



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
INSTITUTO DE SISTEMAS ELÉTRICOS E ENERGIA**

**TRABALHO FINAL DE GRADUAÇÃO**

Processamento de sinais e utilização de filtros digitais para estimação fasorial em sistemas centralizados de proteção e controle de subestações inteligentes

Matheus Henrique Carniel Silvestre

Itajubá  
2022

Matheus Henrique Carniel Silvestre

Processamento de Sinais e Estimação Fasorial para  
Aplicação em Sistemas Centralizados de Proteção  
e Controle de Subestações Inteligentes

Trabalho Final de Graduação apresentado como  
requisito para obtenção do título de Bacharel em  
Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de  
Itajubá – UNIFEI

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Villegas Guerrero

ITAJUBÁ  
2022

# Agradecimentos

Aos meus pais, Marcos Silvestre e Vânia Silvestre, e ao meu irmão, Vitor Silvestre, que me forneceram um apoio incondicional em todos os momentos de minha trajetória acadêmica, permitindo meu avanço, mesmo durante os momentos mais difíceis.

Ao professor Carlos Villegas pela orientação, apoio e confiança.

Ao meu grande companheiro, Alan Furlaneto, por ter me mostrado o maravilhoso caminho da Engenharia e por todos os seus valiosos conselhos.

# Resumo

O presente trabalho tem como objetivo abordar as formas de processamento dos sinais de tensão e corrente, oriundos dos secundários dos transformadores de instrumentos, em nível de processo de um Sistemas de Automação de Subestações (SAS). Para isso, serão implementados filtros digitais que auxiliarão na estimação fasorial, com base no tratamento de sinais digitalizados e aplicação prática da parte 9-2 da norma IEC61850, que abrange o uso de *Sampled Values* (SVs) no Barramento de Processos da subestação.

A elaboração inicial dos filtros digitais será realizado através do ambiente Matlab®. Para a validação do desempenho dos algoritmos de estimação de fasores, e a verificação da conformidade dos resultados obtidos durante o processamento em tempo real dos sinais de tensão e corrente, o algoritmo final será implementado no ambiente de desenvolvimento CBuilder do RSCAD – software do Simulador Digital em Tempo real (RTDS – *Real-Time Digital Simulator*), para aplicações em algoritmos de proteção multifuncionais de sistemas microprocessados CPCs (Centralizados de Proteção e Controle).

Desse modo, será possível verificar se a metodologia de processamento de sinais está de acordo com as normas do projeto e se atende o desempenho esperado das funções de proteção de distância (ANSI 21), proteção diferencial (ANSI 87) e proteção de sobrecorrente (ANSI 50/51), diante das condições normais e de falhas na operação do sistema.

**Palavras-chave:** Processamento de Sinais, Filtros Digitais, Estimação Fasorial, Sampled Values, CBuilder e RTDS.

# Abstract

This paper aims to address the ways of processing the voltage and current signals from the instrument transformer secondaries at the process level of a Substation Automation System (SAS). To this end, digital filters will be implemented to assist in phasor estimation, based on the treatment of digitized signals and practical application of part 9-2 of the IEC61850 standard, which covers the use of Sampled Values (SVs) in the substation's Process Bus.

The initial elaboration of the digital filters will be developed out through the Matlab® environment. To validate the performance of the phasor estimation algorithms, and to verify the conformity of the results obtained during the processing of the voltage and current signals, the final algorithm will be implemented in the CBuilder development environment of the RSCAD - Real-Time Digital Simulator (RTDS) software, for applications in multifunctional protection algorithms of microprocessor systems CPCs (Centralized Protection and Control).

In this way, it will be possible to verify whether the signal processing methodology is in accordance with the design standards and whether it meets the expected performance of the distance protection (ANSI 21), differential protection (ANSI 87), and overcurrent protection (ANSI 50/51) functions under normal and fault conditions of system operation.

**Key Words:** Signal Processing, Digital Filters, Phasor Estimation, Sampled Values, CBuilder e RTDS.

# **Lista de Figuras**

2.1 Sistema Elétrico de Potência (SEP) - Adaptado de SENAI . . . . .	14
3.1 Sistema de Processamento Digital de Sinais . . . . .	16
3.2 Sinal em Tempo Contínuo e em Tempo Discreto . . . . .	17
3.3 Diagrama Representativo de um Sistema Digital . . . . .	17
3.4 Processo de Amostragem em Diagrama de Blocos . . . . .	18
3.5 Amostragem de Sinais . . . . .	19
3.6 Fenômeno de Aliasing em Ondas Senoidais . . . . .	20
3.7 Resposta ao Impulso Finito . . . . .	21
3.8 Resposta ao Impulso Finito . . . . .	21
4.1 Representação do Janelamento de Dados . . . . .	24
4.2 Conversão Retangular-Polar . . . . .	25
4.3 Representação Forma Retangular e Polar . . . . .	26
4.4 Oscilação Subamortecida . . . . .	29
4.5 Índices de Desempenho . . . . .	29
5.1 Resposta ao Impulso Finito . . . . .	31
6.1 Sistema Elétrico Piloto em RSCAD - Fonte: (GUERRERO, 2017) . . . . .	33
6.2 First in, First Out . . . . .	34
6.3 Ilustração de uma Falta $1\phi$ em "A" . . . . .	35
6.4 Oscilografia dos Sinais de Corrente - Falta $1\phi$ em "A" . . . . .	35
6.5 Desempenho dos Filtros Digitais - Falta $1\phi$ em "A" . . . . .	36
6.6 Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta $1\phi$ em "A" . . . . .	36
6.7 Ilustração de uma Falta $2\phi$ em "BC" . . . . .	37
6.8 Oscilografia dos Sinais de Corrente - Falta $2\phi_{BC}$ , Fase "B" . . . . .	37
6.9 Desempenho dos Filtros Digitais - Falta $2\phi_{BC}$ , Fase "B" . . . . .	38
6.10 Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta $2\phi_{BC}$ , Fase "B" . . . . .	38
6.11 Desempenho dos Filtros Digitais - Falta $2\phi_{BC}$ , Fase "C" . . . . .	39
6.12 Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta $2\phi_{BC}$ , Fase "C" . . . . .	39
6.13 Ilustração de uma Falta $3\phi$ em "ABC" . . . . .	40
6.14 Oscilografia dos Sinais de Corrente - Falta $3\phi_{ABC}$ , Fase "A" . . . . .	40

