizadas nos sinais medidos tiveram como base os parâmetros e a experiência adquirida com os sinais sintéticos. Também foram utilizadas informações prévias dos sinais medidos para embasar a escolha, tais como o tipo de resposta do instrumento de medição utilizado, a frequência de amostragem e o tipo de ruído presente durante a medição.

Com isso, o subdicionário UDWT também foi escolhido para a separação da DP nos sinais medidos. A *wavelet* utilizada foi determinada pelo tipo de resposta do instrumento de medição. Uma vez que a resposta é do tipo faixa-larga, foi escolhida a *wavelet* Daubechies 4 (MOTA et al., 2011; SHIM; SORAGHAN; SIEW, 2001), tal como descrito na seção 4.3. O número de escalas de decomposição foi estabelecido identificando-se qual a escala que corresponde a 99,9% da energia da DP no espectro de frequências. Todavia, esta metodologia não resultou na melhor separação da DP e do ruído para os Sinais 3 e 7. Para estes sinais, a quantidade de escalas de decomposição foi definida empiricamente.

Uma frequência de amostragem de 25 MHz para medição de DPs com resposta do tipo faixa-larga de 100 kHz propicia que a primeira, a segunda e até a terceira escala de decomposição do sinal contenham pouquíssima informação da DP. A razão para isto é que o espectro de frequências da DP nas frequências correspondentes a estas escalas possui uma baixa energia. Em contrapartida, tais escalas possuem muita informação relacionada ao ruído presente no sinal. Desta forma, desconsiderar estas escalas na reconstrução do sinal no subdicionário referente à DP auxilia na separação da DP e do ruído, pois direciona esta parte do ruído para ser alocada ao seu subdicionário. Este princípio foi utilizado nesta pesquisa para os sinais medidos que possuem tal frequência de amostragem.

O subdicionário utilizado para separar o ruído foi determinado com base no tipo de ruído presente em cada sinal e confrontado com o subdicionário utilizado para este mesmo ruído nos sinais sintéticos. Parâmetros específicos destes subdicionários para cada sinal foram determinados empiricamente.

Os subdicionários utilizados nos sinais medidos são apresentados na Tabela 8. Nos subdicionários UDWT e WPT, o parâmetro 1 é o número de escalas de decomposição, o parâmetro 2 é a *wavelet* utilizada e o parâmetro 3 é quais escalas

de decomposição são desconsideradas na reconstrução do sinal (da primeira até a escala indicada no parâmetro). No subdicionário LDSCT, o parâmetro 1 é o número de pontos da janela e o parâmetro 2 é a quantidade de superposição.

Tabela 8 – Subdicionários utilizados nos sinais medidos

Sinal Medido	Nome	Subdicionário DP			Subdicionário Ruído		
		Par. 1	Par. 2	Par. 3	Nome	Par. 1	Par. 2
Sinal 1	UDWT	7	Daub 4	–	LDSCT	128	0,5
Sinal 2	UDWT	10	Daub 4	2	LDSCT	32	0,5
Sinal 3	UDWT	8	Daub 4	3	LDSCT	8192	0,5
Sinal 4	UDWT	7	Daub 4	–	WPT	6	Beylkin
Sinal 5	UDWT	10	Daub 4	2	WPT	6	Beylkin
Sinal 6	UDWT	10	Daub 4	2	WPT	6	Beylkin
Sinal 7	UDWT	8	Daub 4	3	LDSCT	2048	0,5
Sinal 8	UDWT	9	Daub 4	2	WPT	9	Beylkin

Legenda: – parâmetro não utilizado

Fonte: Elaboração do próprio autor

Os demais parâmetros utilizados no algoritmo MCA para os sinais medidos são exibidos na Tabela 9 e foram baseados nos sinais sintéticos e estabelecidos empiricamente ao longo da pesquisa. Estes parâmetros e os seus símbolos foram definidos quando da apresentação do algoritmo MCA na seção 3.5. Considerações adicionais sobre a escolha dos valores para estes parâmetros foram feitas na seção 4.3.

Tabela 9 – Parâmetros do algoritmo MCA utilizados nos sinais medidos

Sinal	T	Atualização λ	τ	m	γ	σ_ε
Sinal 1	100	Exponencial	1	1 (DP)	0,05	MAD
Sinal 2	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD
Sinal 3	101	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD
Sinal 4	100	Exponencial	3	1 (DP)	0,05	MAD
Sinal 5	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD
Sinal 6	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD
Sinal 7	100	Exponencial	4	1 (DP)	0,30	MAD
Sinal 8	100	Exponencial	2	1 (DP)	0,30	MAD

