



APLICAÇÃO DE FASORES DINÂMICOS NA LOCALIZAÇÃO DE DEFEITOS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS

Thassiana Batista da Costa

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima
Robson Francisco da Silva Dias

Rio de Janeiro

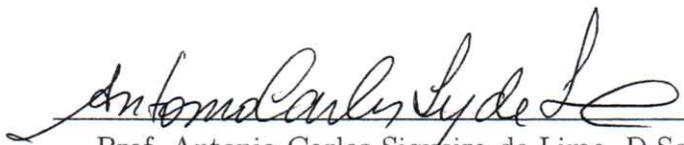
Março de 2019

APLICAÇÃO DE FASORES DINÂMICOS NA LOCALIZAÇÃO DE DEFEITOS
EM LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS

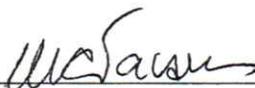
Thassiana Batista da Costa

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE)
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:


Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.


Prof^a. Karen Caino de Oliveira Salim, D.Sc.


Prof^a. Maria Cristina Dias Tavares, D.Sc.


Prof. Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D.


Prof. Kleber Melo Silva, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2019

Costa, Thassiana Batista da

Aplicação de Fasores Dinâmicos na Localização de Defeitos em Linhas de Transmissão Aéreas/Thassiana Batista da Costa. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2019.

XVII, 136 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Robson Francisco da Silva Dias

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2019.

Referências Bibliográficas: p. 102 – 114.

1. PLL. 2. Fasores dinâmicos. 3. Localização de faltas. 4. Alta impedância. 5. Linhas de Transmissão. 6. Linhas de Transmissão Aéreas. 7. Cabos Subterrâneos. I. Lima, Antonio Carlos Siqueira de *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Aos meus pais Dilda e
Washington, e ao meu irmão
Luizinho.*

Agradecimentos

A Deus, por me manter perseverante nas adversidades e colocar pessoas muito especiais na minha vida.

Aos meus pais Dilda e Washington, e ao meu irmão Luizinho, por me apoiarem em todas as minhas decisões, pelo amor incondicional e orações incansáveis.

Ao orientador Tony, pela oportunidade que me deu de trabalhar ao seu lado, por todos os ensinamentos, desafios e, sobretudo, por me encorajar.

Ao orientador Robson, com quem sempre pude contar, pela disponibilidade em me ajudar e pelas contribuições no trabalho.

Ao Ryan Berriel, pela ajuda e parceria na publicação do artigo.

À amiga que o doutorado me deu, Mariana Miglio, pela presença em todos os momentos que foram difíceis.

Às amigas Vilma e Tânia, por todo apoio emocional.

Aos amigos do LASPOT Alan Ferreira, Andressa Cabral, Antônio Cardillo, Bruno Canesso, Camilo Rosero, Carlos Gomes, Fábio Padovani, Jaqueline Costa, Leander Rêgo, Luana Tota, Rebecca Laginestra e Samuel Souza, por tornarem o doutorado uma jornada mais leve, com um ambiente de trabalho divertido e agradável. Agradeço, em especial, ao Thiago América por me auxiliar em tantas dúvidas e discussões acerca do meu trabalho.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

APLICAÇÃO DE FASORES DINÂMICOS NA LOCALIZAÇÃO DE DEFEITOS
EM LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS

Thassiana Batista da Costa

Março/2019

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Robson Francisco da Silva Dias

Programa: Engenharia Elétrica

Esta tese propõe o emprego de um fasor dinâmico para a detecção e localização de defeitos em linhas de transmissão aéreas e em cabos subterrâneos. Ao invés de utilizar a formulação tradicional do fasor dinâmico baseado na modulação em amplitude, esta tese propõe a utilização de uma formulação baseada na modulação em frequência, uma vez que esta aumenta os sinais transitórios associados ao defeito. A modulação em frequência foi sintetizada a partir de sinais obtidos de um circuito PLL (*Phase-Locked Loop*). Assim, a fim de investigar a adequação do PLL para esta tarefa, foi realizado um teste inicial considerando o PLL como uma PMU (*Phasor Measurement Unit*). Posteriormente, o PLL foi implementado em um DSP (*Digital Signal Processor*). Vários testes, incluindo ambientes poluídos por harmônicos, foram usados para avaliar o desempenho do PLL. O algoritmo baseado na modulação de frequência foi, então, testado para a localização da falta de alta impedância, uma vez que eles tendem a apresentar baixa observabilidade e permanecem um desafio para várias redes reais. Os resultados indicam a adequação do esquema proposto, pois o algoritmo conseguiu manter um nível adequado de precisão, independentemente da falha considerada.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

APPLICATION OF DYNAMIC PHASORS IN THE FAULT LOCATION OF
OVERHEAD TRANSMISSION LINES

Thassiana Batista da Costa

March/2019

Advisors: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Robson Francisco da Silva Dias

Department: Electrical Engineering

This thesis proposes a method based on dynamic phasor for the detection and location of fault in overhead lines and underground cables. Instead of using the traditional formulation of the dynamic phasor based on amplitude modulation, this thesis proposes to use a formulation based on frequency modulation, as it was found that the frequency modulation increases the transient signals associated with the fault, thus improving its detectability. The frequency modulation was synthesized based on the signals obtained by a PLL (Phase-Locked Loop) circuit. Thus, in order to investigate the adequacy of the PLL for this task, an initial test considering the PLL as a PMU (Phasor Measurement Unit) was performed. Then, the PLL was also implemented in a DSP (Digital Signal Processor). Several test cases including harmonic polluted environments were used to evaluate the performance of the PLL as a PMU. The algorithm based on the frequency modulation was then tested for the high impedance fault location, as they tend to present low observability and remain a challenge for several actual networks. The results indicate the adequacy of the proposed scheme as the algorithm was able to maintain a suitable level of accuracy, regardless of the fault considered.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvi
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Aplicação do tema proposto na Região Amazônica	6
1.3 Objetivo	7
1.4 Contribuição da Tese	8
1.5 Estrutura da Tese	9
1.6 Breve Revisão dos Métodos Localização de Defeitos	10
2 Circuito de sincronismo aplicado à medição de frequência e à identificação de fasores	16
2.1 Princípio de funcionamento do PLL	18
2.2 Formulação matemática do PLL	18
2.3 Implementação Digital: Validação do emprego do PLL como estimador fasorial	22
2.4 Simulações e Resultados	25
2.4.1 Caso 1 - Inclusão de uma fonte harmônica	25
2.4.2 Caso 2 - Desequilíbrio de Sequência Negativa	29
2.4.3 Caso 3 - Harmônicos e Oscilação de Baixa Frequência	34
2.4.4 Caso 4 - Harmônicos, Desequilíbrio de Sequência e Oscilações de Baixa Frequência	36

2.4.5	Comentários gerais dos testes com PLL	41
2.5	Introdução aos Fasores Dinâmicos	42
3	Localização de Defeitos	50
3.1	Defeitos de Alta Impedância	50
3.2	Algoritmo baseado em Ondas Viajantes aplicado à localização de faltas	52
3.2.1	Transformação Trifásica-Bifásica	54
3.2.2	Detecção do Transitório	54
3.3	Metodologia Proposta	58
4	Simulações e Resultados	65
4.1	Sistema 1	74
4.1.1	Curto-Circuito Monofásico	75
4.1.2	Curto-Circuito Trifásico	79
4.1.3	Relação entre o erro de localização e o número de amostras . .	81
4.2	Sistema 2	84
4.3	Sistema 3	87
4.4	Sistema 4	94
5	Conclusões	98
5.1	Conclusões Principais	98
5.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	101
	Referências Bibliográficas	102
A	Validação do emprego do PLL como PMU via PSCAD	115
A.1	Caso 1 - Inclusão de uma fonte renovável	115
A.2	Caso 2 - Desequilíbrio de Sequência Negativa	119
A.3	Caso 3 - Oscilação de Baixa Frequência	124
A.4	Caso 4 - Harmônicos e Oscilação de Baixa Frequência	129
A.5	Caso 5 - Harmônicos, Desequilíbrio de Sequência e Oscilações de Baixa Frequência	131

A.6 Comentários Gerais dos Testes em PSCAD	136
--	-----

Lista de Figuras

1.1	Esquema de estudos da rede.	5
2.1	Simulações realizadas.	17
2.2	Estrutura básica de um PLL.	18
2.3	Diagrama de blocos do PLL.	20
2.4	Medição do tempo de processamento da MCU.	22
2.5	(a) Configuração DSP-computador e (b) fluxograma da rotina do programa.	23
2.6	Diagrama unifilar do sistema testado.	24
2.7	Influência do ruído na estimação de sinais via PLL.	24
2.8	Caso 1: Diagrama unifilar.	25
2.9	Caso 1: Tensões medida e estimada na Barra #5.	26
2.10	Caso 1: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.	26
2.11	Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões na Barra #5.	27
2.12	Caso 1: Frequência do sinal de tensão da Barra #5.	28
2.13	Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) de sequência positiva da tensão na Barra #5.	28
2.14	Caso 1: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	29
2.15	Caso 2: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.	30
2.16	Caso 2: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.	31
2.17	Caso 2: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões de sequência positiva na Barra #5.	32
2.18	Caso 2: Frequência do sinal de tensão na Barra #5.	32

2.19	Caso 2: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	33
2.20	Caso 3: Tensões medida e estimada na Barra #5.	34
2.21	Caso 3: Módulo (a) e ângulo (b) da tensão de sequência positiva na Barra #5.	35
2.22	Caso 3: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	36
2.23	Caso 4: Tensões medida e estimada na Barra #5.	37
2.24	Caso 4: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.	38
2.25	Caso 4: Módulo (a) e ângulo da tensão de sequência positiva na Barra #5.	39
2.26	Caso 4: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	40
2.27	Espectro de Fourier \mathcal{F} do (a) Sinal Real e do (b) Sinal Analítico.	43
2.28	Espectro de Fourier \mathcal{F} do (a) Sinal Analítico e do (b) Fator Dinâmico.	43
2.29	Comportamento do fator dinâmico para diferentes valores de ϕ : (a) $\phi = 0$ rad, (b) $\phi = \frac{\pi}{2}$ rad, (c) $\phi = \pi$ rad e (d) $\phi = \frac{3\pi}{4}$ rad.	44
2.30	(a) Trajetória de um fator sem harmônicos no tempo, $p_1(t)$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.	46
2.31	(a) Trajetória do fator dinâmico no tempo, $p_{R1,3,5}(t)$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.	46
2.32	(a) Trajetória do fator dinâmico no tempo, $\mathcal{D}[p(t)]$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.	47
2.33	(a) Trajetória do sinal sem a componente fundamental, $p_{R3,5}(t)$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.	47
2.34	(a) $p_1(t)$, (b) $p_{R1,3,5}(t)$, (c) $\mathcal{D}[p(t)]$ e (d) $p_{R3,5}(t)$	48
2.35	(a) $p_{R1,3,5}(t)$, (b) $p_{R3,5}(t)$ e (c) $\mathcal{D}[p(t)]$	49
3.1	Curvas das resistências de falta em função do tempo, de acordo com a superfície de contato, obtidas a partir das informações disponíveis em [1].	51
3.2	Diagrama de Bewley-Lattice.	53

3.3	Procedimento executado pelo algoritmo de detecção do transitório para posterior localização de defeitos baseada em ondas viajantes.	57
3.4	Diagrama de blocos completo do algoritmo de localização de faltas de alta impedância.	59
3.5	Diagrama de blocos do Método Proposto.	59
3.6	Diagrama de blocos completo do método proposto.	64
4.1	Influência do valor da velocidade de propagação da onda na localização do defeito.	71
4.2	Curvas típicas da (a) tensão medida, e dos sinais de (b) <i>erro</i> e (c) modulado (3.17), calculados pelo PLL.	72
4.3	Curvas das (a) Componente P_d , (b) c_{dif} e (c) ξ_{dif}	73
4.4	Diagrama unifilar do Sistema 1.	74
4.5	Geometria das Torres: Convencional e Não-Convencional.	74
4.6	Sistema 1 - Comportamento comparativo do erro na localização da falta com 64 e 512 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.	77
4.7	Sistema 1 - Erro na localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto-circuito trifásico.	79
4.8	Relação entre erro de localização e tempo de amostragem. (a) Erro de localização nulo e (b) Erro de localização diferente de zero.	84
4.9	Diagrama unifilar do Sistema 2.	85
4.10	Sistema 2 - Comportamento comparativo do erro na localização da falta com 64 e 512 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.	87
4.11	Sistema 3 - Diagrama unifilar do Sistema 3.	88
4.12	Disposição geométrica da linha 865 km.	89
4.13	Sistema 3 - Comportamento comparativo do erro na localização da falta com 1000 e 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.	94
4.14	Sistema 3 - Comportamento comparativo dos sinais de tensão e corrente na localização da falta com 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.	94

4.15 (a) Dados do cabo e (b) sistema enterrado.	96
A.1 Caso 1: Tensões medida e estimada na Barra #5.	116
A.2 Caso 1: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.	116
A.3 Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões na Barra #5.	117
A.4 Caso 1: Frequência do sinal de tensão da Barra #5.	118
A.5 Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) de sequência positiva da tensão na Barra #5.	118
A.6 Caso 1: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	119
A.7 Caso 2: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.	120
A.8 Caso 2: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.	121
A.9 Caso 2: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões de sequência positiva na Barra #5.	122
A.10 Caso 2: Frequência do sinal de tensão na Barra #5.	122
A.11 Caso 2: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	123
A.12 Caso 3: Tensões medida e estimada na Barra #5.	124
A.13 Caso 3: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.	125
A.14 Caso 3: Frequência do sinal de tensão da Barra #5.	125
A.15 Caso 3: Módulo e ângulo de sequência positiva da tensão na Barra #5.	126
A.16 Case 3: TVE (a) and RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	127
A.17 Caso 3: Desvios na frequência (a) e na fase (b) dos sinais de tensão na Barra #5.	128
A.18 Caso 4: Tensões medida e estimada na Barra #5.	129
A.19 Caso 4: Módulo (a) e ângulo (b) da tensão de sequência positiva na Barra #5.	130
A.20 Caso 4: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	131
A.21 Caso 5: Tensões medida e estimada na Barra #5.	132
A.22 Caso 5: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.	133

A.23 Caso 5: Módulo (a) e ângulo da tensão de sequência positiva na	
Barra #5.	134
A.24 Caso 5: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.	135

Lista de Tabelas

4.1	Sistema 1 - Transposição ideal	66
4.2	Sistema 1 - Transposição real.	67
4.3	Sistema 1 - Influência da resistividade do solo.	68
4.4	Sistema 1 - Altura da torre.	69
4.5	Influência da aproximação do valor da velocidade de propagação da onda na localização do defeito.	70
4.6	Sistema 1 - Localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto- circuito monofásico	75
4.7	Sistema 1 - Localização da falta com 512 amostras/ciclo em curto- circuito monofásico	76
4.8	Sistema 1 - Resultados do método proposto [2] para a localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico	78
4.9	Sistema 1 - Influência do valor da resistência de falta nos resultados do método proposto [2].	79
4.10	Sistema 1 - Localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto- circuito trifásico.	80
4.11	Localização de Curto-Circuito Trifásico aplicado a uma linha de 350 km, considerando a velocidade de propagação da onda $3 \cdot 10^5$ km/s. 83	
4.12	Sistema 2 - Localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto- circuito monofásico.	86
4.13	Sistema 2 - Localização da falta com 512 amostras/ciclo em curto- circuito monofásico.	86

4.14	Sistema 3 - Parâmetros dos Terminais Transmissor e Receptor a 50Hz.	89
4.15	Parâmetros das Compensações a 50 Hz.	90
4.16	Sistema 3 - Localização da falta com 1000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.	91
4.17	Sistema 3 - Localização da falta com 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico a partir da medição do sinal de tensão.	92
4.18	Sistema 3 - Localização da falta com 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico a partir da medição do sinal de corrente.	93
4.19	Sistema 4 - Localização da defeito por desgaste no isolamento, com 834 amostras/ciclo.	97

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A demanda de energia elétrica tem aumentado consideravelmente nos últimos anos com o avanço tecnológico e o crescimento populacional. Este cenário tem apresentado dificuldades crescentes tanto na forma de produção como no uso de energia, frente à uma sociedade cada vez mais dependente deste serviço e intolerante à interrupções. Sendo assim, existe uma grande necessidade de reestruturação e modernização do setor elétrico e, conseqüentemente, melhorias nas condições de operação do sistema [3]. Dadas as dimensões do país, longas linhas de transmissão são necessárias para conectar os grandes centros consumidores aos parques geradores. Mais recentemente, com o aumento da inserção de fontes renováveis como parques eólicos, há ainda a preocupação em relação a inclusão dos conversores necessários para a conexão dos mesmos à rede de transmissão, bem como no aumento do uso de cabos subterrâneos, fazendo essas conexões em áreas urbanas. Isso porque o aumento da utilização das fontes renováveis, conversores de frequência, e mesmo da chamada rede inteligente pode afetar o desempenho do sistema de transmissão com injeção de harmônicos, que impossibilitam uma medição fasorial estática correta da rede e, por conseqüência, afetam procedimentos de identificação. Portanto, é fundamental que o monitoramento da rede de transmissão seja o mais detalhado possível para identificar, mitigar e até mesmo, eventualmente, evitar interrupções

no fornecimento.

Dentre as principais causas de desligamento da carga está a ocorrência de defeitos e, em particular, a falha fase-terra, que responde por mais de 70% das ocorrências de curto-circuito em linhas de transmissão em extra-alta tensão [4, 5]. Um outro ponto importante, é que esses defeitos podem excitar modos de oscilação em baixa frequências, tipicamente entre 0,5 Hz até 10 Hz, podendo levar ao colapso global do sistema. No Brasil, em particular, devido aos condicionantes econômicos e como consequência de alguns posicionamentos do planejamento do setor elétrico, a chamada rede básica (rede de transmissão de energia elétrica acima de 230 kV) tem operado perto de limites de estabilidade, causando uma vulnerabilidade à rede frente à determinados tipos de defeitos, ou até mesmo condições de desequilíbrio entre geradores e cargas. Além disso, vale salientar também que alguns dos grandes blecautes ocorridos na chamada rede básica, foram iniciados a partir de falhas devido ao curto-circuito [6]. Portanto, a localização e a classificação mais expedita do defeito podem ser fundamentais na continuidade o serviço, além de evitarem possíveis multas [7].

Na localização de defeitos, tradicionalmente, empregam-se variantes do relé de proteção de distância, visto que o defeito tende a modificar a impedância vista por ele. Contudo, além de demandar uma precisa estimativa da componente de frequência fundamental, esse método sofre uma significativa limitação no que se refere aos sistemas desequilibrados, já que o surgimento dos batimentos na forma de onda da tensão (e/ou corrente) provenientes do defeito pode ocasionar acionamentos indevidos da proteção. Para superar essas limitações, foi desenvolvido o chamado relé de ondas viajantes, no qual a localização da falta é realizada a partir do tempo de viagem da onda entre o ponto de defeito e o terminal da linha [7–9]. No entanto, no que tange à atuação inadequada da proteção [10–12], não se pode negligenciar o efeito dos transformadores para instrumentos durante estimativa, já que esses equipamentos atuam como filtros naturais da resposta de tensão (e/ou corrente) durante a ocorrência de defeitos, podendo mascarar o real *status* do sistema. Da mesma ma-

neira, distúrbios de alta impedância limitam a atuação de dispositivos convencionais de proteção pelo fato da baixa corrente não ser suficientemente representativa para o acionamento da proteção.

Em sistemas elétricos continentais como o brasileiro, problemas na identificação e na localização de defeitos se destacam como pontos críticos da proteção. Para o primeiro problema constata-se a necessidade de desenvolvimento de novas técnicas que promovam a melhoria na identificação e na caracterização do comportamento da rede elétrica, que se adapte melhor aos novos condicionantes do sistema e que traga robustez operativa à rede, esteja esta em regime permanente, durante contingências ou sob estados alterados. Para o segundo problema, observa-se a necessidade de se conciliar duas abordagens: a simplicidade do relé de distância com a alta precisão de um relé de ondas viajantes em casos de defeitos muito atenuados.

Recentemente, o uso de informações das tensões ou correntes dos barramentos sincronizadas por GPS (*Global Positioning System*) têm provido novas funcionalidades à operação e ao diagnóstico da rede elétrica. Este tipo de aplicação levou à criação das ditas unidades de medição fasorial ou PMU (*Phasor Measurements Units*), que são centros de aquisição de informações de unidades elétricas geograficamente distantes. Sendo assim, a informação proveniente da PMU pode ser transmitida em tempo real e o procedimento de se estabelecer um instante de tempo comum como referência para todos os fasores pode ser chamado de sincrofasores. Dentre as diferentes aplicações provenientes de dados da PMU, são incluídos dados da forma de onda, componentes de sequência, amplitude, ângulo de fase e frequência [13–15]. A medição sincronizada de fasores tem sido um tópico de intensa discussão no que tange à modernização do sistema de medidas do sistema de potência. Os sincrofasores propõem uma inovação na aquisição de medidas nos sistemas elétricos, principalmente no que diz respeito à possibilidade da medição direta do ângulo de fase das grandezas de estado, possibilitando um entendimento mais preciso do sistema de potência [16] e proporcionando o controle de amplas áreas, incluindo técnicas de proteção moderna.

O emprego das PMUs inicialmente ocorreu no monitoramento do comportamento da rede em tempo real como pode ser visto no *site* do projeto MEDFASE ¹ e espera-se que eventuais ações operativas possam ser tomadas com base nas informações advindas das PMUs.

O esquema da Figura 1.1 mostra que há duas possibilidades para o estudo/análise da rede em maiores detalhes: pode-se adotar uma representação trifásica, considerando a rede elétrica como um elemento multifásico, não linear e variante na frequência e no tempo, conforme adotado em programas EMTP, ou busca-se adaptar as informações associadas à rede de sequência positiva para garantir que parte da informação necessária para o processo de identificação seja retida. Enquanto que na primeira abordagem emprega-se os chamados programas de transitórios eletromagnéticos, que acabam por sofrer limitações quanto às dimensões da rede a ser simulada, devido ao fato de possuírem passos de simulação muito pequenos (da ordem de μs), para a segunda abordagem, tipicamente, adotam-se os chamados fasores dinâmicos [17]. Vale ressaltar que o emprego de fasores dinâmicos equivale ao uso do chamado domínio harmônico proposto em [18–22], que nada mais é que uma representação compacta do chamado domínio tensorial proposto há quase 50 anos atrás por Portela em 1970 [23].

O emprego de fasores dinâmicos parece ser a ferramenta ideal para efetuar a ponte entre a representação da rede com base no dados de sequência positiva e uma abordagem mais detalhada, baseada na análise de transitórios eletromagnéticos [24–26]. De fato, o tema vem ganhando um uso cada vez mais intenso na análise do desempenho das redes elétricas, o que pode ser verificado pela grande quantidade de artigos publicados no assunto em anos recentes². Contudo, pouco tem sido explorado no que diz respeito às possíveis aplicações em proteção baseada em fasores dinâmicos, muito embora o emprego da PMU faculte a possibilidade de se estimar o comportamento do fasor girante.

¹www.medfasee.ufsc.br

²Uma busca simples no sistema *IEEEExplore* indica mais de 70 artigos em periódicos internacionais nos últimos 30 anos e mais de 160 em conferências no mesmo período

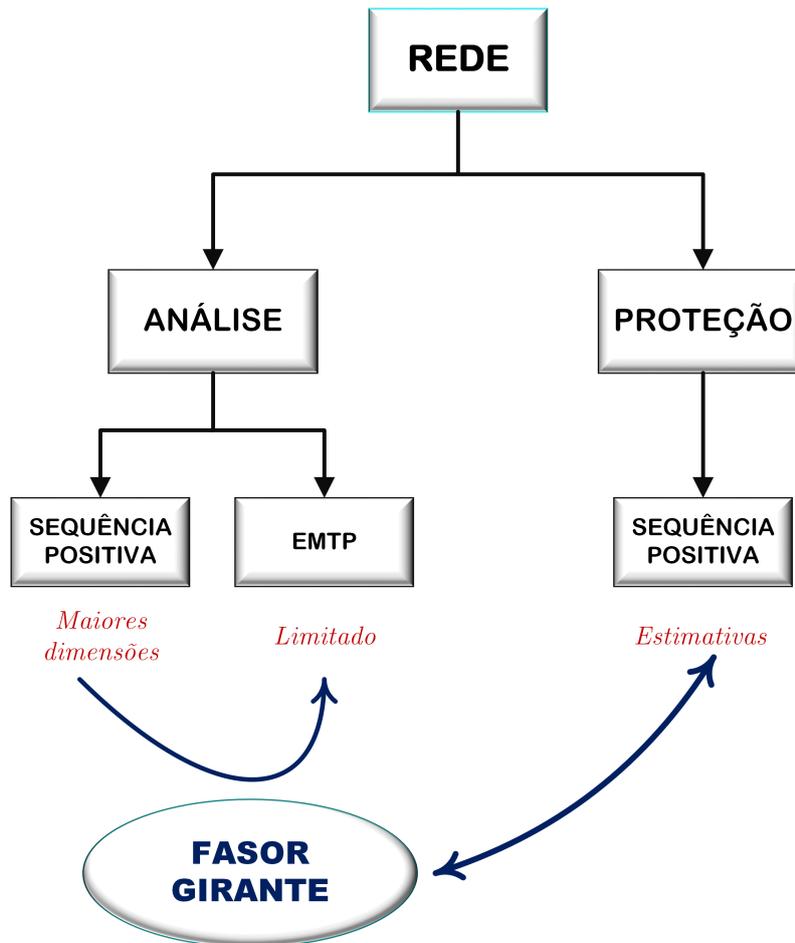


Figura 1.1: Esquema de estudos da rede.

Durante a ocorrência de contingências, o sistema de potência pode sofrer alterações tanto na frequência fundamental, quanto no amortecimento ou oscilações de tensão e corrente [27]. O emprego da PMU como identificador do comportamento da frequência fundamental é comum em aplicações envolvendo eletrônica de potência [28–33] tendo sido, inclusive, usado recentemente como um elemento de sincronismo para a solução conjunto de programas de transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos, para análise de sistemas envolvendo aerogeradores [34]. Todavia, um dos impasses dessa abordagem é a sua dependência da comunicação entre as diferentes PMUs.

Muitos algoritmos foram desenvolvidos para a estimação de fasores em sistemas elétricos, das quais se destacam: *Level-Crossing*, filtragem Kalman, filtragem não adaptativa, método de Shank e Transformada de Fourier [28, 35]. A identificação da frequência do sistema, na maioria dos casos, é baseada em versões modificadas da

Transformada de Fourier [36]. A frequência fundamental estimada é então usada no processo de obtenção dos fasores [28]. De um ponto de vista matemático, quando as oscilações de frequência são consideradas, pode-se considerar o uso da Transformada de Fourier com coeficientes variantes no tempo [17], que implicaria no aumento da complexidade matemática envolvida. No entanto, uma abordagem mais simples pode ser implementada se uma estimativa precisa da frequência for alcançada. A amplitude e o ângulo de fase dos fasores podem ser determinados com base na frequência calculada.

Entre as principais técnicas, o uso da DFT (do inglês, *Discrete Fourier Transform*) se destaca [37]. Essa abordagem fornece um desempenho satisfatório em sistemas trifásicos e monofásicos, mesmo fora da frequência nominal. No entanto, erros de estimativa fasorial são incluídos na operação de sistemas desbalanceados. Esses erros são difíceis de compensar e podem exceder os limites permitidos para aplicações como PMU [28].

Na presente tese, apresenta-se o emprego de unidades de circuitos de sincronismo *Phase-Locked Loop* (PLL) como uma alternativa ao uso da PMU como estimador fasorial, para posterior utilização na localização de faltas. Além dos PLLs serem mais simples, eles são baseados na medição local, que por sua vez é útil para a caracterização da rede. Assim, estes circuitos podem proporcionar aplicações tanto em casos típicos de proteção de linhas de transmissão, quanto na identificação fasorial da componente fundamental em sistemas que possuem conversores de frequência.

1.2 Aplicação do tema proposto na Região Amazônica

Grande parte do potencial hidrelétrico brasileiro, 41%, encontra-se na Região Amazônica. No entanto, esta região participa com apenas 1% do potencial nacional já instalado, sendo que a maior parte do potencial existente no sudeste brasileiro já foi explorado [38].

Desde a década de 80 a interligação de Manaus e Macapá ao SIN (*Sistema Interligado Nacional*) é estudada pela Eletronorte. O foco desses estudos foi a viabilidade técnica, aliada ao grau de impacto, da construção de uma linha de transmissão entre a Usina Hidrelétrica de Tucuruí, Manaus, e Macapá [39].

O relatório da Eletronorte enfatiza como desafios a construção de torres adequadas, e em regiões já antropomorfizadas. Sendo assim, este projeto de interligação está sujeito a áreas de difícil acesso, das quais se inclui a travessia de rios.

Em Manaus, o fato do Rio Amazonas possuir 2,5km de largura e da região ser caracterizada por inundações durante todo o ano, acarretou na construção de torres de transmissão de aproximadamente 280m de altura. Esse ambiente proporciona uma experiência ainda desconhecida mundialmente, que abre precedentes para pesquisa em identificação de defeitos neste cenário. Resolvidos estes problemas, a população local desfrutaria de uma fonte de energia limpa e de qualidade, uma vez que a principal fonte de energia nesta região é proveniente de usinas térmicas.

A relevância da aplicação da estimação de fasores na identificação de defeitos na Região Amazônica pode ser estendida mundialmente, uma vez que países como a Rússia, Índia, China, e o continente africano possuem também um potencial de geração em contexto semelhante. Em especial, a Índia e a China possuem rios que precisariam ser cruzados, como no caso do Linhão de Tucuruí mencionado. Aliado a isso, potenciais consumidores seriam a Europa, Coréia do Sul e Japão, além de haver a possibilidade de exportação de energia dentro da própria África e também dentro da China, em um sistema de transmissão poderia alcançar mais de 3.000km [40].

1.3 Objetivo

A principal finalidade da presente pesquisa é estender a possibilidade de aplicações de um PLL para sistemas de proteção, provendo um tipo de informação similar ao encontrado nos fasores dinâmicos, mas sem a demanda da comunicação ou aparato computacional elevado. No decorrer da pesquisa, foram identificadas duas diferentes aplicações: uma em regime permanente e outra em regime transitório.

Em regime permanente, o PLL favorece o monitoramento da rede, atuando como estimador fasorial em um cenário poluído por harmônicos e ruídos, que promovem pequenos desvios na frequência de potência sob operação normal e, conseqüentemente, podem afetar a precisão da estimativa fasorial.

Já em regime transitório, apresenta-se uma extensão do método proposto por [2], onde os conceitos de fasores dinâmicos e de PLL serão empregados na localização de defeitos de alta impedância.

Portanto, objetivos da presente pesquisa são destacados:

Regime Permanente:

- Empregar o PLL, proposto em [28], como alternativa a PMU considerando os sinais reais de sistema de potência, i.e., representação detalhada da rede, cuja implementação foi realizada via PSCAD/EMTDC;
- Investigar o emprego do PLL para prover sinais na frequência fundamental em cenários envolvendo dispositivos de eletrônica de potência e conversores de frequência.

Regime Transitório:

- Propor um algoritmo de estimativa de fasores dinâmicos baseado em PLL, tornando-o um elemento para a identificação de falhas em redes CA;
- Aplicar um distúrbio em frequência baseado em PLL como alternativa ao uso da transformação TDQ como referencial girante.
- Aplicar o método proposto na localização de defeitos de alta impedância em linhas de transmissão e em cabos subterrâneos.

1.4 Contribuição da Tese

Pelo exposto anteriormente, nota-se a necessidade de identificar os fasores de forma robusta e precisa. Muito embora a PMU possa fornecer algumas das informações locais, acredita-se que o uso do PLL possa prover a mesma informação

sem a dependência de comunicação externa e mantendo o nível de computação necessária dentro de limites razoáveis.

Uma vez que um circuito de PLL pode ser implementado usando FPGA ou processadores do tipo DSP (*Digital Signal Processor*), viu-se a necessidade da implementação digital do PLL como PMU, validando seu uso para aplicações em tempo real, utilizando implementação via DSP. Tais resultados motivaram a produção do artigo aceito:

Thassiana B. Costa, Ryan O. Berriel, Antonio C. S. Lima, and Robson F. S. Dias., "Evaluation of a Phase-Locked Loop Phasor Measurement Algorithm on a Harmonic Polluted Environment in Applications Such as PMU". *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Feb 2019.

DOI: 10.1007/s40313-019-00450-5

Uma vez validado o circuito de PLL como estimador fasorial, esta tese apresenta um método de localização de defeitos de alta impedância, a partir de duas unidades de circuitos PLL.

1.5 Estrutura da Tese

A presente tese está dividida em cinco capítulos. Após a contextualização do tema e uma breve revisão sobre os principais métodos de localização de defeitos no atual Capítulo 1, o Capítulo 2 introduz os aspectos gerais dos fasores dinâmicos e apresenta a formulação matemática para a identificação da amplitude e do ângulo de fase baseada em PLL, bem como suas aplicações em um sistema de potência trifásico e os potenciais problemas enfrentados nessa utilização. O Capítulo 3 faz uma breve revisão da técnica de localização de faltas pelo método das Ondas Viajantes e propõe uma metodologia para a localização de falta de alta impedância utilizando o PLL. O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos a partir do método proposto. Em seguida, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões da presente pesquisa.

1.6 Breve Revisão dos Métodos Localização de Defeitos

A exposição das linhas de transmissão às falhas elétricas, sejam estas devido à incidência de raios durante uma tempestade, contatos de animais ou árvores com condutores, vandalismo, ou falha de isolamento no equipamento do sistema de energia, solicita um modelo de restauração do serviço que seja capaz garantir a confiabilidade do sistema [41]. Para tanto, torna-se crucial o desenvolvimento de técnicas automáticas de localização de defeito para acelerar a restauração deste serviço e identificar as áreas problemáticas após uma falha, uma vez que soluções não convencionais para localização do defeito como a inspeção visual ou dispositivos de indicadores de defeitos instalados em subestações, por exemplo, podem ser muito lentas para que as condições normais de operação sejam rapidamente restabelecidas.

A localização de defeito automática é ainda considerada a mais utilizada por ser baseada na determinação da localização física de uma falha a partir da informação da forma de onda de tensão e/ou corrente. As técnicas de localização automática da falha podem ser baseadas nas seguintes categorias: técnica baseada em fasores de frequência fundamental, técnica baseada no fenômeno das ondas viajantes, técnica baseada em componentes de alta frequência de correntes e tensões geradas por falhas e abordagens baseadas no conhecimento [42].

As técnicas baseadas em fasores de frequência fundamental - ou técnicas baseadas em impedância - estão alicerçadas na estimação da impedância a partir dos sinais fundamentais de tensão e corrente. Estas técnicas são atrativas por apresentarem uma implementação simples, de baixo custo, com taxa de amostragem baixa, que por sua vez diminui o esforço computacional, e por fornecerem estimativas razoáveis da localização. O inconveniente deste tipo de algoritmo é a quantidade de suposições realizadas acerca do sistema de energia sob análise, que podem não ser verdadeiras, tornando a escolha da técnica mais adequada uma tarefa desafiadora. Parâmetros de linha de transmissão imprecisos, acoplamentos mútuos, corrente de carga, ali-

mentação remota, resistência de defeito, *off-set* CC e a saturação do transformador de corrente, linhas com três terminais e linhas radiais são elementos que podem representar uma fonte de erros e incertezas no processo de estimativa [41, 42].

Os transitórios eletromagnéticos provocados por defeitos na linha dão origem às ondas viajantes. Estas ondas, ao trafegarem ao longo da linha de transmissão, sofrem atenuações e distorções, devido às perdas da linha. Como consequência, aparecerão sinais de alta frequência que se somarão aos sinais de componente fundamental. Desta maneira, pode-se extrair características da perturbação por meio da análise espectral dos transitórios ou analisar a frequência dominante dos sinais medidos [2, 43].

As técnicas baseadas em ondas viajantes analisam os tempos de propagação das ondas geradas a partir de um transitório eletromagnético provocado por chaveamento, descarga atmosférica ou falha. Este tempo de propagação detectado corresponde ao intervalo de tempo de viagem da onda de entre o ponto de falta e os terminais da linha. Estas metodologias, fundamentadas no domínio do tempo, popularizaram-se recentemente com o surgimento de dispositivos digitais capazes de fornecer maiores taxas de amostragem, na ordem de MHz, sendo considerados, portanto, muito precisos e mais rápidos do que as rotinas baseadas em impedância [44]. Por outro lado, também são complexos e onerosos para a aplicação, por exigirem uma alta frequência de amostragem [42, 45]. Como estas técnicas independem de informações prévias da rede, são consideradas imunes aos fatores limitantes acima mencionados que afetam os métodos baseados em impedância [46].

As técnicas baseadas nas componentes de alta frequência dos sinais de tensões ou correntes geradas por falhas fundamentam-se na extração das características do defeito por meio da análise da frequência dominante dos sinais medidos, sendo atrativa por não exigir que os dados sejam sincronizados, uma vez que toda a análise é feita no domínio da frequência. No entanto, além delas não terem se mostrado apropriadas para aplicações em tempo real, elas demandam grande esforço computacional, devido às altas taxas de amostragens necessárias. Estes métodos são considerados

caros e complexos, uma vez que são necessários filtros especialmente sintonizados para a medição de componentes de alta frequência [42, 47].

As técnicas baseadas em inteligência artificial, também chamadas de técnicas baseadas no conhecimento, utilizam ferramentas como redes neurais e lógica *fuzzy* para reconhecimento de padrões em registros oscilográficos, e podem ser encontradas em [48–51]. No entanto, o fato de ferramentas como redes neurais serem treinadas como cérebro humano, elas se tornam passíveis a erros e, portanto, são recomendadas somente em último caso, na falta de alternativas com representação matemática que possa fornecer resultados exatos. Como este método depende da obtenção de informações externas provenientes de alarmes ou sensores, uma mudança na topologia do sistema pode demandar modificações no algoritmo [2, 43].

Como os métodos de localização de defeitos baseados nos fasores de componente fundamental e em ondas viajantes são os mais difundidos na literatura, a seguir serão listados os principais trabalhos relacionados, de acordo com o número de terminais disponíveis para medição.

Métodos baseados em fasores de frequência fundamental

Os métodos de um terminal foram os pioneiros nos estudos de localização de defeitos e se destacam por dispensar a sincronização de dados e permitir uma medição local, embora dependam dos dados de pré e pós-falta. Este tipo de método utiliza dados de tensão e corrente adquiridos em uma das extremidades da linha para calcular a impedância equivalente ao trecho entre o terminal de medição e o ponto da falta, baseando-se no fato de que a impedância da linha é proporcional ao seu comprimento.

Em [52–60] são empregados os métodos de um terminal, onde [52] está entre os trabalhos mais citados na literatura.

Takagi [52] se baseia na transformada discreta de Fourier (DFT) para a obtenção dos fasores de tensão e corrente em regime permanente. Após uma transformação modal ou decomposição em componentes simétricas para o desacoplamento das fases, aplica-se a teoria da superposição, utilizando os dados pré-falta e pós-falta. As

equações encontradas, que descrevem esta metodologia, são não-lineares e demandam uma solução iterativa via Newton-Raphson. Como este método considera que a impedância da falta é puramente resistiva, a impedância da falta pode não ser corretamente representada, podendo gerar erros na estimativa. Takagi [53] apresenta um método de localização baseado na transformação de Laplace para análise em regime transitório. No entanto, os resultados deste método foram inferiores em relação ao primeiro. Embora em [54] o efeito da reatância já seja considerado, esta abordagem é dependente dos valores das impedâncias das fontes. Aliado à estes fatores, o modelo de linha representado por Takagi é de parâmetros concentrados, desprezando o efeito capacitivo dos condutores e sendo mais uma fonte de erros.

Embora os estudos de [56, 57], tenham sido baseados em Takagi, o primeiro utiliza o modelo completo da rede e o segundo faz uma representação no domínio do tempo, onde a cada amostra é calculada uma estimativa da posição da falta. No entanto, as desvantagens dos métodos baseados em um terminal continuam sendo, de modo geral, em relação à precisão, por ser necessário um grande número de suposições, e ao fato de serem dependentes de algoritmos iterativos, que inviabilizam a aplicação em tempo real.

Já os métodos de dois terminais apareceram para contornar as incertezas do método de um terminal, reduzindo o número de suposições e aproximações em relação às informações da rede. Assim, alguns variantes como resistência de falta, posição da falta, impedâncias das fontes, entre outros, deixam de interferir no processo de localização. No entanto, algumas das formulações de dois terminais, que não apresentam dados sincronizados, possuem o inconveniente de serem dependentes dos processos iterativos para a sincronização de dados entre os dois terminais, tornando o algoritmo lento e limitado em aplicações em tempo real [9, 61–63]. Diferentes sinais de entrada são usados para localizadores de falta de duas extremidades, como por exemplo: sinais de tensões e correntes [11, 64, 65] ou medições de relés de impedância em ambos terminais da linha [66–68]. Em [69, 70] apenas tensões de ambos os terminais de linha são utilizadas, o que resulta em garantir imunidade

completa à saturação dos transformadores de corrente [42].

Em [71] é apresentado um método baseado no modelo de linha de parâmetros distribuídos e dados de sequência positiva dos condutores, utilizando dados sincronizados, embora ainda apresente imprecisões quanto às variações dos parâmetros da rede. A precisão das medições sincronizadas de duas extremidades via GPS permite uma localização de falhas simples e precisa. Tais algoritmos foram introduzidos em [11, 69, 71–78]. Em casos em que o sinal do GPS é perdido, as medições dos terminais da linha são realizadas de forma assíncrona [42, 59, 65, 70, 79].

Por fim, métodos de múltiplos terminais foram propostos em [61] oferecendo a mínima troca de informações entre os terminais de linha sobre um canal de proteção [42].

Métodos baseados em ondas viajantes

Recentemente, os métodos baseados em ondas viajantes ressurgiram como uma alternativa para localização de faltas [42, 80–86].

Em [87], os métodos baseados em ondas viajantes são classificados em subgrupos de acordo com seu modo de operação, dos quais podem ser citados: a) consideram o tempo de viagem entre a falta e um terminal local, b) utilizam dados de dois terminais, c) utilizam dados de um terminal, d) utilizam sinais sincronizados.

Os métodos de um terminal usam as informações de apenas uma estação conversora, dispensando a necessidade de comunicação entre os dois terminais e a sincronização de dados [88, 89]. No entanto, existe a dificuldade de se distinguir as ondas viajantes refletidas do ponto de falha das ondas dos terminais do sistema de potência, o que diminui a confiabilidade e a precisão do método de um terminal [90].

Os métodos de dois terminais detectam apenas o tempo de chegada da primeira frente de onda em cada terminal, eliminando a necessidade de detecção das reflexões secundárias presente nos métodos de um terminal [90–92].

Embora os métodos de dois terminais sejam mais robustos e apresentem menos erros por dependerem somente dos instantes em que as primeiras ondas atingem os terminais local e remoto, ainda existe a necessidade de um sistema de comunicação

entre as duas extremidades, o que além de tornar o método mais oneroso, insere um tempo atraso para transmitir a informação, podendo representar uma fonte de erros [90]. Somente em [93, 94] é apresentada uma formulação independente da sincronização dos dados, com aplicações em tempo real, sendo este último o trabalho base para o desenvolvimento desta tese.

Capítulo 2

Circuito de sincronismo aplicado à medição de frequência e à identificação de fasores

O PLL (*Phase-Locked Loop*) é um dispositivo amplamente utilizado em sistemas de potência e eletrônica de potência para fins de sincronização, controle, detecção e estimativa de sinais [95].

As técnicas utilizadas em circuitos *Phase-Locked Loop* têm sido amplamente aplicadas na detecção do ângulo de fase de sinais CA [96, 97]. Recentemente foram desenvolvidas técnicas de PLL que apresentam características adicionais como informações de amplitude e extração das componentes de sequência do sinal [14, 15, 35, 98–103].

Em [104] é proposto um algoritmo de PLL a ser aplicado como unidade de medição fasorial (PMU), sendo esta uma solução cuja resposta irá variar na presença de desequilíbrios. A solução apresentada permite uma estimação fasorial precisa em uma rede desequilibrada e na presença de ruídos, atendendo as condições estabelecidas na norma que padroniza as condições dinâmicas de sincrofasores, IEEE Std C37.118.1 [105].

Embora no PLL proposto por [104] tenham sido considerados diversos casos,

seus resultados foram focados apenas em unidades monofásicas, onde apenas variações teóricas de sinais foram utilizadas, como mudanças de passos, desequilíbrios e harmônicos.