6.15	Desempenho dos Filtros Digitais - Falta $3\phi_{ABC}$ , Fase "A" . . . . .	41
6.16	Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta $3\phi_{ABC}$ , Fase "A" . . . . .	41
6.17	Fluxograma de Processamento dos Filtros Digitais - MatLab® . . . . .	42
7.1	Arranjo do Sistema Elétrico de Potência - RSCAD . . . . .	44
7.2	Configurador de Faltas . . . . .	45
7.3	Linha de Transmissão Baurú-Cabreúva, Falta $3\phi$ Fases "ABC" . . . . .	46
8.1	Malha de Captura de Fase (PLL) - RSCAD Tutorial . . . . .	47
8.2	PLL Componente - RSCAD . . . . .	48
8.3	Demonstração do Trecho do Sistema Simulado . . . . .	49
8.4	Processo de Amostragem dos Sinais de Corrente . . . . .	49
8.5	Erro em Cálculo do Arco-tangente . . . . .	50
8.6	Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro FCDFT . . . . .	51
8.7	Valores Absolutos - Filtro FCDFT . . . . .	51
8.8	Valores Angulares - Filtro FCDFT . . . . .	52
8.9	Representação Fasorial - Filtro FCDFT . . . . .	52
8.10	Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro HCDFT . . . . .	53
8.11	Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro HCDFT . . . . .	53
8.12	Valores Absolutos - Filtro HCDFT . . . . .	54
8.13	Valores Angulares - Filtro HCDFT . . . . .	54
8.14	Representação Fasorial - Filtro HCDFT . . . . .	55
8.15	Vetor de Processamento - Filtro Cosseno . . . . .	56
8.16	Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro Cosseno . . . . .	57
8.17	Valores Absolutos - Filtro Cosseno . . . . .	58
8.18	Valores Angulares - Filtro Cosseno . . . . .	58
8.19	Representação Fasorial - Filtro Cosseno . . . . .	59
8.20	Vetor de Processamento - Filtro Seno . . . . .	60
8.21	Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro Seno . . . . .	61
8.22	Valores Absolutos - Filtro Seno . . . . .	62
8.23	Valores Angulares - Filtro Seno . . . . .	62
8.24	Representação Fasorial - Filtro Seno . . . . .	63

9.1	Layout do Bloco de Processamento dos Filtros Digitais . . . . .	64
9.2	Menu de Seleção dos Filtros Digitais . . . . .	65

# **Lista de Tabelas**

4.1	Relação de Amostras em um Ciclo . . . . .	24
6.1	Índice de Desempenho dos Filtros Digitais - Falta $1\phi$ em "A" . . . . .	36
6.2	Índice de Desempenho dos Filtros Digitais - Falta $2\phi_{BC}$ , Fase "B" . . . . .	38
6.3	Índice de Desempenho dos Filtros Digitais Falta $2\phi_{BC}$ , Fase "C" . . . . .	39
6.4	Índice de Desempenho dos Filtros Digitais - Falta $3\phi_{ABC}$ , Fase "A" . . . . .	41
8.1	Relação Vetorial entre Fases - Filtro HCDFT . . . . .	55
8.2	Relação Vetorial entre Fases - Filtro Cosseno . . . . .	59
8.3	Relação Vetorial entre Fases - Filtro Seno . . . . .	63

# Sumário

	PÁGINA
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	<b>12</b>
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA . . . . .	12
1.2 OBJETIVOS . . . . .	13
<b>2 O SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA</b>	<b>14</b>
2.1 SUBESTAÇÕES DIGITALIZADAS . . . . .	15
2.2 RELÉS DIGITAIS OU MICROPROCESSADOS . . . . .	15
<b>3 PROCESSAMENTO DE SINAIS</b>	<b>16</b>
3.1 SINAIS E SISTEMAS . . . . .	16
3.2 AMOSTRAGEM DE SINAIS . . . . .	17
3.3 TAXA DE AMOSTRAGEM . . . . .	18
3.4 TEOREMA DE NYQUIST E SOBREPOSIÇÃO ESPECTRAL . . . . .	19
3.4.1 ALTERAÇÕES NA TAXA DE AMOSTRAGEM . . . . .	20
<b>4 ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL</b>	<b>22</b>
4.1 A TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT) . . . . .	22
4.1.1 DFT DE UM CICLO (FCDFT) E MEIO CICLO (HCDFT) . . . . .	24
4.1.2 REPRESENTAÇÃO FASORIAL PARA DFT . . . . .	25
4.2 TRANSFORMADA DISCRETA DO COSSENO E SENO . . . . .	27
4.3 ÍNDICE DE DESEMPENHO DOS FILTROS DIGITAIS . . . . .	28
<b>5 FILTROS DIGITAIS</b>	<b>30</b>
5.1 FILTROS DE RESPOSTA A IMPULSO INFINITO (IIR) . . . . .	30
5.2 FILTROS DE RESPOSTA A IMPULSO FINITO (FIR) . . . . .	31
<b>6 PLATAFORMA DE TESTE EM MATLAB<sup>®</sup></b>	<b>33</b>
6.1 DEFINIÇÃO DOS DADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .	33
6.2 PROCESSO DE AMOSTRAGEM . . . . .	34
6.3 IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS DIGITAIS . . . . .	34