Fonte: Elaboração do próprio autor

5.5 Resultados e Discussões

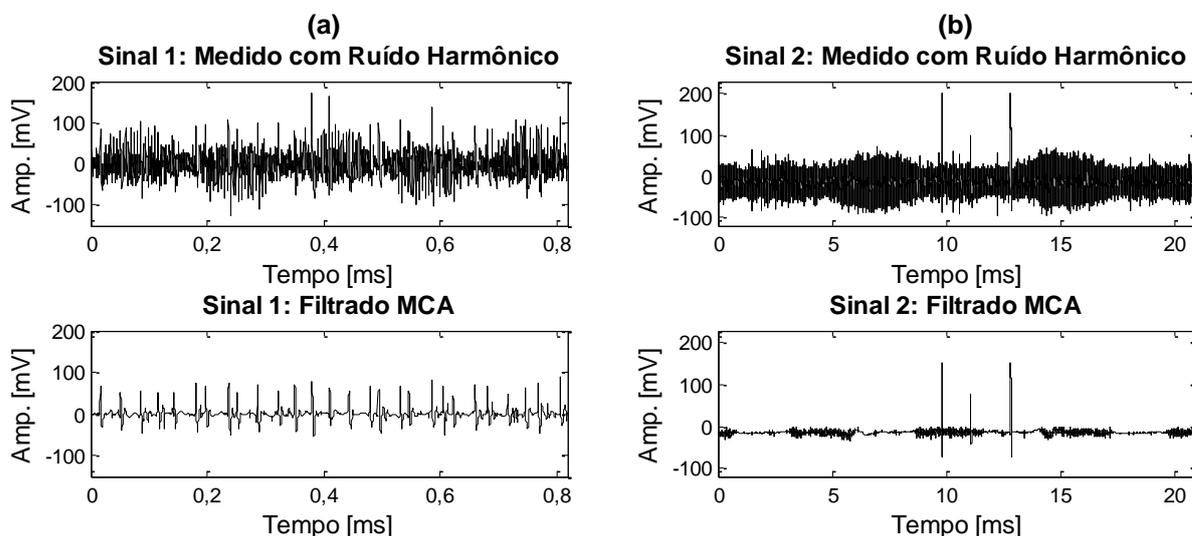
O Sinal 1 associado a ruído harmônico e filtrado pelo método MCA é mostrado na Figura 39(a). Diversos pulsos de DP foram previamente identificados por inspeção visual e estão localizados ao longo de todo o sinal. O MCA identificou adequadamente as DPs e eliminou praticamente todo o ruído. Era um ruído de alta intensidade e mesmo assim o sinal foi bem processado pelo MCA.

O Sinal 2 associado a ruído harmônico e filtrado pelo método MCA é mostrado na Figura 39(b). Três pulsos de DP foram observados previamente, localizados próximo a 10 ms, 11 ms e 13 ms. O MCA atenuou bastante o ruído presente no sinal, permanecendo apenas alguns resquícios, e preservou os pulsos de DP no sinal filtrado. O ruído sobreposto à DP também foi eliminado, evidenciando a sua adequada amplitude.

O detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 1 é mostrado na Figura 40(a) e Figura 40(b). Observa-se a elevada atenuação de ruídos, inclusive sobre a DP destacando a sua amplitude, apesar da forma de onda da DP se apresentar ligeiramente irregular no sinal filtrado. Já o detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 2 é mostrado na Figura 40(c) e Figura 40(d). Observa-se a adequada

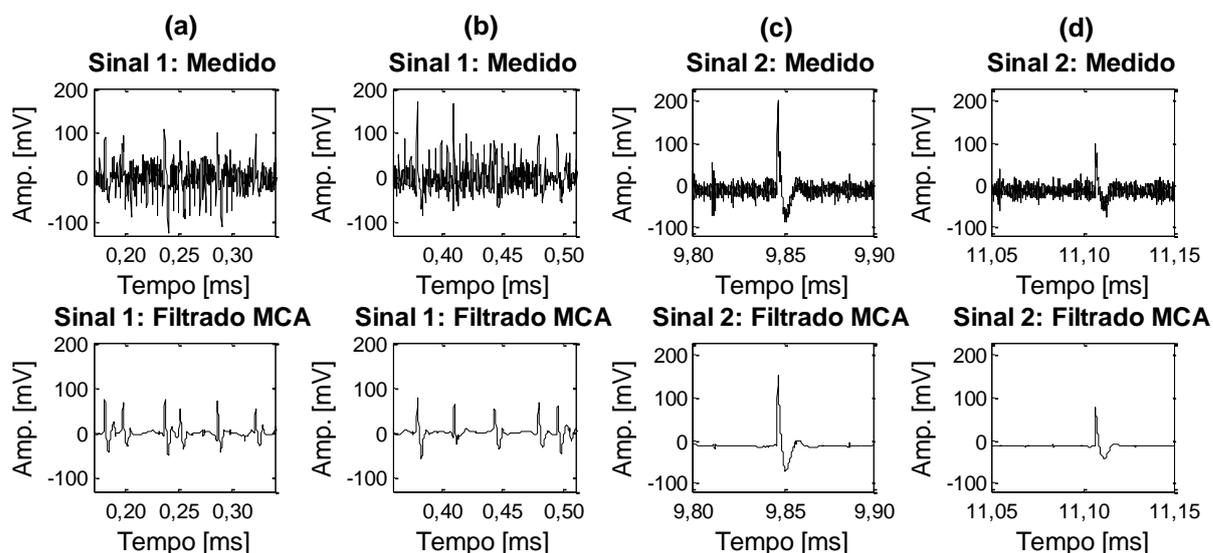
forma de onda da DP no sinal filtrado, realçando a amplitude efetiva, bem como a eficiente atenuação do ruído.