O presente capítulo desta tese valida este algoritmo de PLL em um ambiente de sistema de energia caracterizado por perturbações mais realistas que possam conter simultaneamente harmônicos, oscilações eletromecânicas não amortecidas e desequilíbrio de tensão. Este cenário é comum se a conexão de uma fonte renovável *on-shore* ou *off-shore* for considerada. Uma outra possibilidade seria um cenário descrito pela presença de um grande número de geradores interligados ao sistema via dispositivos eletrônicos de potência, que podem causar esses fenômenos de maneira pequena, mas contínua. As simulações foram realizadas conforme o esquema da Figura 2.1. Inicialmente, a rede e o PLL foram modelados em PSCAD/EMTDC. Posteriormente, a validação do algoritmo de PLL como estimador fasorial é consolidada a partir de uma implementação digital via DSP, cujo tempo de processamento é suficientemente curto para possíveis aplicações em tempo real e como PMU. Nesta ocasião, a rede permanece implementada em PSCAD/EMTDC. Os resultados da implementação digital do PLL, bem como as conclusões gerais do algoritmo proposto, são apresentados na Seção 2.4. Devido às similaridades dos resultados em ambas modelagens, os resultados das simulações realizadas em PSCAD/EMTDC são apresentados no Apêndice A, para evitar a repetição.

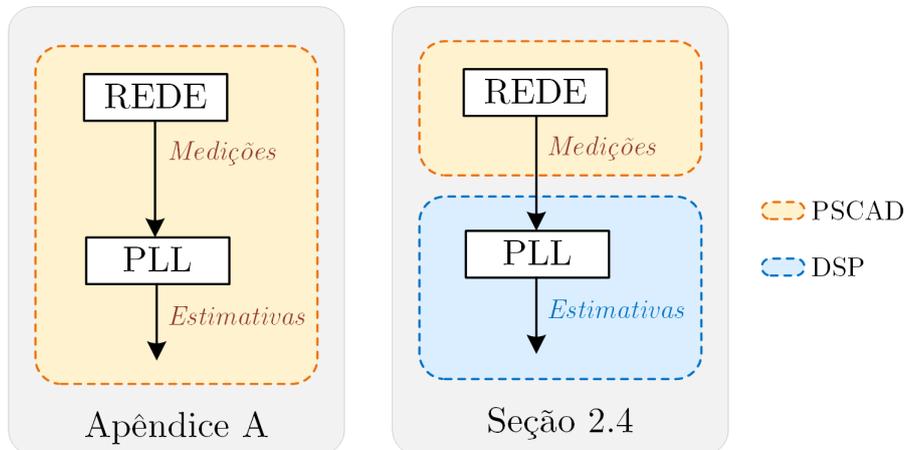


Figura 2.1: Simulações realizadas.

2.1 Princípio de funcionamento do PLL

O diagrama de blocos da Figura 2.2 apresenta a estrutura básica de um PLL, que pode ser dividida em três módulos: detector de fase, filtro e VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*).

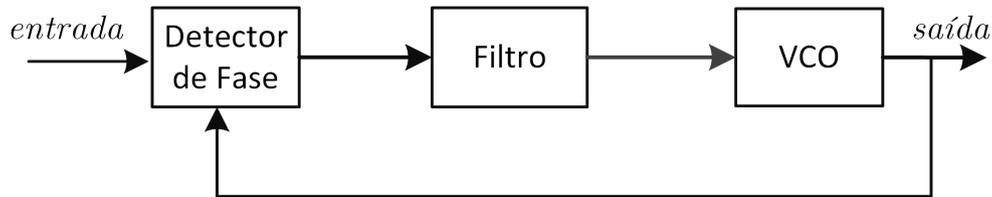


Figura 2.2: Estrutura básica de um PLL.

O módulo detector de fase gera uma saída de erro proporcional à diferença de fase entre a saída do PLL e a componente fundamental do sinal de entrada. Assim, quanto maior for a diferença entre as frequências do sinal de entrada e a saída PLL, maior será o erro de fase entre os sinais.

Em seguida, o sinal de erro de fase inicia uma etapa de filtragem, cuja finalidade é a eliminação de ruídos ou componentes indesejadas presentes no sistema ou provenientes do processo de medição. O filtro utilizado é do tipo passa-baixa ou LF (*Loop Filter*).

O módulo VCO é composto por um circuito oscilador controlado por tensão, que gera um sinal senoidal cujo ângulo de fase é proporcional à integral da entrada do próprio VCO. Ao entrar no circuito oscilador, o sinal de erro de fase filtrado regula a frequência gerada pelo VCO até que ela seja igual à frequência de entrada do PLL. Neste ponto, o sinal senoidal sintetizado na saída do PLL encontra-se sincronizado com o sinal de entrada [95].

2.2 Formulação matemática do PLL

Considere um sistema trifásico com tensões $u_A(t)$, $u_B(t)$ e $u_C(t)$, expresso por $u_\alpha(t) = \sqrt{2}U_\alpha \cos(\omega t + \delta_\alpha)$, onde α indica a fase do sinal (A , B , C), U_α é o valor RMS da amplitude, ω a frequência angular e δ_α o ângulo de fase de α .

Em regime permanente, este sistema pode ser representado usando a seguinte notação fasorial de (2.1):

$$\dot{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} U_A \angle \delta_A \\ U_B \angle \delta_B \\ U_C \angle \delta_C \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

A definição de uma única referência de tempo para todas as tensões de barramento é um desafio enfrentado em sistemas de energia reais. Os avanços dos sistemas de georreferenciamento, como o GPS, permitiram o desenvolvimento da PMU.

A definição de WAMS (*Wide Area Monitoring System*) permite que as tensões e ângulos dos barramentos locais sejam obtidos com uma referência comum. O conceito de WAMS permitiu uma interpretação mais sistemática dos estados do sistema e permitiu melhorias de confiabilidade e interoperabilidade. Além disso, existem várias causas para pequenos desvios na frequência sob operação normal, como harmônicos, inter-harmônicos, manobras de chaveamento, ruído, componentes DC criados por dispositivos de medição. Essas oscilações de frequência tendem a afetar a precisão da estimativa fasorial. Uma PMU com medida local da frequência real é fundamental para a determinação da tensão real do barramento.

O PLL baseado em [104] fornece uma estimação da tensão, frequência e ângulo de fase da barra, como mostrado em (2.2):

$$\begin{aligned} \phi_\alpha &= \omega t + \delta_\alpha \\ U'_\alpha &= k_1 e_\alpha \cos(\phi_\alpha) \\ \omega' &= -k_2 [e_A \sin(\phi_A) + e_B \sin(\phi_B) + e_C \sin(\phi_C)] \\ \phi'_\alpha &= \omega - k_3 e_\alpha \sin(\phi_\alpha) + \omega_0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

onde o símbolo ' indica a primeira derivada em relação ao tempo, k_i são os ganhos do controlador e os sinais e_α são os erros do PLL. O diagrama de blocos associado particularmente a este PLL é mostrado na Figura 2.3. Nesta figura, o sinal de

entrada u_{in} corresponde às medições das tensões nas barras e u é o sinal de entrada após a pré-filtragem, que é necessária para evitar o chamado *aliasing*.

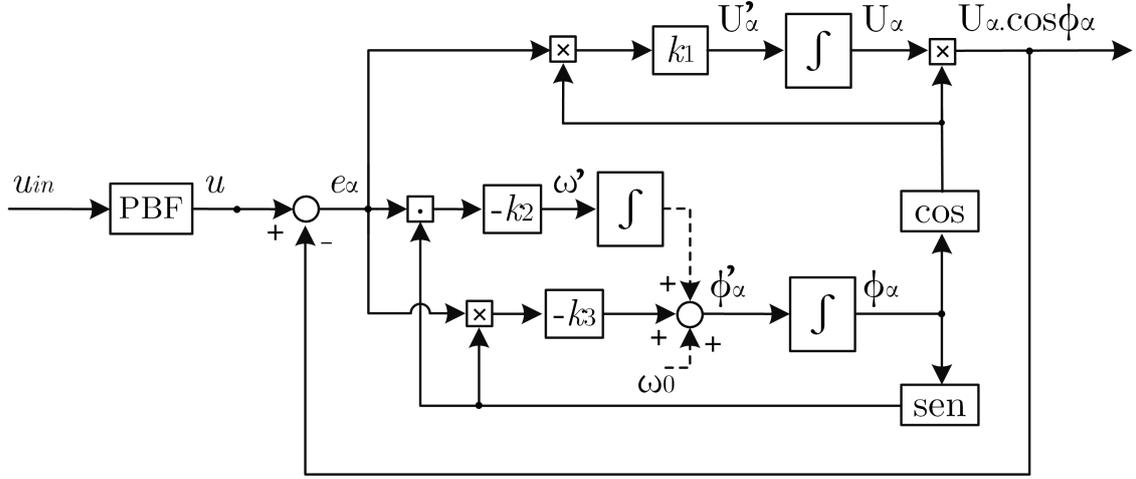


Figura 2.3: Diagrama de blocos do PLL.

O diagrama de blocos do PLL trifásico é mostrado na Figura 2.3. As conexões monofásicas são representadas por linhas tracejadas e as trifásicas por linhas contínuas. A saída $U_\alpha \cos \phi_\alpha$ é a componente fundamental do sinal de entrada, reconstituído a partir das informações fasoriais estimadas, módulo e ângulo de fase. Assim, três fasores $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ relativos à cada fase são obtidos a partir do diagrama dado e, conseqüentemente, pode-se obter diretamente a estimativa das componentes de sequência do sistema, como mostrado em (2.3) [106], onde o operador ϱ vale $1 \angle 120^\circ$.

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_0 \\ \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \varrho & \varrho^2 \\ 1 & \varrho^2 & \varrho \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

A pré-filtragem do PLL é realizada através de um filtro linear de segunda ordem, dado por (2.4):

$$F_{PBF}(s) = \frac{s \frac{\omega_0}{Q}}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}, \quad (2.4)$$

onde ω_0 é a frequência angular e Q é o fator de qualidade. Este é um filtro passa-banda e é usado para reduzir componentes de baixas frequências indesejáveis e ruídos de alta frequência. Como o processo de pré-filtragem introduz erros que podem causar uma baixa distorção na amplitude e no ângulo de fase do sinal de entrada, é conveniente que sejam implementadas compensações de módulo e ângulo devido ao desvio provocado pelo filtro. Esta compensação deve ser realizada após a estimação dos fasores, e é dada por (2.5):

$$U_\alpha^{comp} = \frac{U_\alpha}{|F_{FPB}(j\omega)|} \quad (2.5)$$

$$\phi_\alpha^{comp} = \phi_\alpha - \angle F_{FPB}(j\omega)$$

onde U_α^{comp} é a compensação de módulo e ϕ_α^{comp} é a compensação de ângulo.

Após a compensação deve-se realizar um procedimento de pós-filtragem utilizando a média móvel (ou *Moving Average Filter* - MAF) para a eliminação de possíveis ruídos devido ao processo de estimação. As variáveis afetadas pelo uso do PLL proposto são módulo e frequência.

Como estuda-se o uso do PLL como PMU, deve-se assegurar o cumprimento das normas estabelecidas em IEEE Std C37.118.1 [105], que determina o limite de erro aceitável nas unidades de medição fasorial.

Um erro de fase de 0,01 radianos ($0,57^\circ$) na medição do sincrofasor irá causar um erro de 1% no *Total Vector Error* (TVE), que é o erro máximo permitido em estado estacionário no padrão IEEE Std C37.118.1. O cálculo do TVE é dado a seguir (2.6):

$$TVE = \frac{|X_{Measured} - X_{Ideal}|}{|X_{Ideal}|} \cdot 100\% \quad (2.6)$$

Outro fator considerado na norma IEEE é a taxa de variação de frequência, ou *Rate of Change of Frequency Estimation* (RoCoF), dado em Hz/s. Este parâmetro é obtido diretamente das equações do PLL, e é o próprio ω' , uma vez que por definição, RoCoF é a derivada da frequência em relação ao tempo.

2.3 Implementação Digital: Validação do emprego do PLL como estimador fasorial

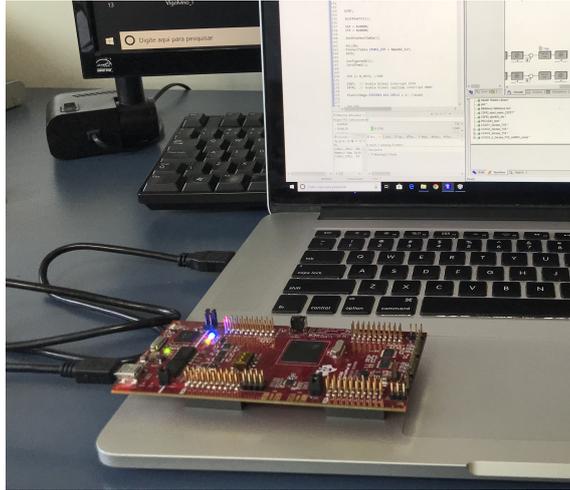
A validação da aplicação da PMU baseado em PLL é consolidada com a implementação digital de seu algoritmo. Esta aplicação será executada em uma Unidade Microcontroladora (MCU) em uma rotina de *loop*, da qual espera-se que sejam retornados os resultados dos cálculos descritos anteriormente em 2.2. Neste trabalho, o processo de discretização é implementado de forma que, em cada etapa da solução, o filtro passa banda, as equações do PLL e as compensações do filtro sejam executados.

O microcontrolador TMS320F28379D é utilizado para executar a rotina da PMU, e o programa PSCAD/EMTDC é usado para simular as dinâmicas da rede. Este é um *process in the loop* (PIL), no qual permite uma execução mais realística dos testes do algoritmo do PLL. O MCU leva $21.6 \mu\text{s}$ para executar o algoritmo do PLL e este tempo é suficientemente curto para aplicações em tempo real, como mostrado na Figura 2.4.

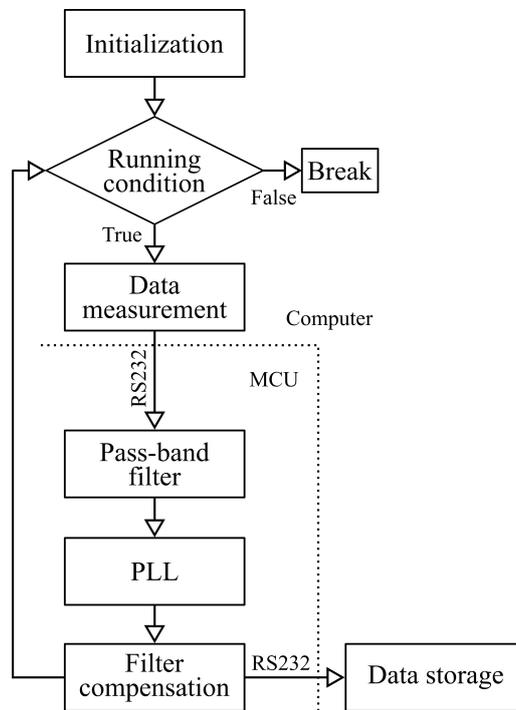


Figura 2.4: Medição do tempo de processamento da MCU.

Uma comunicação serial RS232 é estabelecida entre a MCU e o computador com PSCAD/EMTDC em execução. Em cada passo de tempo, o computador envia os dados "medidos" à MCU e o processo continua como representado na Figura 2.5. Também, como visto na Figura 2.5 o microcontrolador envia a informação de volta ao computador e a armazena em sua memória. Estes dados não são usados para qualquer cálculo no computador e não interferem na performance da simulação.



(a)



(b)

Figura 2.5: (a) Configuração DSP-computador e (b) fluxograma da rotina do programa.

Para avaliar a performance do algoritmo do PLL em um cenário mais realístico, é considerado o sistema radial mostrado na Figura 2.6 [27], adaptado para os testes propostos. O circuito foi implementado no PSCAD/EMTDC e todos os circuitos aéreos são linhas de 230 kV, considerando um modelo de linha dependente da frequência, no domínio das fases. Linhas curtas, abaixo de 100 km, são tratadas como não transpostas, enquanto as linhas longas são tratadas com transposição real,

considerando um esquema de transposição 1/6 – 1/3 – 1/3 – 1/6. Os geradores são fontes de tensão atrás de uma reatância, ou seja, são representadas pelo Equivalente de Thèvenin. Os transformadores são representados pelo modelo de transformador convencional do PSCAD/EMTDC, assumindo um banco trifásico com uma relação de tensão de 20 : 230 kV. A frequência do sistema é 60 Hz.

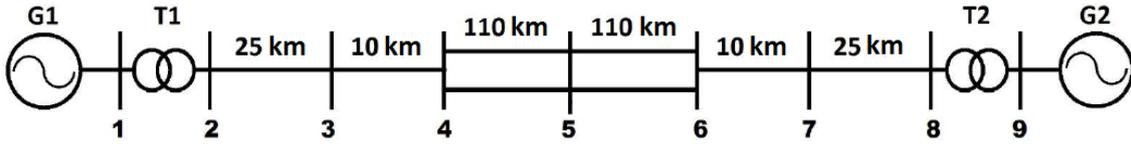


Figura 2.6: Diagrama unifilar do sistema testado.

Em todos os testes, foi assumido que o PLL apresenta os seguintes parâmetros: $k_1 = 300$, $k_2 = 300$ and $k_3 = 7500$. Os parâmetros do filtro FPB são $\omega_0 = 377$ rad/s e $Q = 0,5$. O filtro MAF implementado é de 1 ciclo, com 48 amostras. Tais valores foram sugeridos em [104] e a variação destes parâmetros pode interferir tanto na velocidade de resposta quanto na precisão da estimativa do sinal. Para os valores utilizados, o tempo de resposta do PLL é inferior a 50 ms. Todos os resultados obtidos a seguir são oriundos do DSP.

Para garantir o desempenho do sistema sob condições ruidosas, o algoritmo PMU-PLL foi testado primeiramente considerando sinais de tensão de aquisição ruidosa. O resultado mostrado na Figura 2.7 mostra a imunidade do algoritmo ao ruído e sua capacidade de rastrear o sinal fundamental. O ruído considerado foi de valores aleatórios com magnitude entre $\pm 10\%$ do sinal fundamental. Por essa razão, todos os testes a seguir não incluem condições ruidosas adicionais.

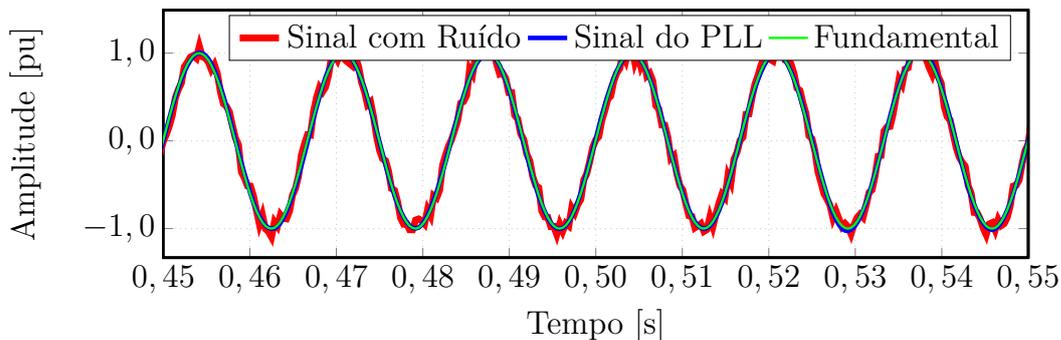


Figura 2.7: Influência do ruído na estimação de sinais via PLL.

2.4 Simulações e Resultados

2.4.1 Caso 1 - Inclusão de uma fonte harmônica

Tipicamente, fontes renováveis são conectadas através de uma estação conversora contendo retificadores, elo CC, um inversor e um transformador elevador. É assumida uma versão simplificada de uma estação conversora, que contém uma fonte de tensão controlável com harmônicos, ou seja, o conversor é simulado sem controle, com o sistema funcionando em malha aberta. Esta fonte, que é idealizada e com injeção de harmônicos forçada, é conectada diretamente na Barra #5, por meio de um transformador ideal, conforme a Figura 2.8.

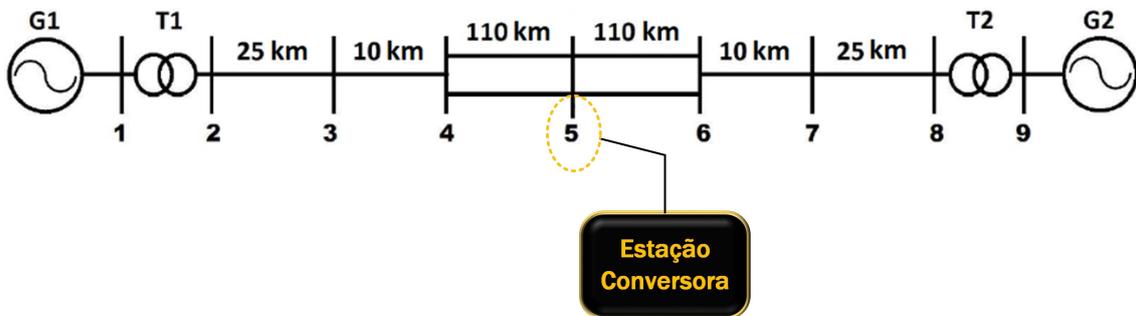


Figura 2.8: Caso 1: Diagrama unifilar.

A fonte renovável é conectada em $t = 0,5$ s, onde t é o tempo. A inserção desta fonte é realizada por meio de uma chave. A Figura 2.9 mostra a tensão na fase A medida na Barra #5, u_A . Este sinal apresenta a tensão fundamental e as 5°, 7°, 11° e 13° componentes harmônicas. A magnitude de cada componente é dada por:

- 5°: 8% da componente fundamental;
- 7°: 5% da componente fundamental;
- 11°: 3% da componente fundamental;
- 13°: 1% da componente fundamental.

O sinal estudado apresenta um THD de 10%. Este valor foi escolhido com a finalidade de extenuar o sistema, para melhor avaliar o método de estimação estudado.

A Figura 2.9 mostra os resultados do PLL na Barra #5. A estimação da reconstituição da componente fundamental \bar{u}_A de um sinal poluído com harmônicos

v_A . \bar{u}_A também pode ser entendido como u_{out} na fase A . Além disso, mesmo com o transitório em $t = 0,5$ s, o sinal \bar{u}_A é capaz de acompanhar o sinal da fundamental de v_A .

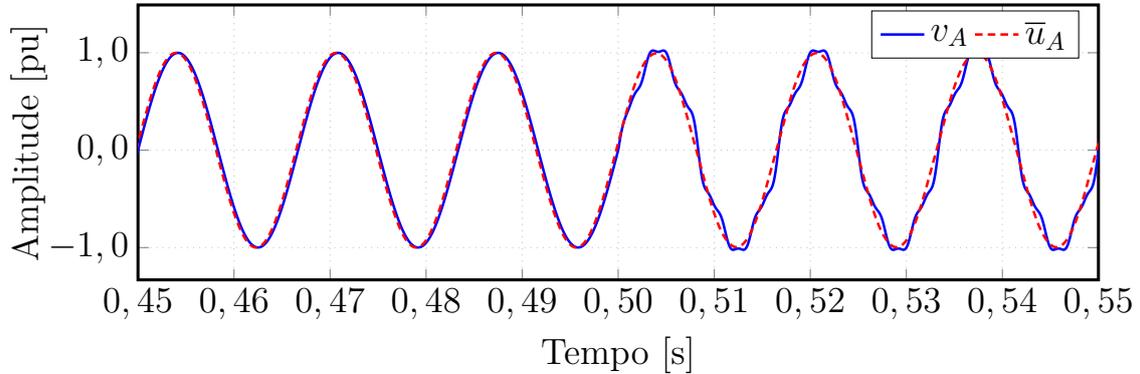


Figura 2.9: Caso 1: Tensões medida e estimada na Barra #5.

A Figura 2.10 mostra o módulo U_A e o ângulo ϕ_A da componente fundamental extraída \bar{u}_A . Nota-se que o ângulo de fase estimado pelo PLL corresponde ao ângulo de fase do sinal de entrada. A Figura 2.10 mostra as informações de módulo e

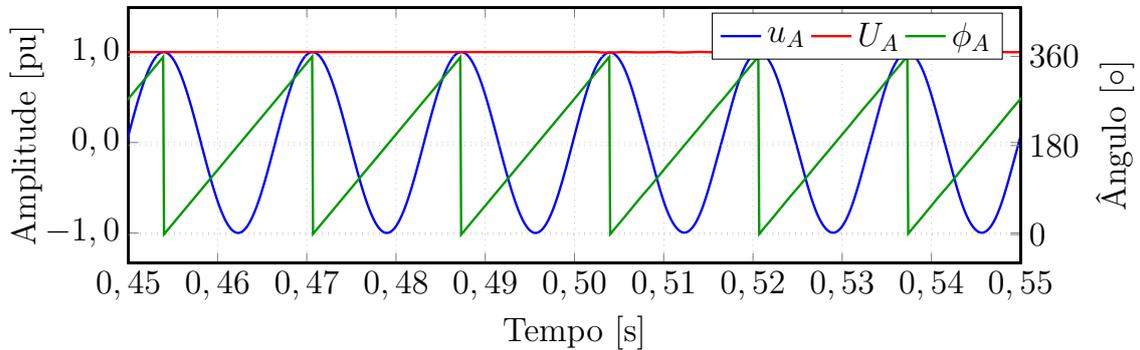
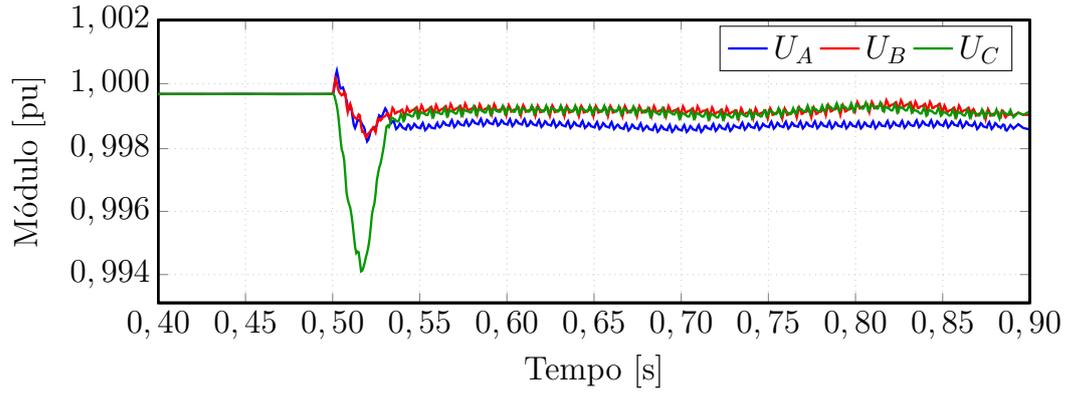


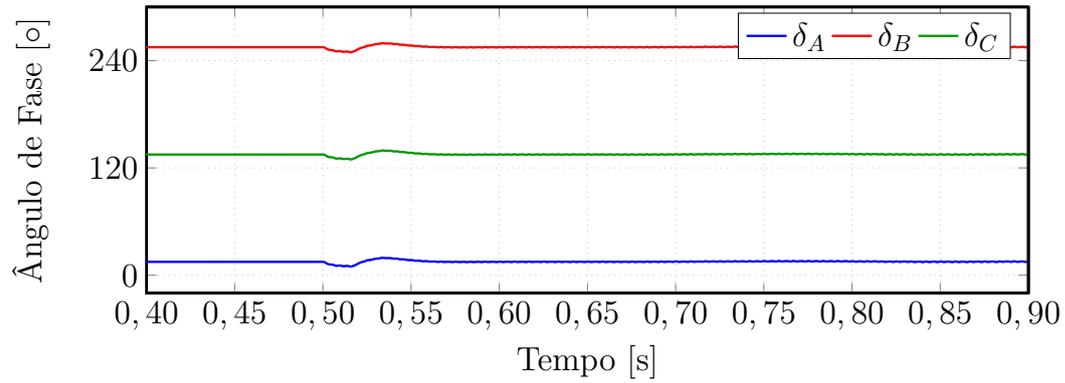
Figura 2.10: Caso 1: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.

ângulo dos fasores \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C do sinal medido na Barra #5, fornecidas pelo PLL. Os valores dos fasores estimados são $\dot{U}_A = 0,9987 \angle 14,5^\circ$, $\dot{U}_B = 0,9992 \angle 249,3^\circ$ e $\dot{U}_C = 0,9992 \angle 139,8^\circ$, onde vale mencionar, que estes ângulos são medidos em relação à tensão interna do gerador #G1, que por sua vez é configurado como fonte atrás de reatância.

A Figura 2.12 mostra a frequência da tensão na fase A da Barras #5, fornecida pelo PLL. Repare que antes do instante $t = 0,5$ s a frequência é constante e vale 60 Hz. No transitório, quando ocorre a injeção de harmônicos na rede, a frequência



(a)



(b)

Figura 2.11: Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões na Barra #5.

estimada varia $\pm 0,03$ Hz em torno de 60 Hz. Após o transitório essa variação cai para $\pm 0,002$ Hz.

A estimação da componente fundamental em sinais com harmônicos não é exata. Uma vez que a representação fasorial é realizada para um dado valor de frequência, uma variação no valor da frequência acarreta em uma estimativa imprecisa dos fasores. No entanto, como os sinais calculados pelo PLL apresentam oscilações tanto nos valores de módulo, quanto nos valores de ângulo, são utilizados filtros de média móvel, para corrigir estas oscilações.

A partir dos fasores estimados \hat{U}_A , \hat{U}_B e \hat{U}_C , foi calculado o fasor de sequência positiva \hat{U}_1 , utilizando a Equação (2.3). O resultado com a informação da componente de sequência positiva, calculado pelo PLL proposto, está apresentado na Figura 2.13. Nota-se na Figura 2.13 que a componente de sequência positiva é estimada com módulo em torno de 0,999 pu, com oscilações de baixa amplitude no

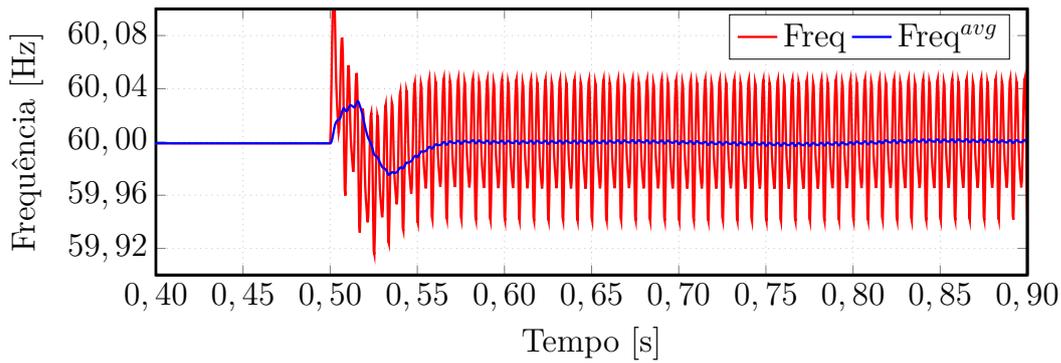
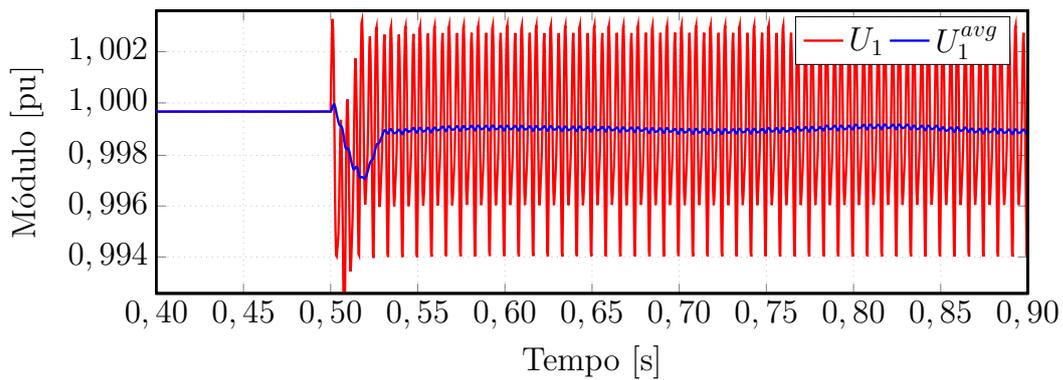
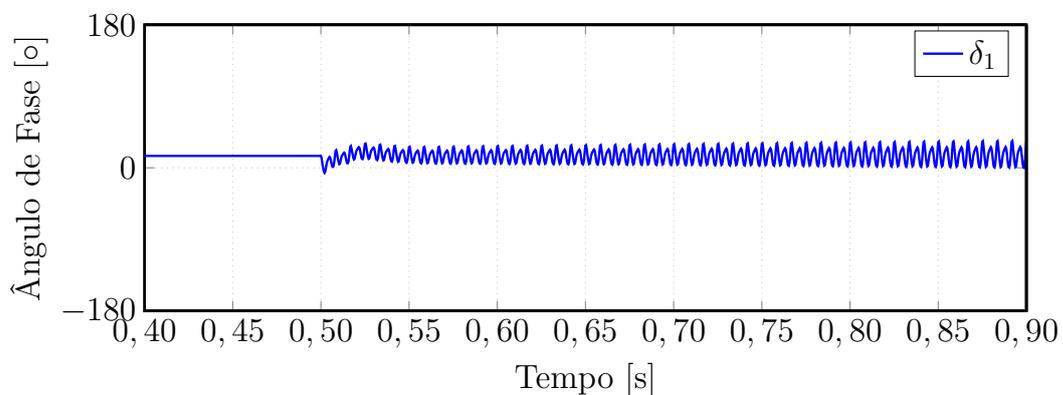


Figura 2.12: Caso 1: Frequência do sinal de tensão da Barra #5.



(a)



(b)

Figura 2.13: Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) de sequência positiva da tensão na Barra #5.

módulo devido à variação de frequência. Também é possível constatar que a fase da componente de sequência positiva é aproximadamente $14,5^\circ$, conforme o esperado para tensões em sequência positiva na entrada.

A Figura 2.14 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RoCoF. O valor do TVE é abaixo de 1% e atende às condições estabelecidas no padrão IEEE [105] para

aplicações de sincrofasores. O RoCoF alcança 40 Hz/s em regime e 60 Hz/s durante o transitório.

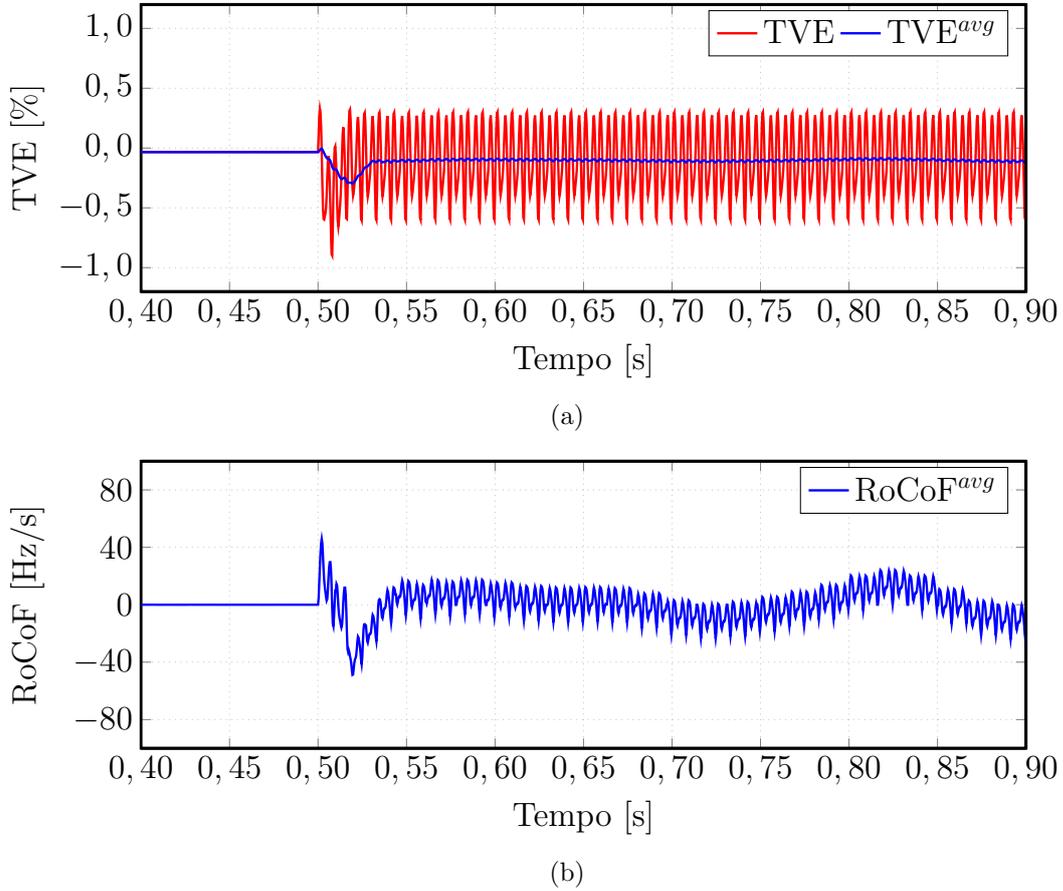


Figura 2.14: Caso 1: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

2.4.2 Caso 2 - Desequilíbrio de Sequência Negativa

Em um sistema três fios trifásico desequilibrado, a componente de sequência negativa causa mais impactos nas cargas conectadas ao sistema do que a componente de sequência zero, que pode então ser negligenciada na quantificação. Portanto, é definido um fator de desequilíbrio κ que é a razão entre os módulos de sequência negativa (M_2) e positiva (M_1), como mostra a expressão (2.7).

$$\kappa = \frac{M_2}{M_1} \quad (2.7)$$

Com base nessas informações, em $t = 0,5$ s é conectada uma fonte de tensão na Barra #5, que apresenta um desequilíbrio de 10% de sequência negativa, embora este seja um valor considerado elevado. Para este cenário, a Equação (2.9) mostra os valores das componentes de fase calculadas a partir das componentes de sequência descritas, Equação (2.8).

$$V_{seq} = \begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \angle 14,5^\circ \\ 1 \angle 14,5^\circ \\ 0,1 \angle 14,5^\circ \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$V_{fases} = \begin{bmatrix} \dot{V}_A \\ \dot{V}_B \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,1000 \angle 14,5^\circ \\ 0,9539 \angle 249,3^\circ \\ 0,9539 \angle 139,7^\circ \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Inicialmente, as medições e os cálculos do PLL foram realizados na Barra #5. A Figura 2.15 mostra o módulo U_A e o ângulo ϕ_A da componente fundamental extraída, \bar{u}_A .

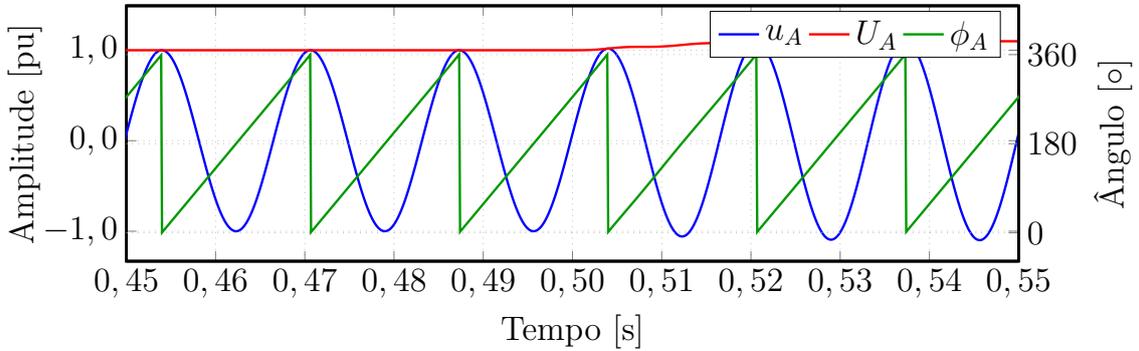
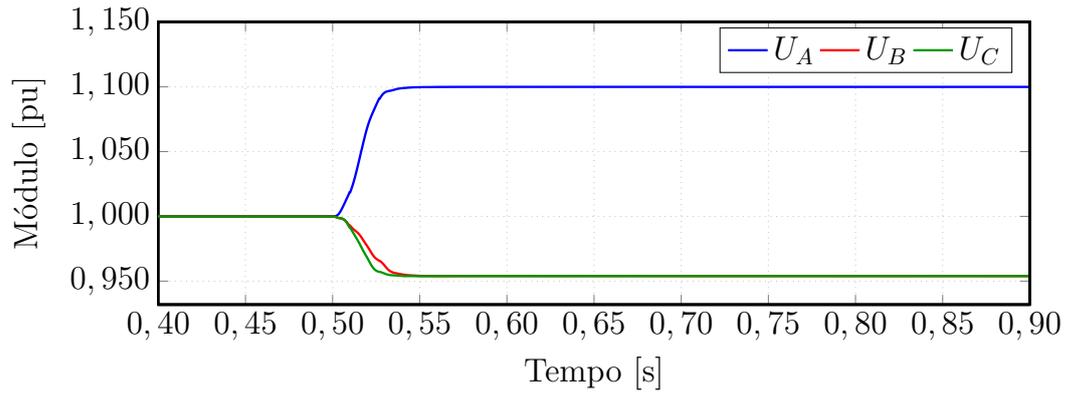


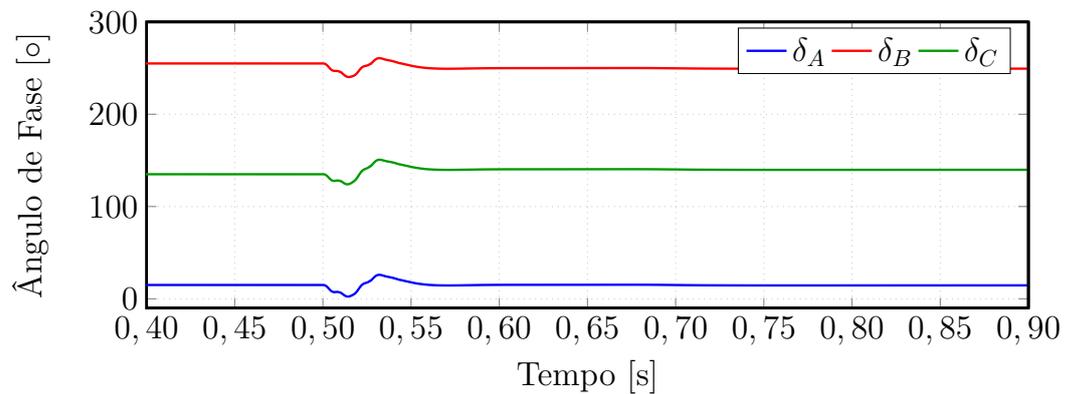
Figura 2.15: Caso 2: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.

A Figura 2.16 mostra os módulos U_α e os ângulos de fase δ_α . Após o distúrbio, os valores obtidos pelo PLL de módulos ($U_A = 1,1000$, $U_B = 0,9539$, $U_C = 0,9539$) e ângulos de fase ($\delta_A = 14,5^\circ$, $\delta_B = 249,3^\circ$, $\delta_C = 139,7^\circ$, correspondem ao esperado para desequilíbrio de 10% de sequência negativa.

Além das componentes de fase da tensão da Barra #5, o PLL também calculou o fasor da componente de sequência positiva desta medição, como mostra a



(a)

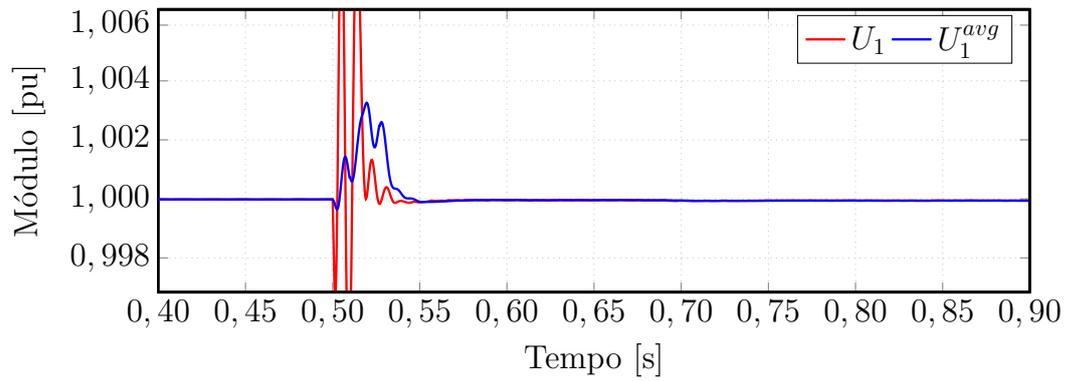


(b)

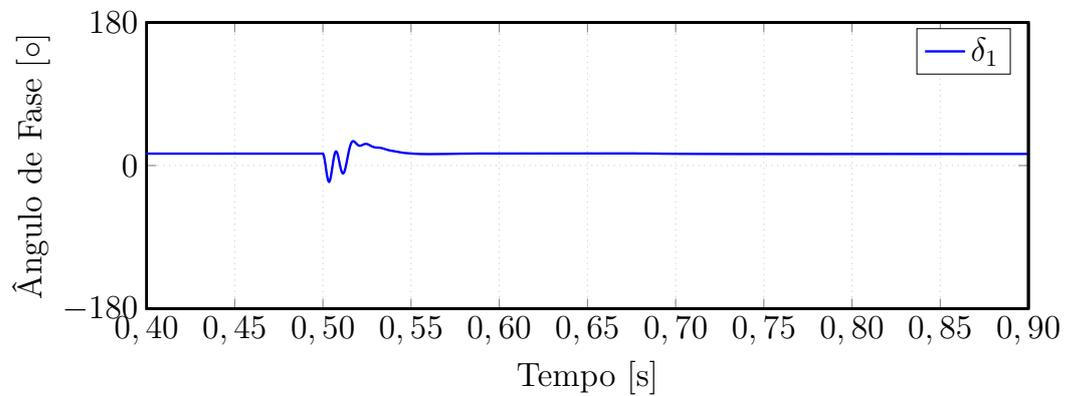
Figura 2.16: Caso 2: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.