6.4	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DOS FILTROS DIGITAIS . . . . .	35
6.4.1	FALTA MONOFÁSICA - FASE "A" . . . . .	35
6.4.2	FALTA BIFÁSICA - ENTRE FASES "BC" . . . . .	37
6.4.3	FALTA TRIFÁSICA - FASES "ABC" . . . . .	40
6.5	FLUXOGRAMA DE SIMULAÇÃO EM MATLAB® . . . . .	42
6.6	CONCLUSÕES . . . . .	43
<b>7</b>	<b>INTRODUÇÃO AO RSCAD</b>	<b>44</b>
7.1	SISTEMA PARA VALIDAÇÕES . . . . .	44
7.2	COMPONENTES AUXILIARES . . . . .	44
7.3	SIMULAÇÃO DE FALHAS EM RSCAD . . . . .	45
7.4	FALTA TRIFÁSICA . . . . .	46
<b>8</b>	<b>DESENVOLVIMENTO DOS FILTROS DIGITAIS EM RSCAD</b>	<b>47</b>
8.1	DESENVOLVIMENTO DO PROCESSO DE AMOSTRAGEM . . . . .	47
8.2	DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL FCDFT . . . . .	50
8.3	DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL HCDFT . . . . .	53
8.4	DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL COSSENO . . . . .	56
8.5	DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL SENO . . . . .	60
<b>9</b>	<b>RESULTADOS OBTIDOS EM RSCAD</b>	<b>64</b>
9.1	BLOCO DE PROCESSAMENTO DOS FILTROS - RSCAD . . . . .	64
9.2	PROCESSAMENTO CONJUNTO DOS FILTROS DIGITAIS . . . . .	66
<b>10</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>67</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

Os avanços no desenvolvimento dos softwares digitais e o aumento da capacidade de processamento dos equipamentos, conduziu os novos projetos de subestações e suas modernizações para a era de inovações digitais, a qual possibilita uma visão mais completa de suas operações, tendendo a aumentar sua eficiência, confiabilidade, qualidade e produtividade.

Desse modo, verifica-se que os atuais relés, Dispositivos Eletrônicos Inteligentes (IEDs - *Intelligent Electronic Devices*), capazes de exercer as funções de controle e proteção, estão sendo cada vez mais utilizados durante os retrofits e novos projetos de subestações, pois além de reduzir os custos de implantação e manutenção, aumentam a confiabilidade do sistema e favorecem a obtenção de informações de forma mais rápida e precisa (SANTOS; PEREIRA, 2007).

Assim, nota-se que a rápida obtenção de informações dos valores de tensão e corrente do Sistema Elétrico de Potência (SEP) favorece uma rápida e precisa tomada de decisão dos relés de proteção para a eliminação das faltas, de modo que seja preservado as condições nominais e plenitude do SEP, evitando que demais trechos do sistema sejam afetados.

Dentre os equipamentos para a proteção do SEP, tem-se os relés de proteção de distância (ANSI 21), proteção diferencial (ANSI 87) e proteção de sobrecorrente (ANSI 50/51), cada um com suas particularidades para detecção e classificação das faltas. Caso a falta esteja localizada na zona de atuação e proteção do relé, tem-se a abertura dos disjuntores.

Porém, as faltas no SEP podem introduzir ruídos na leitura dos relés, pois, os sinais de Tensão e Corrente estão sujeitos a interferências de componente DC, componentes harmônicas, fenômenos transitórios e falta de linearidade em decorrência da utilização dos transformadores de instrumentos instalados no pátio da SE para o processamento dos sinais nos IED's.

Pelo fato dos IED's utilizarem algoritmos que permitem a estimação fasorial, nota-se que a adequada operação dos relés de proteção está diretamente atrelada com a qualidade do processamento dos dados, que deverão ter baixa susceptibilidade às interferências harmônicas nos eventos de falhas no SEP, alta robustez e adaptabilidade, através do processo de janelamento de dados nos sinais processados de tensão e corrente.

Diante disso, o presente trabalho busca investigar os métodos de estimação fasorial com o intuito de desenvolver um sistema centralizado que permita executar algoritmos básicos dos relés de proteção (ANSI 21, 87 e 50/51), assegurando o desempenho adequado de suas funções.

## 1.2 OBJETIVOS

O presente trabalho tem como objetivo principal abordar as formas de processamento dos sinais de Tensão e Corrente, oriundos dos secundários dos transformadores de instrumentos, em nível de processo de um Sistema de Automação de Subestações (SAS). Além disso, serão estudados os principais aspectos de comunicação definidos pela norma IEC 61850 Parte 9-2 (*Communication Networks and Systems for Power Utility Automation*) para troca de informações no barramento de processo do SAS, de modo a assegurar que o processamento dos dados de tensão e corrente se enquadrem nas especificações da referida norma.