Figura 39 – (a) Sinal 1 medido e filtrado; (b) Sinal 2 medido e filtrado



Fonte: Elaboração do próprio autor

Figura 40 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 1; (c) e (d) Sinal 2



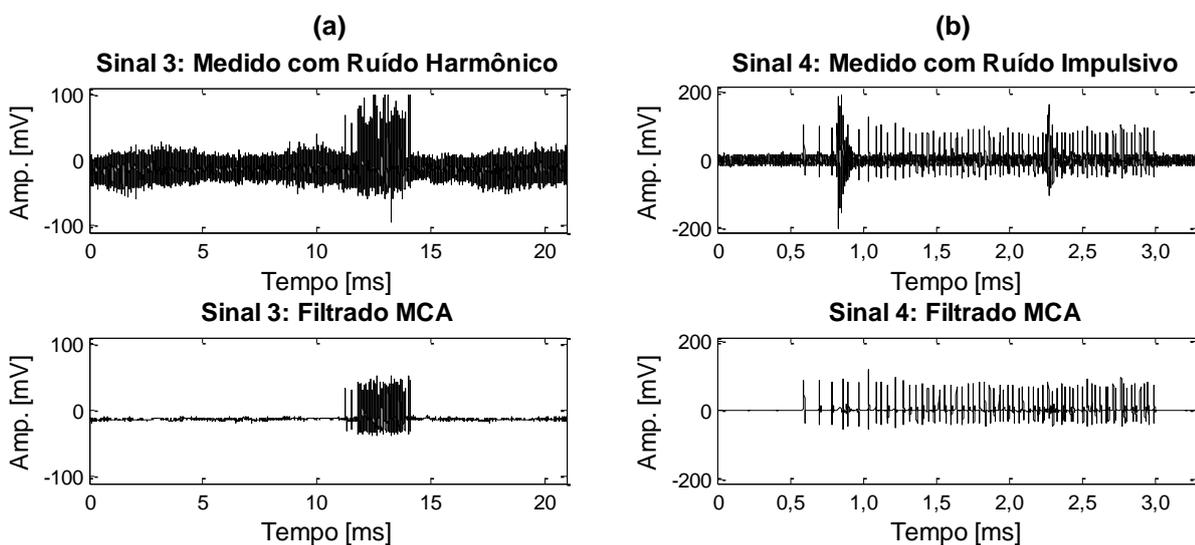
Fonte: Elaboração do próprio autor

O Sinal 3 associado a ruído harmônico e filtrado pelo método MCA é exibido na Figura 41(a). Diversos pulsos de DP foram previamente verificados por inspeção

visual e estão localizados no intervalo entre 11 ms e 14 ms. O MCA atenuou praticamente todo o ruído no sinal, inclusive sobre as DPs. Também preservou todas as DPs no sinal filtrado.

O Sinal 4 associado a ruído impulsivo e filtrado pelo método MCA é mostrado na Figura 41(b). Diversos pulsos de DP foram constatados previamente, localizados entre 0,5 ms e 3 ms. O MCA atenuou os dois ruídos impulsivos e recuperou as DPs que estavam sobre os ruídos, assim como as demais DPs do sinal.

Figura 41 – (a) Sinal 3 medido e filtrado; (b) Sinal 4 medido e filtrado

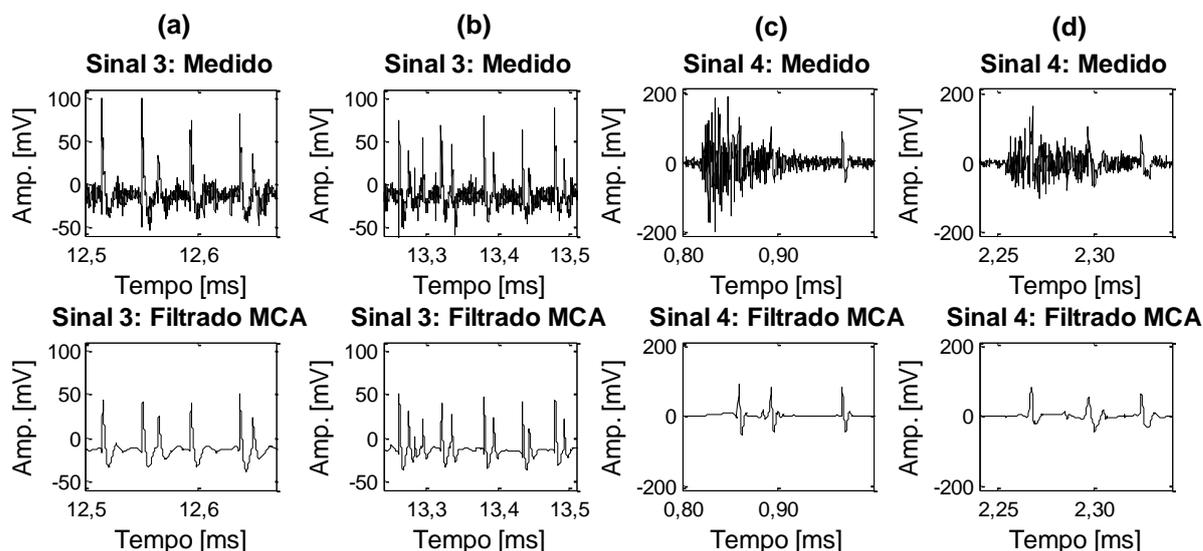


Fonte: Elaboração do próprio autor

O detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 3 é mostrado na Figura 42(a) e Figura 42(b). Observa-se que o ruído foi bastante atenuado, inclusive os que estavam sobre as DPs realçando a sua amplitude efetiva. Este sinal contém uma alta densidade de DPs concentradas em um pequeno intervalo. Assim, observa-se que a resposta do sistema para a ocorrência de uma DP ainda não se estabilizou completamente e já ocorre outra DP em seguida. O MCA apresentou uma adequada reconstrução destas DPs próximas uma da outra. Já o detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 4 é exibido na Figura 42(c) e Figura 42(d). Observa-se que é

difícil identificar visualmente as DPs que estão sobre o ruído, entretanto o MCA apresentou uma eficiente recuperação delas.