Figura 2.17. Antes e após o distúrbio o fasor de sequência positiva \dot{U}_1 permaneceu no valor $1,0000 \angle 15,0^\circ$, pois a sequência positiva não enxerga a perturbação de sequência negativa.

A Figura 2.19 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RoCoF. O valor do TVE é abaixo de 1% e atende às condições estabelecidas no padrão IEEE para aplicações de sincrofasores. O RoCoF é nulo em regime e alcança 80 Hz/s durante o transitório.



(a)



(b)

Figura 2.17: Caso 2: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões de sequência positiva na Barra #5.

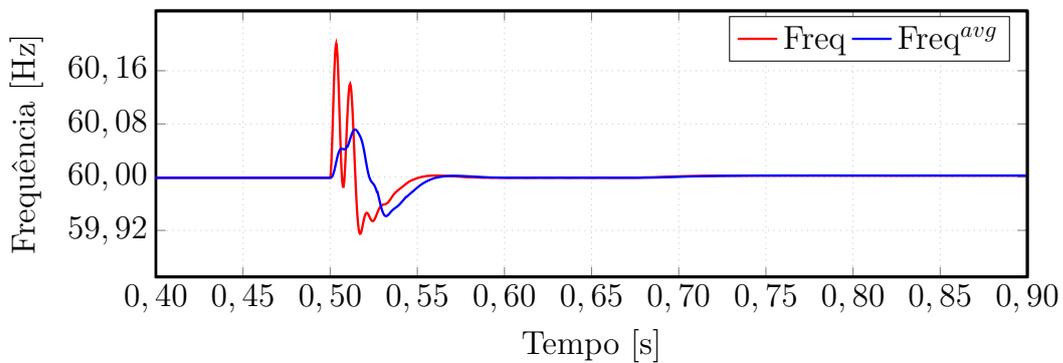
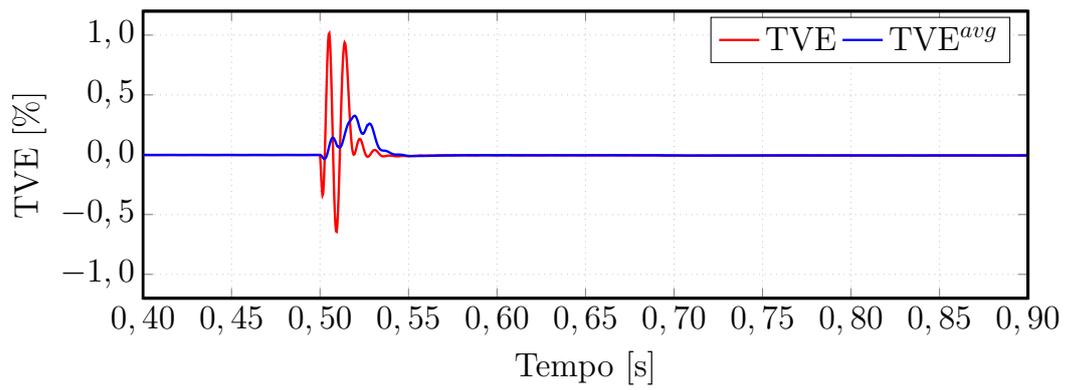
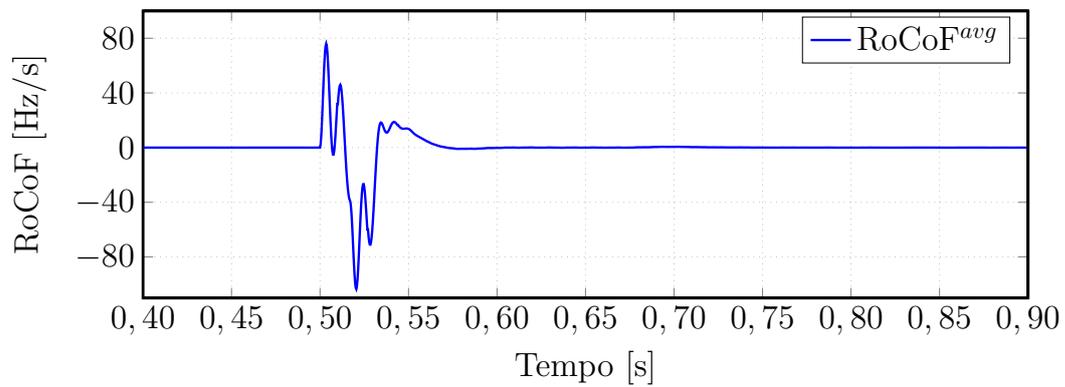


Figura 2.18: Caso 2: Frequência do sinal de tensão na Barra #5.



(a)



(b)

Figura 2.19: Caso 2: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

2.4.3 Caso 3 - Harmônicos e Oscilação de Baixa Frequência

Neste caso, são exibidos apenas alguns dos resultados de um cenário, no qual a Barra #9 apresenta uma fonte de tensão com oscilação de baixa frequência. Foi aplicada uma perturbação angular na fonte CA a fim de reproduzir uma oscilação eletromecânica não-amortecida, cujo valor típico de frequência encontra-se na faixa de 0,5 – 3,0 Hz. Este distúrbio pode ser formulado como uma modulação de fase (do inglês, *Phase Modulation* ou PM), como mostrado em (2.10) [107]:

$$\begin{aligned}\phi_{lf}(t) &= 3 \cos(2\pi t) \\ v_m(t) &= V_m \sin(2\pi 60t - 6,8^\circ + \phi_{lf})\end{aligned}\tag{2.10}$$

onde ϕ_{lf} é a oscilação de baixa frequência, cuja frequência é 1 Hz, v_m o sinal na fonte de tensão é de 20 kV, $-6,8^\circ$ e 60 Hz, modulada ϕ_{lf} .

Além disso, em $t = 0,5$ s foi conectado um conversor, com as mesmas características do Caso 1, na Barra #5. Assim, são verificados os cálculos do PLL para as medições dos sinais de tensão na Barra #5.

A Figura 2.20 mostra as curvas da tensão medida na Barra #5 e da tensão estimada na fase A, v_A e \bar{u}_A , respectivamente. Pode-se inferir que o valor do sinal

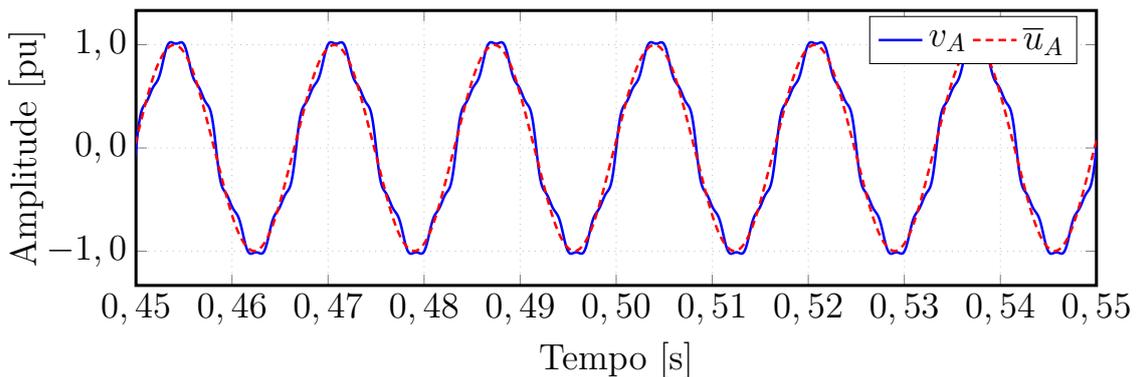
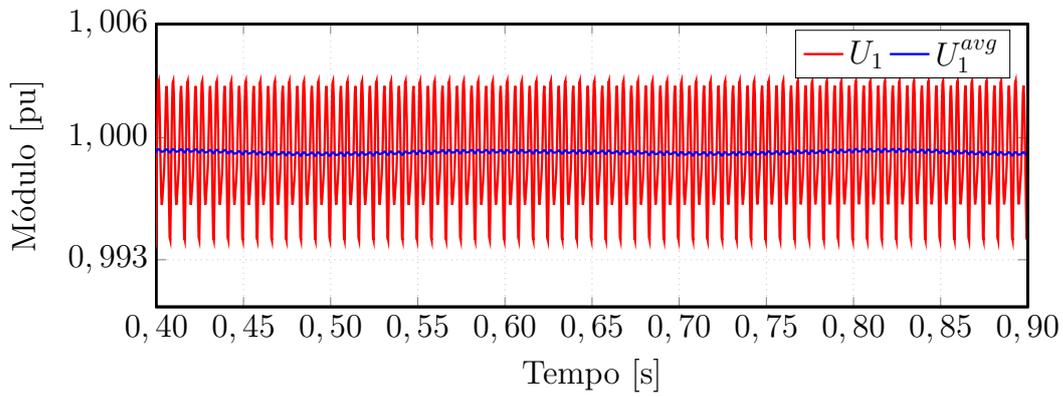


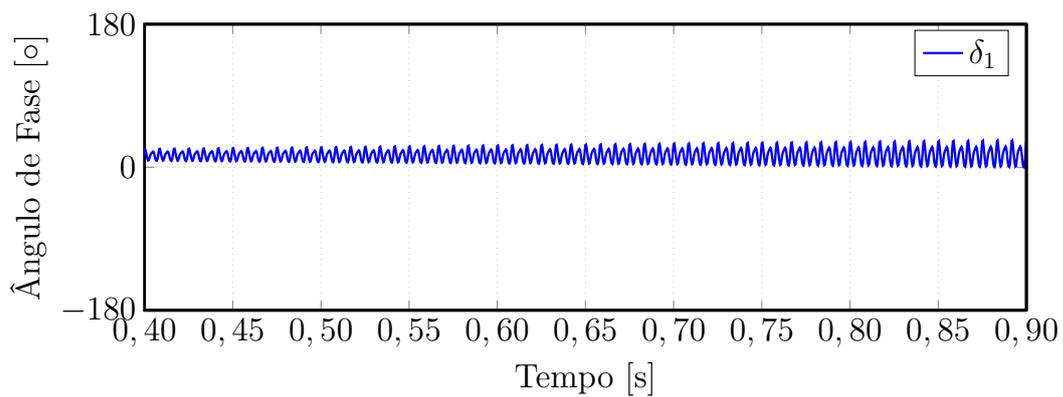
Figura 2.20: Caso 3: Tensões medida e estimada na Barra #5.

estimado pelo PLL corresponde ao valor da componente fundamental do sinal medido na Barra #5. Vale salientar que o sinal reconstituído \bar{u}_A , é calculado a partir dos valores de módulo e ângulo fornecidos pelo PLL.

A Figura 2.21 mostra as informações de módulo e ângulo dos fasores \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C do sinal medido da Barra #5, fornecidas pelo PLL. Nesta figura, pode ser percebida a oscilação de 1 Hz. Em contrapartida, a influência das componentes harmônicas no valor do módulo é minimizada devido aos filtros MAF utilizados, como no Caso 1. A Figura 2.21 mostra as informações de módulo e ângulo dos fasores de sequência positiva, \dot{U}_1 , do sinal medido na Barra #5, fornecidos pelo PLL. A influência das componentes harmônicas no valor do ângulo de fase estimado aumenta, mas é minimizada devido aos filtros de média móvel usados, como no Caso 1. Isto ocorre devido à integração numérica implementada no MCU. É necessário que mais análises sejam realizadas para melhorar esta questão, como por exemplo, a resposta em frequência.



(a)



(b)

Figura 2.21: Caso 3: Módulo (a) e ângulo (b) da tensão de sequência positiva na Barra #5.

A Figura 2.22 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RoCoF. O valor do TVE

é abaixo de 1% e atende às condições estabelecidas no padrão IEEE para aplicações de sincrofases. O RoCoF alcança 40 Hz/s.

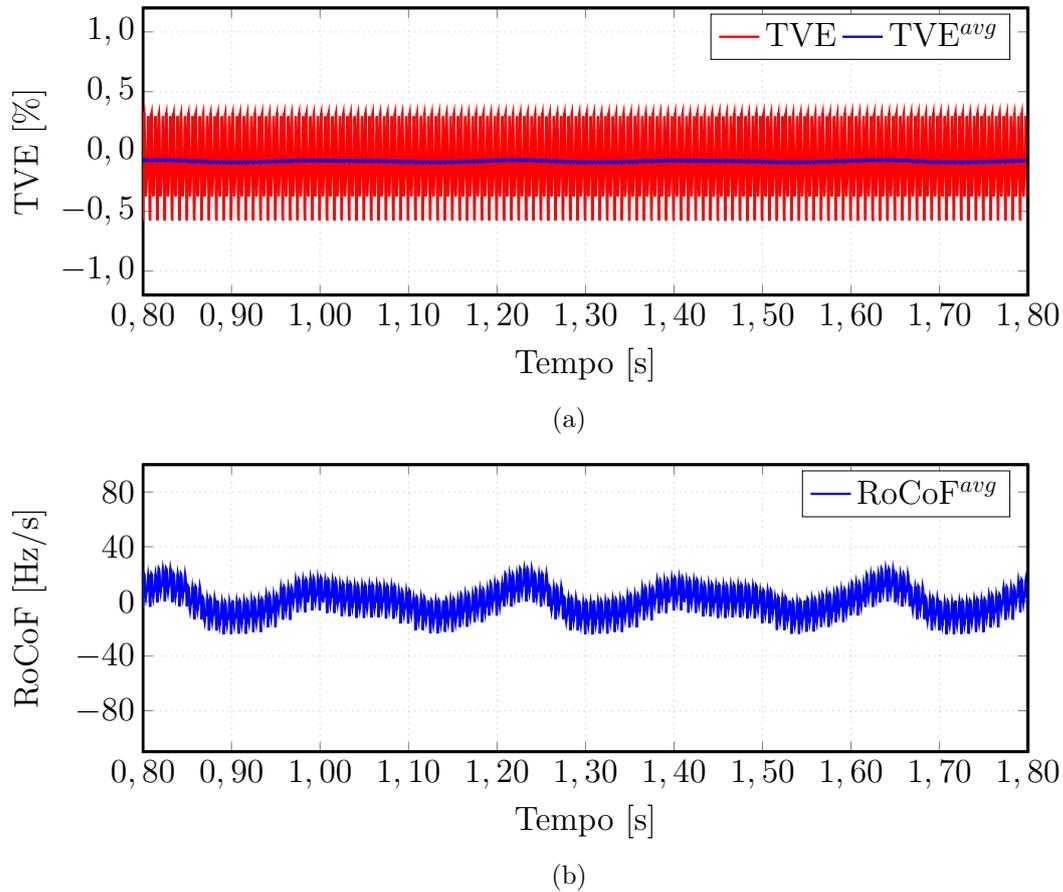


Figura 2.22: Caso 3: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

2.4.4 Caso 4 - Harmônicos, Desequilíbrio de Sequência e Oscilações de Baixa Frequência

Na formulação deste caso, o gerador $G1$ apresenta um desequilíbrio de sequência negativa de 10%, a Barra #9 exibe uma fonte com oscilações eletromecânicas, com as mesmas características de $G2$ do Caso 3, e em $t = 0,5$ s foi conectado um conversor na barra central, com as mesmas características do Caso 1. Foram, então, observados os cálculos do PLL para as medições dos sinais de tensão na Barra #5. Por simplicidade, serão mostrados apenas alguns resultados.

A Figura 2.23 mostra as curvas da tensão medida na Barra #5 e da tensão estimada na fase A , v_A e \bar{u}_A , respectivamente.

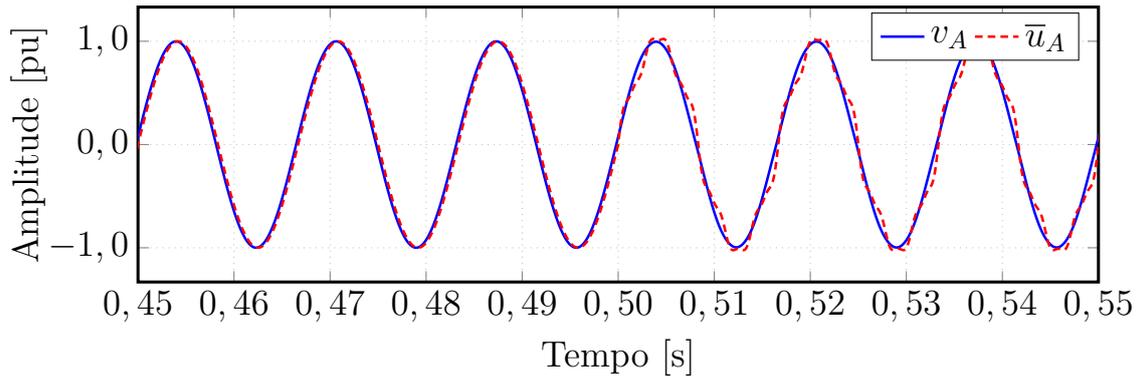
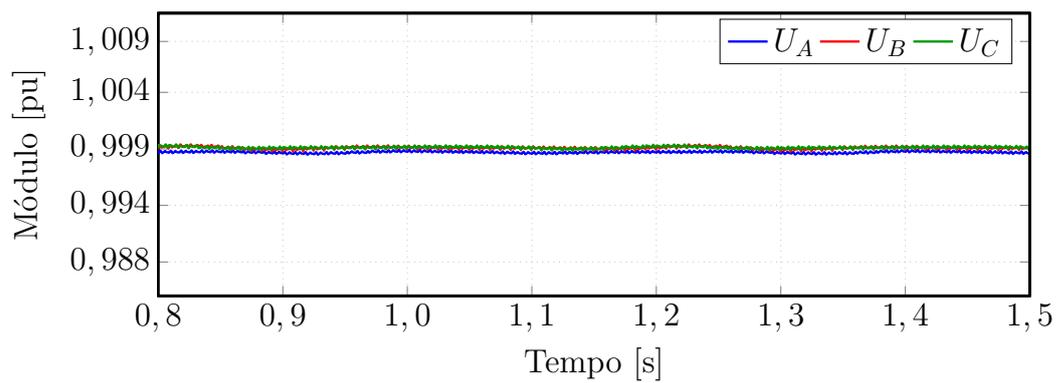


Figura 2.23: Caso 4: Tensões medida e estimada na Barra #5.

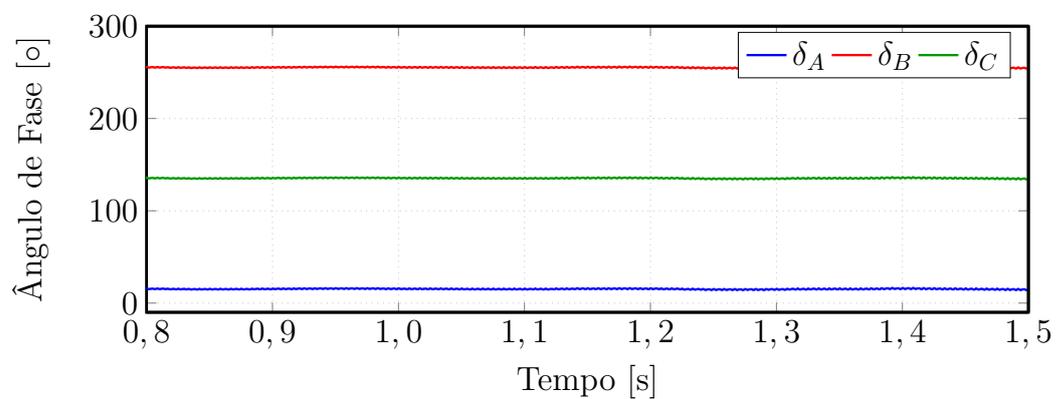
Repare que o valor do sinal estimado pelo PLL corresponde ao valor da componente fundamental do sinal medido na Barra #5, mesmo na presença de diferentes tipos de distúrbios: harmônicos, oscilações eletromecânicas e desequilíbrio de tensão. Como a reconstituição do sinal medido é feita a partir dos valores de módulo e ângulo fornecidos pelo PLL, pode-se concluir que a medição fasorial via PLL é viável.

A Figura 2.24 mostra as informações de módulo e ângulo dos fasores \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C do sinal medido na Barra #5, fornecidas pelo PLL. A presença da oscilação de baixa frequência não afeta o desempenho do PLL. Da mesma forma, o desequilíbrio da sequência negativa na Barra #1 também não afeta a componente de sequência positiva estimada pelo PLL. Após $t = 0,5$, quando o conversor é conectado no circuito, a presença das componentes harmônicas do sinal é expressiva apenas durante o transitório, assumindo assim, as mesmas características já mencionadas no Caso 1. As informações de sequência positiva estimadas pelo PLL são mostradas na Figura 2.25 e indicam que o PLL rejeita o distúrbio de sequência negativa.

A Figura 2.26 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RoCoF. O valor do TVE é abaixo de 1% e atende às condições estabelecidas no padrão IEEE para aplicações de sincrofasores. O RoCoF atinge 30 Hz/s.

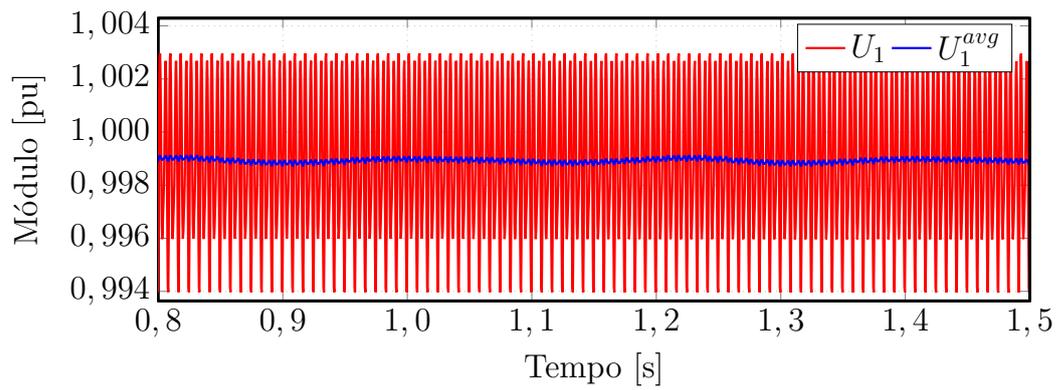


(a)

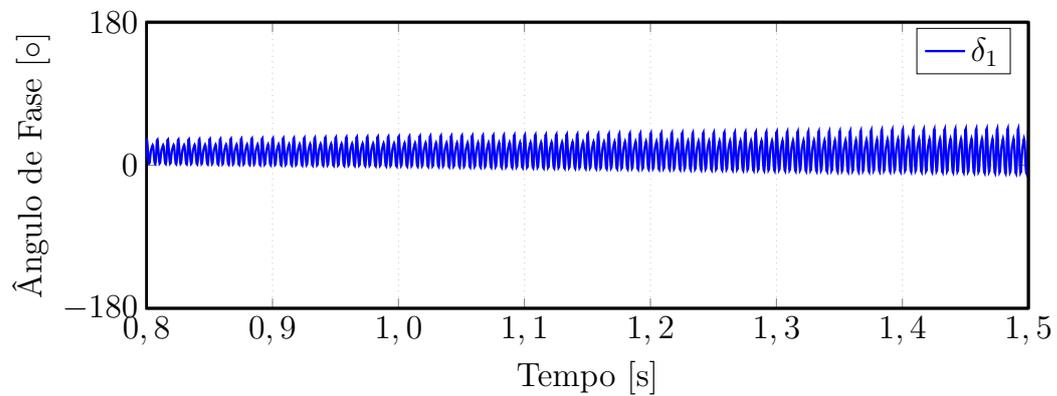


(b)

Figura 2.24: Caso 4: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.

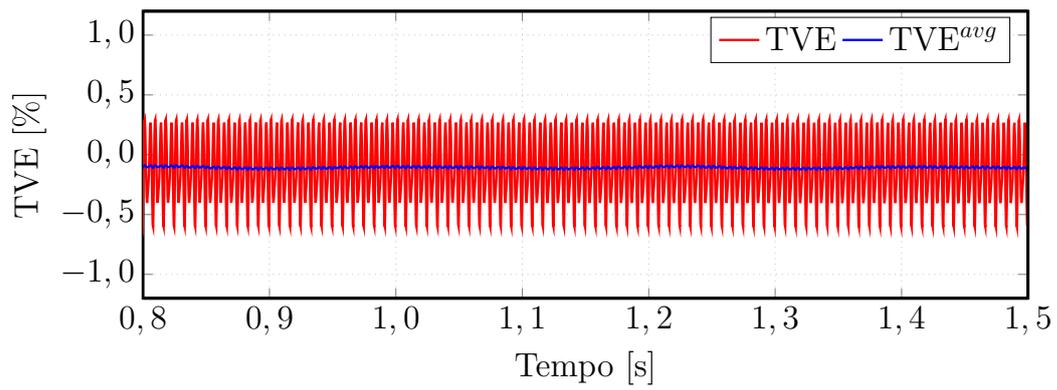


(a)

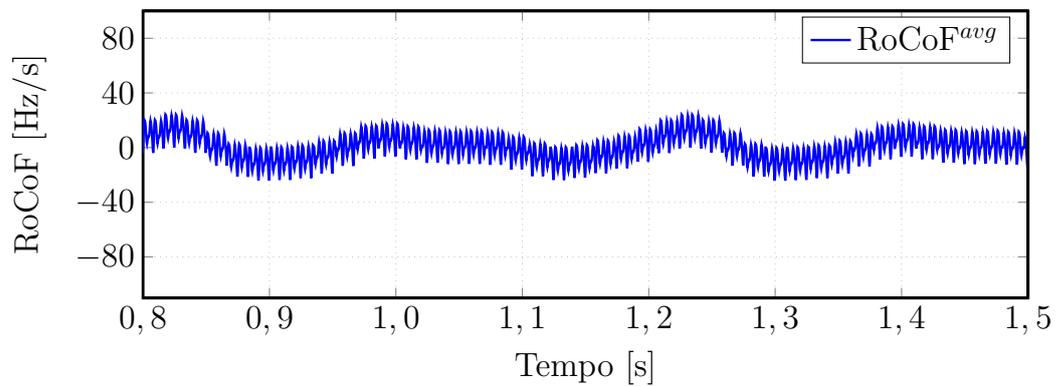


(b)

Figura 2.25: Caso 4: Módulo (a) e ângulo da tensão de seqüência positiva na Barra #5.



(a)



(b)

Figura 2.26: Caso 4: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

2.4.5 Comentários gerais dos testes com PLL

Nestes testes foram avaliados a confiabilidade do uso do PLL como unidade de medição fasorial, considerando uma rede mais realística, incluindo um modelo digital real de um PLL.

A formulação de uma PMU baseada em PLL cumpre, no geral, as condições estabelecidas pela norma IEEE, para PMU de classe P. Foi implementado um algoritmo digital do PLL em MCU, baseado nos conceitos de fasores dinâmicos, usando dados de variações típicas do sistema elétrico. A principal proposta destes testes foi avaliar as vantagens e desvantagens do uso do PLL como PMU e como um estimador de componentes de sequência de um sinal medido.

Os resultados obtidos são de um sistema simples, embora submetidos a desequilíbrios de sequência, harmônicos, oscilações eletromecânicas e sinais modulados. É importante destacar que, apesar da simplicidade do sistema simulado, foi possível levar as características dos distúrbios no sinal medido, que seria a entrada do PLL. Então, concluiu-se que para qualquer sinal de entrada, o PLL é capaz de estimar a componente fundamental do sinal de entrada, a partir das informações da estimação fasorial.

Inferiu-se que uma modulação na frequência estimada aparece sempre que há uma oscilação de frequência próxima à frequência industrial. Isto justifica a pré-filtragem do sinal de entrada do BPF e a filtragem MAF do sinal de saída, assim como a compensação do módulo e ângulo dos fasores devido a esses filtros.

Com relação aos valores de TVE, todos os resultados obtidos estavam de acordo com as exigências do padrão IEEE para PMU de classe P, onde seus valores foram iguais ou inferiores a 1%, ou seja, na faixa permitida pela norma. Por outro lado, os resultados do RoCoF no ambiente de harmônicos ficaram acima do esperado.

Isso pode ser justificado devido ao alto nível de componentes harmônicas inseridos na rede, com THD elevado e acima do permitido em norma, com considerável variação de frequência. Os valores RoCoF estabelecidos pelo padrão IEEE são definidos para tipos específicos e isolados de distúrbios, por exemplo, amplitude, ângulo

de fase ou degraus na frequência e sinais desequilibrados ou modulados. Além da rede analisada ter alguns desses cenários ocorrendo simultaneamente, já existe um relaxamento no padrão IEEE quanto ao RoCoF, ou até mesmo a suspensão do mesmo em alguns casos.

Dadas estas considerações, a partir de estimativas fasoriais, é possível calcular a componente fundamental do sinal medido. A precisão na estimativa do componente fundamental da sequência positiva é um indicativo de que um PLL pode ser uma alternativa viável para aplicações de PMU.

2.5 Introdução aos Fasores Dinâmicos

Os fasores dinâmicos foram introduzidos como um meio de estender a largura de banda da simulação de transitórios eletromecânicos para incluir a dinâmica de alta frequência introduzida por equipamentos como conversores eletrônicos de potência [24, 108].

Um fasor dinâmico é um fasor cuja magnitude e ângulo de fase são variantes no tempo. Sua representação é obtida a partir da definição de sinal analítico e do emprego do deslocamento em frequência.

O sinal analítico $\underline{s}(t)$ é a representação complexa de um sinal real variante no tempo $s(t)$, que não apresenta componentes de frequência negativa. Sua componente real é o próprio sinal real e sua componente imaginária $\hat{s}(t)$ é a Transformada de Hilbert \mathcal{H} deste sinal, conforme (2.11).

$$\begin{aligned}\underline{s}(t) &= s(t) + j\mathcal{H}[s(t)] \\ \underline{s}(t) &= s(t) + j\hat{s}(t)\end{aligned}\tag{2.11}$$

A Figura 2.27 mostra o comportamento do espectro de Fourier após a aplicação da Transformada de Hilbert para a obtenção de um sinal analítico a partir de um sinal real, com frequência central f_c . O deslocamento em frequência de um sinal é obtido multiplicando-se o mesmo por $e^{-j2\pi f_s t}$. Esta operação, que permite o deslo-

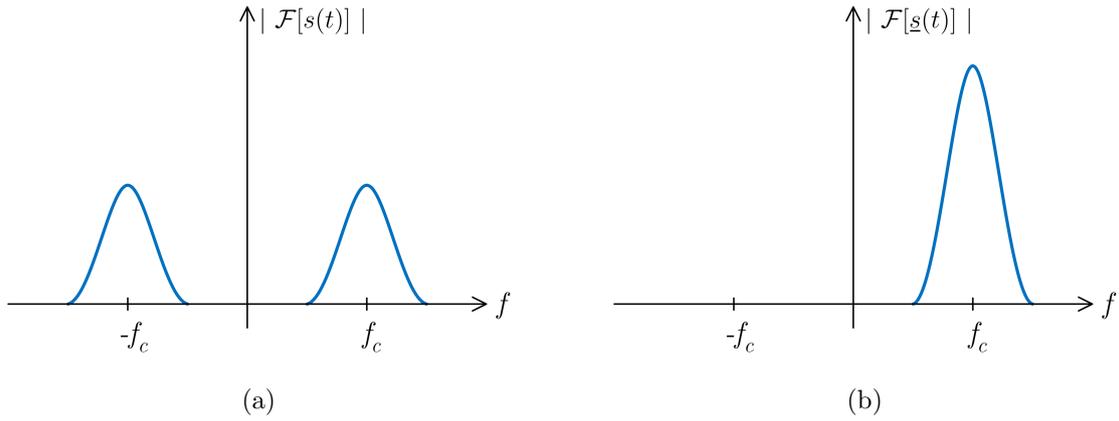


Figura 2.27: Espectro de Fourier \mathcal{F} do (a) Sinal Real e do (b) Sinal Analítico.

amento da frequência fundamental do sistema f_c para um referencial na origem em 0 Hz, é ilustrada na Figura 2.28. Desta maneira, somente os desvios de frequência serão observados, favorecendo a observação de transitórios.

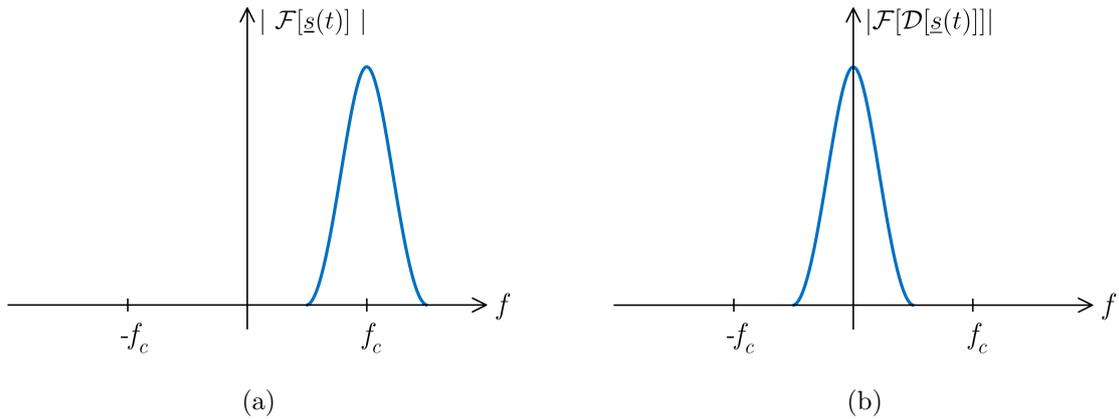


Figura 2.28: Espectro de Fourier \mathcal{F} do (a) Sinal Analítico e do (b) Fasor Dinâmico.

O fasor dinâmico \mathcal{D} é obtido, então, a partir do deslocamento em frequência do sinal analítico, conforme (2.12).

$$\begin{aligned} \mathcal{D}[\underline{s}(t)] &= \underline{s}(t)e^{-j2\pi f_s t} \\ \mathcal{D}[\underline{s}(t)] &= [s(t) + j\hat{s}(t)]e^{-j2\pi f_s t} \end{aligned} \tag{2.12}$$

Onde f_s é a frequência deslocada. Quando a frequência a ser deslocada para a origem é a própria frequência da portadora, $f_s = f_c$. O fasor dinâmico é, portanto, o deslocamento em frequência de um sinal analítico, que produz uma componente

real em fase e uma componente em quadratura com o sinal original.

A frequência instantânea $\omega(t)$ do fasor dinâmico é dada pela derivada no tempo do ângulo de fase do sinal complexo, conforme (2.13).

$$\omega(t) = \frac{d\phi}{dt} \quad (2.13)$$

Considere um sinal $p(t)$ que apresenta três componentes de frequência: f_1 , f_3 e f_5 . Estas, representam a componente fundamental e as harmônicas de ordem 3 e 5, respectivamente.

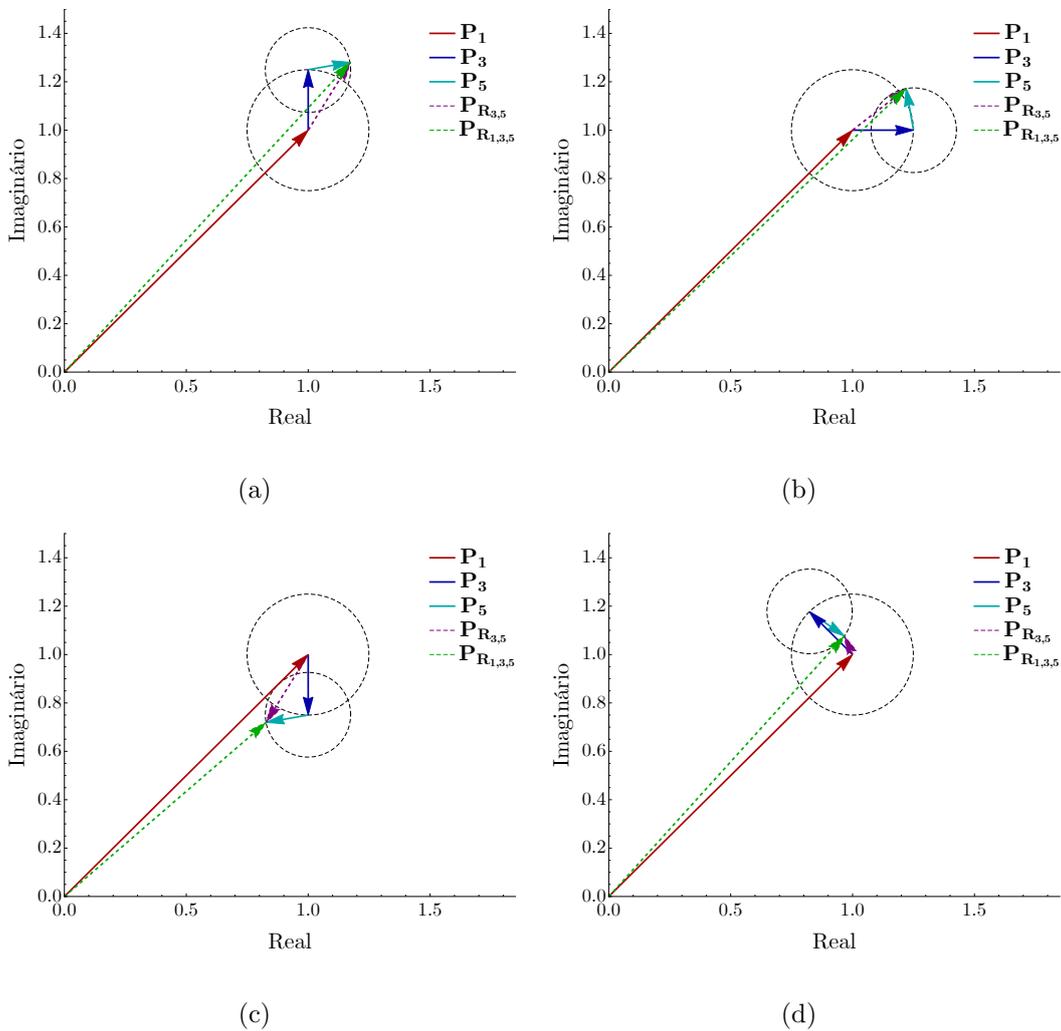


Figura 2.29: Comportamento do fasor dinâmico para diferentes valores de ϕ : (a) $\phi = 0$ rad, (b) $\phi = \frac{\pi}{2}$ rad, (c) $\phi = \pi$ rad e (d) $\phi = \frac{3\pi}{4}$ rad.

A Figura 2.29 ilustra o comportamento das componentes fasoriais deste sinal. Ao considerar que a referência deste sinal é o fasor de frequência fundamental, \mathbf{P}_1 , cuja

a frequência é f_1 , pode-se entender que ele se mantém parado em relação aos outros sinais, para quaisquer valores de ϕ . Tem-se então, um fasor resultante representado por $\mathbf{P}_{R1,3,5}$, para quatro diferentes valores de ϕ , que descreve o comportamento do sinal quando o referencial girante possui velocidade ω_1 . O fasor representado por $\mathbf{P}_{R3,5}$ é o obtido quando se extrai a componente fundamental do sinal.

As Figuras 2.30, 2.31, 2.32 e 2.33 ilustram a trajetória da frequência instantânea do fasor dinâmico em função do tempo (a) e sua projeção sobre o plano complexo (b).

A Figura 2.30, já conhecida, é o comportamento fasor no tempo da componente fundamental de um sinal $p(t)$.

A Figura 2.31 mostra o comportamento do fasor no tempo quando não existe um referencial girante.

A Figura 2.32 mostra o comportamento do fasor dinâmico no tempo quando a referência é o sinal fundamental. Este fasor foi obtido a partir do sinal analítico de $p(t)$, como descrito em (2.12).

Já a Figura 2.33 mostra o comportamento do fasor dinâmico quando a componente fundamental $p_1(t)$ é extraída do sinal original $p(t)$, resultando no sinal $p_{R3,5}(t) = p_3(t) + p_5(t)$, onde $p_3(t)$ e $p_5(t)$ são os sinais de componente harmônica f_3 e f_5 , respectivamente. Repare que neste caso, as características das componentes harmônicas são evidenciadas.

Além disso, vale ressaltar que a projeção destes sinais sobre o eixo real descreve o próprio sinal real, como mostrado na Figura 2.34.

A Figura 2.35 mostra a densidade espectral de potência dos sinais $p_{R1,3,5}(t)$, $p_{R3,5}(t)$ e $\mathcal{D}[p(t)]$, onde $f_1 = 60$ Hz, $f_3 = 180$ Hz e $f_5 = 300$ Hz. Observe que em (a) é possível identificar as frequências f_1 , f_3 e f_5 , conforme o esperado. Em (b) é possível identificar as frequências f_3 e f_5 presentes no sinal. Em (c) pode-se notar que as frequências f_1 , f_3 e f_5 foram deslocadas em 60Hz no sentido da origem, tornando a dinâmica do sistema mais lenta e favorecendo a análise de fenômenos eletromagnéticos.

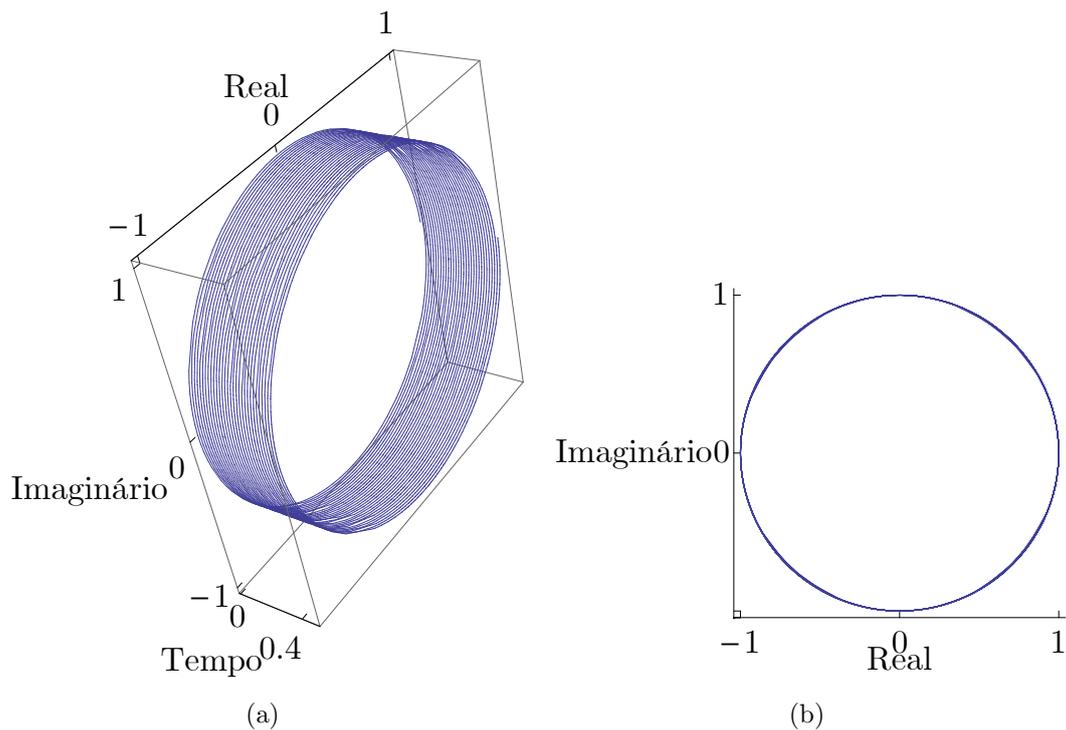


Figura 2.30: (a) Trajetória de um fasor sem harmônicos no tempo, $p_1(t)$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.