Para isso, será desenvolvido e analisado alguns tipos de filtros de estimação de fasores, com base no tratamento de sinais digitalizados (*Sampled Values - SV*), utilizando o ambiente de desenvolvimento CBuilder do RSCAD – software do Simulador Digital em Tempo real (RTDS – *Real-Time Digital Simulator*), para aplicação em algoritmos de proteção multifuncionais de sistemas microprocessados CPCs (Centralizados de Proteção e Controle).

Dessa forma, os objetivos específicos do trabalho são:

- Estudar a Norma IEC 61850 (parte 9-2) que trata sobre as diretrizes de aplicação dos sinais digitalizados Sampled Values.
- Modelar e analisar o desempenho das técnicas de processamento de sinais digitais dos filtros FIR (*Finite Impulse Response*), dando maior ênfase nos fundamentos da técnica de estimação de fasores, abordando a Transformada Discreta de Fourier de meio ciclo (*Half Cycle Discrete Fourier Transfer - HCDFT*) e de ciclo completo (*Full Cycle Discrete Fourier Transfer - FCDFT*), além do Filtro Seno (*Discrete Sine Transform - DST*) e Filtro Cosseno (*Discrete Cosine Transform - DCT*), para aplicação nos relés de proteção de distância (ANSI 21), proteção diferencial (ANSI 87) e proteção de sobrecorrente (ANSI 50/51).
- Realizar a implementação dos filtros de estimação de fasores no módulo CBuilder para que seja possível realizar a simulação e análise em tempo real do comportamento e desempenho dos referidos filtros em diferentes cenários do sistema elétrico de potência via RTDS.

Desse modo, será possível verificar se a metodologia de processamento em Sampled Values está de acordo com as normas do projeto e se atende o desempenho esperado das funções de proteção de distância (ANSI 21), proteção diferencial (ANSI 87) e proteção de sobrecorrente (ANSI 50/51), diante das condições normais e perante falhas na operação do sistema.

## 2 O SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

O Sistema Elétrico de Potência (SEP) pode ser dividido em 4 segmentos, sendo eles: Geração, Transmissão e Distribuição. Desse modo, o primeiro segmento (Geração de Energia Elétrica) é responsável por fornecer insumos para geração eletricidade. Como por exemplo, tem-se a geração de energia elétrica através de fontes hidrelétricas, termoelétricas, solar.

Através das Linhas de Transmissão, é possível interligar as centrais elétricas aos centros de Distribuição, no qual será realizado um processo para adequação dos níveis de tensão da rede elétrica, para que seja possível realizar a conexão dos consumidores finais à rede elétrica. A ilustração do SEP encontra-se abaixo.

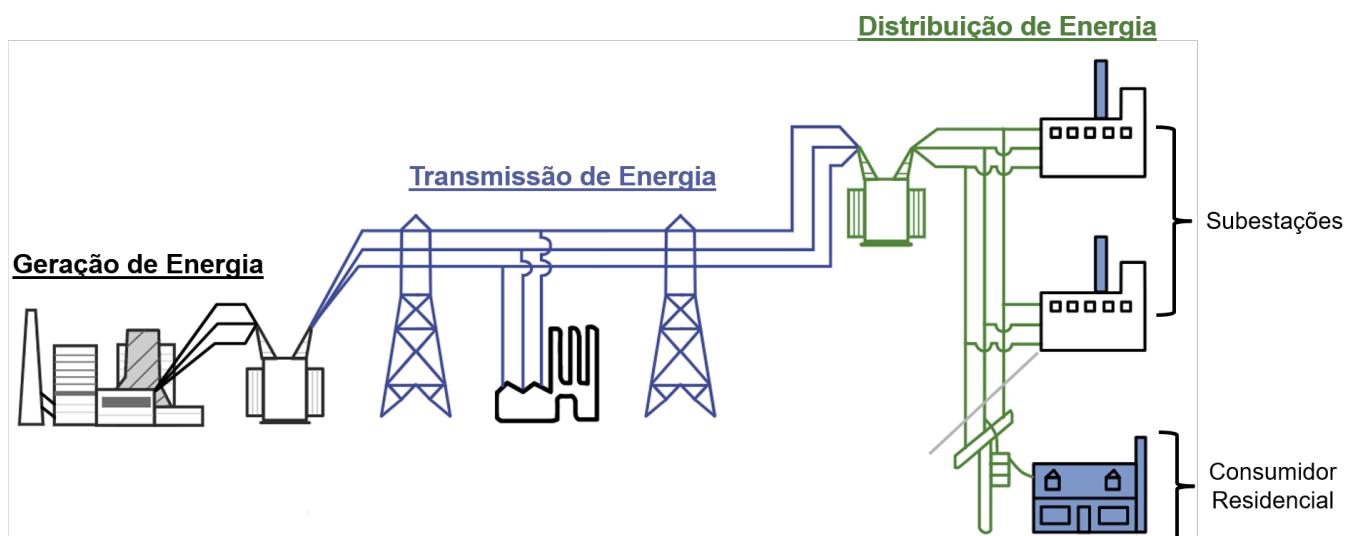


Figura 2.1: Sistema Elétrico de Potência (SEP) - Adaptado de SENAI.