Figura 42 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 3; (c) e (d) Sinal 4



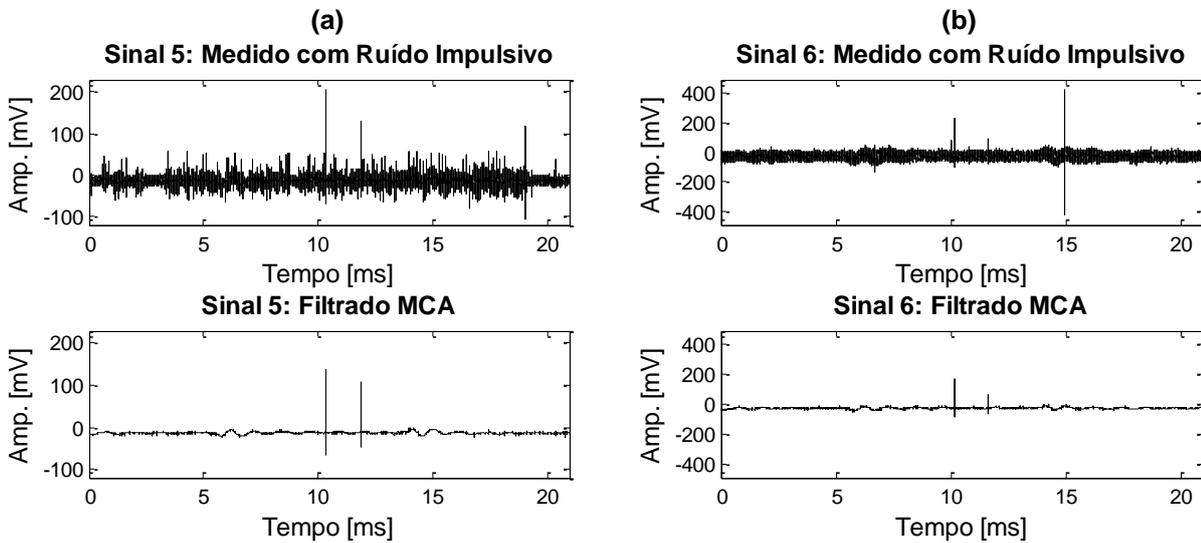
Fonte: Elaboração do próprio autor

O Sinal 5 associado a ruído impulsivo e filtrado pelo método MCA é exibido na Figura 43(a). Dois pulsos de DP foram previamente identificados por inspeção visual, localizados em aproximadamente 10 ms e 12 ms. O MCA eliminou todo o ruído no sinal preservando os dois pulsos de DP.

O Sinal 6 associado a ruído impulsivo e filtrado pelo método MCA é exibido na Figura 43(b). Dois pulsos de DP foram observados previamente, localizados próximo a 10 ms e 12 ms. O MCA eliminou todo o ruído, incluindo um ruído impulsivo de alta amplitude localizado em aproximadamente 15 ms. Os pulsos de DP foram mantidos no sinal filtrado.

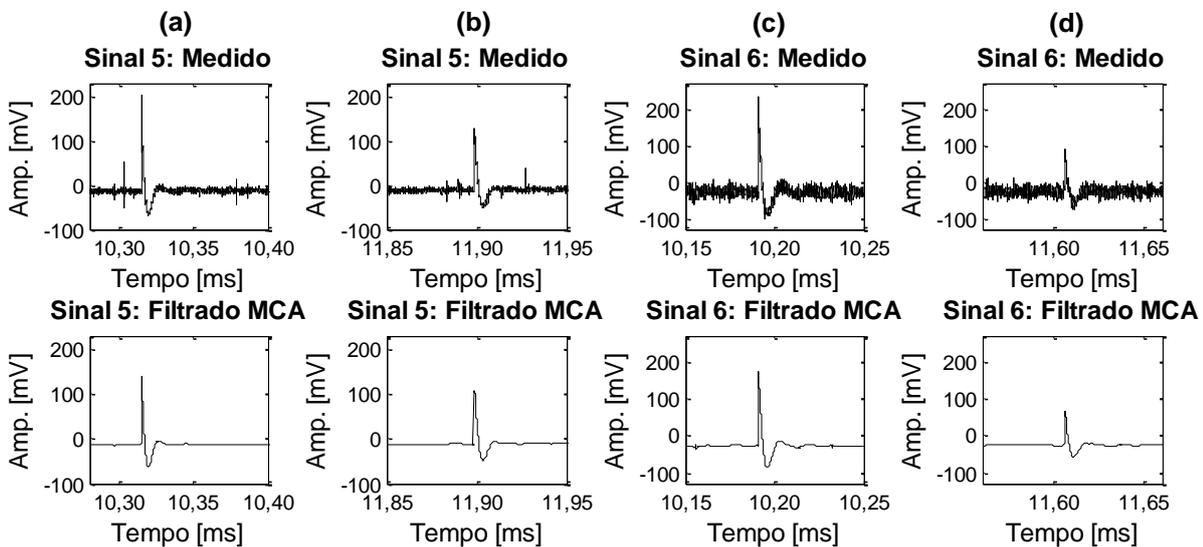
O detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 5 é mostrado na Figura 44(a) e Figura 44(b). Observa-se a adequada forma de onda da DP no sinal filtrado, realçando a sua amplitude efetiva, bem como a alta atenuação do ruído. Já o detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 6 é exibido na Figura 44(c) e Figura 44(d). Observa-se a alta atenuação de ruídos e a adequada forma de onda da DP no sinal filtrado, mesmo considerando a DP de menor amplitude.