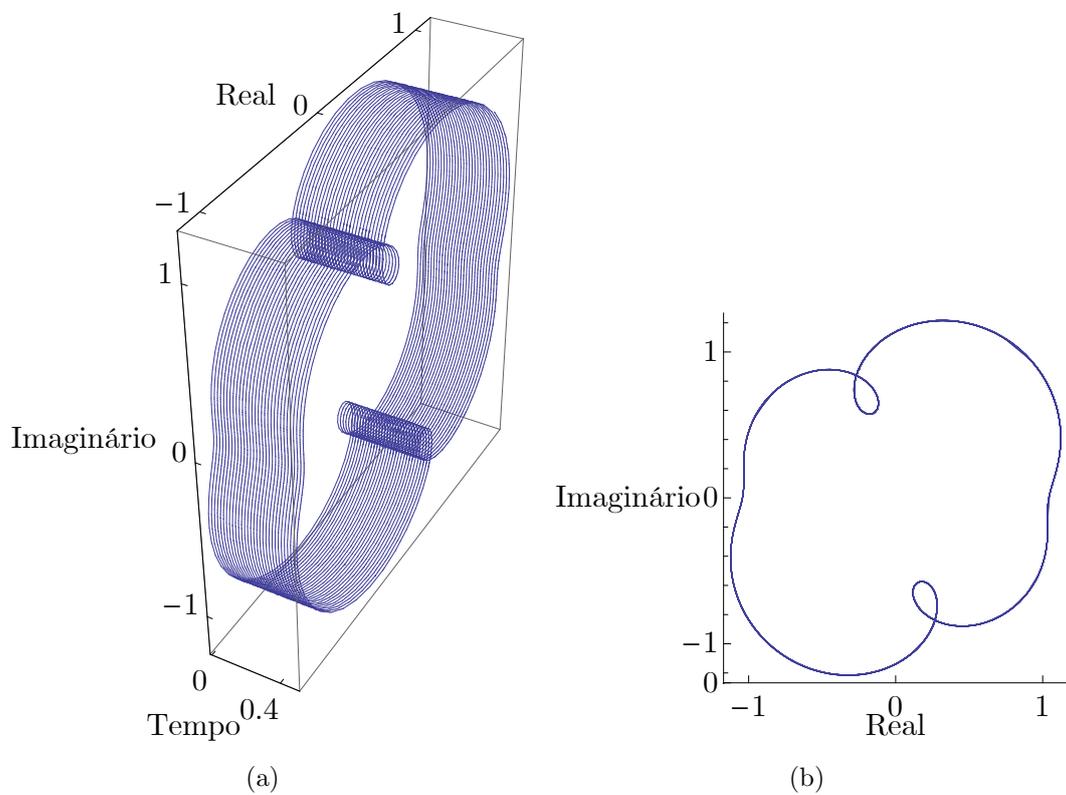


Figura 2.31: (a) Trajetória do fasor dinâmico no tempo, $p_{R1,3,5}(t)$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.

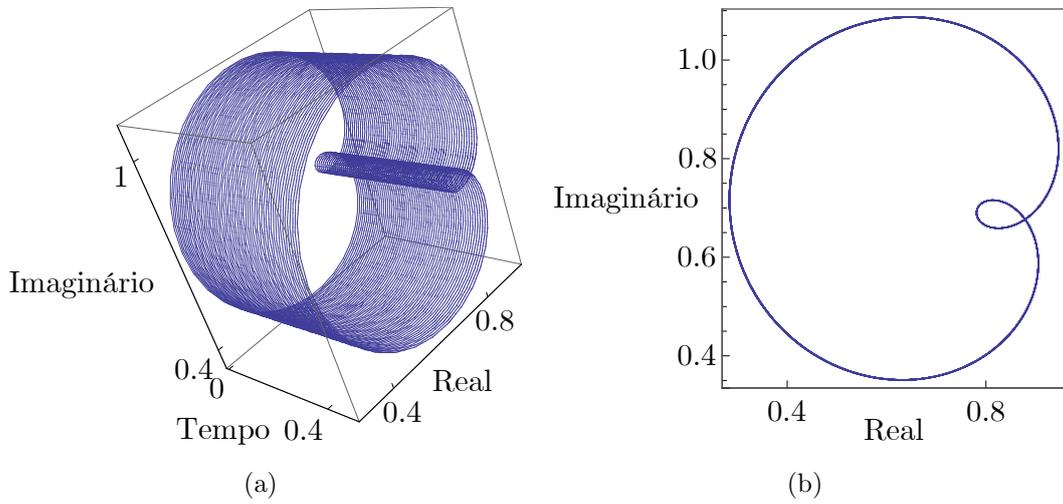


Figura 2.32: (a) Trajetória do fasor dinâmico no tempo, $\mathcal{D}[\underline{p}(t)]$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.

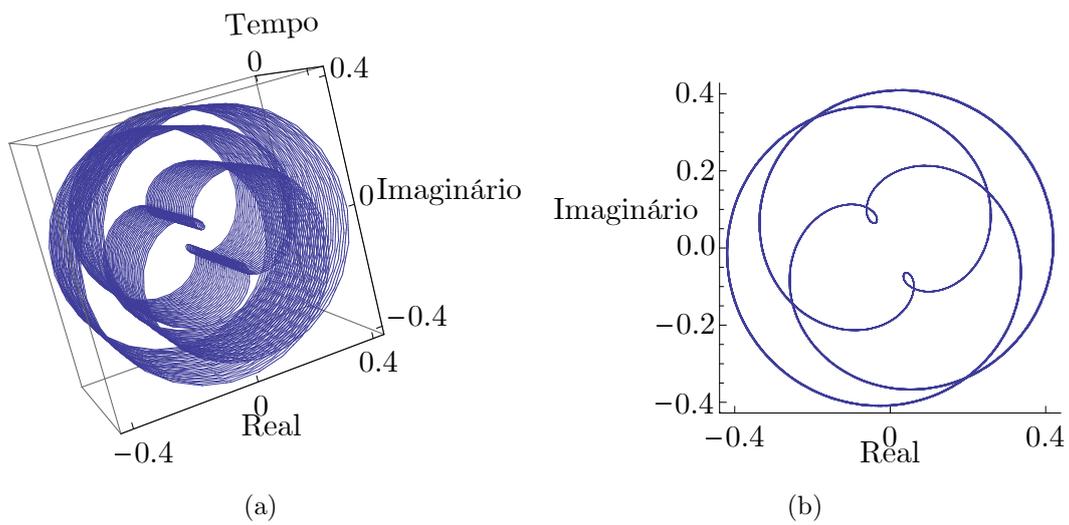


Figura 2.33: (a) Trajetória do sinal sem a componente fundamental, $p_{R3,5}(t)$ e (b) projeção da trajetória deste sinal sobre o plano complexo.

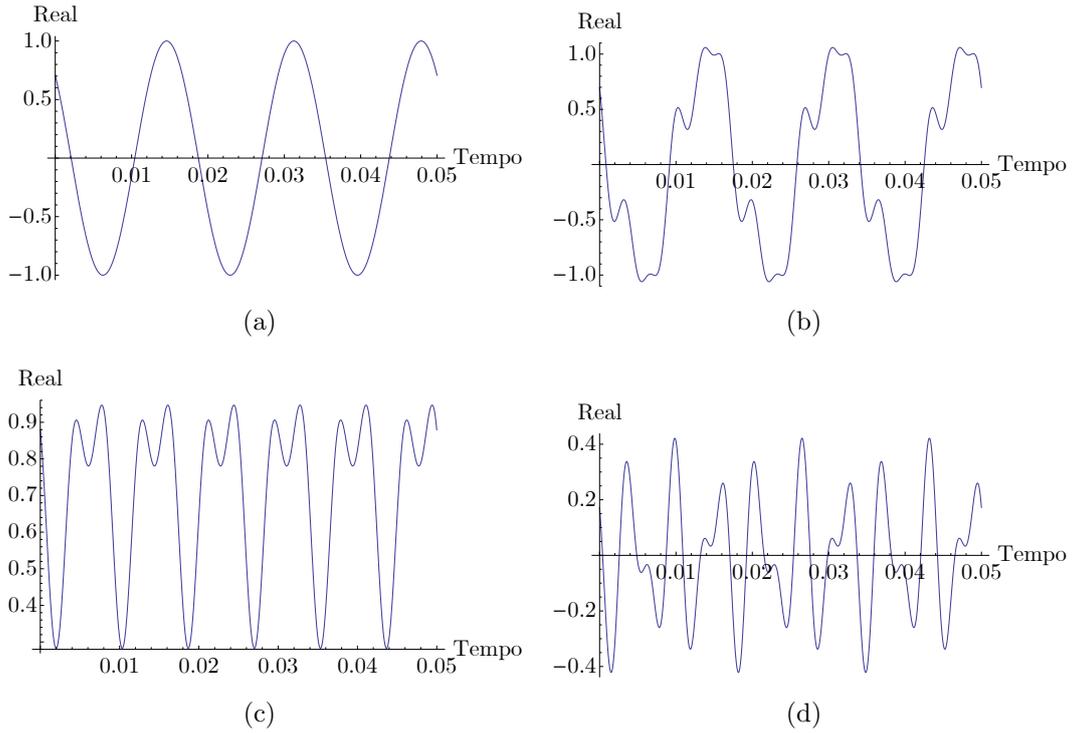


Figura 2.34: (a) $p_1(t)$, (b) $p_{R_{1,3,5}}(t)$, (c) $\mathcal{D}[p(t)]$ e (d) $p_{R_{3,5}}(t)$.

Fazendo um paralelo com sistemas de potência, pode-se dizer que quando o sistema está em regime, seu sinal de tensão ou corrente pode ser representado por $p(t)=p_1(t)$. Quando ocorre um transitório eletromagnético, aparecem novas componentes de frequência, neste caso chamadas de $p_3(t)$ e $p_5(t)$, cujo sinal resultante é dado por $p(t) = p_{R_{1,3,5}}(t)$. Ao utilizar a formulação de fasor dinâmico convencional, criando um eixo referencial girante na frequência fundamental f_1 , cria-se o fasor dinâmico $\mathcal{D}[p(t)]$, obtido via (2.12). No entanto, ao extrair a componente fundamental, do sinal original, o sinal resultante obtido nos dará um novo fasor, a quem chamamos aqui de $p_{R_{3,5}}$, que por sua vez, carrega o comportamento do transitório de maneira mais acentuada.

Em suma, quando o sistema encontra-se em regime, os sinais deslocados em frequência são constantes. Como a perturbação provoca uma variação na frequência do sinal, um observador, sob o eixo referencial, só notará uma alteração nos valores dos fasores de tensão ou corrente durante o distúrbio. Nestas condições, os sinais deslocados sofrem uma variação abrupta, inclusive em casos de desequilíbrio entre as fases, criando, assim, um contexto favorável para a detecção de defeitos. O

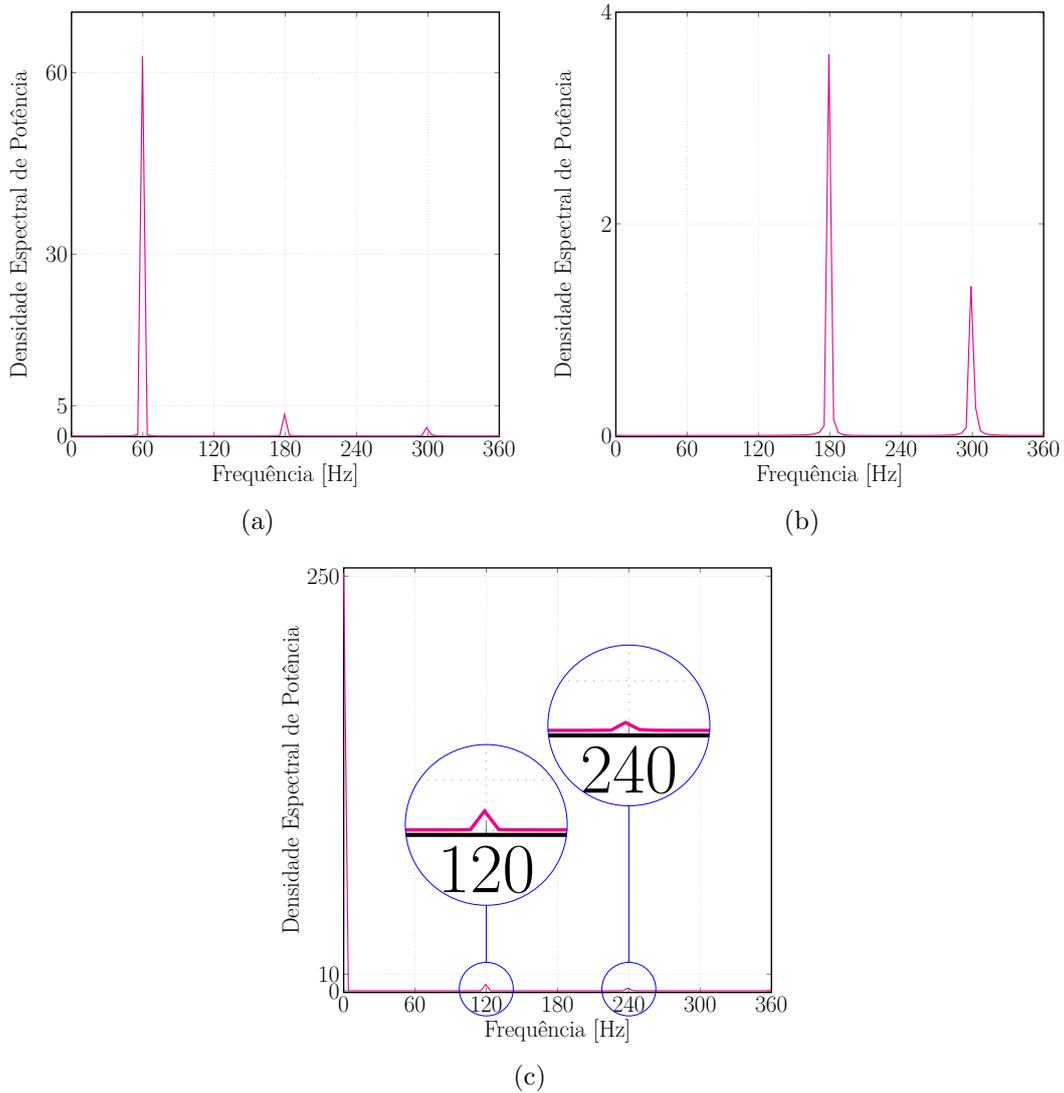


Figura 2.35: (a) $p_{R1,3,5}(t)$, (b) $p_{R3,5}(t)$ e (c) $\mathcal{D}[p(t)]$.

resultado obtido a partir da extração da componente fundamental do sinal original nos mostrará um transitório mais acentuado, ideal para aplicações em estudos que apresentem transitórios brandos, como por exemplo, o defeito de alta impedância.

Para tanto, a seção a seguir apresentará um estudo de aplicações de um circuito de sincronismo atuando como PMU na estimação de fasores estacionários. Em regime permanente, sua contribuição é a informação fasorial em um cenário poluído com harmônicos. Em regime transitório, sua aplicação está na estimativa de fasores dinâmicos, e será abordada no Capítulo 3.

Capítulo 3

Localização de Defeitos

3.1 Defeitos de Alta Impedância

Faltas de alta impedância (FAI) são distúrbios severos nos sistemas de energia elétrica, caracterizados por baixos valores de sobrecorrente de falta, assimetria, não-linearidade, intermitência, e fenômenos chamados de *buildup* e *shoulder*, que consistem no crescimento gradativo da corrente continuado por intervalos de constância [109]. Tais características dificultam o devido funcionamento dos dispositivos convencionais de proteção, uma vez que um baixo valor de corrente, por exemplo, pode não ser significativo o bastante para o acionamento da proteção.

Em [110] é proposto um modelo de resistência de falta variável no tempo que, além de descrever os fenômenos devido à FAI, também representa os fenômenos *buildup* e *shoulder* devido ao arco. Este modelo foi obtido empiricamente a partir de experimentos e testes de campo.

Baseado em [110], [1] apresenta um modelo adaptado para sistemas de transmissão de 230 kV, expresso por (3.1):

$$R_F(t) = \begin{cases} a_n t^n + a_{n-1} t^{n-1} + \dots + a_1 t + a_0, & \text{se } t_{if} \leq t \leq t_{rp}, \\ a_0, & \text{se } t > t_{rp}. \end{cases} \quad (3.1)$$

onde t_{if} é o instante do início da falta e t_{rp} é o instante em que R_F atinge o regime permanente. Os coeficientes a_0, a_1, \dots, a_n , são obtidos a partir de registros

oscilográficos reais de faltas ocorridas e variam de acordo com o tipo de superfície de contato: solo local, árvore, areia, asfalto e grama. A Figura 3.1 apresenta as curvas da resistência de falta R_F em função do tempo, para as diferentes superfícies de contato.

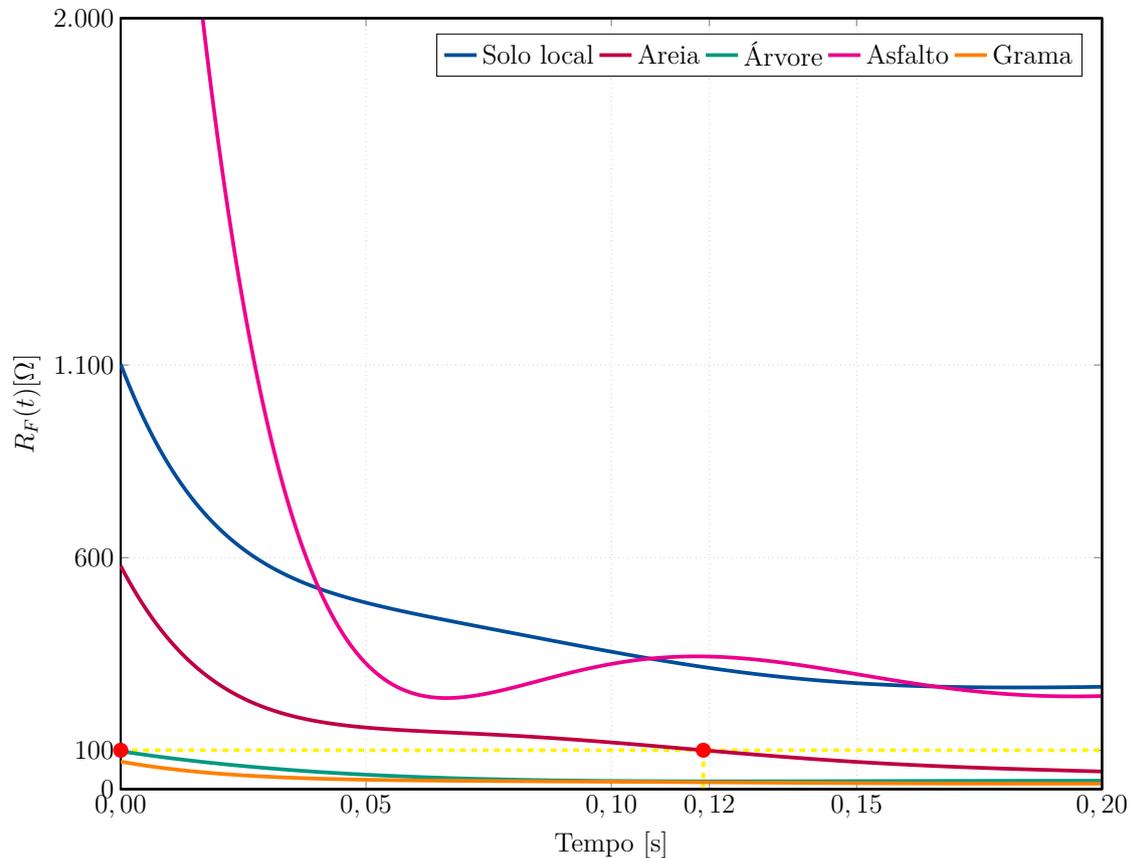


Figura 3.1: Curvas das resistências de falta em função do tempo, de acordo com a superfície de contato, obtidas a partir das informações disponíveis em [1].

Os métodos convencionais que apresentam estudos de localização de falta de alta impedância, costumam considerar uma resistência de falta de até 100Ω para descrever este fenômeno. No entanto, a Figura 3.1 mostra que a resistência de falta pode assumir características não lineares e valores consideravelmente superiores a 100Ω . Quanto maior for o valor da resistência de falta, mais atenuado será o transitório, tornando a sua detecção mais difícil e vulnerável à erros. Repare, por exemplo, que quando uma falta ocorre em uma superfície como o asfalto, a impedância de falta demora em torno de 120 ms para atingir um valor detectável, neste caso, 100Ω . Em termos de detecção, considerando que a onda viaja na

velocidade da luz, este atraso de 120 ms na detecção acarretaria em um erro de 36000 km na localização do defeito. Portanto, é de extrema importância que seja proposto um método que detecte o transitório mais próximo possível do instante da falta, independente do valor da resistência apresentado.

3.2 Algoritmo baseado em Ondas Viajantes aplicado à localização de faltas

O Algoritmo de Ondas Viajantes foi o escolhido como elemento localizador de faltas deste trabalho. A teoria de ondas viajantes é aplicada sobre o sinal gerado a partir de uma falta na linha de transmissão, que se manifesta como uma injeção abrupta de tensão ou corrente no ponto de defeito.

As ondas eletromagnéticas provenientes do transitório da falta se propagam ao longo da linha de transmissão em ambas direções e a uma velocidade próxima à da luz [111], e se deslocam até os terminais da linha. Após a incidência da primeira onda viajante no terminal, haverá uma reflexão e uma refração da onda, que darão origem às novas incidências, com amplitudes cada vez menores ao longo do processo até que se tornem nulas. Este processo ocorre concomitantemente em ambos terminais.

O fenômeno das ondas viajantes descrito pode ser ilustrado a partir do diagrama de Bewley-Lattice [111], mostrado na Figura 3.2. Este diagrama permite a obtenção das informações de posição e direção do movimento de cada onda incidente, refletida e refratada no sistema a cada instante de tempo. O diagrama apresenta uma linha de transmissão de comprimento l , conectada aos terminais $\#r$ (referência) e $\#s$ de uma rede elétrica. Os eixos horizontal e vertical representam a distância e o tempo, respectivamente. No instante de tempo t_0 esta linha é submetida uma falta, a uma distância d_F do terminal de referência $\#r$. Os índices ι , Γ e τ indicam as ondas incidentes, refletidas e transmitidas, respectivamente.

Com a informação do instante de tempo em que a primeira onda incidente atinge cada terminal, considerando que a onda se propaga a uma velocidade constante v_p ,

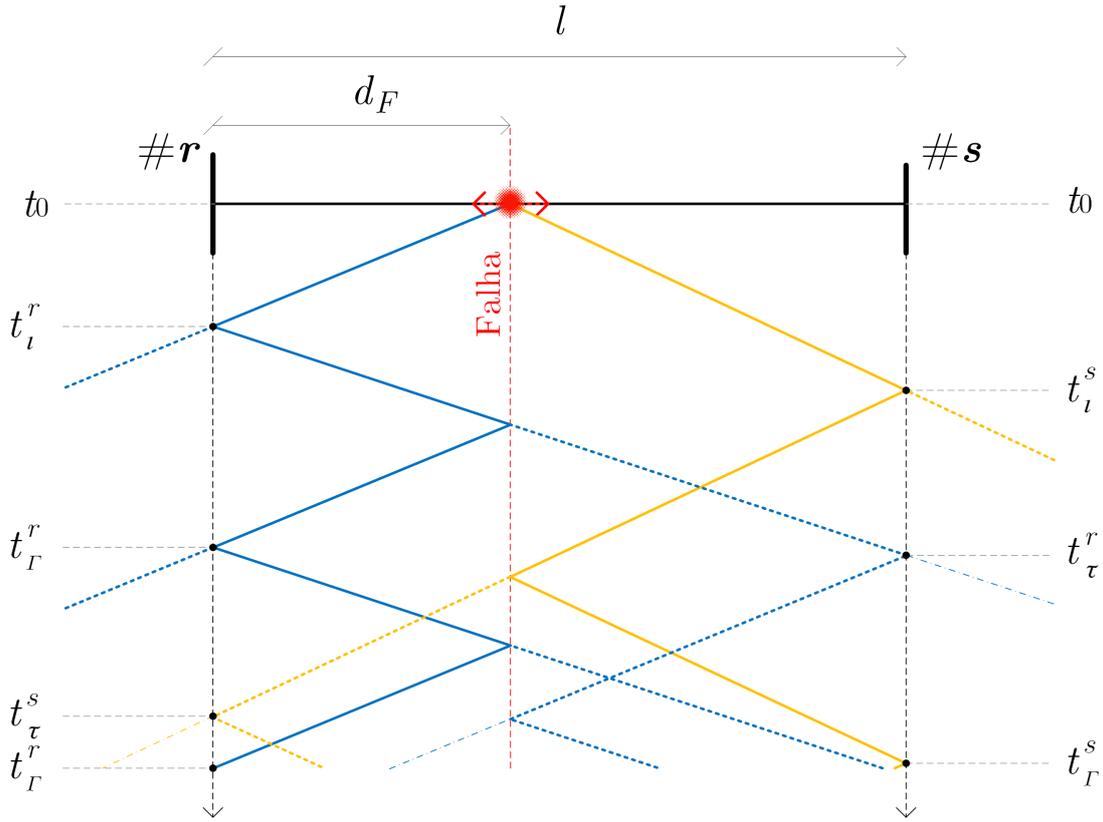


Figura 3.2: Diagrama de Bewley-Lattice.

e que o comprimento da linha de transmissão l é conhecido, a distância da falta d_F , é determinada por (3.2)

$$d_F = \frac{l - (t_l^s - t_l^r)v_p}{2} \quad (3.2)$$

onde t_l^r e t_l^s são os instantes de tempo em que as primeiras ondas viajantes do defeito atingem os terminais $\#r$ e $\#s$, respectivamente.

Sendo assim, a precisão do instante em que o transitório é detectado é de extrema importância para a correta localização de defeitos via ondas viajantes.

O método proposto por [2] foi considerado o mais conveniente para a detecção do transitório em estudos de localização, uma vez que, além de detectar o instante em que ocorre o transitório, ele dispensa tanto o armazenamento de amostras de medição, quanto a utilização de dados sincronizados. No entanto, nesta tese foi empregado o modelo que exige a sincronização dos dados. Este método está dividido em três etapas principais: transformação DQ, detecção do transitório e localização

da falta. Nesta tese, utiliza-se a transformação DQ de maneira ligeiramente diferente da realizada por [2]. Aqui, esta transformação é utilizada somente para o desacoplamento entre as fases. As demais etapas são aplicadas sem modificações.

3.2.1 Transformação Trifásica-Bifásica

Sinais trifásicos, cujas fases podem ser representadas vetorialmente, são frequentemente submetidos às transformações matemáticas para que os acoplamentos das variáveis possam ser representados em um mesmo referencial. Para tanto, será utilizada uma mudança de coordenadas, baseada na Transformada de Park, que transformará os sinais trifásicos em bifásicos, com componentes de eixo direto e em quadratura, conforme (3.3).

$$\begin{bmatrix} P_d \\ P_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\delta_d) & \cos(\delta_d - 120^\circ) & \cos(\delta_d + 120^\circ) \\ -\sin(\delta_d) & -\sin(\delta_d - 120^\circ) & -\sin(\delta_d + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_A \\ P_B \\ P_C \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

onde P_A , P_B e P_C são os sinais das fases a , b e c , respectivamente, que compõem o sinal trifásico; P_d e P_q são as componentes de eixo direto e em quadratura; e δ_d é o ângulo de fase da componentes de eixo direto P_d . Na primeira execução da transformada DQ é feito o alinhamento entre a componentes de eixo direto e da fase a do sinal trifásico. Assim, $\delta_d = \delta_A$, sendo δ_A o ângulo da fase a do sinal estudado.

3.2.2 Detecção do Transitório

Etapa 1 - Processamento das Componentes de Eixo Direto

Em casos de transitórios muito atenuados ou de defeitos de alta impedância, onde a intensidade da corrente não é suficiente para atingir os limiares das proteções instantâneas ou temporizadas [112], a variação da amplitude da componente P_d é irrisória, também não sendo suficiente para uma detecção efetiva do instante da falta.

Para sanar o problema de transitórios atenuados, [2] faz uso das energias das frequências para detectar o instante da falta. Estas energias crescem rapidamente com o aparecimento de componentes de alta frequência, o que facilita significativamente a detecção.

Inicialmente, calcula-se a grandeza incremental da componente de eixo direto, c_{dif} , dada por (3.4). Depois, calcula-se a energia janelada ξ_{dif} da grandeza incremental em (3.5):

$$c_{dif}(k) = P_d(k) - P_d(k - 1) \quad (3.4)$$

$$\xi_{dif}(k) = \sum_{n=k-\Delta k_{EN}+1}^k [c_{dif}(n)]^2 \quad (3.5)$$

onde k é o índice da k -ésima amostra e Δk_{EN} é o tamanho da janela, em número de amostras. Como sugerido em [2], o tamanho da janela adotado nesta tese corresponde a meio ciclo fundamental.

Embora c_{dif} seja mais sensível às variações de tensões e correntes do que P_d , esta grandeza incremental ainda pode provocar uma falsa detecção devido à presença de ruídos e pequenos desbalanceamentos do sistema em regime permanente. A energia janelada de c_{dif} , ξ_{dif} , suaviza as oscilações próprias do sistema, tornando-se mais apropriada para detecção do transitório, quando comparada com P_d e c_{dif} . Ainda que o crescimento de ξ_{dif} nos instantes iniciais do transitório seja rápido, o valor de ξ_{dif} permanece elevado durante o período da falta. Portanto, a identificação do crescimento abrupto de ξ_{dif} torna-se um recurso mais confiável para detecção do transitório e está descrita na Etapa 2.

Etapa 2 - Calibração dos Limiares Auto-Adaptativos

A calibração dos limiares auto-adaptativos é uma etapa de cálculo de fronteira capaz de identificar o instante de crescimento abrupto de ξ_{dif} . Estes limiares, também chamados de Fator de Sensibilidade, F_{SE} , são ajustados automaticamente de acordo com os níveis de oscilações típicas do sistema em regime permanente. O Fator de Sensibilidade é a relação entre os valores de máximo global e mínimo global das energias janeladas (ξ_{dif}), em uma janela móvel no tempo, cujo tamanho ΔF_{SE} está

descrito na Etapa 3. Assim, tem-se (3.6):

$$F_{SE}(k) = \frac{\max \{[\xi_{dif}(k), \xi_{dif}(k-1), \xi_{dif}(k-2), \dots, \xi_{dif}(k - \Delta F_{SE} + 1)]\}}{\min \{[\xi_{dif}(k), \xi_{dif}(k-1), \xi_{dif}(k-2), \dots, \xi_{dif}(k - \Delta F_{SE} + 1)]\}} \quad (3.6)$$

Etapa 3 - Detecção do Instante Inicial do Transitório

No processo de constatação do transitório, para discernir uma variação brusca de ξ_{dif} , cria-se uma nova janela móvel, chamada Δk_{DET} . Esta janela é adjacente à janela móvel de F_{SE} e possui valores atualizados de ξ_{dif} a cada amostragem. Quando a razão entre a primeira e última amostra da janela de energia ($\Delta \xi_{dif}$) for maior que o limiar (F_{SE}) calculado em (3.6), acrescido de um fator de segurança η_{MS} , ocorrerá o transitório. Desta maneira, a condição para detecção da falta é escrita como (3.7):

$$\Delta \xi_{dif}(k) = \frac{\xi_{dif}(k)}{\xi_{dif}(k - \Delta F_{SE} + 1)} > F_{SE} + \eta_{MS} \quad (3.7)$$

Os tamanhos das janelas foram rigorosamente testadas por [2] e, portanto, são igualmente consideradas neste trabalho: $\Delta k_{EN} = 0,5N$, $\Delta F_{SE} = N$, $\Delta k_{DET} = 0,1N$ e $\eta_{MS} = 0,05F_{SE}$, onde N é o número de amostras em um ciclo fundamental. O fator de segurança garante a robustez do método quando o sistema, em condições normais, está submetido a sinais com alto teor harmônico.

Agora, com o transitório detectado, seu instante de tempo correspondente torna-se conhecido e pode-se aplicar a equação (3.2) para localização de falta.

O algoritmo de detecção do transitório utilizado para localização de defeitos está organizado conforme mostra a Figura 3.3.

As curvas da Figura 3.3 foram obtidas a partir de um curto-circuito trifásico, com resistência de falta de 50Ω no Sistema 1 descrito na Seção 4.1, a uma distância de 100 km da Barra #1.

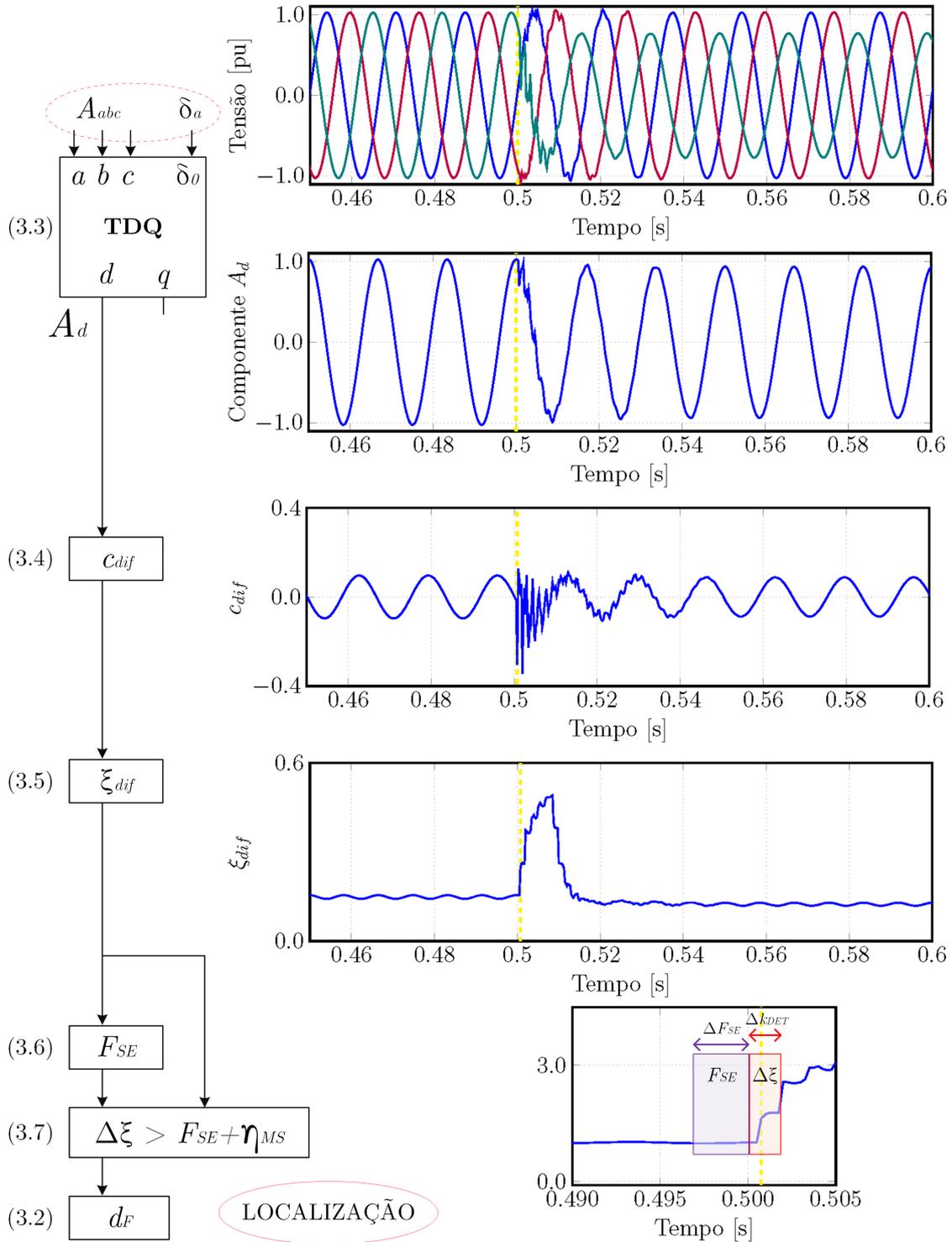


Figura 3.3: Procedimento executado pelo algoritmo de detecção do transitório para posterior localização de defeitos baseada em ondas viajantes.

3.3 Metodologia Proposta

Esta tese propõe uma metodologia de localização de defeitos de alta impedância a partir de um pré-processamento dos sinais de medição, para então a aplicação do algoritmo de detecção de transitório, para posterior localização de defeitos baseada em ondas viajantes, utilizando uma simples transformação de coordenadas. Não se pode dizer que é utilizada a técnica de ondas viajantes propriamente dita neste trabalho, uma vez que não se faz uso da frente de onda original do sinal na detecção do transitório. Aqui, utiliza-se a frente de onda de um sinal pré-processado, muito embora seja utilizado neste trabalho a formulação tradicional de ondas viajantes ao aplicar a equação (3.2) para a localização do defeito. Portanto, esta é uma técnica apenas baseada em na teoria das ondas viajantes.

Os métodos de localização de defeitos atuais ainda não apresentam uma sensibilidade satisfatória quando a impedância da falta é superior a 100Ω . Além da maioria dos estudos não levarem a resistência de falta a valores superiores a este, falhas de alta impedância podem possuir não-linearidades, devido aos fenômenos *buildup* e *shoulder*, que devem ser consideradas para que a detecção e a localização da falta sejam realizadas com precisão. No instante inicial do defeito, a resistência pode chegar a uma ordem de quilo ohms ($k\Omega$), e demorar quase meio segundo para estabilizar em um valor constante. Somente quando o valor de resistência chegar a um valor “detectável”, o instante da falta será estabelecido, gerando erros na localização.

Tomando-se como base uma resistência de falta constante, sabe-se que quanto maior seu valor, menos visível será o distúrbio nos sinais de medição, que implica em uma dificuldade de detecção do transitório. Quando o defeito possui características muito atenuadas, os atuais procedimentos de detecção ainda são insuficientes e verifica-se, então, a necessidade de se colocar o transitório em mais evidência, garantindo uma melhoria na observabilidade, para uma detecção bem sucedida.

Para contornar esse problema, é apresentado um método que consiste no pré-processamento dos sinais medidos, para que então os dados obtidos sejam submetidos a um algoritmo baseado em ondas viajantes [2], conforme mostra o esquema da

Figura 3.4.

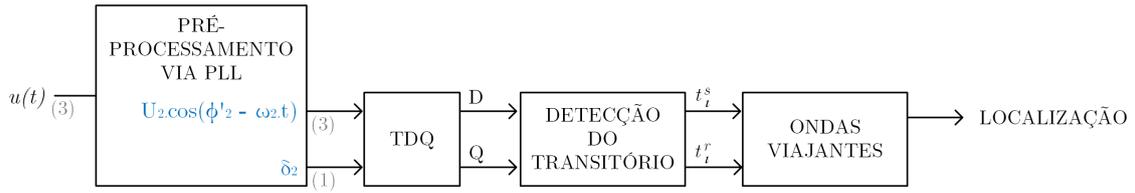


Figura 3.4: Diagrama de blocos completo do algoritmo de localização de faltas de alta impedância.

A Figura 3.5 mostra um diagrama de blocos simplificado do método proposto, que utiliza dois circuitos trifásicos de PLL. Ambos PLLs são capazes de estimar módulo e ângulo da componente fundamental do sinal medido. A partir das informações estimadas de módulo e ângulo, pode-se reproduzir a componente fundamental do sinal no domínio do tempo.

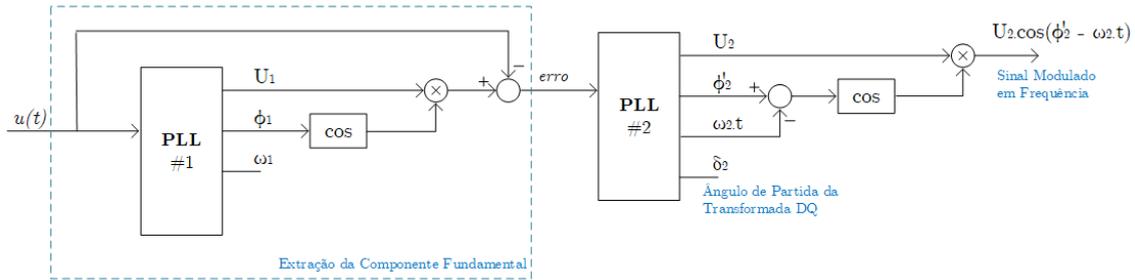


Figura 3.5: Diagrama de blocos do Método Proposto.

O primeiro PLL, cujo diagrama de blocos está descrito no Capítulo 2 e mostrado na Figura 2.3, calcula a frequência fundamental ω_1 do sinal medido $u(t)$ e posteriormente estima seus fasores. A partir das informações de módulo U_1 e ângulo ϕ_1 , a componente fundamental $u_1(t)$ de $u(t)$ é reconstituída no domínio do tempo. Em seguida, extrai-se do sinal medido a sua componente fundamental, obtendo-se um sinal de *erro*, sem as características da rede, mantendo-se somente as características do distúrbio existente. A equação (3.8) descreve melhor o procedimento, onde ω_1 é a frequência fundamental do sistema, e $\omega_2, \omega_3, \dots, \omega_n$ um conjunto de n frequências

diferentes da fundamental presentes em $u(t)$.

$$\begin{aligned}u(t) &= u_{\omega_1}(t) + u_{\omega_2}(t) + u_{\omega_3}(t) + \dots + u_{\omega_n}(t) \\erro &= u(t) - u_{\omega_1}(t) \\erro &= u_{\omega_2}(t) + u_{\omega_3}(t) + \dots + u_{\omega_n}(t)\end{aligned}\tag{3.8}$$

O sinal *erro* será enviado para o segundo PLL, para que seja identificada uma “nova frequência fundamental”, que pode ser assumida como sendo a frequência predominante do sinal com defeito. Agora, não é mais desejável que se tenha a componente fundamental do sinal de entrada do segundo PLL, no caso a componente fundamental do sinal de erro.

O PLL#2 é similar ao PLL#1, exceto pela pré-filtragem FPB inicial, pois não existe mais a componente fundamental da rede no *erro* e sua nova frequência fundamental é desconhecida, impossibilitando o ajuste no filtro.

Inicialmente, a idéia seria utilizar a formulação clássica do fasor dinâmico, cuja modelagem baseia-se na modulação em amplitude do sinal, que neste caso seria a parte real de $U_\alpha \cos(\phi_\alpha) e^{-j\phi_\alpha' t}$, lembrando que ϕ_α' é a frequência instantânea do sinal. Este sinal seria obtido a partir do PLL#2 e aplicado na entrada no algoritmo baseado em ondas viajantes. No entanto, neste trabalho, esta configuração não melhorou a observabilidade do sistema em sinais atenuados ou muito amortecidos. Portanto, optou-se, a título de investigação, por uma formulação de fasor dinâmico baseada na modulação em frequência, pois o desejável é que se obtenha um sinal que potencialize as características do transitório para que seja utilizado no algoritmo baseado em ondas viajantes.

A solução deste problema foi provocar uma perturbação em frequência ao utilizar uma modulação em fase (PM), que está dentro do próprio circuito do PLL.

É conhecido que o processo de modulação de fase consiste na variação de fase do sinal portador de modo proporcional ao sinal modulante. Sendo assim, são definidos

os sinais portador $x_p(t)$ e modulante $x_m(t)$, onde:

$$x_p(t) = X_p \cos(\theta_p(t)) \quad (3.9)$$

e X_p , θ_p , ω_p são amplitude, ângulo e velocidade angular do sinal portador, respectivamente; e $x_m(t)$ é uma função do sinal modulante, variante no tempo. O ângulo da portadora pode ser escrito como $\theta_p(t) = \omega_p(t)t + \delta_p$ e δ_p é a fase da portadora. Assim, modulação de fase pode ser escrita como $\delta(t)$:

$$\delta(t) = k_\delta x_m(t) \quad (3.10)$$

onde k_δ é a constante de proporcionalidade do modulador. O ângulo da portadora modulado em fase $\theta(t)$ é descrito por:

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \omega_p(t)t + \delta(t) \\ \theta(t) &= \omega_p(t)t + k_\delta x_m(t) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Finalmente, a equação final da modulação de fase é expressa por $x(t)$

$$\begin{aligned} x(t) &= X_p \cos(\theta(t)) \\ x(t) &= X_p \cos(\omega_p(t)t + k_\delta x_m(t)) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Fazendo um paralelo com as equações do PLL, ao definir o sinal modulante x_{α_m} sendo o sinal oscilatório $-\phi'_\alpha$, já dado em (2.2) tem-se:

$$\begin{aligned} x_{\alpha_m} &= -\phi'_\alpha \\ x_{\alpha_m} &= k_2 e_\alpha \sin(\phi_\alpha) - \omega_0 - \omega \end{aligned} \quad (3.13)$$

e a portadora sendo a saída do PLL#2,

$$\begin{aligned} x_{\alpha_p} &= U_\alpha \cos(\phi_\alpha) \\ x_{\alpha_p} &= U_\alpha \cos(\omega t + \delta_\alpha) \end{aligned} \quad (3.14)$$

A equação do sinal modulado em fase se torna:

$$\begin{aligned}x_{\alpha} &= U_{\alpha} \cos(\omega t - \phi'_{\alpha}) \\x_{\alpha} &= U_{\alpha} \cos(\omega t + k_2 e_{\alpha} \sin(\phi_{\alpha}) - \omega_0 - \omega)\end{aligned}\tag{3.15}$$

E o ângulo desse sinal θ_{α} :

$$\begin{aligned}\theta_{\alpha} &= \omega t - \phi'_{\alpha} \\ \theta_{\alpha} &= \omega t + k_2 e_{\alpha} \sin(\phi_{\alpha}) - \omega_0 - \omega\end{aligned}\tag{3.16}$$

Da Equação (3.16), pode-se definir a frequência instantânea ω_{α}^{inst} , em rad/s:

$$\begin{aligned}\omega_{\alpha}^{inst} &= \frac{d}{dt}\theta_{\alpha} \\ \omega_{\alpha}^{inst} &= \omega' t + \omega - \phi''_{\alpha} \\ \omega_{\alpha}^{inst} &= \omega + d_{\alpha\omega}\end{aligned}\tag{3.17}$$

onde ω é a frequência do sinal e $d_{\alpha\omega}$ é o distúrbio provocado na frequência do sinal, como consequência da modulação em fase realizada. Ao detalhar $d_{\alpha\omega}$, tem-se:

$$\begin{aligned}d_{\alpha\omega} &= \omega' t - \phi''_{\alpha} \\ d_{\alpha\omega} &= \omega' t - \omega' + k_3 e_{\alpha} \phi'_{\alpha} \cos(\phi_{\alpha}) \\ d_{\alpha\omega} &= \omega'(t - 1) + k_3 e_{\alpha} \phi'_{\alpha} \cos(\phi_{\alpha}) \\ d_{\alpha\omega} &= -k_2(t - 1)[e_A \sin(\phi_A) + e_B \sin(\phi_B) + e_C \sin(\phi_C)] + k_3 e_{\alpha} \phi'_{\alpha} \cos(\phi_{\alpha})\end{aligned}\tag{3.18}$$

A partir das Equações (3.16) e (3.18), conclui-se que enquanto o PLL não identificar a frequência do sinal, isto é, enquanto houver erro e_{α} (ou e_A , e_B , e_C) diferente de zero entre os sinais de entrada e saída do PLL, haverá uma modulação em frequência do sinal. Assim, as características do distúrbio são aumentadas pelo PLL e, agora, o algoritmo baseado em ondas viajantes passa a ser capaz de identificar o instante do transitório, até mesmo em casos de falta de alta impedância. Pode-se dizer, portanto, que a instabilidade do PLL no cálculo do fasor é aproveitada para identificar o

transitório.