Desse Modo, verifica-se que as empresas que atuam no setor de Distribuição de energia, possuem grandes objetivos a serem cumpridos, pois necessitam assegurar a qualidade do serviço, tendo-se um sistema com alto rendimento, confiável e estável em casos de perturbações no sistema.

Com isso, os avanços das tecnologias permitiram que o setor elétrico entrasse em um processo de transformação digital, de modo a proporcionar maior confiabilidade no controle, supervisão e monitoramento do comportamento do sistema elétrico de potência, impulsionando a implementação de subestações inteligentes e processos digitalizados.

## **2.1 SUBESTAÇÕES DIGITALIZADAS**

Como visto anteriormente, o Setor Elétrico encontra-se em um processo de transformação de seus sistemas, em que seus processos analógicos estão tornado-se digitais, o que, no âmbito das empresas, caracteriza-se um processo chamado de “Digitalização de Subestações”.

As subestações digitais são compostas por dispositivos inteligentes que compartilham informações e através de protocolos de comunicação serial, tornando sua operação rápida e eficiente diante aos processos de falhas no sistema. Com isso, tem-se uma maior, confiabilidade e sustentabilidade do fornecimento de energia ao seu consumidor final, agregando valor aos seus operadores.

## **2.2 RELÉS DIGITAIS OU MICROPROCESSADOS**

### 3 PROCESSAMENTO DE SINAIS

A grande maioria dos sinais a serem monitorados e/ou interpretados são sinais analógicos, que variam de forma contínua no tempo, como por exemplo, tem-se a tensão e corrente elétrica de um sistema de potência, áudio, vídeo, temperatura. Com a ascensão dos computadores e processadores digitais, verifica-se uma maior praticidade em realizar a captação, manipulação e monitoramento de sinais em sistemas.

Contudo, pelo fato dos processadores trabalharem de forma digital, todo sinal precisa ser representado por um conjunto de números binários para processamento. Desse modo, os sinais devem passar por um processo de conversão das informações dos sensores/transdutores em sinais elétricos de tempo contínuo, para sinais de tempo discreto, utilizando conversores *Analógico-Digital (A/D)*. Tal processo de conversão é conhecido como PDS (Processamento Digital de Sinais), em que seus principais componentes encontram-se ilustrados abaixo.

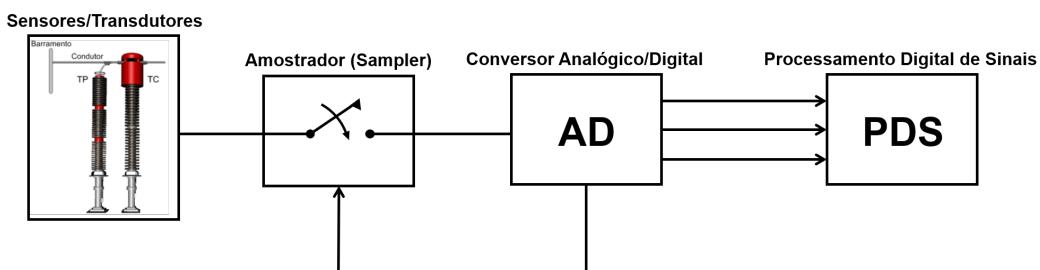


Figura 3.1: Sistema de Processamento Digital de Sinais

#### 3.1 SINAIS E SISTEMAS

Os sinais são definidos como sendo um valor ou grandeza física, variante no tempo e que transportam informações a respeito do comportamento de um determinado sistema. Os sinais podem ser classificados como sendo sinais de tempo contínuo ou sinais de tempo discreto, de modo que, os sinais classificados como sendo de tempo contínuo, possuem como característica a possibilidade de uma variável independente assumir qualquer valor dentro de uma faixa de tempo contínua, tempo no qual poderá se prolongar até o infinito. Contudo, para os sinais discretos, sua representação é dada através de uma sequência numérica, na qual a variável independente assume valores discretos e com uma probabilidade elevada de não ser enumerável (JOAQUIM, 2010). A **Figura 3.2** demonstra um sinal contínuo e um sinal discreto.

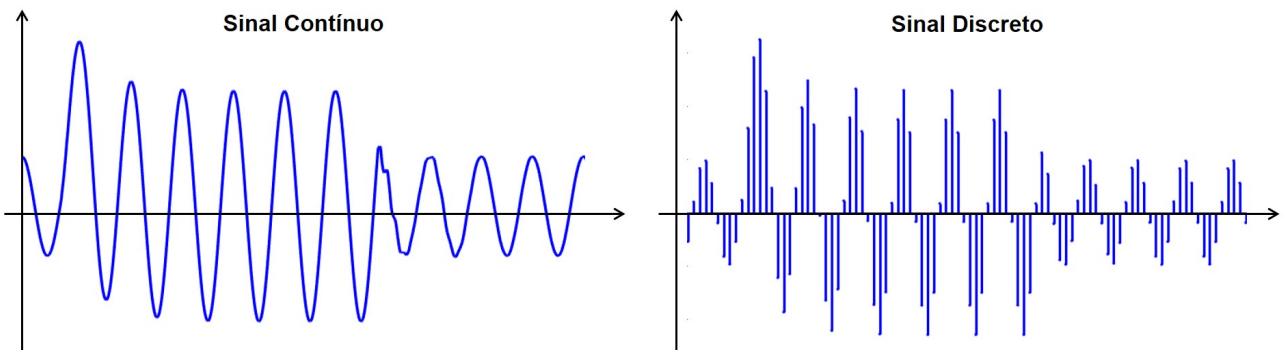


Figura 3.2: Sinal em Tempo Contínuo e em Tempo Discreto

Os sinais são advindos de sistemas, que por sua vez, podem ser classificados em sistemas lineares e não-lineares. Para os sistemas lineares, verifica-se a presença apenas de equações lineares, fato que o torna previsível em sua saída. Em contrapartida, sistemas não-lineares apresentam previsibilidade em seu comportamento futuro somente se as condições iniciais do sistema forem conhecidas, caso contrário, qualquer modificação em suas condições iniciais acarretará em uma imprevisibilidade do sistema.