Figura 43 – (a) Sinal 5 medido e filtrado; (b) Sinal 6 medido e filtrado



Fonte: Elaboração do próprio autor

Figura 44 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 5; (c) e (d) Sinal 6



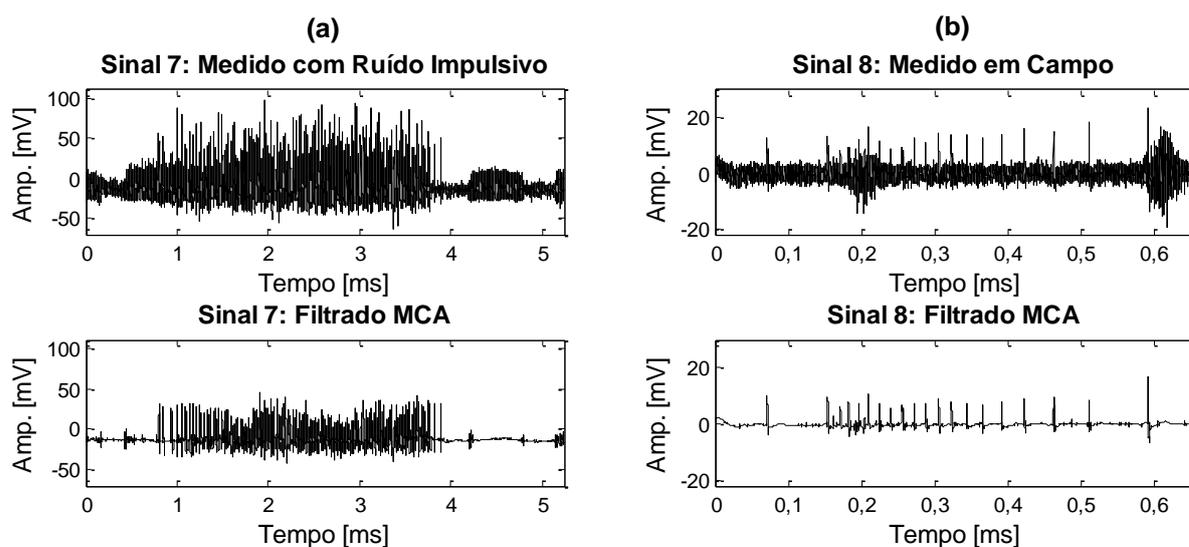
Fonte: Elaboração do próprio autor

O Sinal 7 associado a ruído impulsivo e filtrado pelo método MCA é exibido na Figura 45(a). Diversos pulsos de DP foram previamente verificados por inspeção visual e estão localizados entre 0,7 ms e 4 ms, aproximadamente. O MCA atenuou

bastante o ruído presente no sinal, inclusive sobre as DPs evidenciando a sua amplitude. Apenas pequenos resquícios do ruído permaneceram no sinal filtrado. Todavia, nem todas as DPs foram corretamente recuperadas e nem suas amplitudes adequadamente preservadas ao longo de todo o sinal. Este sinal contendo alta densidade de DPs e com este tipo de ruído se mostrou difícil para processamento pelo MCA.

O Sinal 8 medido em campo e filtrado pelo método MCA é mostrado na Figura 45(b). Diversos pulsos de DP foram constatados previamente, localizados ao longo de todo o sinal. O MCA atenuou eficientemente o ruído recuperando todas as DPs, inclusive as que estavam sobre o ruído. Também salientou a amplitude das DPs.