A Figura 3.6 mostra o diagrama completo do método proposto.

Há de se acrescentar que o ângulo inicial necessário para a utilização da transformada DQ já é calculado automaticamente no PLL#2. A partir das informações de módulo e ângulo das fases A, B e C, o ângulo da componente de sequência positiva referente ao sinal de *erro* é computado com precisão satisfatória, o que é substancialmente importante na transformação DQ para que uma boa estimativa da localização seja alcançada.

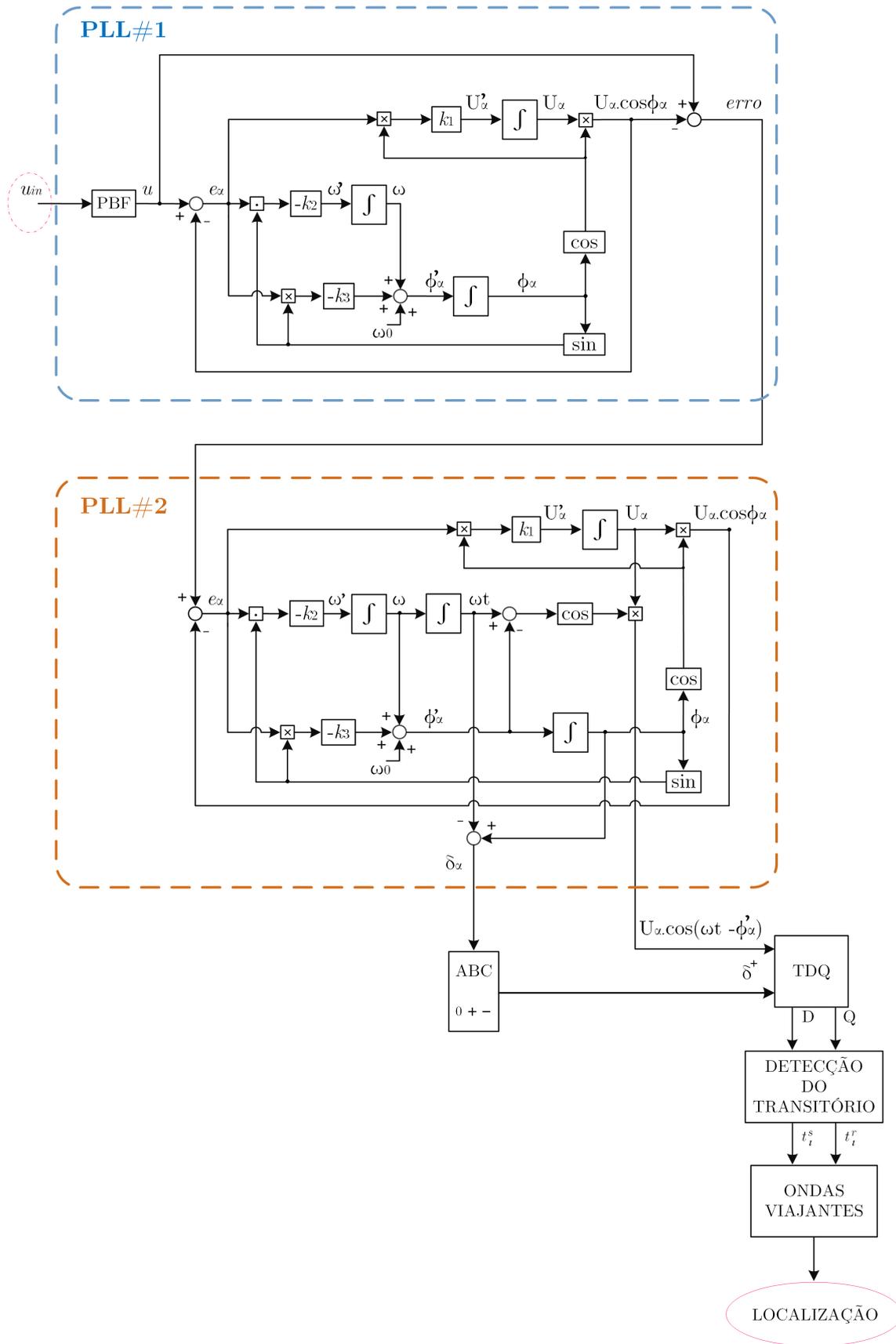


Figura 3.6: Diagrama de blocos completo do método proposto.

Capítulo 4

Simulações e Resultados

Este capítulo avalia a robustez do método proposto a partir da aplicação de defeitos monofásicos e trifásicos de alta impedância sobre quatro diferentes sistemas elétricos de potência, todos implementados no PSCAD/EMTDC. O primeiro sistema apresenta um caso básico com linha de transmissão convencional. No segundo sistema é assumido um modelo de torre não convencional, que considera novos condicionantes devido à expansão do sistema elétrico brasileiro. No terceiro sistema são levadas em conta a assimetria e as compensações série e *shunt* da linha de transmissão. O quarto sistema apresenta um sistema de cabos subterrâneos isolados.

Considerações realizadas

A literatura cita parâmetros da rede que podem interferir na confiabilidade do método de localização da falta, dos quais são considerados nos estudos do primeiro sistema: resistência de falta, resistividade do solo e transposição da linha [113].

Inicialmente, a localização de defeitos foi aplicada no Sistema 1, que está descrito na subseção seguinte, (4.1). O algoritmo foi utilizado conforme retratado na Figura 3.3: sem fazer uso do PLL, o sinal de tensão medido sofre uma transformação do sistema trifásico para bifásico, para então a aplicação dos algoritmos de detecção do transitório e localização do defeito. A impedância mínima de falta considerada foi de 50Ω e o método não localizou o defeito.

Depois, utilizou-se somente um PLL para a extração da componente fundamental do sinal medido, para então analisarmos o sinal de *erro*, dado por (3.8).

Primeiro, avaliou-se o efeito da transposição da linha:

Caso com transposição ideal: A resistência de falta R_F foi variada de 50 Ω a 10 k Ω . Os resultados apresentados na Tabela 4.1 mostram que método localizou a falta com erro máximo de 2,43% para R_F de 1000 Ω .

Tabela 4.1: Sistema 1 - Transposição ideal

R_F	Distância da Falta	Localização	Desvio
[Ω]	[km]	[%]	[%]
50	100	28,57	0,32
100	100	28,57	0,32
500	100	28,57	2,43
1000	100	28,57	2,43
10000	100	28,57	1,79

Dados: $v_p = 2,9557 \cdot 10^5$ km/s
 $\rho_{solo} = 1000$ $\Omega \cdot m$
 $N = 334$ amostras/ciclo

Caso com transposição real: A resistência de falta R_F foi variada de 50 Ω a 10 k Ω . Os resultados apresentados na Tabela 4.2 mostram que método localizou a falta com erro máximo de 4,29% para R_F até 100 Ω . Para valores superiores a este, os erros atingiram até 21,43%.

Tabela 4.2: Sistema 1 - Transposição real.

R_F	Distância da Falta	Localização	Desvio
[Ω]	[km]	[%]	[%]
50	100	28,57	31,00
100	100	28,57	32,86
500	100	28,57	39,44
1000	100	28,57	50,00
10000	100	28,57	14,11

Dados: $v_p = 2,9557 \cdot 10^5$ km/s
 $\rho_{solo} = 1000 \Omega \cdot m$
 $N = 334$ amostras/ciclo

Como os resultados com a linha em transposição real são piores do que em linhas com transposição ideal, foi aplicado o deslocamento em frequência, a partir do segundo PLL, para melhorar a observabilidade do transitório.

Agora, considerando o sistema com transposição real, variou-se a resistência de falta para verificar a influência do solo na localização do defeito, considerando-se os seguintes valores de resistividade do solo: 100, 1000 e 3000 $\Omega \cdot m$. Os valores idênticos na localização do defeito para diferentes valores de resistividade do solo, apresentados na Tabela 4.3, mostram que o método proposto não sofre influência do solo e nem da resistência de falta na localização do defeito. Além disso, ao comparar as Tabelas 4.2 e 4.3 pode-se constatar uma melhoria na precisão da localização em linhas com transposição real.

Tabela 4.3: Sistema 1 - Influência da resistividade do solo.

Resistividade do Solo			100 $\Omega\cdot\text{m}$	1000 $\Omega\cdot\text{m}$	3000 $\Omega\cdot\text{m}$
R_F	Distância da Falta		Desvio	Desvio	Desvio
[Ω]	[km]	[%]	[%]	[%]	[%]
50	100	28,57	0,49	0,49	0,49
100	100	28,57	0,49	0,49	0,49
500	100	28,57	0,49	0,49	0,49
1000	100	28,57	0,49	0,49	0,49
5000	100	28,57	0,49	0,49	0,49
10000	100	28,57	0,49	0,49	0,49
50	300	85,71	4,31	4,31	4,31
5000	300	85,71	2,21	2,21	2,21
10000	300	85,71	0,12	0,12	0,12

Dados: $v_p = 2,9557 \cdot 10^5$ km/s
 $N = 334$ amostras/ciclo

Outro parâmetro analisado foi a altura da torre, como mostrado na Tabela 4.4. Os valores considerados foram 30, 90 e 280 metros. Para diferentes valores de resistência de falta, foram encontrados os mesmos valores de localização do defeito, indicando, portanto, que a altura da torre não afeta a precisão do método proposto.

Tabela 4.4: Sistema 1 - Altura da torre.

	Altura da torre	30m	90m	280m	
R_F	Distância da Falta	Desvio	Desvio	Desvio	
[Ω]	[km]	[%]	[%]	[%]	
50	100	28,57	0,49	0,49	0,49
100	100	28,57	0,49	0,49	0,49
500	100	28,57	0,49	0,49	0,49
1000	100	28,57	0,49	0,49	0,49
5000	100	28,57	0,49	0,49	0,49
10000	100	28,57	0,49	0,49	0,49

Dados: $v_p = 2,9557 \cdot 10^5$ km/s
 $\rho_{solo} = 1000 \Omega \cdot m$
 $N = 334$ amostras/ciclo

Por fim, para avaliar a influência da aproximação do valor da velocidade de propagação da onda v_p na localização do defeito, foram realizados curtos-circuitos trifásicos ao longo da mesma linha, utilizando-se três diferentes valores de velocidade:

$$v_{p1} = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

$$v_{p2} = v_c,$$

$$v_{p3} = 0,977 \cdot v_c,$$

onde L e C são a indutância e a capacitância da linha de transmissão aérea, respectivamente, e v_c é a velocidade da luz e vale $3 \cdot 10^5$ km/s. O resultados são apresentados na Tabela 4.5 e ilustrados na Figura 4.1. Pode-se observar que os erros na localização do defeito considerando-se as velocidades 1, 2 e 3 são muito próximos.

Na análise da velocidade de propagação da onda, a resistência de falta utilizada foi de 50 k Ω , na intenção de descobrir também se existe uma influência do valor de resistência no método proposto para a localização de falha ou mesmo um valor

Tabela 4.5: Influência da aproximação do valor da velocidade de propagação da onda na localização do defeito.

Velocidade de Propagação		v_{p1}	v_{p2}	v_{p3}
Distância da Falta	Desvio	Desvio	Desvio	
[km]	[%]	[%]	[%]	[%]
12,0	3,43	4,35	3,71	4,70
25,0	7,14	0,63	0,00	0,99
32,2	9,20	1,42	2,06	1,07
50,0	14,29	4,05	3,57	4,31
63,0	18,00	0,33	0,14	0,60
75,0	21,43	3,10	3,57	2,83
79,0	22,57	4,32	4,71	3,98
100,0	28,57	0,32	0,00	0,49
118,1	33,74	4,85	5,17	4,68
125,0	35,71	3,73	3,57	3,82
145,0	41,43	1,99	2,14	1,90
150,0	42,86	3,41	3,57	3,33
160,4	45,83	4,17	4,17	4,17
175,0	50,00	0,00	0,00	0,00
183,0	52,29	2,29	2,29	2,29
200,0	57,14	3,41	3,57	3,33
207,0	59,14	1,42	1,57	1,33
225,0	64,29	3,73	3,57	3,82
229,5	65,57	5,54	5,86	5,37
250,0	71,43	0,32	0,00	0,49
263,4	75,26	4,15	3,83	4,32
275,0	78,57	3,10	3,57	2,83
291,7	83,33	1,66	1,19	1,93
300,0	85,71	4,05	3,57	4,31
314,0	89,71	2,51	3,15	2,16
325,0	92,86	0,63	0,00	0,99
348,7	99,63	2,73	3,51	2,29
Erro médio		2.67	2.67	2.68

Dados: $R_F = 50 \text{ k}\Omega$

$\rho_{solo} = 1000 \text{ }\Omega\cdot\text{m}$

$N = 64 \text{ amostras/ciclo}$

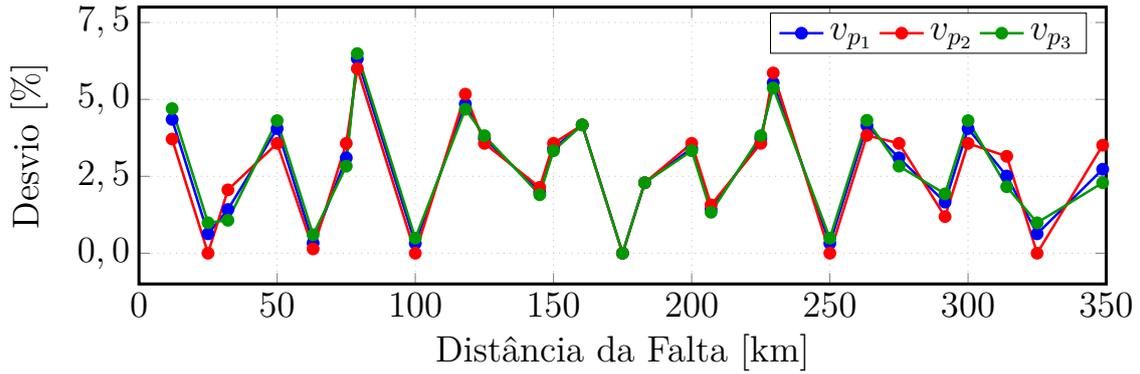


Figura 4.1: Influência do valor da velocidade de propagação da onda na localização do defeito.

limiar para uma localização satisfatória. A conclusão foi que tal método é totalmente indiferente à variação do valor da resistência. Parâmetros da torre como altura, transposição e resistividade do solo também foram variados e não apresentaram nenhuma influência sobre os resultados da localização quando se utiliza o método proposto, uma vez que quando comparadas as situações, foram alcançados os mesmos resultados na localização do defeito.

Sendo assim, serão considerados em todos os testes das Seções 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4:

- Esquema de transposição real ($1/6 - 1/3 - 1/3 - 1/6$),
- Resistência de falta $R_F = 50 \text{ k}\Omega$,
- Resistividade do solo $\rho_{solo} = 1000 \text{ }\Omega\cdot\text{m}$,
- Velocidade de propagação da onda $v_p = 0.977 \cdot v_c$.

Vale lembrar que, aqui considera-se o resultado satisfatório quando o erro na localização do defeito está associado somente à taxa de amostragem do sinal medido, ponto que será melhor comentado no estudo do Sistema 1. Além disso, deve-se assegurar que o sistema está em regime permanente antes do defeito, descartando na análise, por exemplo, a inicialização das máquinas no programa ou o efeito da energização dos cabos.

Por fim, a Figura 4.2 mostra, de maneira geral, as características das curvas analisadas pelo algoritmo de localização de defeitos via PLL e a Figura 4.3 mostra as curvas típicas do procedimento de detecção do transitório, quando o sinal é previamente processado pelo PLL. O distúrbio realizado no Sistema 1 para a obtenção

destas curvas foi um curto-circuito trifásico a 100km da Barra #1, considerando $R_F = 10 \text{ k}\Omega$, $N = 334$ amostras/ciclo, $\rho_{solo} = 1000 \text{ }\Omega\cdot\text{m}$ e $v_p = 0.977 \cdot v_c$.

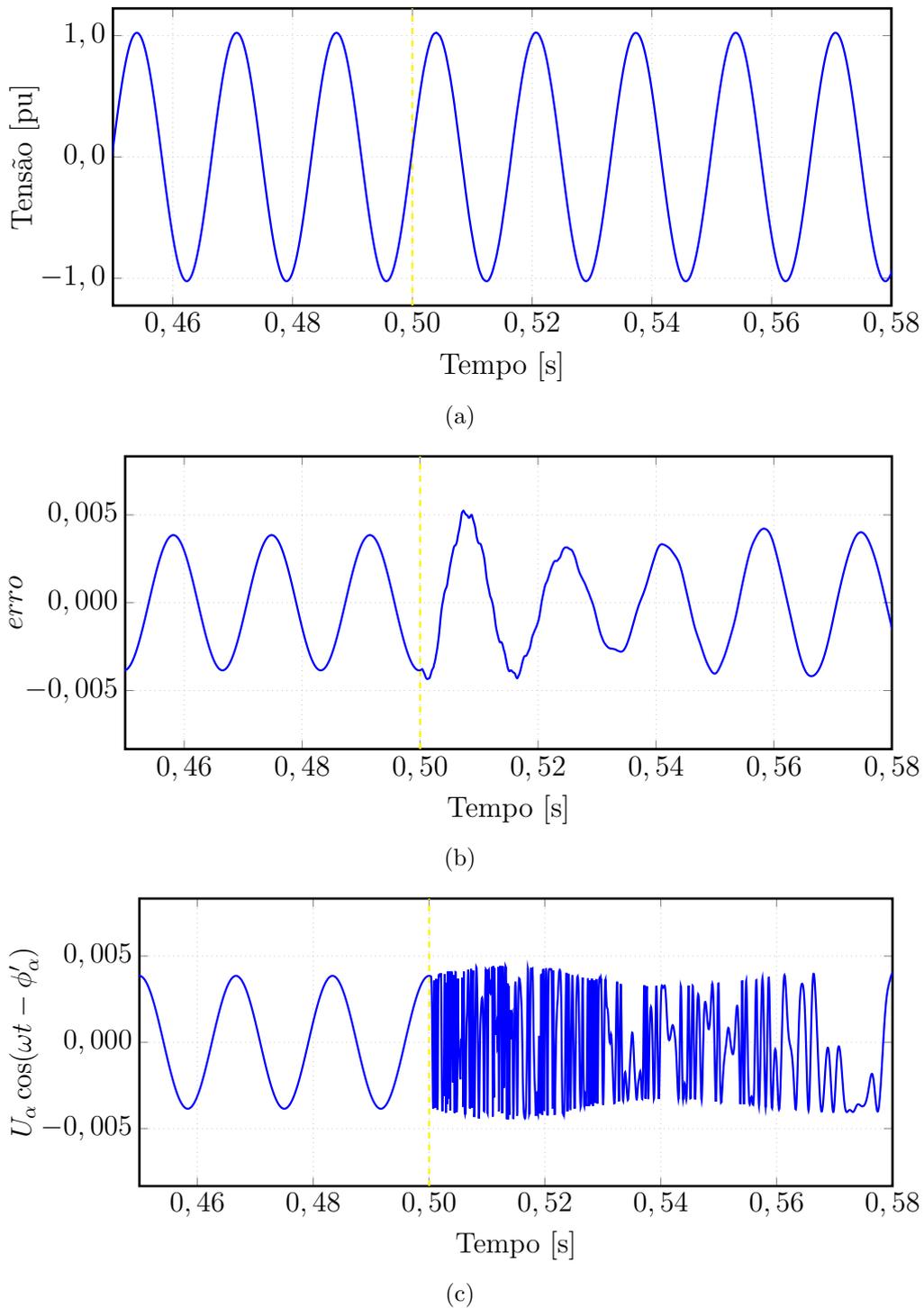
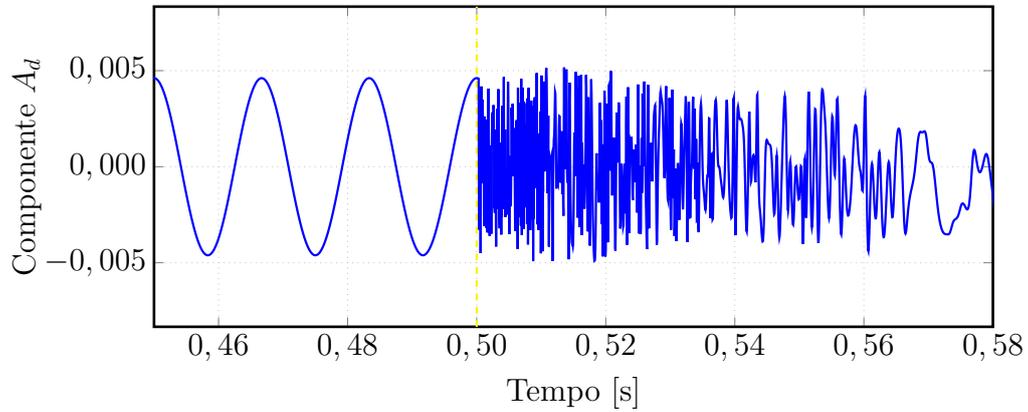


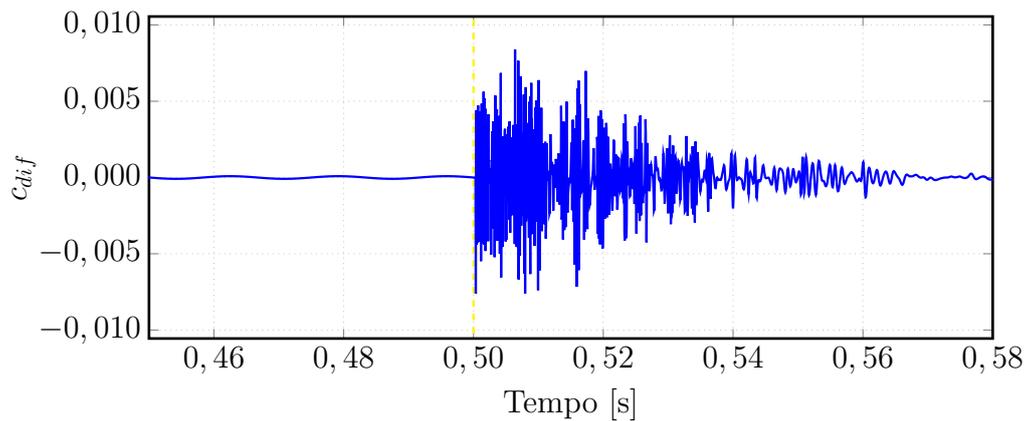
Figura 4.2: Curvas típicas da (a) tensão medida, e dos sinais de (b) *erro* e (c) modulado (3.17), calculados pelo PLL.

A Figura 4.2 (a) indica que o distúrbio com uma resistência de falta de valor elevado não apresenta uma perturbação significativa na forma de onda. Por ou-

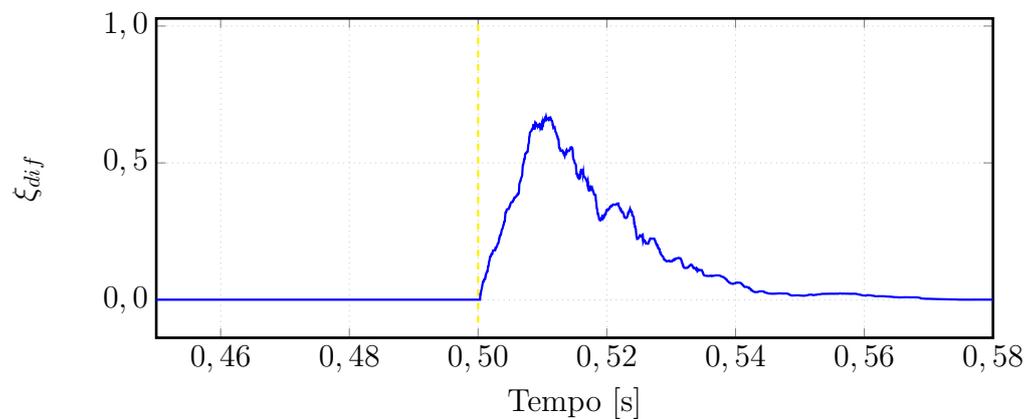
tro lado, a Figura 4.2 (b) mostra que o distúrbio torna-se perceptível no sinal de *erro*, embora ainda não seja suficiente para a detecção do transitório. A Figura 4.2 (c) mostra que o distúrbio na frequência do sinal de *erro* favorece a melhoria na observabilidade do transitório.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.3: Curvas das (a) Componente P_d , (b) c_{dif} e (c) ξ_{dif} .

4.1 Sistema 1

A Figura 4.4 apresenta o primeiro sistema elaborado para um caso base cuja linha de transmissão é conectada a dois subsistemas equivalentes. Serão considerados curtos-circuitos monofásicos e trifásicos. Todos os circuitos aéreos são representados por linhas reais de 440 kV, considerando um modelo de linha dependente da frequência, no domínio das fases.

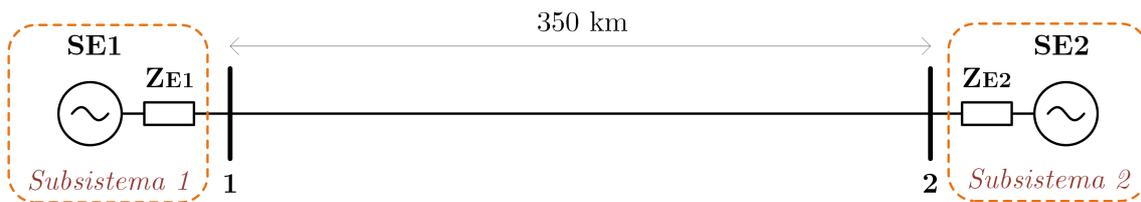


Figura 4.4: Diagrama unifilar do Sistema 1.

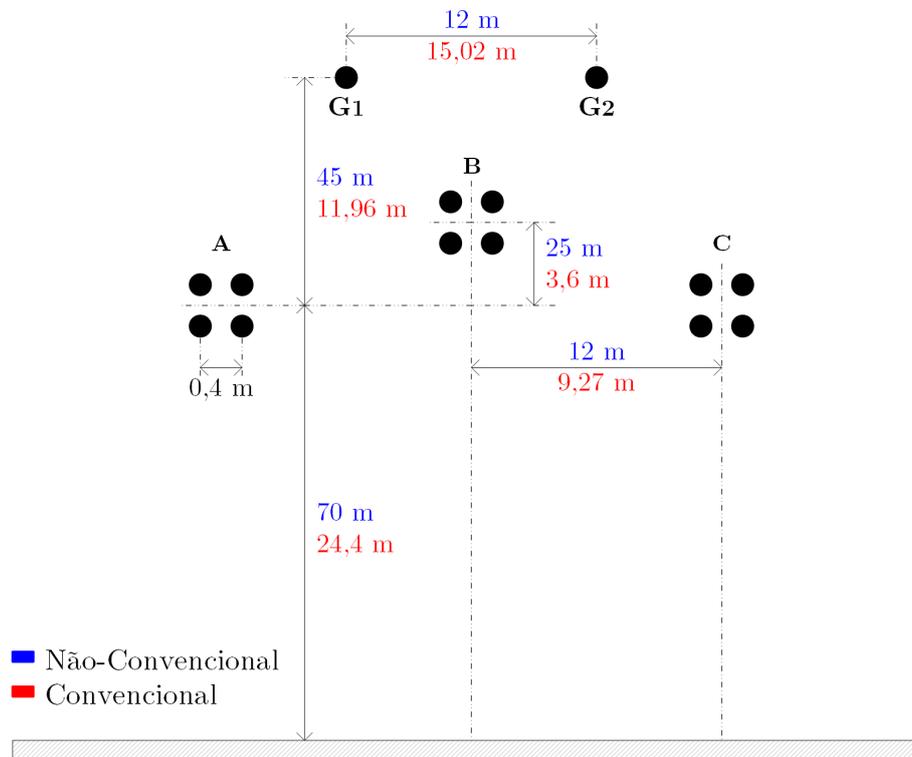


Figura 4.5: Geometria das Torres: Convencional e Não-Convencional.

A geometria da torre, mostrada na Figura 4.5, é baseada no modelo convencional de 440 kV [114], amplamente utilizado em sistemas EAT. A altura da torre é de

24,4 m e o comprimento da linha é de 350 km, sendo assim, tratada com transposição real. Cada fase possui 4 subcondutores *Grosbeak* e os para-raios são do tipo EHWS-3/8". A resistividade do solo é de 1000 $\Omega \cdot m$.

4.1.1 Curto-Circuito Monofásico

Foram aplicados curtos-circuitos monofásicos de alta impedância com duração de 100 ms em diferentes pontos ao longo dos 350 km da linha estudada. A Tabela 4.6 mostra a localização estimada da falta em relação à Barra #1.

Tabela 4.6: Sistema 1 - Localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico

Distância da Falta		Localização	Desvio	
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
12,0	3,43	8,13	4,70	16,46
32,2	9,20	8,13	1,07	3,75
63,0	18,00	18,60	0,60	2,10
79,0	22,57	18,60	3,97	13,90
118,1	33,74	29,06	4,68	16,39
145,0	41,43	39,53	1,90	6,65
160,4	45,83	50,00	4,17	14,60
183,0	52,29	50,00	2,29	8,00
207,0	59,14	60,47	1,33	4,65
229,5	65,57	70,94	5,37	18,79
263,4	75,26	70,94	4,32	15,11
291,7	83,33	81,40	1,93	6,77
314,0	89,71	91,87	2,16	7,54
348,7	99,63	101,92	2,29	8,02

Outro ponto considerado foi o número de amostras por ciclo a ser declarado no algoritmo de ondas viajantes. A precisão da localização é completamente dependente

do número de amostras fornecidas pela medição. Inicialmente foi considerada uma taxa de amostragem de 64 amostras por ciclo, representando a taxa de amostragem dos medidores.

O erro máximo encontrado foi de 5,37%, que corresponde à 18,8 km de erro. Um novo teste, considerando-se 512 amostras por ciclo, foi realizado a fim de reforçar que o método proposto está intimamente ligado ao número de amostras fornecidas. Os resultados para este último caso estão apresentados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Sistema 1 - Localização da falta com 512 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico

Distância da Falta		Localização	Desvio	
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
12,0	3,43	4,44	1,01	3,54
32,2	9,20	9,80	0,60	2,10
63,0	18,00	17,84	0,16	0,56
79,0	22,57	23,20	0,63	2,20
118,1	33,74	33,92	0,18	0,62
145,0	41,43	41,96	0,53	1,86
160,4	45,83	44,64	1,19	4,16
183,0	52,29	51,26	1,03	3,59
207,0	59,14	58,04	1,10	3,86
229,5	65,57	64,74	0,83	2,91
263,4	75,26	75,46	0,20	0,71
291,7	83,33	82,16	1,17	4,11
314,0	89,71	87,68	2,03	7,12
348,7	99,63	98,24	1,39	4,86

Comparando-se os casos de 64 e 512 amostras por ciclo, pode-se perceber uma melhoria significativa na precisão, quando se aumenta o número de amostras, como ilustrado na Figura 4.6. Repare que agora com 512 amostras por ciclo, diferentes

pontos de defeitos como 12 e 32,2 km, por exemplo, não apresentam o mesmo valor estimado de localização do defeito, como quando utilizados 64 amostras por ciclo. Com 64 amostras por ciclo, o algoritmo indicou que ambas as faltas ocorreram a 28,45 km da Barra #1. Já com 512 amostras por ciclo, o algoritmo indicou que as faltas a 12 km e a 32,2 km da Barra #1 ocorreram a 15,54 km e a 34,3 km da Barra #1, respectivamente, indicando uma melhoria na precisão da localização do defeito. Para o caso com 64 amostras por ciclo, a detecção do defeito para as duas distâncias é representada pela mesma amostra do sinal, acarretando na mesma localização do defeito para diferentes distâncias. A relação entre a melhoria da precisão e o número de amostras será melhor explicada mais adiante.

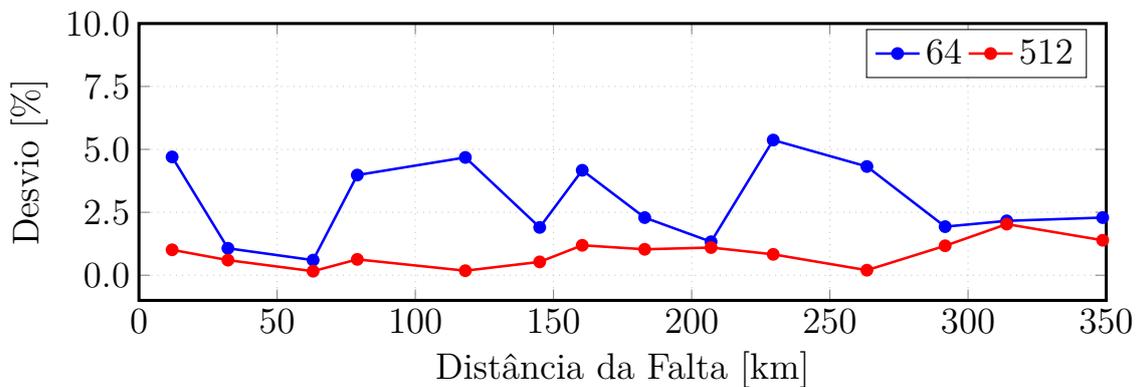


Figura 4.6: Sistema 1 - Comportamento comparativo do erro na localização da falta com 64 e 512 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.

Comparação com o Método Proposto por [2]

As medições de tensão do caso de curto-circuito monofásico de alta impedância, descrito anteriormente, foram submetidas ao algoritmo proposto por [2], a título de comparação com o algoritmo proposto nesta tese. A Tabela 4.8 mostra a localização estimada da falta em relação à Barra #1.

A Tabela 4.9 mostra a precisão do método proposto por [2], de acordo com a variação do valor da resistência de falta, quando o defeito é aplicado a 32,2 km da Barra #1.

Tabela 4.8: Sistema 1 - Resultados do método proposto [2] para a localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico

Distância da Falta		Localização	Desvio	
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
12,0	3,43	8,13	4,70	16,46
32,2	9,20	18,60	9,40	32,89
63,0	18,00	8,13	9,87	34,55
79,0	22,57	29,06	6,49	22,73
118,1	33,74	29,06	4,68	16,38
145,0	41,43	39,53	1,90	6,64
160,4	45,83	50,00	4,17	14,60
183,0	52,29	29,06	23,22	81,28
207,0	59,14	50,00	9,14	32,00
229,5	65,57	60,47	5,10	17,86
263,4	75,26	70,94	4,32	15,13
291,7	83,33	81,40	1,94	6,79
314,0	89,71	91,87	2,16	7,55
348,7	99,63	91,87	7,76	27,15

Ao comparar os resultados da Tabela 4.8 com os da Tabela 4.6, nota-se que o método proposto nesta tese apresenta maior precisão quando se considera valores elevados de resistência de falta. A Tabela 4.9 mostra que a precisão é piorada para valores de resistência de falta acima de 1000 Ω , quando a falha ocorre a 32,2 km da Barra #1.

Tabela 4.9: Sistema 1 - Influência do valor da resistência de falta nos resultados do método proposto [2].

R_F	Distância da Falta	Localização	Desvio		
$[\Omega]$	[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
100	32,2	9,20	8,13	1,07	3,75
500	32,2	9,20	8,13	1,07	3,75
1000	32,2	9,20	8,13	1,07	3,75
1500	32,2	9,20	NL	NL	NL
2000	32,2	9,20	29,06	19,86	69,53
5000	32,2	9,20	NL	NL	NL
10000	32,2	9,20	18,60	9,40	32,89

NL: não localizado

4.1.2 Curto-Circuito Trifásico

Embora a ocorrência de um curto-circuito trifásico de alta impedância seja uma possibilidade remota em termos práticos, tal situação também foi considerada neste estudo e está mostrada na Tabela 4.10 e na Figura 4.7.

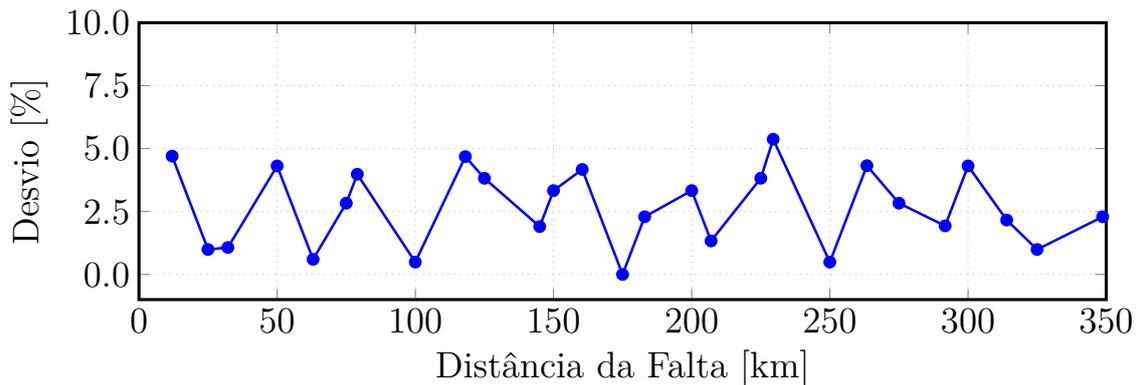


Figura 4.7: Sistema 1 - Erro na localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto-circuito trifásico.

Tabela 4.10: Sistema 1 - Localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto-circuito trifásico.

Distância da Falta		Localização	Desvio	
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
12,0	3,43	8,13	4,70	16,46
32,2	9,20	8,13	1,07	3,75
63,0	18,00	18,60	0,60	2,10
79,0	22,57	18,60	3,97	13,90
118,1	33,74	29,06	4,68	16,39
145,0	41,43	39,53	1,90	6,65
160,4	45,83	50,00	4,17	14,60
183,0	52,29	50,00	2,29	8,00
207,0	59,14	60,47	1,33	4,65
229,5	65,57	70,94	5,37	18,79
263,4	75,26	70,94	4,32	15,11
291,7	83,33	81,40	1,93	6,77
314,0	89,71	91,87	2,16	7,54
348,7	99,63	101,92	2,29	8,02

Como o caso de curto-circuito monofásico é um distúrbio menos intenso do que o trifásico, é de se esperar que se o método é sensível à falha monofásica, ele também será sensível à falha trifásica. As Tabelas 4.6 e 4.10 mostram que para os mesmos pontos de falha e número de amostras, a localização apontada pelo algoritmo é a mesma. Este fato indica que, uma vez que os sinais são pré-processados pelo PLL e sofrem uma modulação em frequência, a precisão do método como um todo está relacionada somente ao número de amostras.

4.1.3 Relação entre o erro de localização e o número de amostras

Considerando a velocidade de propagação v_p da onda igual à velocidade da luz ($3 \cdot 10^8$ m/s) e a taxa de amostragem do sinal 64 amostras/ciclo, pode-se afirmar que o tempo de amostragem (Δt) vale aproximadamente $0,25 \cdot 10^{-3}$ s. O espaço percorrido pela onda entre duas amostras é dado por $\Delta s = v_p \cdot \Delta t$, que neste caso resulta em $\Delta s = 75$ km.

O erro de localização pode ser dado pela diferença entre as distâncias real e estimada, como mostra (4.1):

$$erro = \frac{|d - d_{est}|}{l} \cdot 100\% \quad (4.1)$$

onde l é o comprimento da linha de transmissão, d é a distância real e d_{est} a distância estimada.

A Figura 4.8 mostra um breve esquema para entendimento do impacto do número de amostras no erro na localização da falta. Considere t_i o tempo que a onda leva para atingir a Barra # i e t_{Di} o instante que o algoritmo detecta o transitório, onde $i = \{1, 2\}$ é o índice da barra. A diferença entre os tempos de detecção e real, t_{erro_i} , será proporcional ao erro de localização em cada extremidade da linha. O erro de localização da falta (e) será proporcional à diferença entre esses erros de cada extremidade da linha, conforme (4.2):

$$\begin{aligned} t_{erro_i} &= t_{Di} - t_i \\ e &= \frac{|t_{erro_2} - t_{erro_1}| \cdot v_p}{l} \cdot 100\% \end{aligned} \quad (4.2)$$

A Figura 4.8 (b) apresenta um caso de curto-circuito trifásico a 150 km da Barra#1. Na ocorrência do defeito, as ondas viajam nas direções das Barras #1 e #2, a partir do ponto da falta. Na onda que viaja para a direita, observe que a 2ª amostra ainda não atingiu a Barra #2. Logo, o transitório só é detectado na 3ª amostra. No entanto, até que o algoritmo detecte o transitório em t_{D2} , a onda já teria

viajado por $83,3 \mu\text{s}$ ($t_{erro_2} = \Delta t/3$) além do tempo real (t_2) que a onda atingiu a Barra #2. Neste intervalo, pode-se afirmar que a onda percorreu 25 km além do esperado, gerando um erro de localização nesta extremidade. Sendo assim, quanto menor o tempo de amostragem, mais rápido o método detecta a amostra seguinte e, por consequência, o erro na localização torna-se menor. No caso da Barra #1, o instante da detecção do transitório corresponde ao instante que a onda alcança a Barra #1 ($t_{d1} = t_1$), gerando um erro nulo na detecção desta extremidade, $t_{erro_1} = 0$. Conhecidos t_{erro_1} e t_{erro_2} , o erro de localização da falta pode ser calculado a partir de (4.2) que, para este caso, vale 3,57%. O mesmo erro está destacado em azul na Tabela 4.11, que por sua vez foi calculado a partir de (4.1).

Outra conclusão obtida a partir de (4.2) é que o erro na localização será nulo quando $t_{erro_1} = t_{erro_2}$, ou seja, quando o tempo de viagem da onda desde a barra até a detecção da falta é igual em ambas extremidades. Este caso é ilustrado na Figura 4.8 (a). Na Tabela 4.11 estão destacados em amarelo os casos em que o erro é nulo.