Diante desse contexto, as condições de um sistema podem ser interferidas pelos ruídos, que caracterizam-se por ser um sinal interferente de natureza aleatória, acarretando degradação no sinal durante seu processamento. Abaixo, encontra-se uma representação de um sistema.

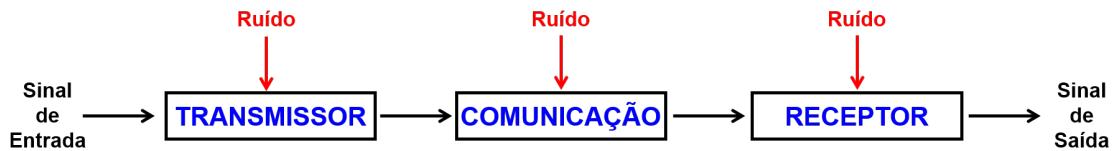


Figura 3.3: Diagrama Representativo de um Sistema Digital

## 3.2 AMOSTRAGEM DE SINAIS

No presente capítulo, será abordado sobre a teoria da Amostragem de Sinais, a qual estabelece as condições necessárias para que um sinal, dado em tempo contínuo, seja representado por suas amostras em instantes de tempo discreto. Desse modo, sendo  $x(t)$  um sinal contínuo e  $x(n)$  um sinal discreto, ao aplicar no sinal contínuo  $x(t)$  e uma sequência periódica de impulsos  $p(t)$  (*trem de impulsos*) com espaçamento dado por  $T_a$ , obtém-se o sinal amostrado de forma discreta  $x_a$ . Matematicamente, tem-se que:

$$x_a(t) = x(t)p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta x(nT_a)\delta(t - nT_a) = x(nT_a) \quad (1)$$

Bem como demonstrado em Joaquim (2010), é possível representar o processo de amostragem em forma de Diagrama de Blocos, bem como demonstrado na **Figura 3.4**.

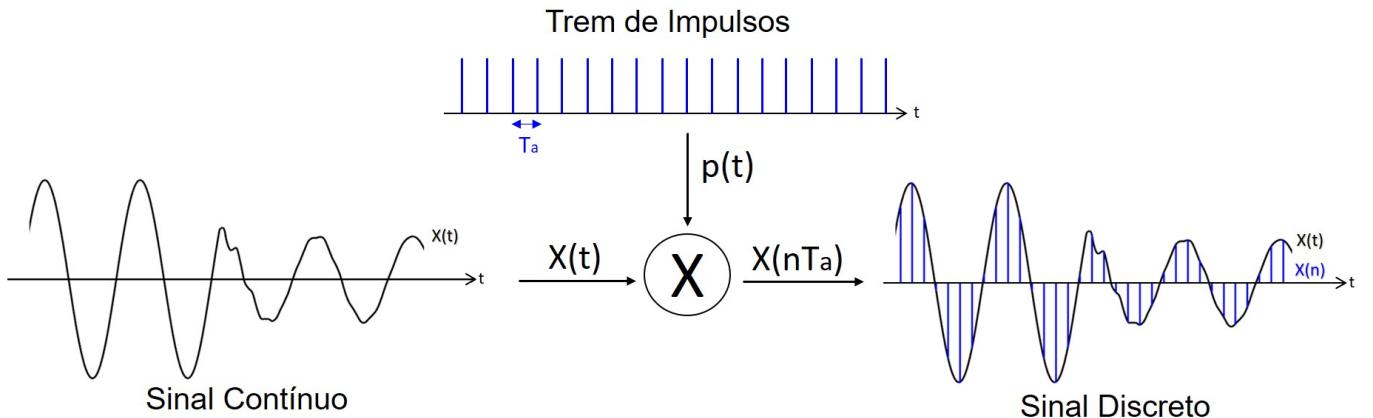


Figura 3.4: Processo de Amostragem em Diagrama de Blocos

Com isso, ao realizar o processo de multiplicação do sinal contínuo  $x(t)$  pelo trem de impulsos  $p(t)$ , tem-se a conversão de um sinal contínuo em um sinal de tempo discreto, formando uma sequência de números  $x(n)$ , em que os valores das amostras estão diretamente atrelados à variável  $n$ , pertencente ao conjunto dos números inteiros:

$$x(n) = x(nT_a) \quad (2)$$

Admitindo-se que  $n \geq 0$  a sequência da equação acima poderá ser representada como sendo uma soma de impulsos unitários, tal forma que:

$$x(n) = x(0)\delta(n) + x(1)\delta(n-1) + x(2)\delta(n-2) + x(3)\delta(n-3) + \dots \quad (3)$$

Nota-se que, apesar da sequência numérica demonstrada acima ser discreta no tempo, a amplitude de seus valores para cada instante de tempo é pertencente aos números reais. Desse modo, a sequência de números  $x(n)$  assemelha-se a um vetor de dados, permitindo sua transmissão e/ou armazenamento em computadores, viabilizando o processamento digital do sinal.