Figura 45 – (a) Sinal 7 medido e filtrado; (b) Sinal 8 medido e filtrado

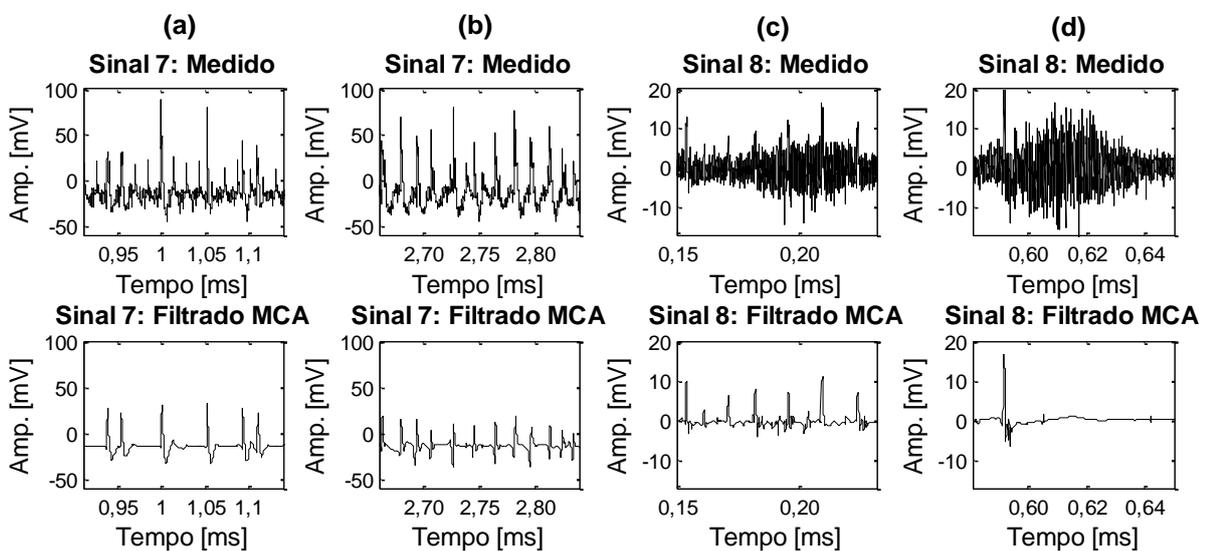


Fonte: Elaboração do próprio autor

O detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 7 é exibido na Figura 46(a) e Figura 46(b). Observa-se a eficiente eliminação de ruídos e a adequada recuperação da amplitude e da forma de onda das DPs no intervalo entre 0,95 ms e 1,10 ms, intervalo este apresentado na Figura 46(a). Este desempenho não se manteve ao longo de todo o sinal, apresentando dificuldades em preservar a amplitude e a forma de onda das DPs em outros pontos do sinal, como no intervalo

entre 2,70 ms e 2,80 ms mostrado na Figura 46(b). Já o detalhe da filtragem de pulsos da DP para o Sinal 8 é exibido na Figura 46(c) e Figura 46(d). Observa-se que é difícil identificar visualmente as DPs que estão sobre o ruído, entretanto o MCA apresentou uma eficiente recuperação delas e uma elevada atenuação do ruído. Ressalta-se que a forma de onda desta DP é diferente das DPs visualizadas nos sinais anteriores, motivado pela utilização de um sensor de medição e de um capacitor de acoplamento com características diferentes.

Figura 46 – Detalhe da filtragem da DP para: (a) e (b) Sinal 7; (c) e (d) Sinal 8



Fonte: Elaboração do próprio autor

5.5.1 Síntese dos Resultados

Uma síntese dos resultados obtidos pelo método MCA para os sinais medidos é apresentada na Tabela 10.

Tabela 10 – Síntese dos resultados obtidos para os sinais medidos

Sinal	Resultado para DPs	Resultado para Ruído
Sinal 1	Forma de onda ligeiramente irregular	Elevada atenuação
Sinal 2	Forma de onda adequada	Bastante atenuado, permanecendo pequenos resquícios
Sinal 3	Forma de onda de DPs sucessivas preservadas	Praticamente todo atenuado
Sinal 4	Eficiente recuperação das DPs sobre o ruído	Completamente atenuado
Sinal 5	Forma de onda adequada	Completamente atenuado
Sinal 6	Forma de onda adequada	Completamente atenuado
Sinal 7	Preservadas em um intervalo, mas não preservadas em outro	Bastante atenuado, permanecendo pequenos resquícios
Sinal 8	Eficiente recuperação das DPs sobre o ruído	Elevada atenuação

Fonte: Elaboração do próprio autor

CAPÍTULO SEIS

6 CONCLUSÃO

Esta pesquisa apresentou um novo método para atenuação de ruídos em sinais de descargas parciais utilizando o algoritmo Análise de Componentes Morfológicas. Este algoritmo utiliza dicionários sobrecompletos, representações esparsas e informações prévias do sinal para efetuar a separação das DPs e do ruído. O método foi avaliado em sinais sintéticos de DPs contendo respostas do tipo faixa-larga de 100 kHz e 400 kHz e do tipo faixa-estreita de 100 kHz e 500 kHz. Foram associados a estes sinais ruídos do tipo harmônico, impulsivo senoidal, impulsivo exponencial e Gaussiano, que são comumente encontrados nos sinais medidos. O método também foi avaliado em oito sinais medidos de DPs obtidos em ambientes ruidosos.

O MCA se mostrou sensível na escolha e parametrização do dicionário. Todos os subdicionários utilizados devem ser adequadamente selecionados e ajustados para as características das respectivas componentes morfológicas que serão separadas. Por exemplo, caso o subdicionário para a separação do ruído não seja bem escolhido, é possível que este subdicionário encontre as DPs (com uma baixa qualidade), mesmo que o subdicionário para a separação das DPs esteja adequadamente selecionado e parametrizado.

O MCA apresentou alta qualidade dos resultados para as respostas FE100 e FL100, obtendo um SRER de 21,45 dB e 17,48 dB, um CC de 99,50% e 98,88%, um PAD de 3,50% e 6,11% e um PNE de 0,00% e 0,24%, respectivamente, considerando a média dos resultados dos ruídos harmônico, impulsivo senoidal e Gaussiano avaliados. Estes resultados indicam uma alta atenuação de ruídos (SRER e CC) e um baixo erro no cálculo da carga aparente (PAD e PNE).

Já a avaliação por tipo de ruído mostra que para o ruído impulsivo senoidal os tipos de resposta FL100, FE100 e FE500 obtiveram resultados com alta qualidade. Para os ruídos harmônico e Gaussiano avaliados, apenas as respostas FL100 e FE100 obtiveram resultados eficientes. Já para o ruído impulsivo exponencial, nenhum dos tipos de resposta obteve resultados adequados, pois o subdicionário utilizado atenuou apenas o ruído dentro da envoltória da interferência impulsiva, mas não eliminou a própria envoltória.

O subdicionário utilizado para o ruído Gaussiano não foi eficiente em eliminar altos níveis deste tipo de ruído para qualquer dos tipos de resposta. Assim, o método MCA não se mostrou adequado para altos níveis de ruído Gaussiano, caso se utilize o mesmo subdicionário.