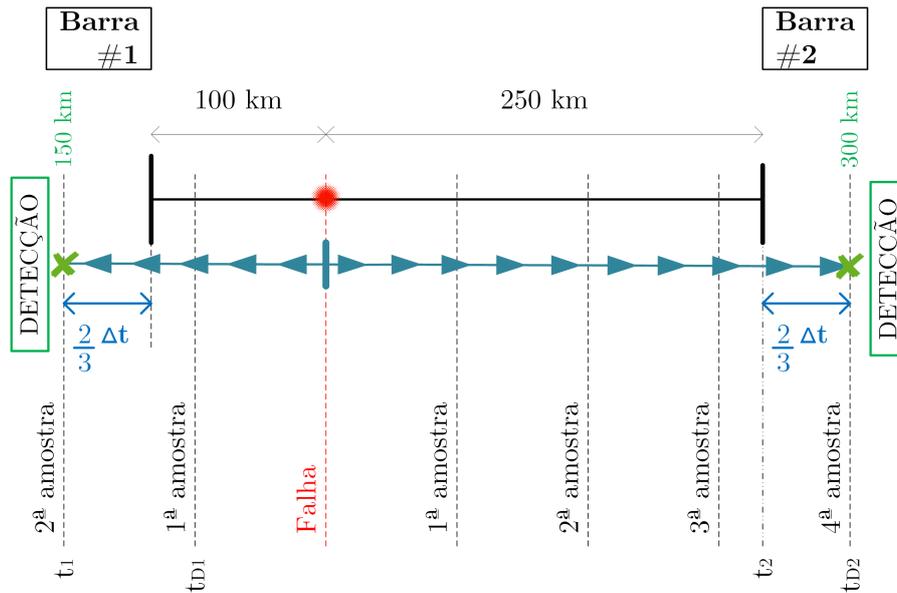
Aplicando o mesmo raciocínio, pode-se dizer que o erro máximo, e_{max} , ocorre quando $|t_{erro_2} - t_{erro_1}| \approx \Delta t$ e pode ser expresso por (4.3):

$$e_{max} = \frac{\Delta t \cdot v_p}{2l} \cdot 100\% \quad (4.3)$$

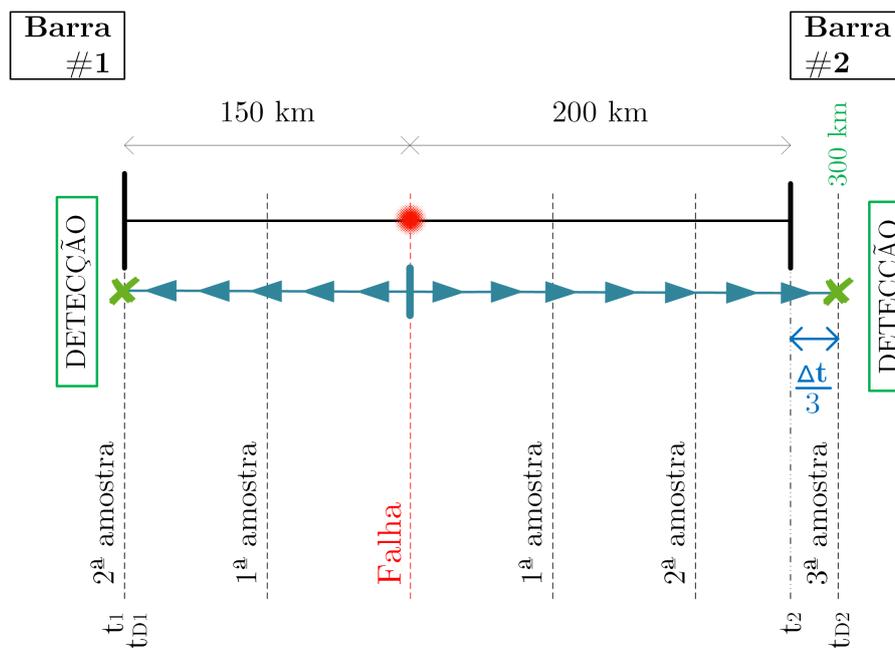
lembrando que o valor máximo que t_{erro_i} pode assumir deve ser ligeiramente inferior a Δt . Sendo assim, ao aplicar (4.3) para este caso, e considerando $\Delta t = 250 \mu\text{s}$, o erro máximo esperado vale 10,71%. Todos os valores obtidos neste caso foram inferiores ao erro máximo esperado. Embora a questão do número de amostras ainda seja um ponto delicado no funcionamento do método, com o avanço da tecnologia, a intensificação nos estudos com aplicações em tempo real e a necessidade de obter métodos precisos e robustos que assegurem a segurança do crescente sistema elétrico, é uma tendência que os dispositivos de medição evoluam no que diz respeito à taxa de amostragem dos sinais. Em relés de ondas viajantes, por exemplo, já são comercializados equipamentos com frequência de amostragem de 1 MHz.

Tabela 4.11: Localização de Curto-Circuito Trifásico aplicado a uma linha de 350 km, considerando a velocidade de propagação da onda $3 \cdot 10^5$ km/s.

Distância da Falta [km]	Localização [%]	Localização [%]	Desvio [%]
12	3,43	7,14	3,71
25	7,14	7,14	0,00
32,2	9,20	7,14	2,06
50	14,29	17,86	3,57
63	18,00	17,86	0,14
75	21,43	17,86	3,57
79	22,57	17,86	4,71
100	28,57	28,57	0,00
118,1	33,74	28,57	5,17
125	35,71	39,29	3,57
145	41,43	39,29	2,14
150	42,86	39,29	3,57
160,4	45,83	50,00	4,17
175	50,00	50,00	0,00
183	52,29	50,00	2,29
200	57,14	60,71	3,57
207	59,14	60,71	1,57
225	64,29	60,71	3,57
229,5	65,57	71,43	5,86
250	71,43	71,43	0,00
263,4	75,26	71,43	3,83
275	78,57	82,14	3,57
291,7	83,33	82,14	1,19
300	85,71	82,14	3,57
314	89,71	92,86	3,15
325	92,86	92,86	0,00
348,7	99,63	103,14	3,51



(a)



(b)

Figura 4.8: Relação entre erro de localização e tempo de amostragem. (a) Erro de localização nulo e (b) Erro de localização diferente de zero.

4.2 Sistema 2

O segundo sistema é apresentado na Figura 4.9. Esta rede pode ser considerada um sistema teste e representa uma possível configuração de um trecho da interligação Tucuruí, Macapá e Manaus ao resto do SIN, atravessando uma região de densa

Floresta Amazônica sujeita à faltas de alta impedância. Trata-se de uma região de difícil acesso, que ressalta a importância de um dispositivo de localização de defeito eficaz.

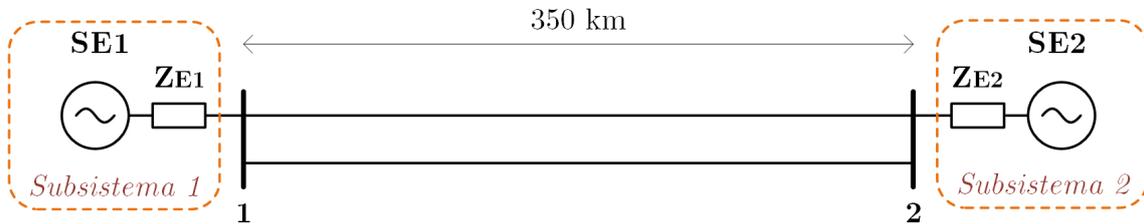


Figura 4.9: Diagrama unifilar do Sistema 2.

Cada extremidade da linha é conectada a um subsistema equivalente. Os parâmetros deste sistema de transmissão são baseados em uma linha com dois circuitos próximos, torre não-convencional [115], cujo modelo é mais sensível à resistividade do solo do que um modelo convencional e cujas características acentuam o efeito de distorção eletromagnética entre as fases. Todos os circuitos aéreos são representados por linhas reais de 500 kV, considerando um modelo de linha dependente da frequência, no domínio das fases. A altura da torre é de 70 m e o comprimento da linha é de 350 km, sendo assim, tratada com transposição real. Cada fase possui 4 subcondutores *Grosbeak* e os para-raios são do tipo EHWS-3/8". A resistividade do solo é de $1000 \Omega \cdot \text{m}$. As informações da torre são ilustradas na Figura 4.5.

Foram aplicados curtos-circuitos monofásicos ao longo de uma das linhas do circuito. Os resultados dos testes são apresentados nas Tabelas 4.12 e 4.13, para simulações com 64 e 512 amostras por ciclo, respectivamente.

O gráfico apresentado na Figura 4.10, construído a partir das Tabelas 4.12 e 4.13, ilustra o efeito da escolha do número de amostras na localização. Para o caso de circuito duplo, 64 amostras por ciclo já não é o suficiente para uma localização satisfatória, podendo atingir erros muito acima do aceitável. Neste tipo de circuito, a consideração quanto ao número de amostras é ainda mais importante e desejável que seja acima de 512.

Tabela 4.12: Sistema 2 - Localização da falta com 64 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.

Distância da Falta	Localização	Desvio		
		[km]	[%]	[km]
32,2	9,20	8,13	1,07	3,75
79,0	22,57	29,06	6,49	22,71
145,0	41,43	50,00	8,57	30,00
183,0	52,29	50,00	2,29	8,00
263,4	75,26	60,47	14,79	51,76
314,0	89,71	91,87	2,16	7,54

Tabela 4.13: Sistema 2 - Localização da falta com 512 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.

Distância da Falta	Localização	Desvio		
		[km]	[%]	[km]
32,2	9,20	11,14	1,94	6,79
79,0	22,57	23,20	0,63	2,20
145,0	41,43	41,96	0,53	1,86
183,0	52,29	51,34	0,95	3,31
263,4	75,26	76,80	1,54	5,40
314,0	89,71	88,86	0,85	2,99

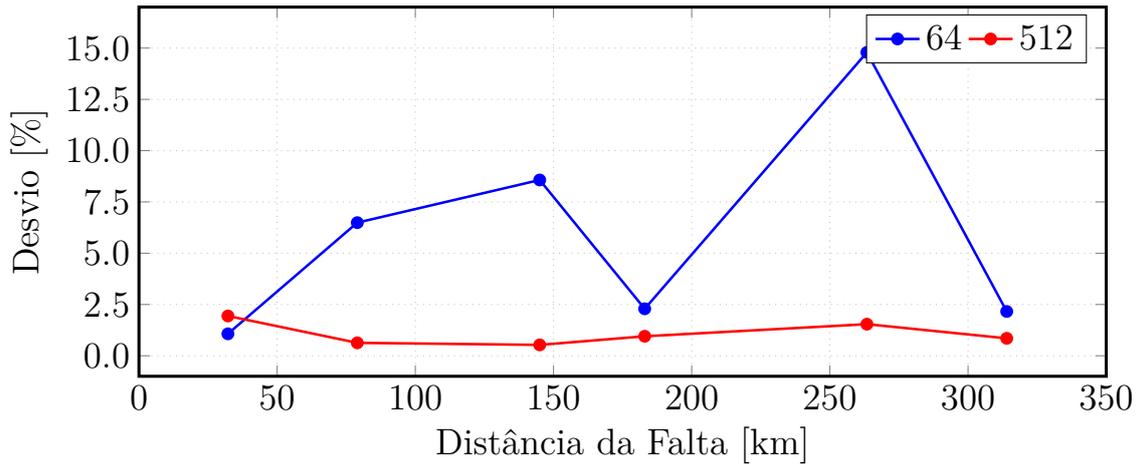


Figura 4.10: Sistema 2 - Comportamento comparativo do erro na localização da falta com 64 e 512 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.

4.3 Sistema 3

O sistema 3 de transmissão é do tipo não-convencional, formulado para transportar potência elevada a longa distância, tendo como contexto a necessidade de conectar recursos (hidrelétricos e complementares de outras fontes) ainda não aproveitados da Região Amazônica aos grandes centros consumidores do restante do SIN [116].

Nestas circunstâncias, uma variável que deve-se considerar em estudo de localização de faltas de alta impedância, é a presença da compensação de reativos, uma vez que esta pode alterar a impedância total da linha. Sendo assim, para ilustrar efeito da compensação de uma linha longa na localização de defeitos de alta impedância, será analisado o sistema de transmissão de 420 kV, 865 km e 50 Hz da Figura 4.11 [117]. Cada fase possui 4 subcondutores *Hawk* e os para-raios são do tipo EHWS-3/8". Possuindo estrutura de torre não-convencional, conforme a geometria da Figura 4.12, esta linha está conectada a uma rede simplificada, pelos terminais transmissor e receptor, cujos parâmetros são detalhados na Tabela 4.16 [116, 118]. O meio da linha possui compensações série e shunt, e os extremos da linha possuem compensação shunt. Os valores das compensações são apresentados na Tabela 4.19.

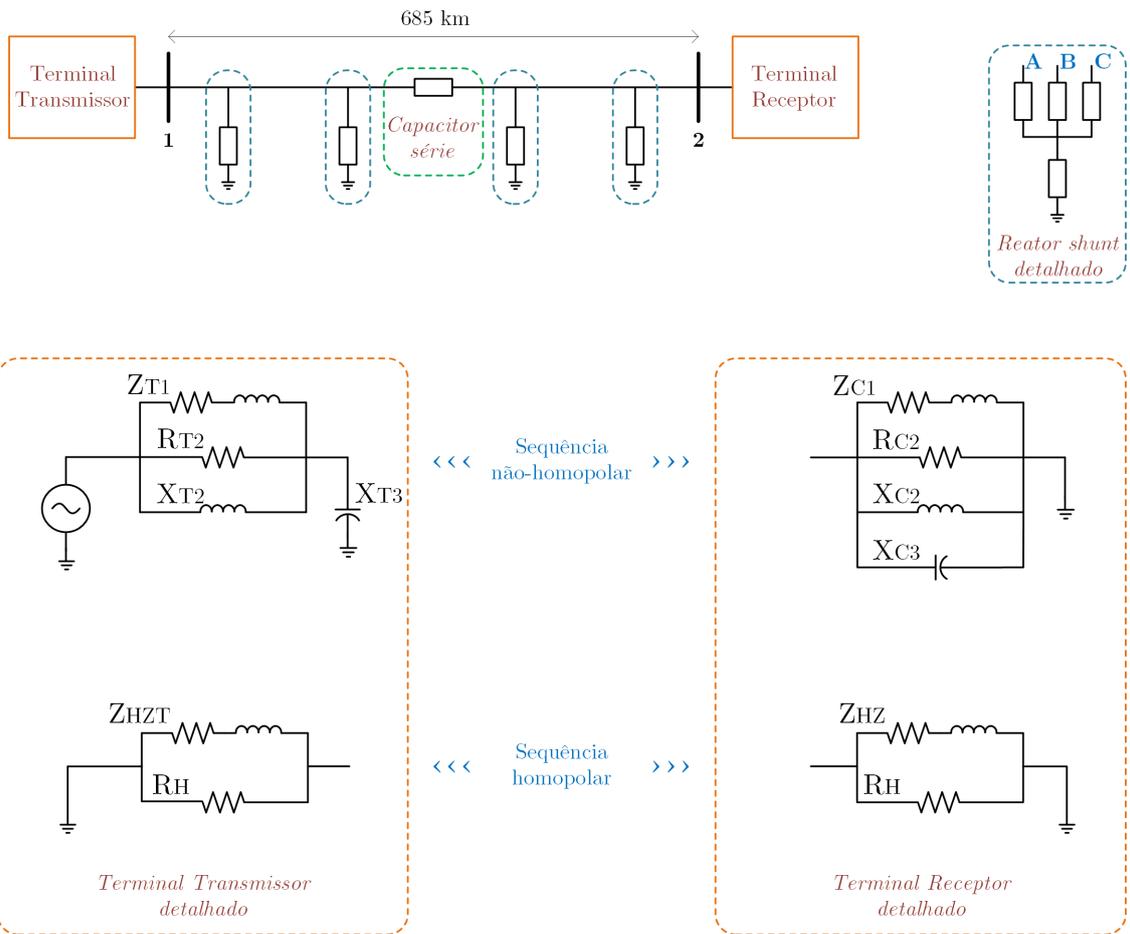


Figura 4.11: Sistema 3 - Diagrama unifilar do Sistema 3.

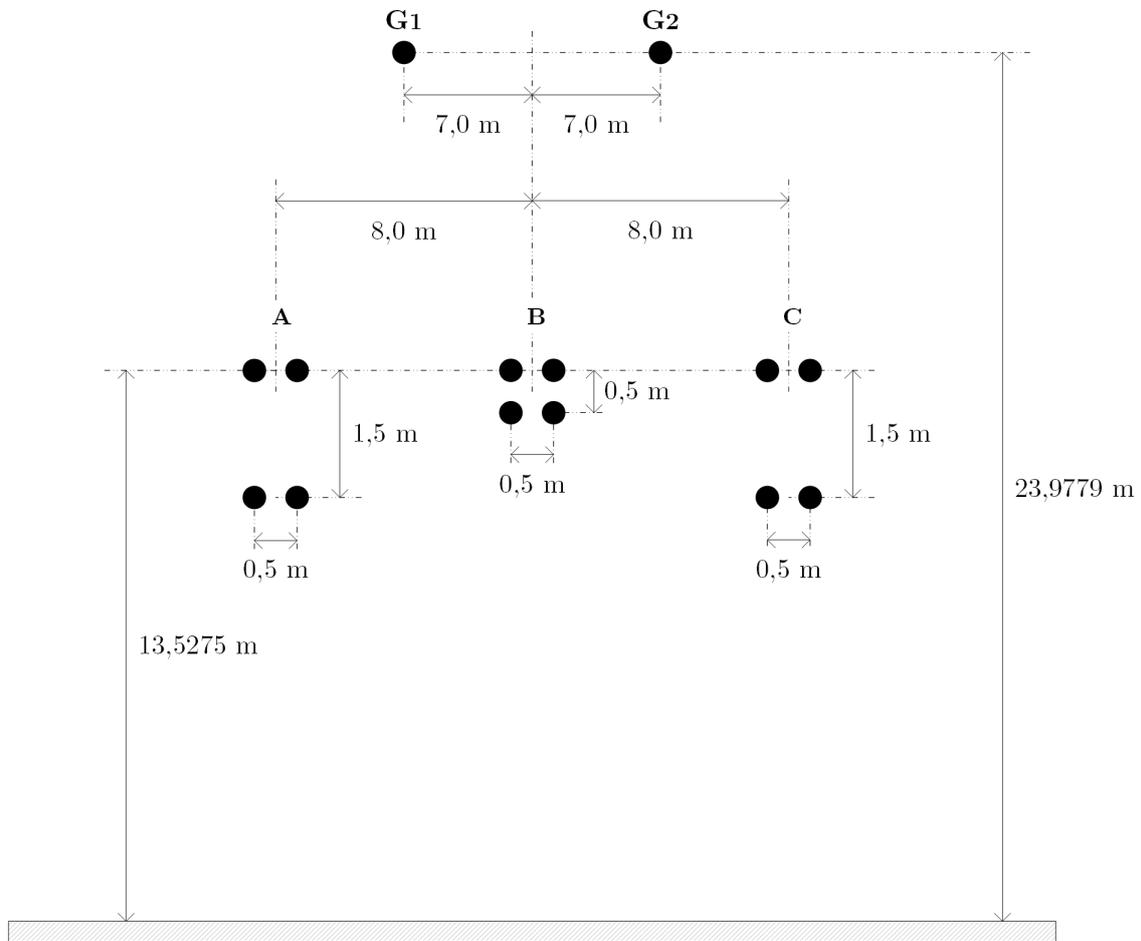


Figura 4.12: Disposição geométrica da linha 865 km.

Tabela 4.14: Sistema 3 - Parâmetros dos Terminais Transmissor e Receptor a 50Hz.

Terminal Transmissor [Ω]		Terminal Receptor [Ω]	
R_{T2}	4000	R_{C2}	842
X_{T2}	$40i$	X_{C2}	$1281,4i$
X_{T3}	$-20000i$	X_{C3}	$-20000i$
Z_{T1}	$1,6 + 40i$	Z_{C1}	$760 + 124,9i$
Z_{HZT}	$0,4 + 16i$	Z_{HZ}	$0,7 + 26,7i$
R_H	1000	R_H	10000

Tabela 4.15: Parâmetros das Compensações a 50 Hz.

Reatores Shunt [Ω]	Reatância por fase	$2,779 + 1099i$
	Reatância de neutro	$0,885 + 348i$
Capacitor Série [Ω]	Impedância por fase	$0,095 - 94,54i$

Foram aplicados curtos-circuitos monofásicos ao longo dos 865 km da linha compensada, e os resultados estão apresentados na Tabela 4.16. A escolha de 1000 amostras por ciclo foi para ilustrar a boa capacidade de estimativa do método proposto, frente a diversas modelagens do sistema e sob defeitos de alta impedância. O erro máximo obtido foi de 3,12% (27,03 km) e 87,5% dos erros obtidos permaneceram abaixo de 1%.

O modelo de alta impedância descrito em (3.1) e ilustrado na Figura 3.1 foi aplicado para um caso de rompimento e queda da fase A do condutor sobre o asfalto, o pior caso dentre os citados. Os resultados obtidos para localização do defeito foram idênticos aos apresentados na Tabela 4.16.

A alta taxa de amostragem já é uma realidade em relés de ondas viajantes e, atualmente, já são comercializados dispositivos que apresentam 1M Hz de frequência de amostragem. Sendo assim, foram realizados estudos a uma taxa de amostragem de 20000 amostras por ciclo. Além disso, devido à maior complexidade do Sistema 3 em relação aos demais, foram utilizados os sinais de tensão e corrente, conforme exposto nas Tabelas e , respectivamente. O distúrbio provocado foi um curto-circuito monofásico ao longo da linha de transmissão de 865 km de extensão.

A Figura 4.13 mostra que o aumento significativo da frequência de amostragem acarreta em uma redução importante do erro de localização. Quando a taxa de amostragem é 20000 amostras por ciclo, o erro máximo obtido quando utilizados sinais de tensão foi de 0,34% (2,97 km), em contraste com os 3,12% (27,03 km) de erro máximo quando se utiliza 1000 amostras por ciclo. Já a Figura 4.14 mostra que quando se utiliza sinais de tensão na estimação da localização do defeito o algoritmo

funciona de forma ligeiramente mais precisa do que quando se utiliza os sinais de corrente.

Tabela 4.16: Sistema 3 - Localização da falta com 1000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.

Distância da Falta		Localização	Desvio	
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
30	3,47	4,26	0,79	6,85
60	6,94	7,64	0,70	6,09
90	10,40	11,37	0,97	8,35
120	13,87	14,76	0,89	7,67
150	17,34	17,81	0,47	4,06
180	20,81	21,20	0,39	3,38
210	24,28	24,59	0,31	2,70
240	27,75	27,98	0,23	2,03
270	31,21	31,70	0,49	4,20
330	38,15	38,48	0,33	2,85
390	45,09	45,26	0,17	1,50
450	52,02	51,36	0,66	5,74
510	58,96	57,45	1,51	13,06
650	75,14	72,02	3,12	27,03
750	86,71	86,60	0,11	0,91
850	98,27	98,12	0,15	1,26

Tabela 4.17: Sistema 3 - Localização da falta com 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico a partir da medição do sinal de tensão.

Distância da Falta	Localização	Desvio		
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
30	3,47	3,28	0,19	1,63
60	6,94	6,78	0,16	1,35
90	10,40	10,28	0,12	1,08
120	13,87	13,78	0,09	0,80
150	17,34	17,23	0,11	0,96
180	20,81	20,70	0,11	0,95
210	24,28	24,20	0,08	0,67
240	27,75	27,66	0,09	0,74
270	31,21	31,13	0,08	0,73
330	38,15	38,03	0,12	1,04
390	45,09	45,03	0,06	0,49
450	52,02	51,68	0,34	2,97
510	58,96	58,66	0,30	2,59
650	75,14	75,02	0,12	1,08
750	86,71	86,76	0,05	0,47
850	98,27	98,38	0,11	0,99

Tabela 4.18: Sistema 3 - Localização da falta com 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico a partir da medição do sinal de corrente.

Distância da Falta	Localização	Desvio		
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
30	3,47	3,35	0,12	1,02
60	6,94	6,92	0,02	0,14
90	10,40	10,61	0,21	1,78
120	13,87	14,32	0,45	3,87
150	17,34	16,94	0,40	3,47
180	20,81	20,44	0,37	3,19
210	24,28	23,92	0,36	3,09
240	27,75	27,42	0,33	2,82
270	31,21	30,92	0,29	2,54
330	38,15	37,92	0,23	1,99
390	45,09	44,94	0,15	1,27
450	52,02	51,37	0,65	5,65
510	58,96	58,65	0,31	2,68
650	75,14	74,78	0,36	3,15
750	86,71	86,77	0,06	0,56
850	98,27	98,76	0,49	4,27

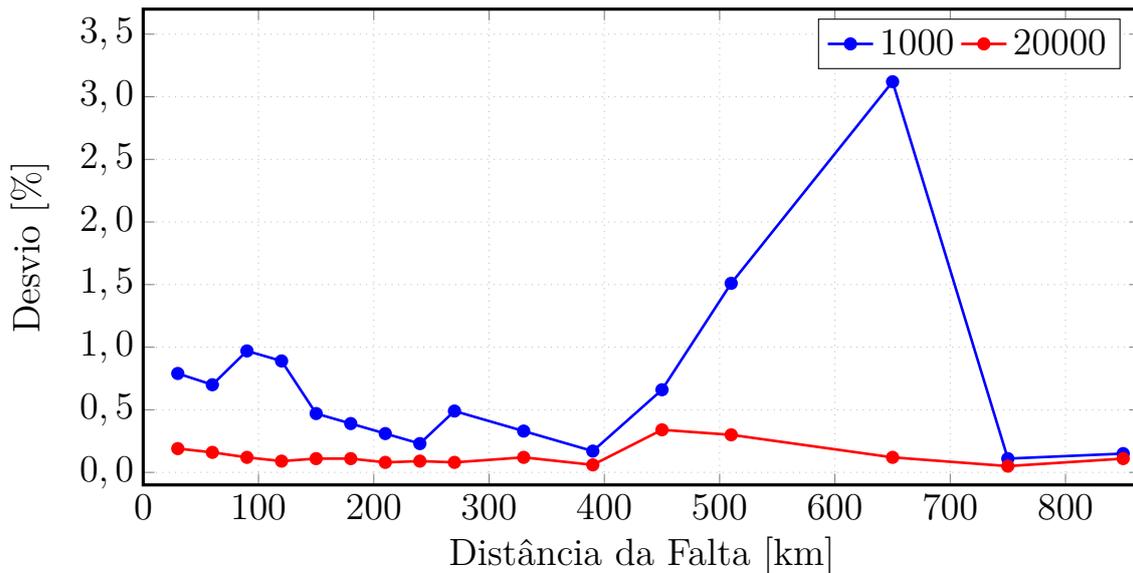


Figura 4.13: Sistema 3 - Comportamento comparativo do erro na localização da falta com 1000 e 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.

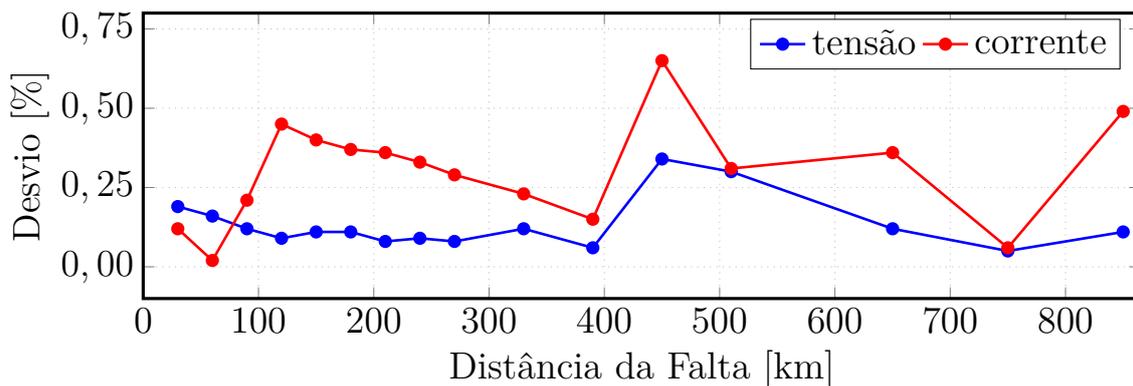


Figura 4.14: Sistema 3 - Comportamento comparativo dos sinais de tensão e corrente na localização da falta com 20000 amostras/ciclo em curto-circuito monofásico.

4.4 Sistema 4

O método de localização de faltas de alta impedância proposto apresentou alta sensibilidade em transitórios muito atenuados. Portanto, esta seção analisa a viabilidade de seu emprego em cabos subterrâneos isolados.

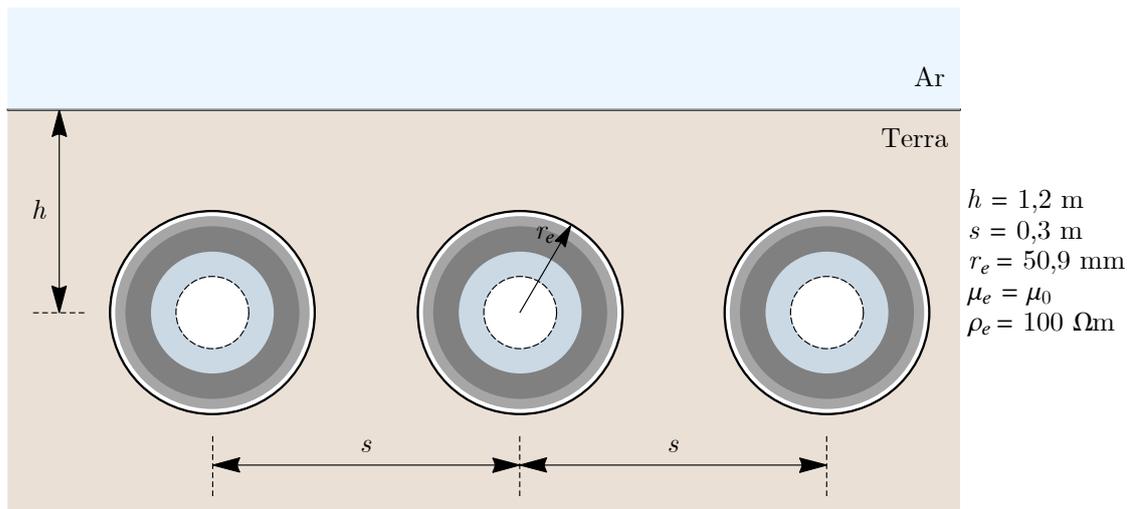
Os fenômenos de transitórios eletromagnéticos tais como chaveamento, curto-circuito, descargas, rompimento de cabos, etc., possuem características descritas por parâmetros com diferentes constantes de tempos e, por conseguinte, possuem espectros de frequências diferentes. Portanto, é crucial que seja determinada a in-

fluência dos meios externos sobre a característica de propagação dos condutores, o que torna a modelagem matemática de linhas de transmissão e cabos enterrados uma tarefa complexa, devido à forte dependência de seus parâmetros com a frequência. Para esta modelagem e obtenção da constante de propagação, existem formulações das quais obtém-se como resultado uma equação modal. A formulação original, encontrada em [119], descreve os possíveis modos de propagação para linhas de transmissão ou para cabos enterrados, isolados ou nus [120]. As linhas de transmissão aéreas possuem dois modos aéreos não-homopolares e um modo homopolar, que se propagam aproximadamente na velocidade da luz. Já os cabos isolados subterrâneos possuem três modos coaxiais, dois modos entre-blindagens e um modo homopolar, cujas velocidades são aproximadamente a metade da velocidade da luz. Para linhas de transmissão e cabos subterrâneos, as maiores incertezas das formulações concentram-se na influência da impedância e admitância de retorno pelo solo sobre suas características de propagação. As características do solo variam com a frequência e os modos de interblindagem e terra são os mais afetados por esta variação. Portanto, a velocidade de propagação dos cabos é a mais afetada pelo meio externo. Assim, a distorção dos sinais em cabos torna-se maior do que em linhas de transmissão aéreas, dificultando a identificação do defeito nestes casos.

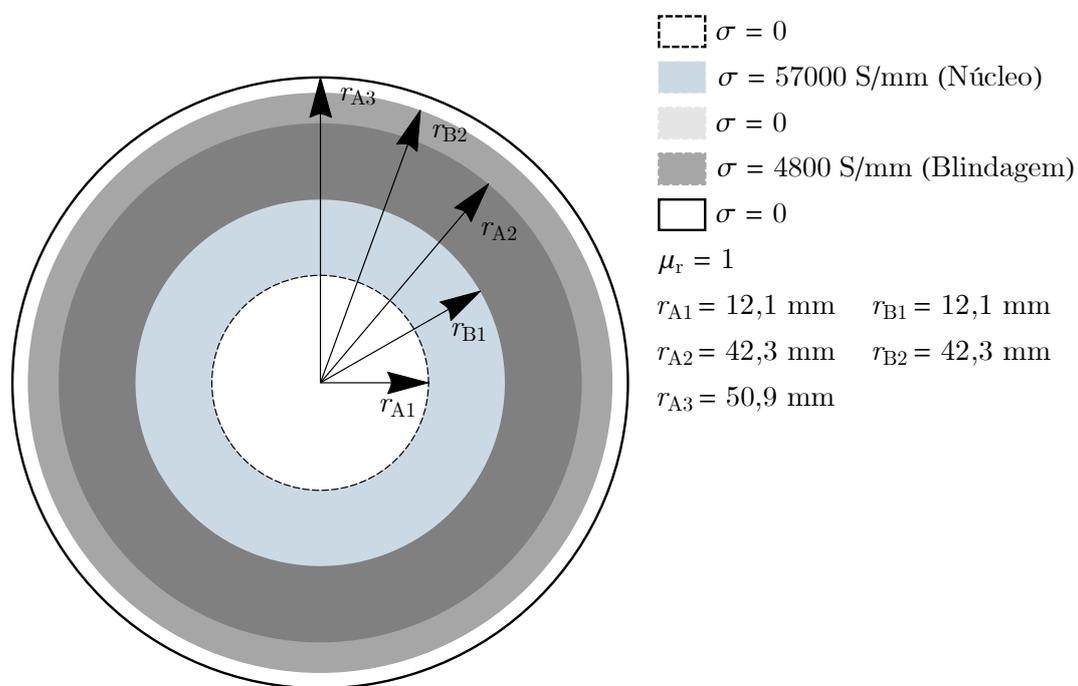
O defeito de alta impedância em cabos subterrâneos costuma ser caracterizado pelo desgaste do isolamento entre o núcleo e a blindagem. Como consequência disso, este desgaste evolui produzindo contato entre o núcleo e a blindagem do cabo, provocando um curto-circuito. Como a condutividade do material isolante é irrisória, sua resistência é muito elevada e esta representa a própria resistência do defeito.

Os estudos em cabos são realizados no Sistema 4, apresentado na Figura 4.15(a). Este sistema é de 230 kV, 60 Hz, trifásico, com cabos enterrados e 60 km de extensão. Os cabos possuem um esquema de transposição nas blindagens de $(1/3 - 1/3 - 1/3)$ e as demais informações estão descritas na Figura 4.15(b).

Para representar o defeito do desgaste no isolamento foram aplicados curtos-circuitos com $10 \text{ k}\Omega$ de resistência de falta ao longo do cabo descrito. Uma taxa de



(a)



(b)

Figura 4.15: (a) Dados do cabo e (b) sistema enterrado.

amostragem de 834 amostras/ciclo, mais alta que as utilizadas nos casos anteriores, foi utilizada para diminuir o efeito do baixo número de amostras no valor do erro na localização e melhorar a análise do método aplicado à cabos. Os resultados obtidos estão descritos na Tabela 4.19.

Tabela 4.19: Sistema 4 - Localização da defeito por desgaste no isolamento, com 834 amostras/ciclo.

Distância da Falta	Localização	Desvio		
[km]	[%]	[%]	[%]	[km]
8,0	0,13	0,14	0,01	0,0066
20,0	0,33	0,31	0,02	0,0149
30,0	0,50	0,53	0,03	0,0164
55,0	0,92	0,91	0,01	0,0038

Os baixos valores de erros encontrados na localização do defeito levam à conclusão de que método baseado no deslocamento em frequência proposto neste trabalho é capaz de identificar o defeito corretamente e em fase incipiente, mostrando adequação do algoritmo tanto em aplicações em linhas de transmissão aéreas, quanto em cabos enterrados isolados, onde a única informação desejada sobre o sistema é o comprimento do circuito em análise e a limitação está mais uma vez no número de amostras do sinal em análise. Deve-se também considerar a velocidade de propagação das ondas diferente em cabos, no algoritmo de ondas viajantes. Neste caso, a velocidade de propagação considerada foi 54,76% da velocidade da luz, $v_{luz} = 2,99796 \cdot 10^8$ m/s. Para detecção correta da falta deve-se considerar que o sistema está em regime permanente antes do defeito.

Tais resultados foram alcançados por mérito da precisão dos parâmetros estimados pelo PLL: frequência, ângulo de fase e amplitude, e a capacidade de reconstituir a componente fundamental do sinal, não se limitando somente à aplicações em regime permanente.

Capítulo 5

Conclusões

5.1 Conclusões Principais

A presente tese abordou a viabilidade de algumas aplicações quanto ao uso do PLL, baseando-se no conceito de fasores dinâmicos. Inicialmente, foi investigada a adequação do PLL para atuar como estimador fasorial, em uma rede submetida às variações típicas de um sistema elétrico. Foram validados diferentes cenários de perturbações, tais como harmônicos, desequilíbrio de sequência e oscilações eletromecânicas, ocorrendo de maneira isolada ou concomitantemente.

Apesar da simplicidade do sistema estudado, foi possível carregar as características dos distúrbios no sinal medido, que seria a entrada do PLL. Tais distúrbios provocam pequenos desvios na frequência de potência sob condições normais da rede e podem afetar a precisão da estimação fasorial. Assim, verificou-se que para qualquer sinal de entrada, o PLL é capaz de estimar a componente fundamental do sinal de entrada, a partir da informação dos fasores estimados, sobretudo durante o regime permanente.

Posteriormente, propõe-se um esquema de localização de defeito a partir de dois circuitos de PLLs, que pode funcionar em um cenário com grandes desvios de frequência de energia. O primeiro PLL é empregado como elemento identificador da componente fundamental do sinal medido. Ao extrair a componente fundamental estimada do sinal medido, o segundo PLL é aplicado na sintetização do fasor dinâmico.

Vale ressaltar que este fasor sintetizado não gira na frequência fundamental da rede e, portanto, não criará um referencial estacionário em relação aos fasores de frequência fundamental, durante o regime permanente. Ao extrair a componente fundamental, as características da rede em condições normais são eliminadas. O segundo PLL irá identificar uma nova frequência da rede, cujas características serão acentuadas durante o regime transitório, período em que serão inseridas novas componentes de frequência.

A obtenção das características do transitório, consideravelmente acentuadas, a partir do esquema proposto, conduziu esta tese a estudos de defeitos de alta impedância. Este tipo de defeito, além de gerar uma sobrecorrente de valor insuficiente para o devido acionamento da proteção, também se distingue por apresentar transitórios muito atenuados e, desse modo, de difícil identificação.

Os casos de alta impedância foram simulados considerando representações detalhadas de linhas de transmissão aéreas e cabos subterrâneos. Os fenômenos de alta impedância causados nas linhas de transmissão são de curtos-circuitos monofásicos e trifásicos, devido ao rompimento e à queda de condutores sobre diferentes tipos de superfícies de contato, levando-se em conta a formação de arcos elétricos. Já em cabos subterrâneos, o fenômeno de alta impedância diz respeito a uma situação de desgaste do isolamento, causando um curto-circuito entre o núcleo e a blindagem.

O método proposto é capaz de identificar a primeira amostra de tempo imediatamente após o instante da falta, em aplicações tanto em linhas de transmissão, quanto em cabos. A detecção precisa do instante inicial do transitório está diretamente ligada à precisão da localização do defeito. A maioria dos estudos de falhas de alta impedância considera o valor da resistência de falta até 100Ω , acarretando em erros na estimativa da localização quando os valores da resistência de defeito são superiores a este. Nesta tese, os valores de resistência de falta considerados estão entre 50Ω e $50 \text{ k}\Omega$.

Dependendo da superfície de contato, em casos de rompimento de um condutor ou mais sobre uma copa de árvores, por exemplo, a resistência de falta pode ser

variante no tempo, sobretudo em casos de formação de arco elétrico, quando o valor inicial no instante da falha está na casa de centenas de ohms, e após alguns milissegundos este valor de resistência estabiliza em torno de 50Ω . A maioria das metodologias disponíveis na literatura só identificaria o instante inicial do defeito quando a resistência de falta atingisse valores suficientemente baixos para serem detectáveis. Este fato gera um atraso no instante de tempo de detecção do transitório provocado pela falha, que conseqüentemente acarretará em uma estimativa incorreta do local da falta, sendo esta, portanto, uma fonte de erros. Como o método proposto é capaz de identificar defeitos independentemente do valor da impedância de falha, tem-se nesta tese uma precisão tão satisfatória quanto a encontrada em trabalhos que tratam localizações de defeitos comuns, como por exemplo, um curto-circuito franco. A precisão do método proposto nesta tese está ligada exclusivamente ao número de amostras disponibilizadas pelo medidor de sinais.

Quando se trata de cabos subterrâneos, o raciocínio é o mesmo. O defeito de alta impedância provocado pela deterioração da camada de isolamento promoverá um curto-circuito entre o núcleo e a blindagem do cabo. Neste caso, pode-se assumir que a resistência de falta está diretamente relacionada ao próprio material isolante. Assim, o processo de desgaste da camada isolante se inicia com uma resistência de defeito muito elevada, que vai diminuindo ao longo do tempo. Embora este processo seja lento, o método proposto é capaz de identificar o instante incipiente do defeito, trazendo precisão na localização de defeitos em cabos.

Por fim, pode-se dizer que o circuito de PLL funciona em regime permanente como estimador fasorial. Quando ocorre o transitório, o PLL perde a referência da frequência do sistema. Desta maneira, esta tese propõe um método que faz uso desta limitação do PLL na localização de defeitos, mesmo que estes sejam muito atenuados.

5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Ao longo da pesquisa foram identificados alguns fatores que consideramos relevantes para aplicação do método proposto em sistemas reais, dos quais citamos:

- Embora o algoritmo de [2] tenha apresentado um funcionamento adequado considerando-se a presença de transformadores de potencial capacitivos no sistema, e o método proposto na presente tese apresenta uma sensibilidade alta em transitórios atenuados, estes dispositivos devem ser modelados para validar a aplicabilidade do método em sistemas reais;
- Em caso de instabilidade do sinal em regime permanente, verificar se ocorre uma falsa detecção do transitório em regime permanente.
- Consideração de outros algoritmos de PLL, inclusive de modelos digitais empregando DSP;
- Aplicar o algoritmo de localização de faltas em sistemas HVDC, verificação da possibilidade do deslocamento de frequência próximo à alguns dos harmônicos característicos desses sistemas;
- Testar a aplicabilidade do método em diferentes tipos de cabo, em sistemas enterrados;
- Aproveitar informações estimadas de módulo, ângulo, frequência, componente fundamental, entre outras, calculadas pelos dois PLLs para fornecer informações reais do sistema para aplicações em outros tipos de proteção, que exijam o conhecimento destas variáveis.

Referências Bibliográficas

- [1] FERRAZ, R. G. *Localização De Faltas De Alta Impedância: Formulação Baseada Em Impedância Apaarente E No Método De Mínimos Quadrados*. Tese de Doutorado, 2014.
- [2] LOPES, F. V. *Localização de faltas em tempo real baseada na teoria de ondas viajantes usando dados não sincronizados de dois terminais*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, 2014.
- [3] DA COSTA, T. B. *Identificação de Modos Eletromecânicos e Formas Modais utilizando Dados Sincronizados*. Tese de Mestrado, 2014.
- [4] MADURO-ABREU, A., SAAVEDRA, A. R., ARAÚJO, J. A., et al. *Prospecção e hierarquização de inovações tecnológicas aplicadas a linhas de transmissão*. 2011.
- [5] FRONTIN, S. *Equipamentos de alta tensão - prospecção e hierarquização de inovações tecnológicas*. 2013.
- [6] GOMES, P., DE LIMA, A. C. S., DE PÁDUA GUARINI, A. “Guidelines for Power System Restoration in the Brazilian System”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 2, pp. 1159–1164, may 2004. doi: 10.1109/tpwrs.2004.825862.
- [7] MELO, Y. M. P. D., LOPES, F. V., JÚNIOR, D. F., et al. “Localização de faltas em linhas de transmissão: estudo de métodos baseados na teoria das ondas viajantes e na análise de componentes de frequência fundamental”, *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*, 2012.
- [8] DA SILVA, M., OLESKOVICZ, M., COURRY, D. V. “Uma nova ferramenta baseada na Transformada Wavelet para localização digital de faltas”, *Revista Controle & Automação*, 2005.
- [9] GIRGIS, A. A., FALLON, C. M. “Fault location techniques for radial and loop transmission systems using digital fault recorded data”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1992.

- [10] KEZUNOVIC, M., RIKALO, I. “Detect and classify faults using neural nets”, *IEEE Computer Applications in Power*, v. 9, n. 4, pp. 42–47, 1996. doi: 10.1109/67.539846.
- [11] KEZUNOVIC, M., PERUNICIC, B. “Automated transmission line fault analysis using synchronized sampling at two ends”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 11, n. 1, pp. 441–447, 1996. doi: 10.1109/59.486131.
- [12] SALGADO, F. S., CARNEIRO, S. “Detection Of Fault Induced Transients In E.H.V. Transmission Lines For The Development Of A Fault Locator System.” In: *International Conference on Power Systems Transients, New Orleans, USA*, 2013.
- [13] PHADKE, A., PICKETT, B., ADAMIAK, M., et al. “Synchronized sampling and phasor measurements for relaying and control”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 1, pp. 442–452, Jan. 1994.
- [14] PATIL, G. C., THOSAR, A. G. “Application of synchrophasor measurements using PMU for modern power systems monitoring and control”. In: *2017 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*, 2017.
- [15] DE LA O SERNA, J. A. “Synchrophasor measurement with polynomial phase-locked-loop taylor-fourier filters”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 64, n. 2, pp. 328–337, feb 2015. doi: 10.1109/tim.2014.2344333.
- [16] DE MORAES, R. M. *Sincrofasores em Sistemas de Potência: Aplicações na Estimação de Estado*. Tese de Mestrado, UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE, 2009.
- [17] STANKOVIĆ, A. M., LEV-ARI, H., PERIŠIĆ, M. M. “Analysis and implementation of model-based linear estimation of dynamic phasors”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 4, pp. 1903–1910, 2004.
- [18] ACHA, E., SEMLYEN, A., RAJAKOVIC, N. “A harmonic domain computational package for nonlinear problems and its application to electric arcs”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 5, n. 3, pp. 1390–1397, 1990.
- [19] ARRILLAGA, J., MEDINA, A., LISBOA, M. L. V., et al. “The harmonic domain. a frame of reference for power system harmonic analysis”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 10, n. 1, pp. 433–440, 1995.