### 3.3 TAXA DE AMOSTRAGEM

Bem como demonstrado em (PROAKIS, 2001), a amostragem periódica possui uma relação direta entre as variáveis de tempo  $t$  e  $n$  dos sinais de tempo contínuo e discreto, respectivamente. Nota-se ainda que, tais variáveis estão linearmente relacionadas ao longo do período de amostragem  $T$  ou, de forma equivalente, através da taxa de amostragem  $T_a$ :

$$F_a = \frac{1}{T_a} \quad (4)$$

Nota-se que,  $F_a$  pode ser dado em amostras por segundo ou em [Hz], e representa a exatidão do sinal digitalizado em relação ao sinal de referência. Quanto maior o valor da frequência de amostragem, maior será a resolução obtida no processo de amostragem, bem como demonstrado na **Figura 3.5**, em que as amostras adquiridas possuem espaçamento de  $T_a$  e estão distribuídas em intervalos regulares.

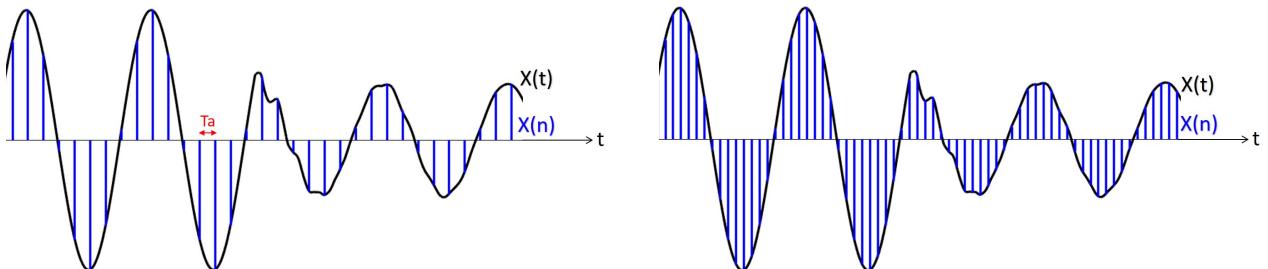


Figura 3.5: Amostragem de Sinais

Contudo, para que não seja necessário utilizar processadores robustos e diminuir os gastos computacionais nos processamentos de dados, é realizado um estudo da mínima frequência de amostragem necessária para o sinal amostrado refletir exatamente o sinal de referência. Dessa forma, tal estudo será debatido na **Seção 3.4**.

### 3.4 TEOREMA DE NYQUIST E SOBREPOSIÇÃO ESPECTRAL

O Teorema da Amostragem de Nyquist demonstra a relação necessária entre a taxa de amostragem e a frequência do sinal de interesse, de modo que, a frequência de amostragem do sinal é dado por  $f_{Amostragem}$  e deverá ser maior ou igual ao dobro da maior frequência presente no sinal a ser analisado, sendo conhecida por frequência de Nyquist, dado por  $f_{Nyquist}$ , bem como representado pela **Equação 5**.

$$f_A \geq 2 \cdot f_{Nyquist} \quad (5)$$

Desse modo, os sinais amostrados que respeitarem a frequência dada pela **Equação 5**, terão sua representação em tempo discreto de forma adequada, permitindo a recuperação do sinal contínuo sem perdas de informações. Contudo, para os casos em que a frequência de amostragem é inferior ao dobro da frequência de Nyquist, as componentes originais do sinal original não

serão representadas de forma correta, dando origem ao fenômeno da sobreposição espectral ou ao fenômeno de Aliasing. Na **Figura 3.6**, encontra-se uma demonstração do fenômeno de Aliasing em ondas senoidais, advindas do secundário dos transformadores de instrumento de um sistema elétrico de potência.