A avaliação do método em sinais medidos se mostrou eficiente em sinais contendo vários tipos de ruídos. O MCA apresentou grande atenuação do ruído e adequada preservação da amplitude e da forma de onda das DPs no sinal filtrado. O método apresentou alguma limitação no desempenho apenas quando a densidade de DPs no sinal foi muito alta.

Os resultados das métricas de avaliação de desempenho em conjunto com a inspeção visual da filtragem obtida nos sinais medidos corroboram a grande capacidade de atenuação de ruídos e recuperação das DPs apresentada pelo método MCA. Assim sendo, o MCA representa uma contribuição significativa para aprimorar a relação sinal-ruído em sinais de DPs medidos em campo contendo altos níveis de ruído impulsivo e harmônico e baixos níveis de ruído Gaussiano quando utilizados instrumentos de medição FL100 e FE100.

6.1 Propostas de Continuidade

As propostas de continuidade vislumbradas para esta pesquisa são:

- a) gerar sinais medidos com o tipo de resposta faixa-estreita de 100 kHz e verificar o bom desempenho do MCA neste tipo de resposta para os sinais medidos;
- b) identificar um método para automatizar a escolha dos subdicionários e parâmetros do MCA;

-
- c) implementar o critério de atualização do limiar λ através da metodologia denominada média dos máximos (MOM) visando reduzir o tempo de processamento;
 - d) avaliar se o aprendizado de dicionários se adapta ao algoritmo MCA e resulta em melhor desempenho de filtragem;
 - e) identificar subdicionários adequados para o processamento do ruído impulsivo exponencial e do ruído Gaussiano, possibilitando melhores respostas do MCA para estes tipos de ruído.

REFERÊNCIAS

ARORA, R.; MOSCH, W. **High voltage and electrical insulation engineering**. Hoboken: J. Wiley, 2011.

ASHTIANI, M. B.; SHAHRTASH, S. M. Feature-oriented de-noising of partial discharge signals employing mathematical morphology filters. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [S.l.], v. 19, n. 6, p. 2128-2136, Dec. 2012.

BOBIN, J.; MOUDDEN, Y.; FADILI, J.; STARCK, J.-L. Morphological diversity and sparsity for multichannel data restoration. **Journal of Mathematical Imaging and Vision**, [S.l.], v. 33, n. 2, p. 149-168, Feb. 2009.

BOBIN, J.; STARCK, J.-L.; FADILI, J. M.; MOUDDEN, Y.; DONOHO, D. L. Morphological component analysis: an adaptive thresholding strategy. **IEEE Transactions on Image Processing**, [S.l.], v. 16, n. 11, p. 2675-2681, Nov. 2007.

CHAN, J. C.; MA, H.; SAHA, T. K.; EKANAYAKE, C. Self-adaptive partial discharge signal de-noising based on ensemble empirical mode decomposition and automatic morphological thresholding. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [S.l.], v. 21, n. 1, p. 294-303, Feb. 2014.

DIMENSIONALITY+REDUCTION.JPG. [200-?]. Altura: 720 pixels. Largura: 960 pixels. 73 Kb. Formato JPEG. Disponível em: <<https://slideplayer.com/slide/5955002/20/images/3/Dimensionality+Reduction.jpg>>. Acesso em: 22 maio 2018.

DONOHO, D. L.; JOHNSTONE, I. M. Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage. **Biometrika**, [S.l.], v. 81, n. 3, p. 425-455, Sept. 1994.

FADILI, J.; BOBIN, J.; MOUDDEN, Y.; STARCK, J.-L. Erratum to “Morphological diversity and sparsity for multichannel data restoration”. **Journal of Mathematical Imaging and Vision**, [S.l.], v. 33, n. 2, p. 149-168, Feb. 2009.

FADILI, J. M.; STARCK, J.-L.; ELAD, M.; DONOHO, D. L. MCALab: reproducible research in signal and image decomposition and inpainting. **Computing in Science & Engineering**, [S.l.], v. 12, n. 1, p. 44-63, Jan./Feb. 2010.

HUSSEIN, R.; SHABAN, K. B.; EL-HAG, A. H. Wavelet transform with histogram-based threshold estimation for online partial discharge signal denoising. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v. 64, n. 12, p. 3601-3614, Dec. 2015.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 60270**: high-voltage test techniques - partial discharge measurements. Geneva, 2000.

JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. L.; JOHNSON, J. R. **Fundamentos de análise de circuitos elétricos**. 4. ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 1994.

KHAMSEH, H. B.; RUELA, V. S. P.; VASCONCELOS, F. H.; MOTA, H. de O. Mining undecimated wavelet transform maxima lines: an effective way to denoise partial discharge signals. In: IEEE ELECTRICAL INSULATION CONFERENCE (EIC), 2014, Philadelphia. **Proceedings...** Philadelphia: IEEE, 2014. p. 260-266.

KUFFEL, E.; ZAENGL, W. S.; KUFFEL, J. **High voltage engineering: fundamentals**. 2nd ed. Oxford: Newnes, 2000.

MAHESWARI, R. V.; VIGNESHWARAN, B.; KALAIVANI, L. Genetic algorithm based automated threshold estimation in translation invariant wavelet transform for denoising PD signal. **COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, [S.l.], v. 34, n. 4, p. 1252-1269, 2015.