- [20] LIMA, L. T. G., SEMLYEN, A., IRAVANI, M. R. “Harmonic domain periodic steady state modeling of power electronics apparatus: Svc and tcsc”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 3, pp. 960–967, July 2003.
- [21] NODA, T., SEMLYEN, A., IRAVANI, R. “Harmonic domain dynamic transfer function of a nonlinear time-periodic network”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 4, pp. 1433–1441, 2003.
- [22] NODA, T., SEMLYEN, A., IRAVANI, R. “Entirely harmonic domain calculation of multiphase nonsinusoidal steady state”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, pp. 1368–1377, July 2004.
- [23] PORTELA, C. *Análise de Redes Eléctricas – Algumas Aplicações*. Lisboa, Portugal, Instituto de Alta Cultura, 1970.
- [24] HENSCHHEL, S. *Analysis of Electromagnetic and Eletromechnical Power System Transients with Dynamic Phasors*. Tese de Doutorado, University of British Columbia, 1999.
- [25] STRUNZ, K., SHINTAKU, R., GAO, F. “Frequency-Adaptive Network Modeling for Integrative Simulation of Natural and Envelope Waveforms in Power Systems and Circuits”, *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 12, pp. 2788–2803, Dec 2006. ISSN: 1549-8328. doi: 10.1109/TCSI.2006.883864.
- [26] GAO, F., STRUNZ, K. “Frequency-Adaptative Power System Modeling for Multiscale Simulation of Transients”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 24, n. 2, pp. 564–571, 2009.
- [27] KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. New York: McGraw-Hill, 1994.
- [28] MAI, R. K., HE, Z. Y., FU, L., et al. “A Dynamic Synchrophasor Estimation Algorithm for Online Application”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 25, NO. 2, APRIL 2010, 2010.
- [29] KARIMI-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M. “A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 3, pp. 1263 – 70, 2004. ISSN: 0885-8950. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/TPWRS.2004.831280>>.

- [30] KARIMI-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M. “Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 1, pp. 23 – 31, 2005. ISSN: 0885-8977. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/TPWRD.2004.837674>>.
- [31] KARIMI-GHARTEMANI, M. “A novel three-phase magnitude-phase-locked loop system”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 53, n. 8, pp. 1792 – 802, 2006. ISSN: 1057-7122. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/TCSI.2006.879057>>.
- [32] KARIMI-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M., KATIRAEI, F. “Extraction of signals for harmonics, reactive current and network-unbalance compensation”, *IEE Proceedings: Generation, Transmission and Distribution*, v. 152, n. 1, pp. 137 – 143, 2005. ISSN: 13502360. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1049/ip-gtd:20041198>>.
- [33] KARIMI-GHARTEMANI, M. “A distortion-free phase-locked loop system for FACTS and power electronic controllers”, *Electric Power Systems Research*, v. 77, n. 8, pp. 1095 – 1100, 2007. ISSN: 0378-7796. doi: DOI:10.1016/j.epsr.2006.09.013. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/B6V30-4M6457G-1/2/778fdb62108f790e7c07b05f3ee83aac>>.
- [34] THEODORO, T. S. *Simulação híbrida no domínio do tempo de transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos: integração de um aerogerador de indução duplamente excitado*. Tese de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2016.
- [35] MELLINO, J. A. Z., MESSINA, F., MARCHI, P., et al. “PLL based implementation of a PMU”. In: *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, 2017.
- [36] ROMANO, P., PAOLONE, M. “Enhanced interpolated-DFT for synchrophasor estimation in FPGAs: Theory, implementation, and validation of a PMU prototype”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 63, n. 12, pp. 2824–2836, 2014.
- [37] HOROWITZ, S. H., PHADKE, A. G. *Power system relaying*, v. 22. John & Sons, Wiley, 2008.
- [38] CARVALHO, C. “Caderno setorial de recursos hídricos: geração de energia hidrelétrica”. 2006. Disponível em: <<http://www.mma.gov.br/>>.

- [39] CARMO, J. “Interligação Tucuruí - Macapá - Manaus: integração da Amazônia ao SIN”. 2009. Disponível em: <<http://www.eletronorte.gov.br>>.
- [40] DIAS, R., LIMA, A., PORTELA, C., et al. “Non conventional transmission line with facts in electromagnetic transient programs”. In: *International Conference on Power Systems Transients*, 2009.
- [41] DAS, S., SANTOSO, S., GAIKWAD, A., et al. “Impedance-based fault location in transmission networks: theory and application”, *IEEE Access*, v. 2, pp. 537–557, 2014. doi: 10.1109/access.2014.2323353.
- [42] SAHA, M. M., IZYKOWSKI, J., ROSOŁOWSKI, E. *Fault Location on Power Networks*. Springer London, 2010. doi: 10.1007/978-1-84882-886-5.
- [43] DALCASTAGNÊ, A. L. *Método Iterativo Para Localização De Falhas Em Linhas De Transmissão A Partir De Fasores Não-sincronizados*. Tese de Doutorado, 2007.
- [44] MARX, S., JOHNSON, B. K., GUZMÁN, A., et al. “Traveling Wave Fault Location in Protective Traveling Wave Fault Location in Protective Relays: Design, Testing, and Results”. In: *16th Annual Georgia Tech Fault and Disturbance Analysis Conference*, 2013.
- [45] TANG, Y., WANG, H., AGGARWAL, R., et al. “Fault indicators in transmission and distribution systems”. In: *DRPT2000. International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies. Proceedings (Cat. No.00EX382)*. IEEE. doi: 10.1109/drpt.2000.855670.
- [46] REIS, R. L. A., NEVES, W. L. A., LOPES, F. V., et al. “Sensitivity Analysis of Traveling Wave-Based and Impedance-Based Fault Location Techniques”. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST)*, 2019.
- [47] BO, Z., WELLER, G., REDFERN, M. “Accurate fault location technique for distribution system using fault-generated high-frequency transient voltage signals”, *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 146, n. 1, pp. 73, 1999. doi: 10.1049/ip-gtd:19990074.
- [48] JARVENTAUSTA, P., VERHO, P., PARTANEN, J. “Using fuzzy sets to model the uncertainty in the fault location process of distribution networks”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 2, pp. 954–960, apr 1994. doi: 10.1109/61.296278.

- [49] NOVOSEL, D., BACHMANN, B., HART, D., et al. “Algorithms for locating faults on series compensated lines using neural network and deterministic methods”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, n. 4, pp. 1728–1736, 1996. doi: 10.1109/61.544250.
- [50] SEKINE, Y., AKIMOTO, Y., KUNUGI, M., et al. “Fault diagnosis of power systems”, *Proceedings of the IEEE*, v. 80, n. 5, pp. 673–683, may 1992. doi: 10.1109/5.137222.
- [51] LU, F.-., CHIEN, Y., LIU, J. P., et al. “An expert system for locating distribution system faults”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 6, n. 1, pp. 366–372, 1991. doi: 10.1109/61.103760.
- [52] TAKAGI, T., YAMAKOSHI, Y., BABA, J., et al. “A New Algorithm of an Accurate Fault Location for EHV/UHV Transmission Lines: Part I - Fourier Transformation Method”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-100, n. 3, pp. 1316–1323, mar 1981. doi: 10.1109/tpas.1981.316604.
- [53] TAKAGI, T., YAMAKOSHI, Y., BABA, J., et al. “A New Algorithm of an Accurate Fault Location for EHV/UHV Transmission Lines: Part II - Laplace Transform Method”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-101, n. 3, pp. 564–573, mar 1982. doi: 10.1109/tpas.1982.317269.
- [54] TAKAGI, T., YAMAKOSHI, Y., YAMAURA, M., et al. “Development of a New Type Fault Locator Using the One-Terminal Voltage and Current Data”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-101, n. 8, pp. 2892–2898, aug 1982. doi: 10.1109/tpas.1982.317615.
- [55] RICHARDS, G., TAN, O. “An Accurate Fault Location Estimator for Transmission Lines”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-101, n. 4, pp. 945–950, apr 1982. doi: 10.1109/tpas.1982.317160.
- [56] ERIKSSON, L., SAHA, M., ROCKEFELLER, G. “An Accurate Fault Locator With Compensation For Apparent Reactance In The Fault Resistance Resulting From Remote-End Infeed”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-104, n. 2, pp. 423–436, feb 1985. doi: 10.1109/tpas.1985.319058.
- [57] LAWRENCE, D., WASER, D. “Transmission line fault location using digital fault recorders”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 3, n. 2, pp. 496–502, apr 1988. doi: 10.1109/61.4285.

- [58] JOHNS, A. “New technique for the accurate location of earth faults on transmission systems”, *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, n. 2, pp. 119, 1995. doi: 10.1049/ip-gtd:19951589.
- [59] IZYKOWSKI, J., ROSOLOWSKI, E., SAHA, M. “Post-fault analysis of operation of distance protective relays of power transmission lines”. In: *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. IEEE, 2006. doi: 10.1109/pes.2006.1709164.
- [60] IZYKOWSKI, J., ROSOLOWSKI, E., SAHA, M. M. “Locating faults in parallel transmission lines under availability of complete measurements at one end”, *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 151, n. 2, pp. 268, 2004. doi: 10.1049/ip-gtd:20040163.
- [61] TZIOUVARAS, D. “New multi-ended fault location design for two- or three-terminal lines”. In: *7th International Conference on Developments in Power Systems Protection (DPSP 2001)*. IEE, 2001. doi: 10.1049/cp:20010183.
- [62] YU, C.-S. “An Unsynchronized Measurements Correction Method for Two-Terminal Fault-Location Problems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, pp. 1325–1333, jul 2010. doi: 10.1109/tpwrd.2009.2037631.
- [63] SAHA, M., IZYKOWSKI, J., ROSOLOWSKI, E. “Atp-empt study of current differential protection with synchronization and fault location functions”. In: *International Conference on Power Systems Transients, Vancouver, Canada*, 2013.
- [64] GIRGIS, A., HART, D., PETERSON, W. “A new fault location technique for two- and three-terminal lines”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 7, n. 1, pp. 98–107, 1992. doi: 10.1109/61.108895.
- [65] NOVOSEL, D., HART, D., UDREN, E., et al. “Unsynchronized two-terminal fault location estimation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, n. 1, pp. 130–138, 1996. doi: 10.1109/61.484009.
- [66] COOK, V. “Fundamental aspects of fault location algorithms used in distance protection”, *IEE Proceedings C Generation, Transmission and Distribution*, v. 133, n. 6, pp. 359, 1986. doi: 10.1049/ip-c.1986.0052.
- [67] COOK, V. *Analysis of Distance Protection*. Research Studies Press, 1985.

- [68] SAHA, M. “A method of fault location based on measurements from impedance relays at the line ends”. In: *Eighth IEE International Conference on Developments in Power System Protection*. IEE, 2004. doi: 10.1049/cp:20040092.
- [69] BRAHMA, S., GIRGIS, A. “Fault Location on a Transmission Line Using Synchronized Voltage Measurements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 4, pp. 1619–1622, oct 2004. doi: 10.1109/tpwr.2003.822532.
- [70] ZAMORA, I., MINAMBRES, J., MAZON, A., et al. “Fault location on two-terminal transmission lines based on voltages”, *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 143, n. 1, pp. 1, 1996. doi: 10.1049/ip-gtd:19960112.
- [71] JOHNS, A., JAMALI, S. “Accurate fault location technique for power transmission lines”, *IEE Proceedings C Generation, Transmission and Distribution*, v. 137, n. 6, pp. 395, 1990. doi: 10.1049/ip-c.1990.0054.
- [72] BRAHMA, S. “Fault Location Scheme for a Multi-Terminal Transmission Line Using Synchronized Voltage Measurements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, pp. 1325–1331, apr 2005. doi: 10.1109/tpwr.2004.834863.
- [73] GOPALAKRISHNAN, A., KEZUNOVIC, M., MCKENNA, S., et al. “EXTENSION TO FAULT LOCATION ALGORITHM BASED ON SYNCHRONIZED SAMPLING”. 2001.
- [74] JIANG, J.-A., YANG, J.-Z., LIN, Y.-H., et al. “An adaptive PMU based fault detection/location technique for transmission lines. I. Theory and algorithms”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 2, pp. 486–493, apr 2000. doi: 10.1109/61.852973.
- [75] KEZUNOVIĆ, M., MRKIĆ, J., PERUNIČIĆ, B. “An accurate fault location algorithm using synchronized sampling”, *Electric Power Systems Research*, v. 29, n. 3, pp. 161–169, may 1994. doi: 10.1016/0378-7796(94)90011-6.
- [76] LIN, Y.-H., LIU, C.-W., CHEN, C.-S. “A New PMU-Based Fault Detection/Location Technique for Transmission Lines With Consideration of Arcing Fault Discrimination—Part I: Theory and Algorithms”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 4, pp. 1587–1593, oct 2004. doi: 10.1109/tpwr.2004.832407.

- [77] LIN, Y.-H., LIU, C.-W., CHEN, C.-S. “A New PMU-Based Fault Detection/Location Technique for Transmission Lines With Consideration of Arcing Fault Discrimination—Part II: Performance Evaluation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 4, pp. 1594–1601, oct 2004. doi: 10.1109/tpwrd.2004.835276.
- [78] LIN, Y. H., LIU, C. W., YU, C. S. “A New Fault Locator for Three-Terminal Transmission Lines Using Two Terminal Synchronized Voltage and Current Phasors”, *IEEE Power Engineering Review*, v. 21, n. 11, pp. 58–58, nov 2001. doi: 10.1109/mper.2001.4311158.
- [79] IZYKOWSKI, J., MOLAG, R., ROSOLOWSKI, E., et al. “Accurate Location of Faults on Power Transmission Lines With Use of Two-End Unsynchronized Measurements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 2, pp. 627–633, apr 2006. doi: 10.1109/tpwrd.2005.858778.
- [80] AURANGZEB, M. “Fault location using the high frequency travelling waves measured at a single location on a transmission line”. In: *7th International Conference on Developments in Power Systems Protection (DPSP 2001)*. IEE, 2001. doi: 10.1049/cp:20010185.
- [81] EVRENOSOGLU, C., ABUR, A. “Travelling Wave Based Fault Location for Teed Circuits”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, pp. 1115–1121, apr 2005. doi: 10.1109/tpwrd.2004.834303.
- [82] IBE, A. O., CORY, B. J. “A Travelling Wave-Based Fault Locator for Two- and Three-Terminal Networks”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 1, n. 2, pp. 283–288, 1986. doi: 10.1109/tpwrd.1986.4307961.
- [83] JAMALI, S. “Fault location on transmission line using high frequency travelling waves”. In: *Eighth IEE International Conference on Developments in Power System Protection*. IEE, 2004. doi: 10.1049/cp:20040103.
- [84] WEBSTER, J. G. *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*. Wiley, dec 1999. doi: 10.1002/047134608x.
- [85] MAGNAGO, F., ABUR, A. “Fault location using wavelets”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 4, pp. 1475–1480, 1998. doi: 10.1109/61.714808.
- [86] SILVA, M. “A fault locator for transmission lines using traveling waves and wavelet transform theory”. In: *Eighth IEE International Conference on Developments in Power System Protection*. IEE, 2004. doi: 10.1049/cp:20040101.

- [87] GALE, P. F., CROSSLEY, P. A., CORY, B. J., et al. “Fault location based on travelling waves”. In: *1993 Fifth International Conference on Developments in Power System Protection*, pp. 54–59, 1993.
- [88] SHANG, L., HEROLD, G., JAEGER, J., et al. “High-speed fault identification and protection for HVDC line using wavelet technique”. In: *2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings (Cat. No.01EX502)*. IEEE. doi: 10.1109/ptc.2001.964958.
- [89] CHEN, P., XU, B., LI, J. “A Traveling Wave Based Fault Locating System for HVDC Transmission Lines”. In: *2006 International Conference on Power System Technology*. IEEE, oct 2006. doi: 10.1109/icpst.2006.321669.
- [90] DA SILVA, D. M. *Wavelet-Based Analysis and Detection of Fault-Induced Transients in HVDC Systems*. Tese de Mestrado, UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE, 2018.
- [91] DEWE, M., SANKAR, S., ARRILLAGA, J. “The application of satellite time references to HVDC fault location”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 3, pp. 1295–1302, jul 1993. doi: 10.1109/61.252655.
- [92] NANAYAKKARA, O. M. K. K., RAJAPAKSE, A. D., WACHAL, R. “Location of DC Line Faults in Conventional HVDC Systems With Segments of Cables and Overhead Lines Using Terminal Measurements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 1, pp. 279–288, jan 2012. doi: 10.1109/tpwr.2011.2174067.
- [93] LOPES, F. V., DANTAS, K. M., SILVA, K. M., et al. “Accurate Two-Terminal Transmission Line Fault Location Using Traveling Waves”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 33, n. 2, pp. 873–880, apr 2018. doi: 10.1109/tpwr.2017.2711262.
- [94] LOPES, F. V., FERNANDES JR., D., NEVES, W. L. A. “Um Algoritmo para Localização de Faltas em Tempo Real Sem Uso do GPS.” In: *Décimo Quinto Encontro Regional Iberoamericano do CIGRÉ (ERIAC 2013)*, 2013.
- [95] KARIMI-GHARTEMANI, M. *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*. Wiley-IEEE Press, apr 2014. doi: 10.1002/9781118795187.

- [96] JOVCIC, D. “Phase locked loop system for FACTS”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 18, n. 3, pp. 1116–1124, ago. 2003. doi: 10.1109/TPWRS.2003.814885.
- [97] HSIEH, G.-C., HUNG, J. C. “Phase-locked loop techniques. A survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 43, n. 6, pp. 609–615, dez. 1996. doi: 10.1109/41.544547.
- [98] KAURA, V., BLASKO, V. “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, pp. 58–63, jan. 1997. doi: 10.1109/28.567077.
- [99] CHUNG, S.-K. “A phase tracking system for three phase utility interface inverters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 3, pp. 431–438, may 2000. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/63.844502.
- [100] YUAN, X., MERK, W., STEMMLER, H., et al. “Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, pp. 523–532, mar. 2002. doi: 10.1109/28.993175.
- [101] RODRIGUEZ, P., POU, J., BERGAS, J., et al. “Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control”. In: *Proc. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference PESC '05*, pp. 1415–1421, jun. 16–16, 2005. doi: 10.1109/PESC.2005.1581815.
- [102] BOJOI, R. I., GRIVA, G., BOSTAN, V., et al. “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, pp. 1402–1412, nov. 2005. doi: 10.1109/TPEL.2005.857558.
- [103] THILAKARATHNE, C., MEEGAHAPOLA, L., FERNANDO, N. “Static performance comparison of prominent synchrophasor algorithms”. In: *2017 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)*. IEEE, dec 2017. doi: 10.1109/isgt-asia.2017.8378392.
- [104] KARIMI-GHARTEMANI, M., MOJIRI, M., BAKHSHAI, A., et al. “A phasor measurement algorithm based on phase-locked loop”. In: *Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2012 IEEE PES*, pp. 1–6. IEEE, 2012.

- [105] MARTIN, K. E., BENMOUYAL, G., ADAMIAK, M. G., et al. “IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 1, pp. 73–77, 1998. doi: 10.1109/61.660853.
- [106] ANDERSON, P. M. *Analysis of faulted power systems*, v. 445. IEEE press New York, 1995.
- [107] STRUNZ, K., SHINTAKU, R., GAO, F. “Frequency-Adaptive Network Modeling for Integrative Simulation of Natural and Envelope Waveforms in Power Systems and Circuits”, *IEEE*, 2006.
- [108] VENKATASUBRAMANIAN, V., SCHATTLER, H., ZABORSZKY, J. “Fast time-varying phasor analysis in the balanced three-phase large electric power system”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 40, n. 11, pp. 1975–1982, nov 1995. doi: 10.1109/9.471228.
- [109] SANTOS, W. C., COSTA, F. B., BRITO, N. S. D., et al. “Considerações sobre Diferentes Maneiras de Modelagem de Faltas de Alta Impedância”. In: *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, 2012.
- [110] DOS SANTOS, W. C., DE SOUZA, B. A., BRITO, N. S. D., et al. “High Impedance Faults: From Field Tests to Modeling”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 24, n. 6, pp. 885–896, sep 2013. doi: 10.1007/s40313-013-0072-8.
- [111] BEWLEY, L. V. “Traveling Waves on Transmission Systems”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 50, n. 2, pp. 532–550, jun 1931. doi: 10.1109/t-aiee.1931.5055827.
- [112] JÚNIOR, A. L. N. *Localização De Curtos-circuitos Em Redes De Distribuição Usando a Transformada Wavelet E Redes Neurais Artificiais*. Tese de Doutorado, 2018.
- [113] DA SILVEIRA, E. G. *Localização de faltas em linhas de transmissão: desenvolvimento de novos algoritmos e implementação de sistema computacional para aplicações práticas*. Tese de Doutorado, 2007.
- [114] KUROKAWA, S., FILHO, J. P., TAVARES, M., et al. “Behavior of Overhead Transmission Line Parameters on the Presence of Ground Wires”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, pp. 1669–1676, apr 2005. doi: 10.1109/tpwrd.2004.833916.

- [115] PINTO, A. J. G., COSTA, E. C. M., KUROKAWA, S., et al. “Analysis of the Electrical Characteristics of an Alternative Solution for the Brazilian-Amazon Transmission System”, *Electric Power Components and Systems*, v. 39, n. 13, pp. 1424–1436, aug 2011. doi: 10.1080/15325008.2011.584106.
- [116] PORTELA, C., ALVIM, M. “Soluções não convencionais em ca adequadas para transmissão a distância muito longa - uma alternativa para o sistema de transmissão da amazônia”. In: *Seminário: Transmissão de Energia Elétrica a Longa Distância*, 2007.
- [117] PORTELA, C., TAVARES, M. C. “Modeling, simulation and optimization of transmission lines. Applicability and limitations of some used procedures.” In: *IEEE T&D Latin America*, 2002.
- [118] CÂMARA, A. S. B. *Extinção De Arco Secundário Com Manobras Monofásicas. Conceitos Fundamentais E Critérios De Análise*. mathesis, Universidade Federal Do Rio De Janeiro, 2003.
- [119] WEDEPOHL, L. M., WILCOX, D. J. “Transient analysis of underground power-transmission systems. System-model and wave-propagation characteristics”, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, v. 120, n. 2, pp. 253, 1973. doi: 10.1049/piee.1973.0056.
- [120] MAGALHÃES, A. P. C. *Característica de propagação de condutores enterados isolados e nus*. Tese de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015.

Apêndice A

Validação do emprego do PLL como PMU via PSCAD

A.1 Caso 1 - Inclusão de uma fonte renovável

Tipicamente, fontes renováveis são conectadas através de uma estação conversora contendo retificadores, link DC, um inversor e um transformador elevador. É assumida uma versão simplificada de uma estação conversora, que contém uma fonte de tensão controlável com harmônicos, ou seja, o conversor é simulado sem controle. Esta fonte é conectada diretamente na Barra #5, por meio de um transformador ideal.

A fonte renovável é conectada em $t = 0,5$ s, onde t é o tempo. A Figura A.1 mostra a tensão na fase A medida na Barra #5, u_A . Este sinal apresenta a tensão fundamental e as 5°, 7°, 11° e 13° componentes harmônicas de baixa ordem. A magnitude de cada componente é dada por:

- 5° harmônico: 8% da componente fundamental;
- 7° harmônico: 5% da componente fundamental;
- 11° harmônico: 3% da componente fundamental;
- 13° harmônico: 1% da componente fundamental.

O sinal estudado apresenta um THD de 10%, que é considerado um valor elevado para conexões de conversores em sistemas de transmissão e, portanto, utilizado para estressar o sistema. A Figura A.1 mostra os resultados do PLL na Barra #5. A

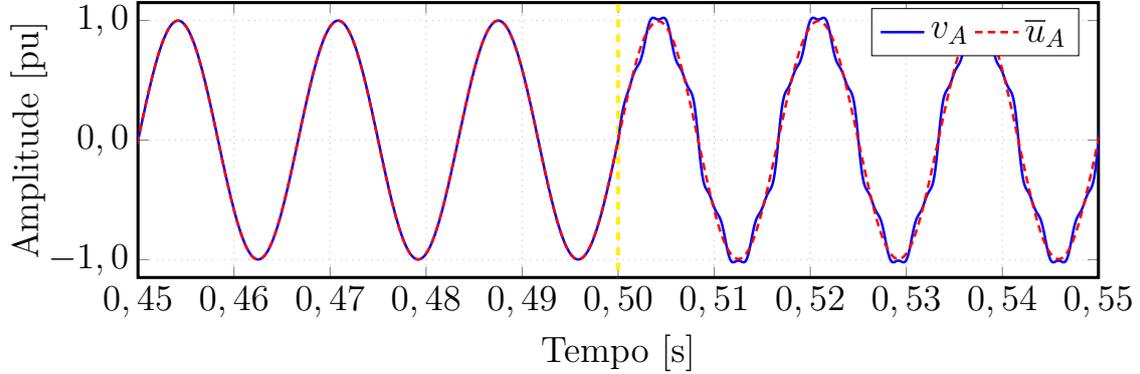


Figura A.1: Caso 1: Tensões medida e estimada na Barra #5.

estimação da reconstituição da componente fundamental \bar{u}_A de um sinal poluído com harmônicos v_A . \bar{u}_A também pode ser entendido como u_{out} na fase A. Além disso, mesmo com o transitório em $t = 0,5$ s, o sinal \bar{u}_A é capaz de acompanhar o sinal da fundamental de v_A .

A Figura A.2 mostra o módulo U_A e o ângulo ϕ_A da componente fundamental extraída \bar{u}_A . Nota-se que o ângulo de fase estimado pelo PLL corresponde ao ângulo de fase do sinal de entrada. A Figura A.2 mostra as informações de módulo e ângulo

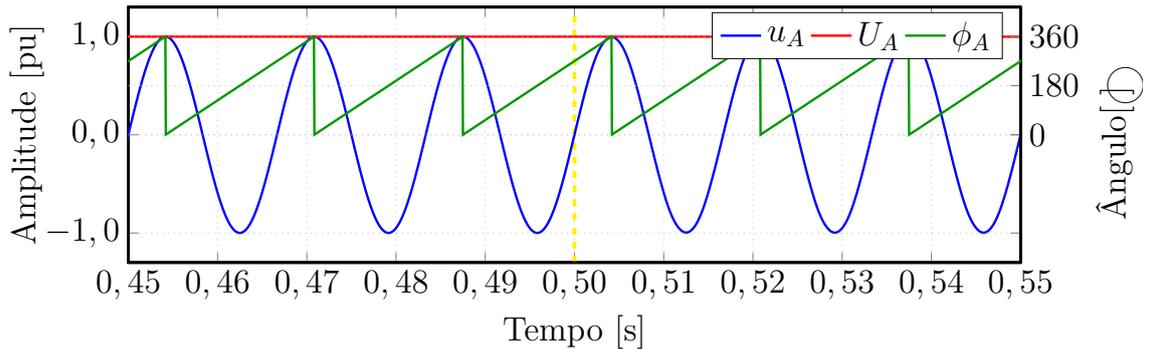
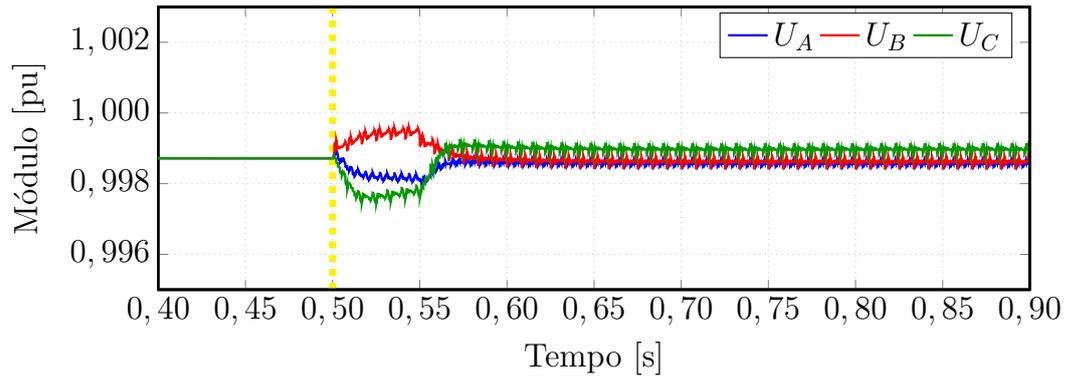


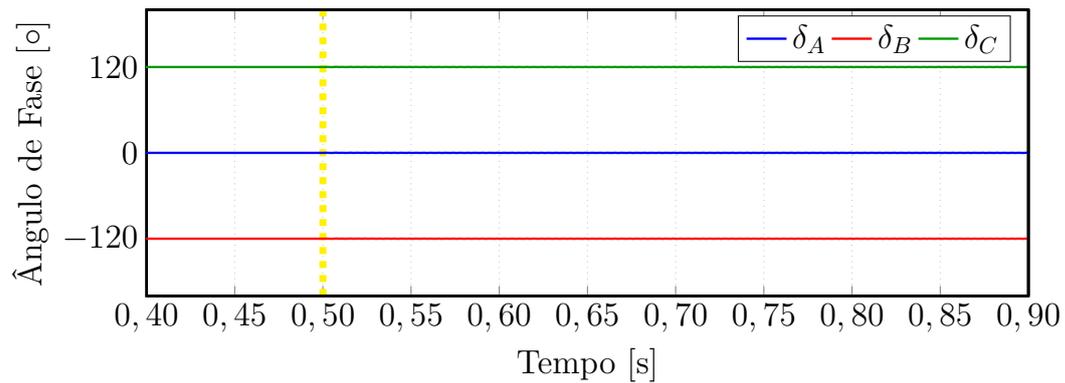
Figura A.2: Caso 1: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.

dos fasores \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C do sinal medido na Barra #5, fornecidas pelo PLL. Os valores dos fasores estimados são $\dot{U}_A = 0,9986 \angle -0,08^\circ$, $\dot{U}_B = 0,9986 \angle -120,08^\circ$ and $\dot{U}_C = 0,9990 \angle 119,92^\circ$.

A Figura A.4 mostra a frequência da tensão na fase A da Barras #5, fornecida



(a)



(b)

Figura A.3: Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões na Barra #5.

pelo PLL. Repare que antes do instante $t = 0,5$ s a frequência é constante e vale 60 Hz. No transitório, quando ocorre a injeção de harmônicos na rede, a frequência varia $\pm 0,005$ Hz em torno de 60 Hz. Após o transitório essa variação cai para $\pm 0,001$ Hz.

A estimação da componente fundamental em sinais com harmônicos não é exata. Uma vez que a representação fasorial é realizada para um dado valor de frequência, uma variação no valor da frequência acarreta em uma estimativa imprecisa dos fasores. No entanto, como os sinais calculados pelo PLL apresentam oscilações tanto nos valores de módulo, quanto nos valores de ângulo, são utilizados filtros de média móvel, para corrigir estas oscilações.

A partir dos fasores estimados \dot{U}_A , \dot{U}_B e \dot{U}_C , foi calculado o fasor de sequência positiva \dot{U}_1 , utilizando a Equação (2.3). O resultado com a informação da componente de sequência positiva, calculado pelo PLL proposto, está apresentado na

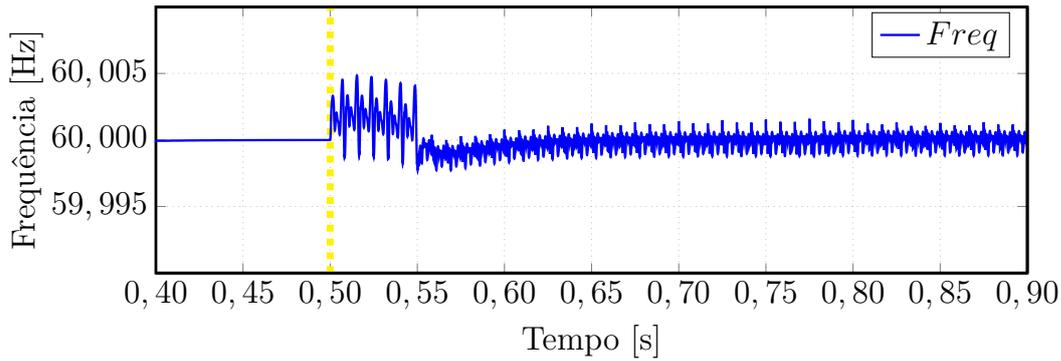
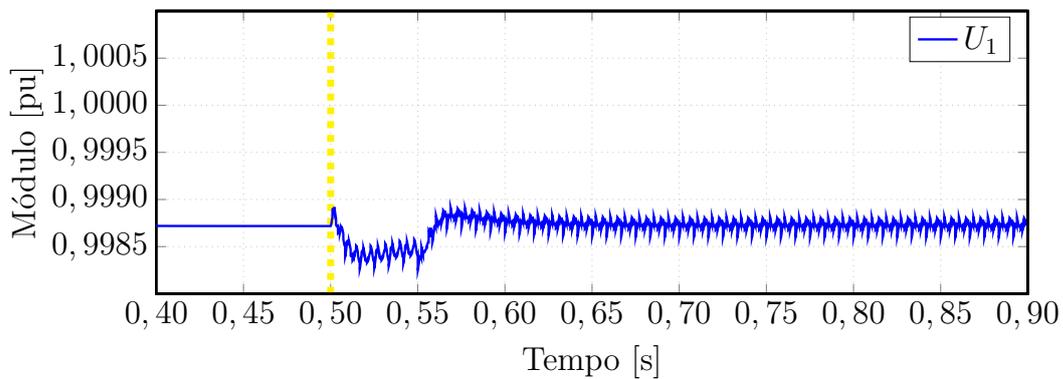
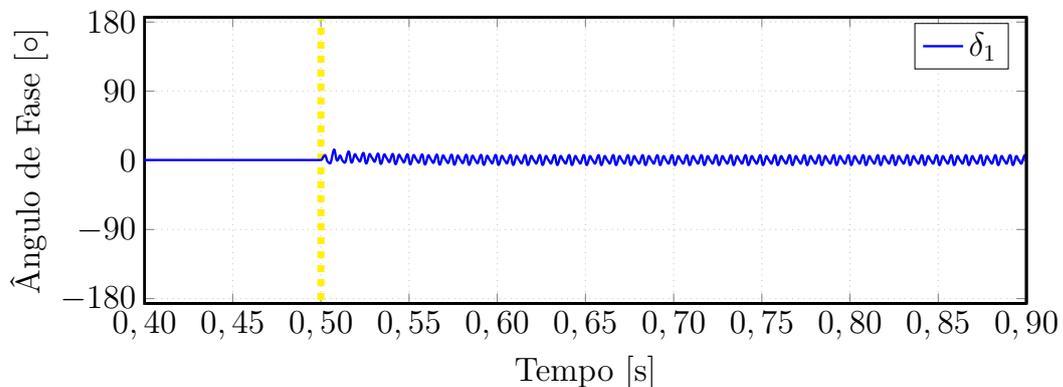


Figura A.4: Caso 1: Frequência do sinal de tensão da Barra #5.

Figura A.5. Nota-se na Figura A.5 que a componente de seqüência positiva é es-



(a)

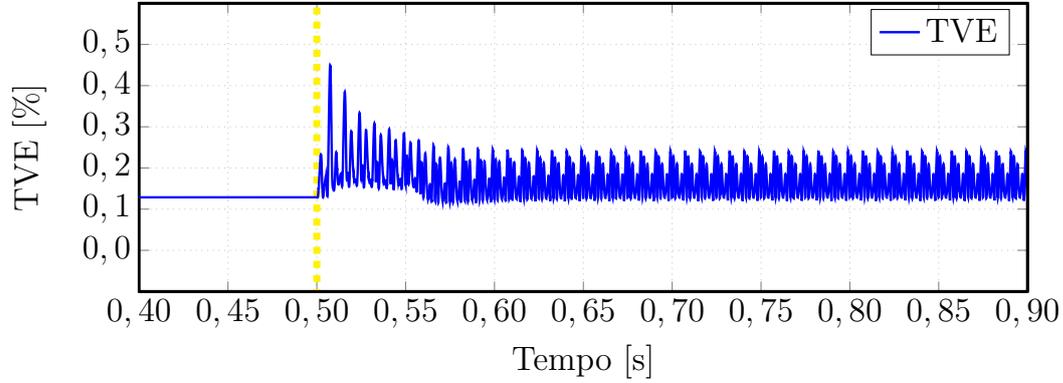


(b)

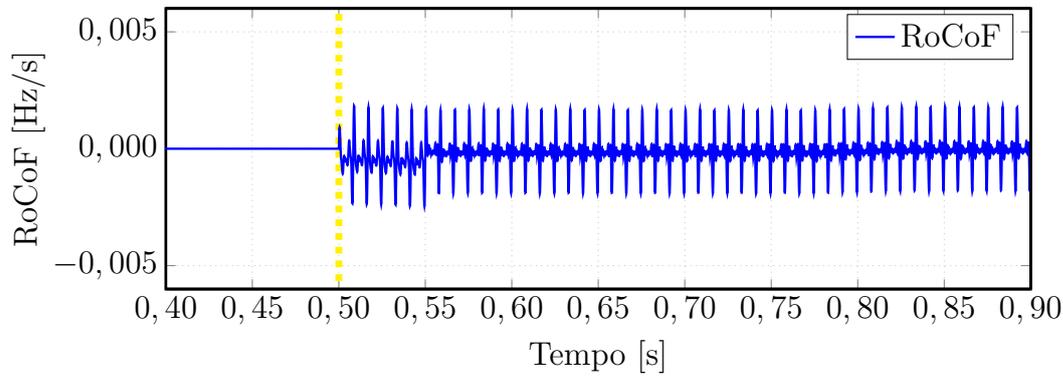
Figura A.5: Caso 1: Módulo (a) e ângulo (b) de seqüência positiva da tensão na Barra #5.

timada com módulo em torno de 0,9988pu, com oscilações de baixa amplitude no módulo devido à variação de frequência. Também é possível constatar que a fase da componente de seqüência positiva oscila em torno de $0,0^\circ$, conforme o esperado para tensões em seqüência positiva na entrada.

A Figura A.6 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RocoF. Enquanto o valor do RoCoF é inferior a 2 Hz/s, o valor do TVE é abaixo de 1% e atende às condições estabelecidas no padrão IEEE para aplicações de sincrofasores.



(a)



(b)

Figura A.6: Caso 1: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

A.2 Caso 2 - Desequilíbrio de Sequência Negativa

Em um sistema três fios trifásico desequilibrado, as componentes de sequência negativa causa mais impactos nas ca rgas conectadas ao sistema do que as componentes de sequência zero, que podem então ser negligenciadas na quantificação. Portanto, é definido um fator de desequilíbrio b que é a razão entre os módulos de sequência negativos (M_2) e positivos (M_1), como mostra a expressão (A.1).

$$b = \frac{M_2}{M_1} \tag{A.1}$$

Com base nessas informações, em $t = 0,5$ s é conectada uma fonte de tensão na Barra #5, que apresenta um desequilíbrio de 2% de sequência negativa. Para este cenário, a Equação (A.3) mostra os valores das componentes de fases calculadas a partir das componentes de sequência descritas, Equação (A.2).

$$V_{seq} = \begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \angle 0^\circ \\ 1 \angle 0^\circ \\ 0,1 \angle 0^\circ \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$V_{fases} = \begin{bmatrix} \dot{V}_A \\ \dot{V}_B \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,1000 \angle 0^\circ \\ 0,9901 \angle -125,21^\circ \\ 0,9539 \angle 125,21^\circ \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Inicialmente, as medições e os cálculos do PLL foram realizados na Barra #5. A Figura A.7 mostra o módulo U_A e o ângulo ϕ_A da componente fundamental extraída, \bar{u}_A . A Figura A.8 mostra os módulos U_α e os ângulos de fase δ_α . Após o distúrbio,

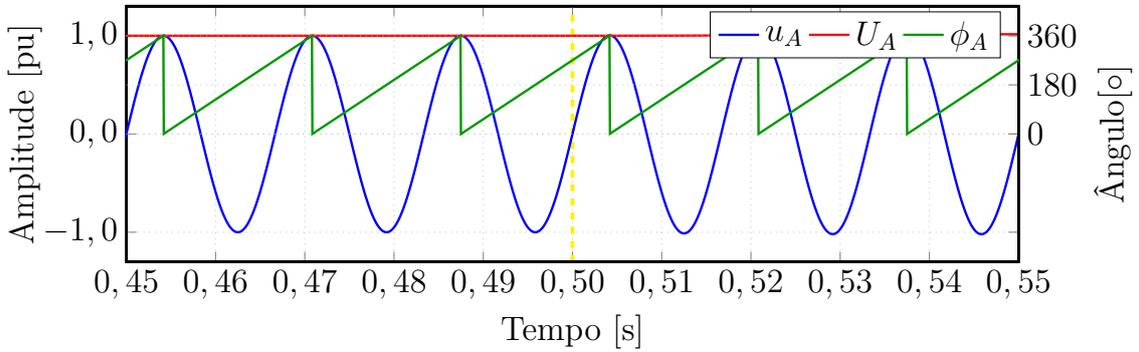
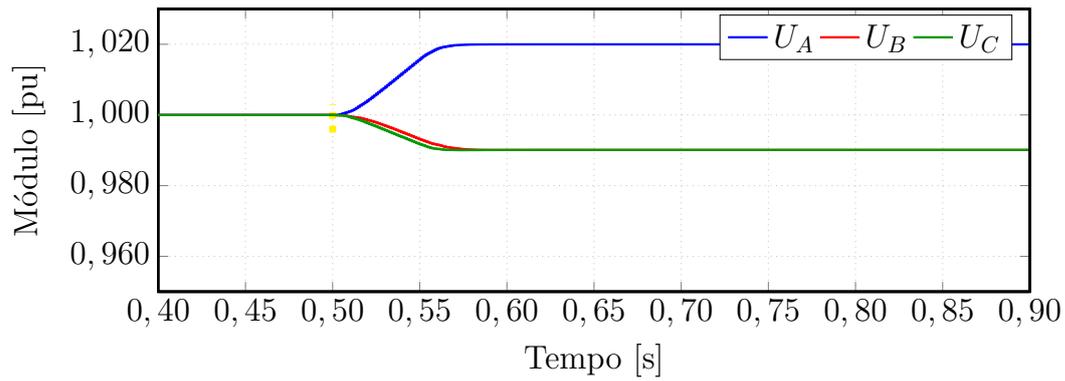
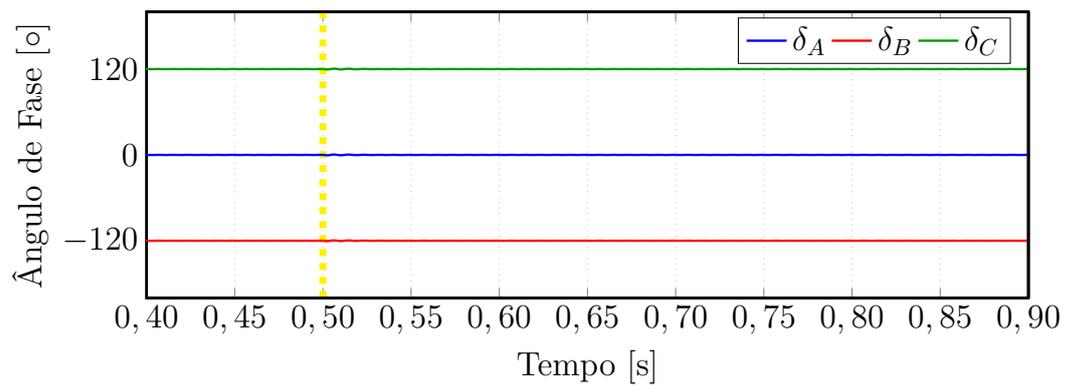


Figura A.7: Caso 2: Módulo, ângulo e reconstituição da tensão na Barra #5.

os valores obtidos pelo PLL de módulos ($U_A = 1,02$, $U_B = 0,9901$, $U_C = 0,9901$) e ângulos de fase ($\delta_A = 0^\circ$, $\delta_B = -121,0^\circ$, $\delta_C = 121,0^\circ$, correspondem ao esperado para desequilíbrio de 2% de sequência negativa. Além das componentes de fase da tensão da Barra #5, o PLL também calculou o fasor da componente de sequência positiva desta medição, como mostra a Figura A.9. Antes e após o distúrbio o fasor de sequência positiva \dot{U}_1 permaneceu no valor $1,0000 \angle 0,01^\circ$, pois a sequência positiva não enxerga a perturbação de sequência negativa.



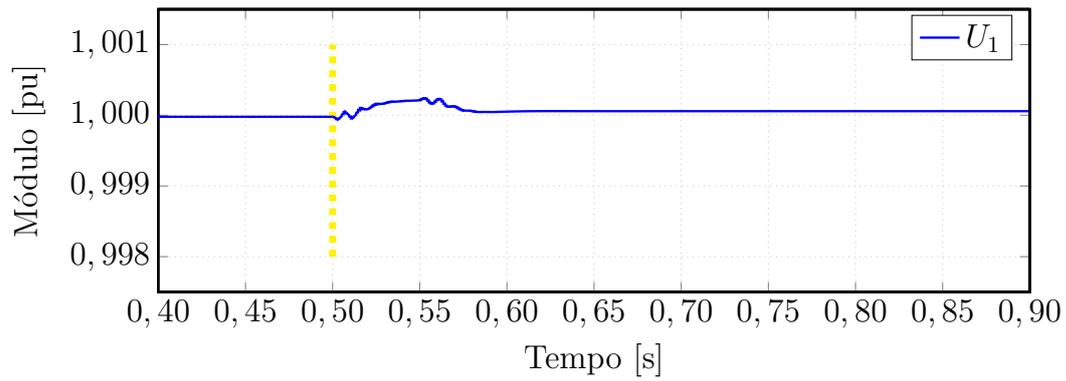
(a)



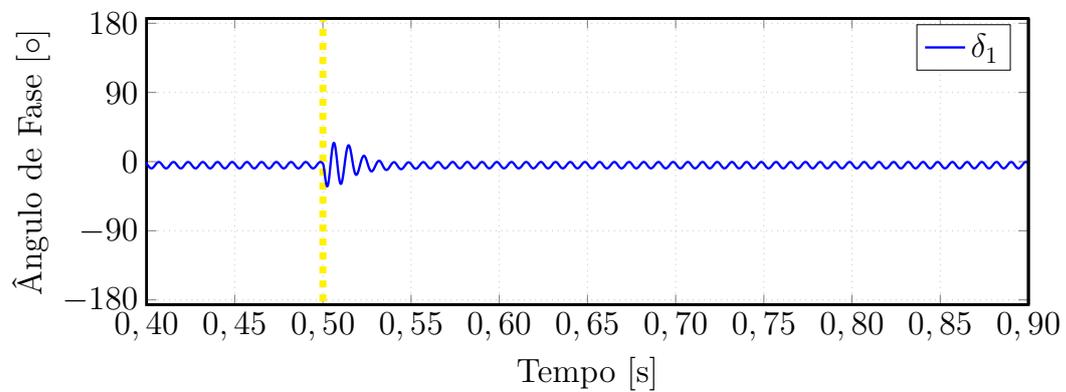
(b)

Figura A.8: Caso 2: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.

A Figura A.11 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RocoF. O valor do TVE permanece abaixo de 1% no transitório e oscila em torno de 0,15% em regime permanente, enquanto o RoCoF oscila entre $pm0,5$ Hz/s durante o regime transitório e é nulo em regime permanente.



(a)



(b)

Figura A.9: Caso 2: Módulo (a) e ângulo (b) das tensões de sequência positiva na Barra #5.

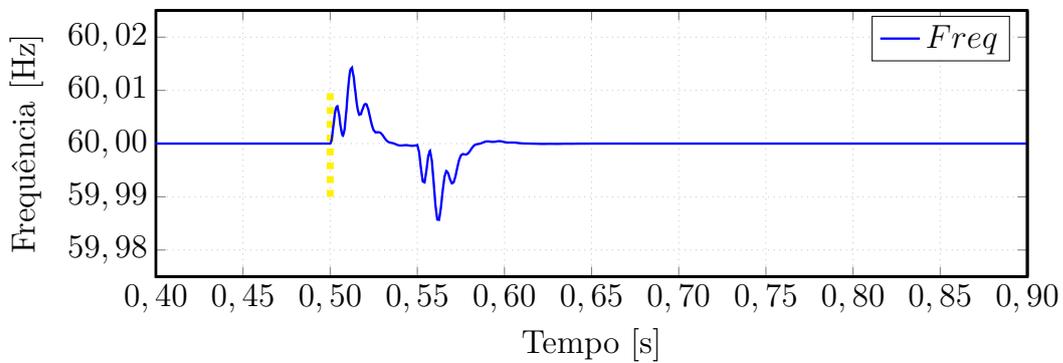
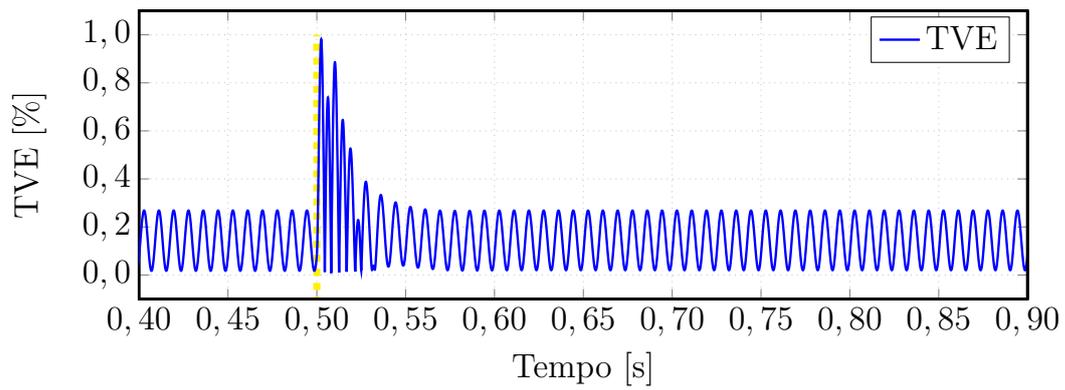
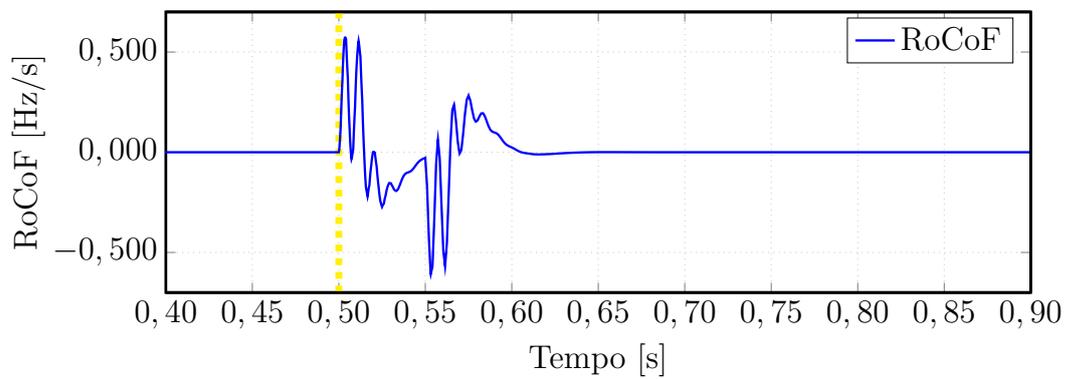


Figura A.10: Caso 2: Frequência do sinal de tensão na Barra #5.



(a)



(b)

Figura A.11: Caso 2: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

A.3 Caso 3 - Oscilação de Baixa Frequência

Uma fonte trifásica foi conectada na Barra #5 para verificar a operação do PLL na presença de oscilações de baixa frequência. Foi aplicada uma perturbação angular na fonte CA a fim de representar a presença de oscilações eletromecânicas. Este distúrbio pode ser expresso como uma modulação de fase (PM), conforme em A.4 [107]:

$$\begin{aligned}\phi_{lf}(t) &= 3 \cos(2\pi t) \\ v_m(t) &= V_m \sin(2\pi 60t + \phi_{lf})\end{aligned}\quad (\text{A.4})$$

onde ϕ_{lf} é a oscilação de baixa frequência, cuja frequência vale 1 Hz, v_m é o sinal de tensão da fonte de 230 kV e 60 Hz, modulada por ϕ_{lf} e conectada à Barra #5.

A Figura A.12 mostra a tensão medida e a tensão estimada da fase A, v_A e \bar{u}_A , respectivamente.

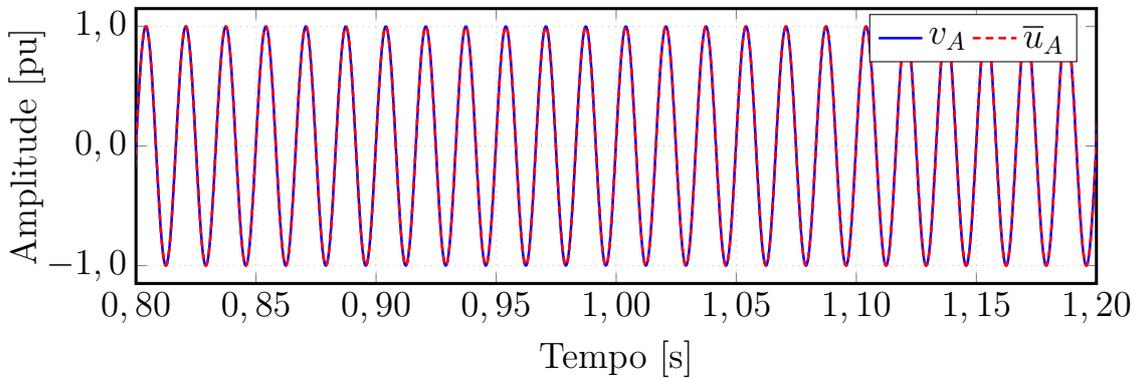
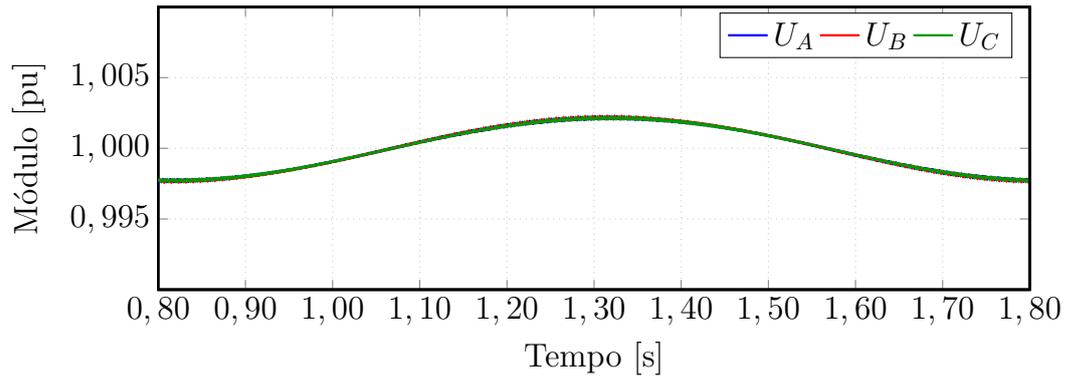


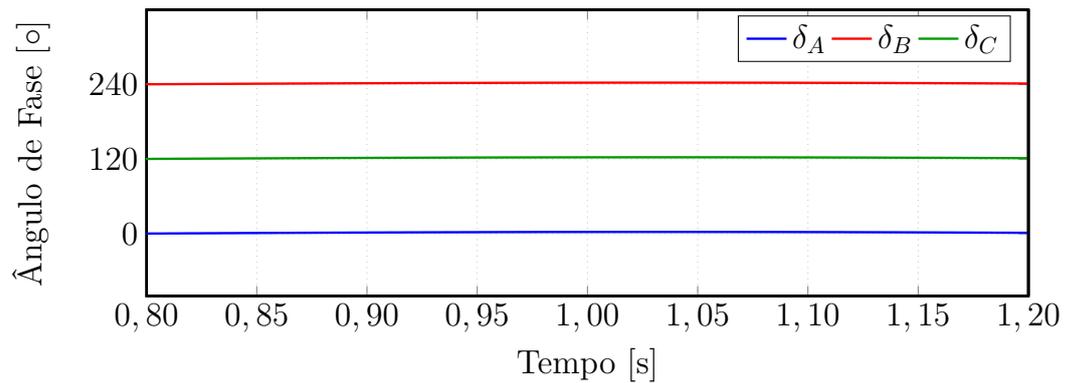
Figura A.12: Caso 3: Tensões medida e estimada na Barra #5.

A Figura A.13 mostra as informações de módulo e ângulo dos fasores \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C do sinal medido na Barra #5, fornecidas pelo PLL. Os ângulos estimados para as fases A, B e C são -0.06° , 239.94° e 119.94° , respectivamente. Os módulos estimados oscilam em torno de 1.0pu na frequência de 1 Hz e acompanham a tensão da Barra #5.

A Figura A.14 mostra a frequência lida pelo PLL, oscilando em torno de 60 Hz



(a)



(b)

Figura A.13: Caso 3: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.

na frequência de 1 Hz. A Figura A.15 apresenta o módulo e o ângulo da sequência positiva deste sinal. Note que a modulação em fase pode ser observada claramente.

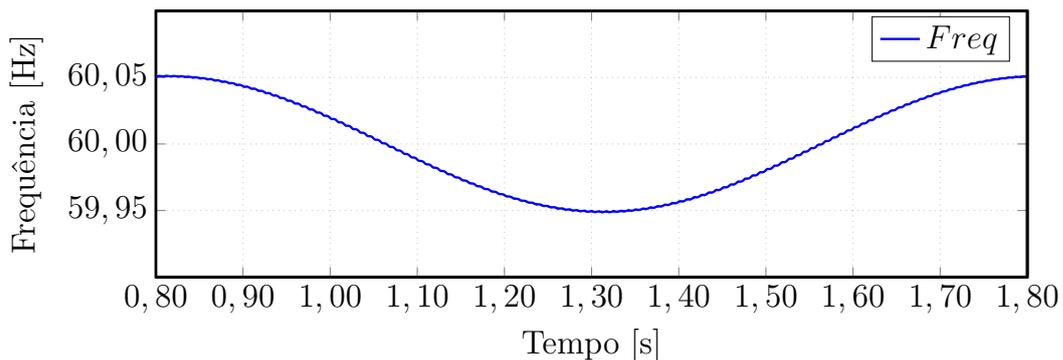
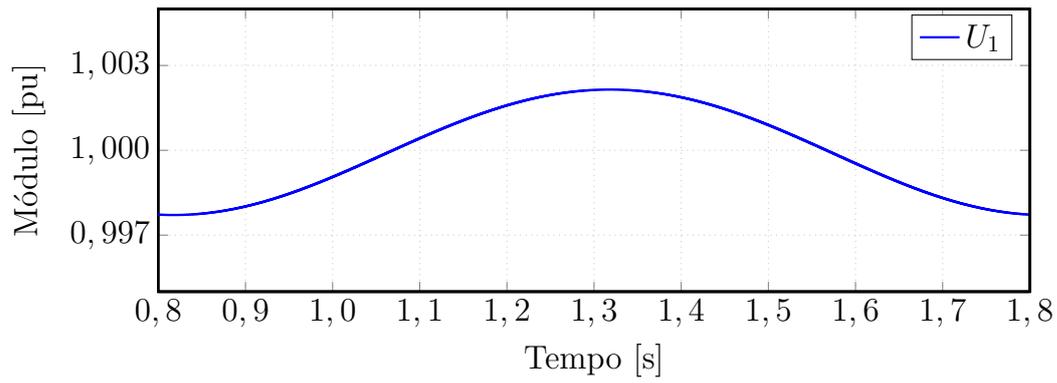
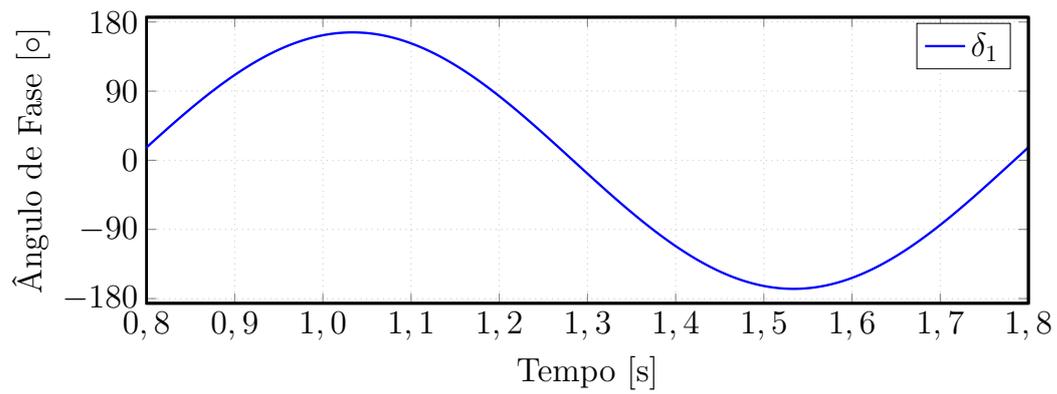


Figura A.14: Caso 3: Frequência do sinal de tensão da Barra #5.

A Figura A.16 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RocoF. O valor máximo do TVE é inferior aos 3% estabelecidos pela norma IEEE, em casos de sinais modulados. O RocoF máximo é inferior a 0,4 Hz/s, ainda dentro do limite estabelecido pela norma. Como a frequência e o RocoF seguem o sinal modulado e medem os



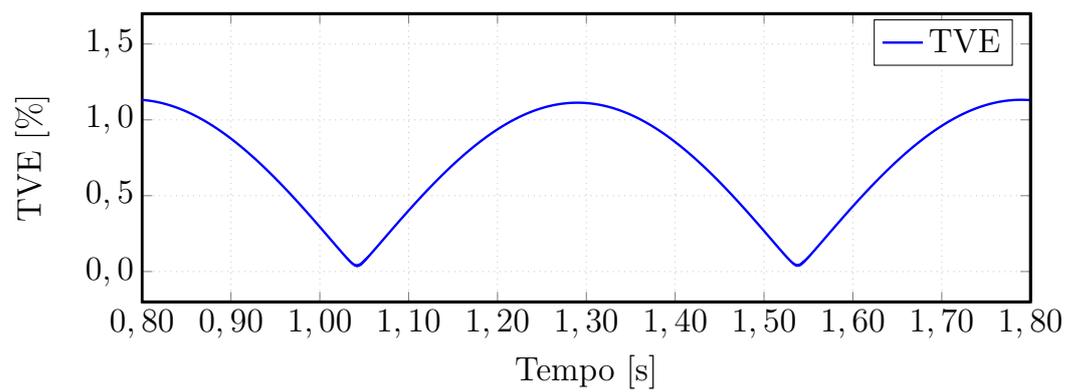
(a)



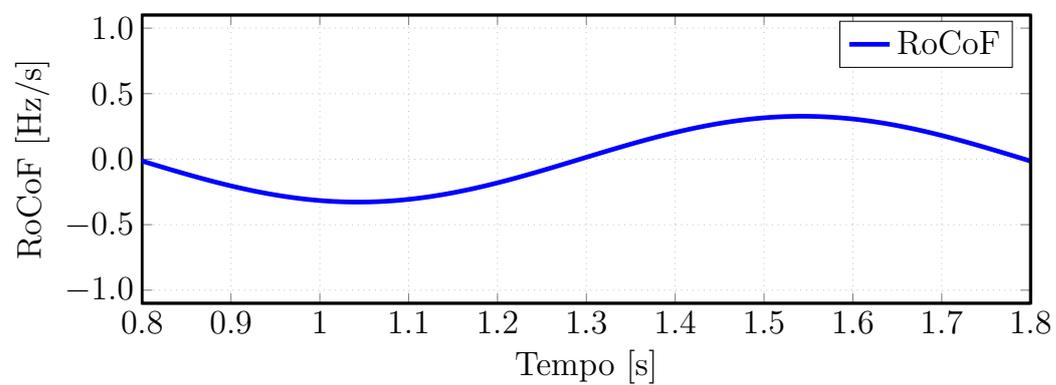
(b)

Figura A.15: Caso 3: Módulo e ângulo de sequência positiva da tensão na Barra #5.

efeitos combinados do sinal fundamental e da modulação, é de se esperar que os desvios de frequência e do RoCoF sejam elevados. Por esta razão, também é mostrada a Figura A.17, com os erros de frequência e de fase do PLL para este caso.

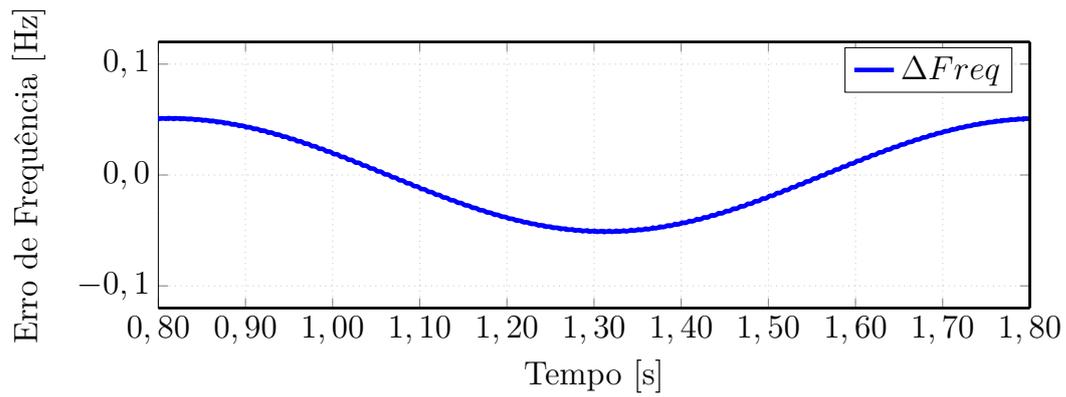


(a)

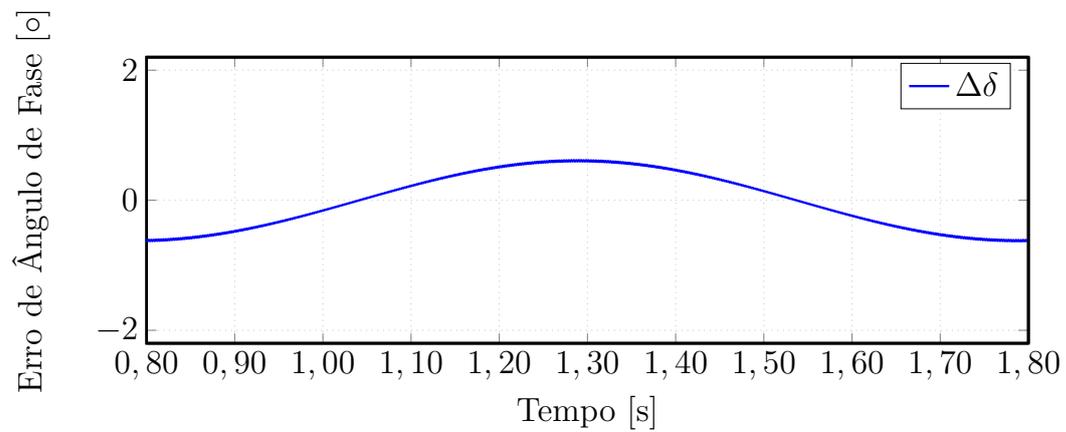


(b)

Figura A.16: Case 3: TVE (a) and RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.



(a)



(b)

Figura A.17: Caso 3: Desvios na frequência (a) e na fase (b) dos sinais de tensão na Barra #5.

A.4 Caso 4 - Harmônicos e Oscilação de Baixa Frequência

Neste caso, são exibidos apenas alguns dos resultados de um cenário, no qual a Barra #9 apresenta uma fonte de tensão com oscilação de baixa frequência. Foi aplicada uma perturbação angular na fonte CA a fim de reproduzir uma oscilação eletromecânica não-amortecida. Este distúrbio pode ser formulado como uma modulação de fase (PM), como mostrado em (A.4) [107]:

$$\begin{aligned}\phi_{lf}(t) &= 3 \cos(2\pi t) \\ v_m(t) &= V_m \sin(2\pi 60t - 6,8^\circ + \phi_{lf})\end{aligned}$$

onde ϕ_{lf} é a oscilação de baixa frequência, cuja frequência é 1 Hz, v_m o sinal na fonte de tensão é de 20 kV, $-6,8^\circ$ e 60 Hz, modulada ϕ_{lf} .

Além disso, em $t = 0,5$ s foi conectado um conversor, com as mesmas características do Caso 1, na Barra #5. Assim, são verificados os cálculos do PLL para as medições dos sinais de tensão na Barra #5.

A Figura A.18 mostra as curvas da tensão medida na Barra #5 e da tensão estimada na fase A, v_A e \bar{u}_A , respectivamente. Pode-se inferir que o valor do sinal

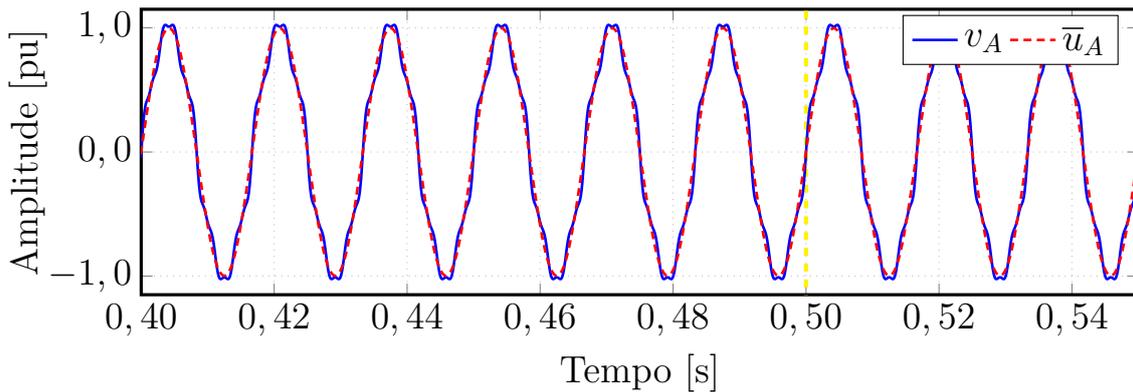
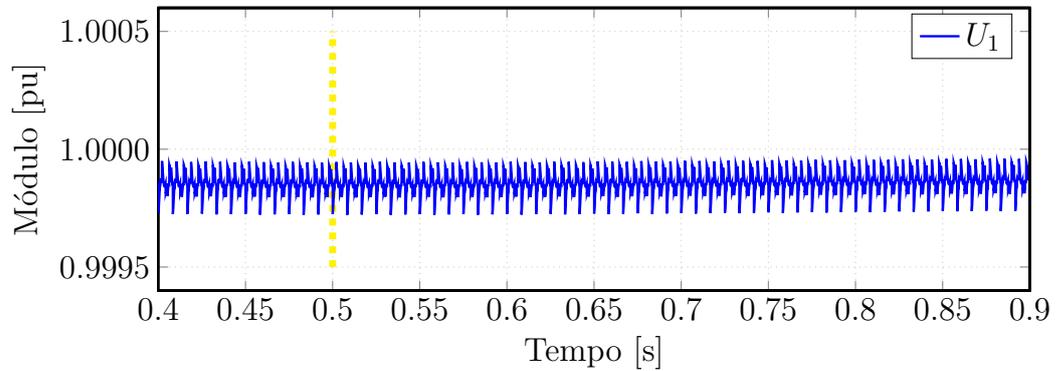


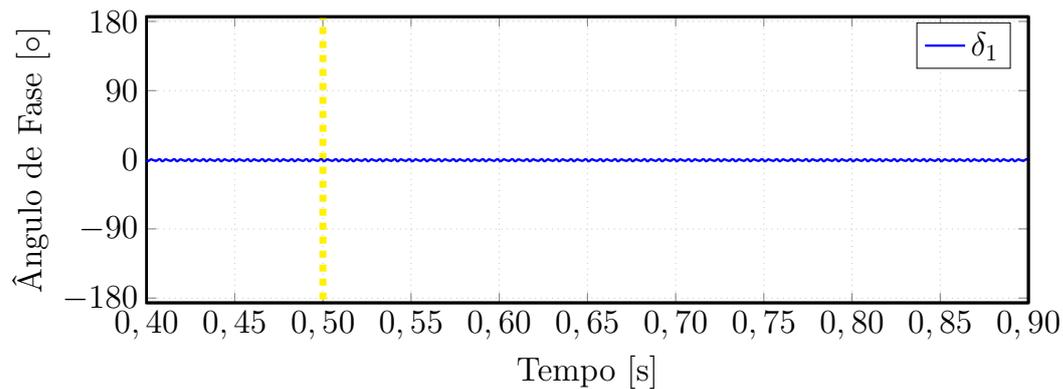
Figura A.18: Caso 4: Tensões medida e estimada na Barra #5.

estimado pelo PLL corresponde ao valor da componente fundamental do sinal medido na Barra #5. Vale salientar que o sinal reconstituído \bar{u}_A , é calculado a partir dos valores de módulo e ângulo fornecidos pelo PLL.

A Figura A.19 mostra as informações de módulo e ângulo dos fasores \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C do sinal medido da Barra #5, fornecidas pelo PLL. A Figura A.19 mostra as informações de módulo e ângulo dos fasores de sequência positiva, \dot{U}_1 , do sinal medido na Barra #5, fornecidos pelo PLL.



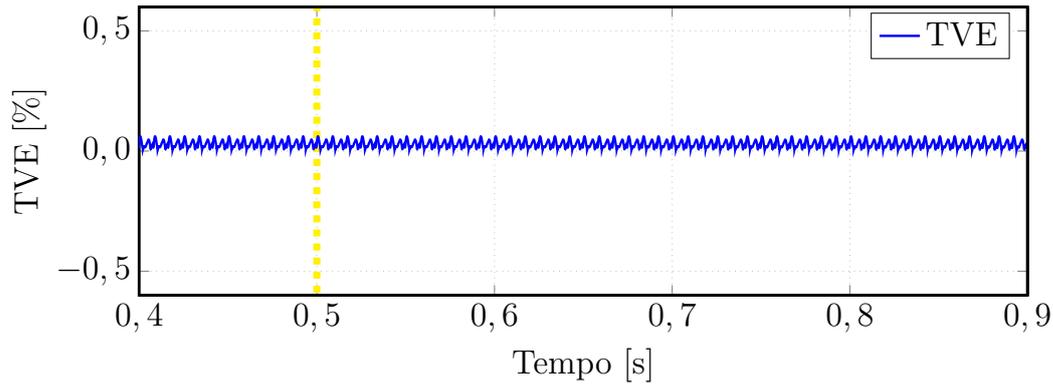
(a)



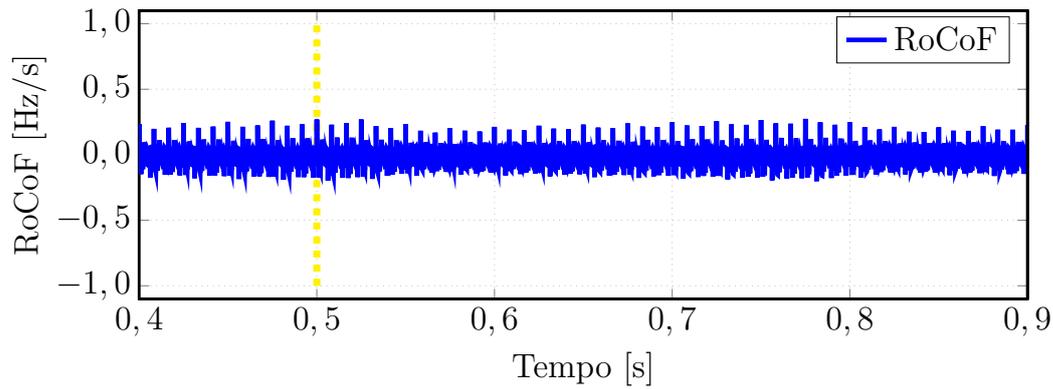
(b)

Figura A.19: Caso 4: Módulo (a) e ângulo (b) da tensão de sequência positiva na Barra #5.

A Figura A.20 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RocoF. O valor do TVE é abaixo de 1% e atende às condições estabelecidas no padrão IEEE para aplicações de sincrofasores. O RoCoF oscila entre $\pm 0,3$ Hz/s.



(a)



(b)

Figura A.20: Caso 4: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

A.5 Caso 5 - Harmônicos, Desequilíbrio de Sequência e Oscilações de Baixa Frequência

Na formulação deste caso, o gerador $G1$ apresenta um desequilíbrio de sequência negativa de 10%, a Barra #9 exibe uma fonte com oscilações eletromecânicas, com as mesmas características de $G2$ do Caso 4, e em $t = 0,5$ s foi conectado um conversor na barra central, com as mesmas características do Caso 1. Foram, então, observados os cálculos do PLL para as medições dos sinais de tensão na Barra #5. Por simplicidade, serão mostrados apenas alguns resultados.

A Figura A.21 mostra as curvas da tensão medida na Barra #5 e da tensão estimada na fase A , v_A e \bar{u}_A , respectivamente.

Repare que o valor do sinal estimado pelo PLL corresponde ao valor da componente fundamental do sinal medido na Barra #5, mesmo na presença de diferentes

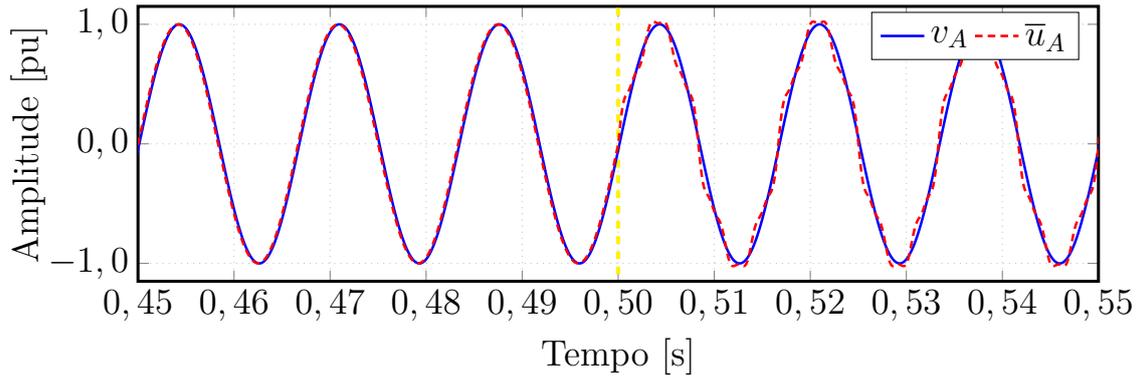
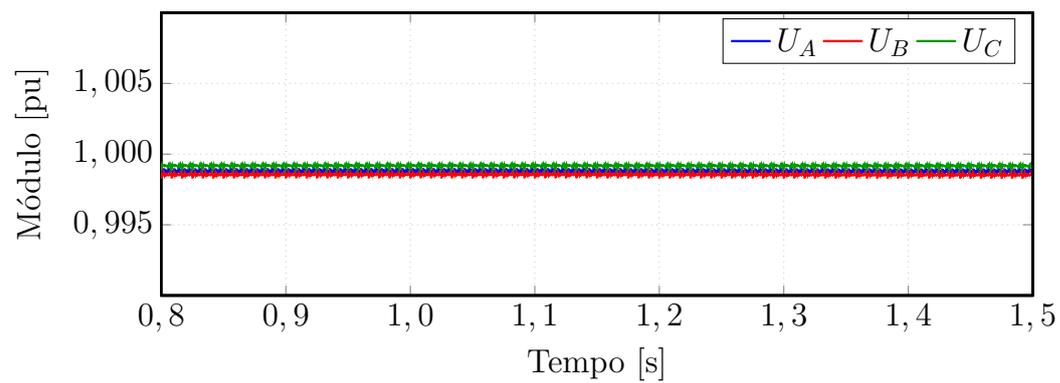


Figura A.21: Caso 5: Tensões medida e estimada na Barra #5.

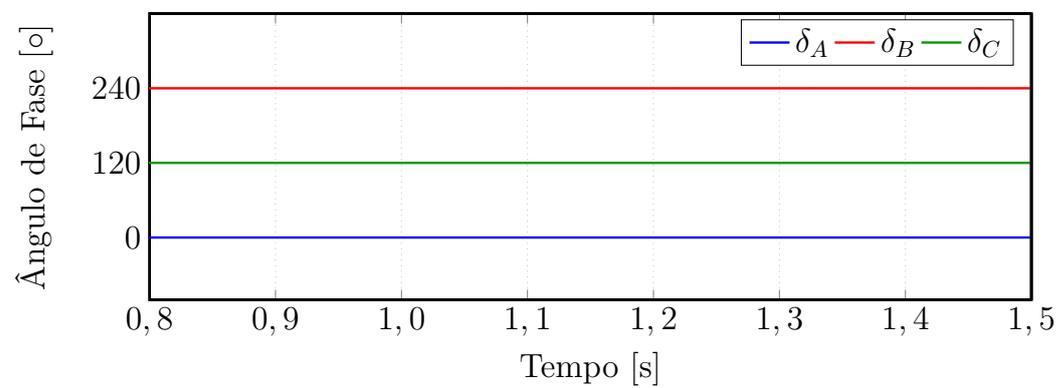
tipos de distúrbios: harmônicos, oscilações eletromecânicas e desequilíbrio de tensão. Como a reconstituição do sinal medido é feita a partir dos valores de módulo e ângulo fornecidos pelo PLL, pode-se concluir que a medição fasorial via PLL é viável.

A Figura A.22 mostra as informações de módulo e ângulo dos fasores \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C do sinal medido na Barra #5, fornecidas pelo PLL. A presença da oscilação de baixa frequência não afeta o desempenho do PLL. Da mesma forma, o desequilíbrio da sequência negativa na Barra #1 também não afeta a componente de sequência positiva estimada pelo PLL. Após $t = 0,5$, quando o conversor é conectado no circuito, a presença das componentes harmônicas do sinal é expressiva apenas durante o transitório, assumindo assim, as mesmas características já mencionadas no Caso 1. As informações de sequência positiva estimadas pelo PLL são mostradas na Figura A.23 e indicam que o PLL rejeita o distúrbio de sequência negativa.

A Figura A.24 mostra os gráficos dos valores dos TVE e RocoF. O valor do TVE é abaixo de 1% e atende às condições estabelecidas no padrão IEEE para aplicações de sincrofasores. O RoCoF oscila entre $\pm 0,3$ Hz/s.

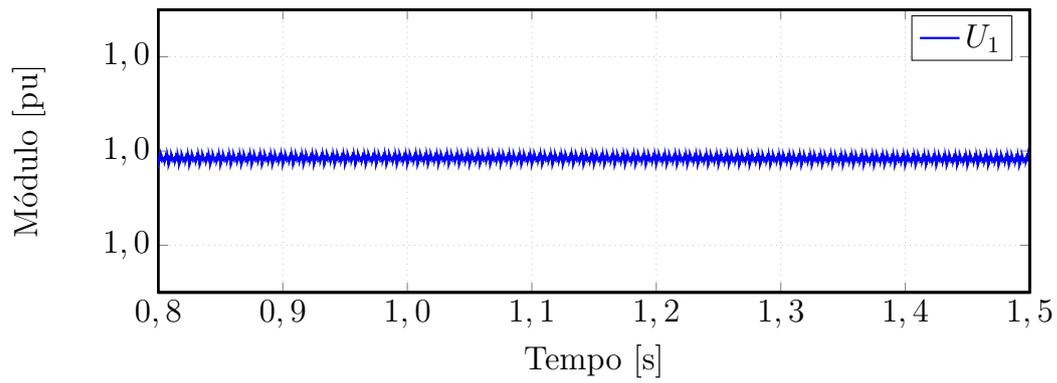


(a)

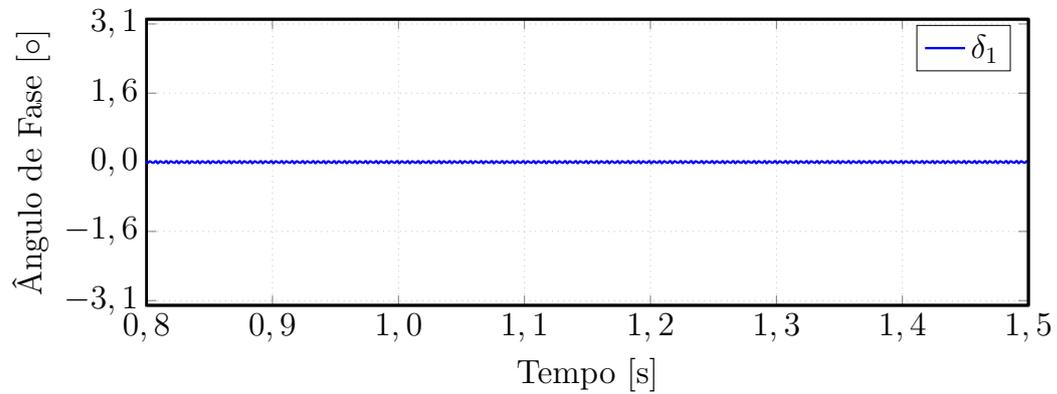


(b)

Figura A.22: Caso 5: Módulos (a) e ângulos (b) das tensões na Barra #5.

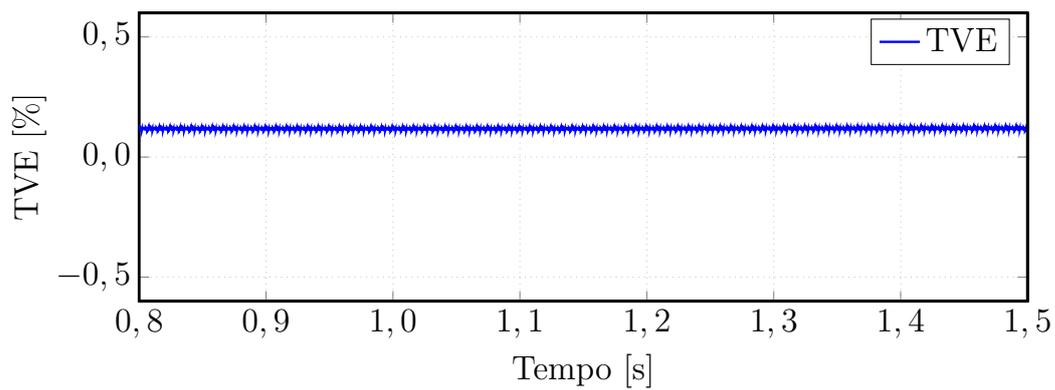


(a)

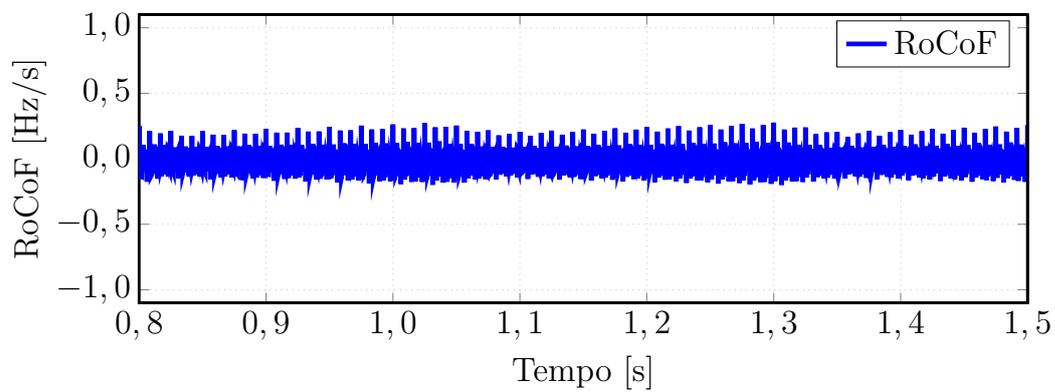


(b)

Figura A.23: Caso 5: Módulo (a) e ângulo da tensão de sequência positiva na Barra #5.



(a)



(b)

Figura A.24: Caso 5: TVE (a) e RoCoF (b) do sinal de tensão estimado na Barra #5.

A.6 Comentários Gerais dos Testes em PSCAD

Neste trabalho avaliou-se a viabilidade de utilizar um PLL como uma unidade de medida fasorial considerando uma rede mais realista. A formulação baseada em PLL atende, em geral, aos requisitos do padrão IEEE para PMU da classe P. O algoritmo do PLL foi testado em um ambiente com variações típicas do sistema elétrico. O objetivo principal deste capítulo foi avaliar as vantagens e desvantagens do uso do PLL como PMU e como um estimador dos componentes da sequência do sinal medido.

Os resultados obtidos são de um sistema simples, embora submetido aos desequilíbrios de sequência, harmônicos, oscilações eletromecânicas e sinais modulados. É importante ressaltar que, apesar da simplicidade do sistema simulado, foi possível carregar as características dos distúrbios no sinal medido, que seria a entrada do PLL. Assim, verificou-se que para qualquer sinal de entrada, o PLL é capaz de estimar o componente fundamental do sinal de entrada, a partir da informação dos fasores estimados.

Inferiu-se que uma modulação na frequência estimada aparece sempre que há uma oscilação de frequência próxima à frequência industrial. Isto justifica a pré-filtragem do sinal de entrada do BPF e a filtragem MAF do sinal de saída, assim como a compensação do módulo e ângulo dos fasores devido a esses filtros.

Em relação aos valores de TVE, quase todos os resultados obtidos foram segundo os requisitos da norma IEEE para PMU da classe P, onde seus valores foram estabelecidos abaixo de 1%, ou seja, na faixa permitida pela norma. Alguns casos apresentaram valores de até 1% acima do permitido, durante o transitório. Tais características não foram observadas na implementação digital, cujos resultados estão em 2.4. Por outro lado, os resultados do RoCoF foram nulos em todos os casos.