MCALAB: MCALabWithUtilities. Version 1.2.0. [S.l.: s.n.], 2009. Disponível em: <<https://fadili.users.greyc.fr/demos/WaveRestore/downloads/mcalab/Download.html>>. Acesso em: 28 abr. 2018.

MORTAZAVI, S. H.; SHAHRTASH, S. M. Comparing denoising performance of DWT, WPT, SWT and DT-CWT for partial discharge signals. In: INTERNATIONAL UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE, 43., 2008, Padova. **Proceedings...** Padova: IEEE, 2008. p. 1-6.

MOTA, H. de O.; ROCHA, L. C. D. da; SALLES, T. C. de M.; VASCONCELOS, F. H. Partial discharge signal denoising with spatially adaptive wavelet thresholding and support vector machines. **Electric Power Systems Research**, [S.l.], v. 81, n. 2, p. 644-659, Feb. 2011.

MOTA, H. de O.; VASCONCELOS, F. H.; CASTRO, C. L. de. A comparison of cycle spinning versus stationary wavelet transform for the extraction of features of partial discharge signals. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [S.l.], v. 23, n. 2, p. 1106-1118, Apr. 2016.

NAIDU, M. S.; KAMARAJU, V. **High voltage engineering**. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1996.

SARDY, S.; BRUCE, A. G.; TSENG, P. Block coordinate relaxation methods for nonparametric wavelet denoising. **Journal of Computational and Graphical Statistics**, [S.l.], v. 9, n. 2, p. 361-379, June 2000.

SELESNICK, I. **Introduction to sparsity in signal processing**. [S.l.]: OpenStax CNX, 2012. Disponível em: <<http://cnx.org/contents/79bacf0d-b81d-4253-987a-f017996e4858@3>>. Acesso em: 05 mar. 2018.

SHANG, H.; LO, K. L.; LI, F. Partial discharge feature extraction based on ensemble empirical mode decomposition and sample entropy. **Entropy**, [S.l.], v. 19, n. 9, p. 439, Sept. 2017.

SHIM, I.; SORAGHAN, J. J.; SIEW, W. H. Digital signal processing applied to the detection of partial discharge: an overview. **IEEE Electrical Insulation Magazine**, [S.l.], v. 16, n. 3, p. 6-12, May/June 2000.

SHIM, I.; SORAGHAN, J. J.; SIEW, W. H. Detection of PD utilizing digital signal processing methods part 3: open-loop noise reduction. **IEEE Electrical Insulation Magazine**, [S.l.], v. 17, n. 1, p. 6-13, Jan./Feb. 2001.

SILVA, F. T. de A.; MOTA, H. de O. Partial discharge signal processing using overcomplete dictionaries and sparse representations. In: IEEE ELECTRICAL INSULATION CONFERENCE (EIC), 2017, Baltimore. **Proceedings...** Baltimore: IEEE, 2017. p. 388-391.

SRIRAM, S.; NITIN, S.; PRABHU, K. M. M.; BASTIAANS, M. J. Signal denoising techniques for partial discharge measurements. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [S.l.], v. 12, n. 6, p. 1182-1191, Dec. 2005.

STARCK, J.-L.; ELAD, M.; DONOHO, D. L. Image decomposition via the combination of sparse representations and a variational approach. **IEEE Transactions on Image Processing**, [S.l.], v. 14, n. 10, p. 1570-1582, Oct. 2005a.

STARCK, J.-L.; ELAD, M.; DONOHO, D. Redundant multiscale transforms and their application for morphological component separation. **Advances in Imaging and Electron Physics**, [S.l.], v. 132, p. 287-348, Aug. 2004.

STARCK, J.-L.; MOUDDEN, Y.; BOBIN, J.; ELAD, M.; DONOHO, D. L. Morphological component analysis. In: SPIE OPTICS AND PHOTONICS, 2005, San Diego. **Proceedings...** San Diego: SPIE, 2005b. p. 59140Q-1-59140Q-15, v. 5914 (Wavelets XI).

STARCK, J.-L.; MURTAGH, F.; FADILI, J. M. **Sparse image and signal processing: wavelets, curvelets, morphological diversity**. New York: Cambridge, 2010.

STEIDL, G.; WEICKERT, J.; BROX, T.; MRÁZEK, P.; WELK, M. On the equivalence of soft wavelet shrinkage, total variation diffusion, total variation regularization, and SIDEs. **SIAM Journal on Numerical Analysis**, [S.l.], v. 42, n. 2, p. 686-713, 2004.

STONE, G. C. Partial discharge diagnostics and electrical equipment insulation condition assessment. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [S.l.], v. 12, n. 5, p. 891-903, Oct. 2005.

TROPP, J. A.; WRIGHT, S. J. Computational methods for sparse solution of linear inverse problems. **Proceedings of the IEEE**, [S.l.], v. 98, n. 6, p. 948-958, June 2010.

VETTERLI, M.; KOVACEVIC, J.; GOYAL, V. K. **Foundations of signal processing**. [S.l.]: Cambridge, 2014.

YU, D.; WANG, M.; CHENG, X. A method for the compound fault diagnosis of gearboxes based on morphological component analysis. **Measurement**, [S.l.], v. 91, p. 519-531, Sept. 2016.

ZHANG, A.; HE, C.; SUN, M.; LI, Q.; LI, H. W.; YANG, L. Partial discharge signal self-adaptive sparse decomposition noise abatement based on spectral kurtosis and S-transform. **COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, [S.l.], v. 37, n. 1, p. 293-306, 2018.