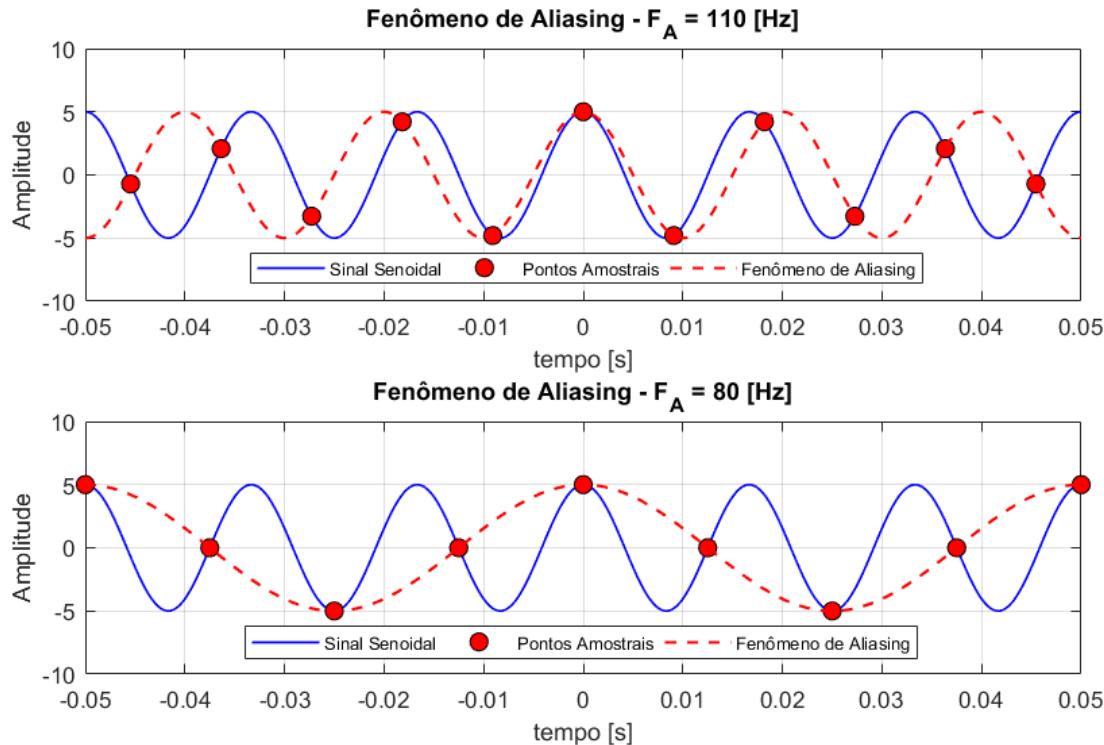


Figura 3.6: Fenômeno de Aliasing em Ondas Senoidais

Sendo a formulação que rege as ondas Senoidais dada por:

$$x(n) = A \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot f_A}{f_s} \cdot n\right) \quad (6)$$

Em análise ao **Gráfico 3.6**, tem-se que a violação do Teorema da Amostragem de Nyquist, é devido as frequências de amostragem ( $f_A = 110[\text{Hz}]$  e  $80[\text{Hz}]$ ) serem inferiores ao dobro da frequência fundamental do SEP ( $f_s = 60[\text{Hz}]$ ).

### 3.4.1 ALTERAÇÕES NA TAXA DE AMOSTRAGEM

Devido aos esforços computacionais e aos processadores utilizados em sistemas digitais, pode ser necessário realizar alterações na taxa de amostragem de um sinal. Desse modo, é possível realizar o aumento da frequência de amostragem através de um fator decimal, ou a redução, através de um fator inteiro (JOAQUIM, 2010). Diante desse contexto, a redução da taxa de amostragem, conforme apresentada pela **Equação 7** e **Figura 3.7**:

$$x_o(n) = x(n \cdot \Delta T) \quad (7)$$

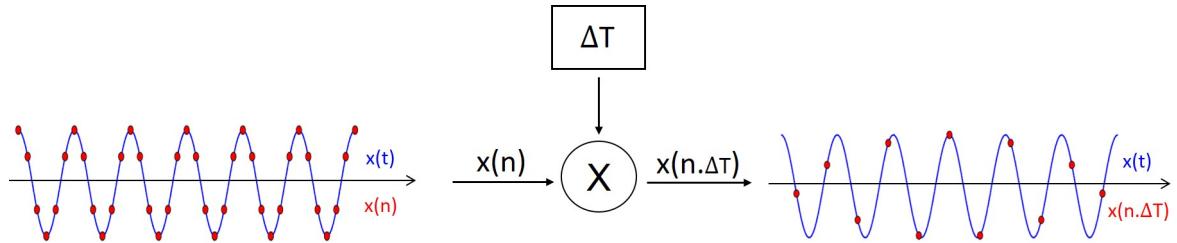


Figura 3.7: Resposta ao Impulso Finito

Verifica-se que, através do fator inteiro  $\Delta T$ , tem-se um maior espaçamento das amostras. Em contra partida, quando utiliza-se um fator decimal, tem-se um aumento na taxa de amostragem, bem como apresentada pela **Equação 7** e **Figura 3.7**:

$$x_o(n) = x(n \cdot \frac{1}{\Delta T}) \quad (8)$$

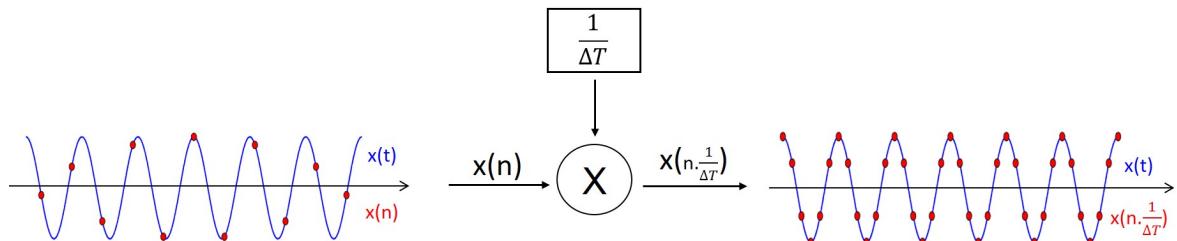


Figura 3.8: Resposta ao Impulso Finito

## 4 ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL

O presente capítulo tem como objetivo realizar uma abordagem teórica dos filtros digitais escolhidos para a implementação final no RTDS, abordando suas características e realizando uma comparação com o objetivo principal de sua aplicação para assegurar que filosofia de desenvolvimento permita uma tomada de decisão adequada por parte dos relés digitais de proteção. Desse modo, as principais características que serão levadas em consideração para implementação dos filtros são:

- Rejeição das componentes DC presentes nas correntes de curto-circuito;
- Supressão dos harmônicos para limitar os efeitos de não linearidade;
- Velocidade de resposta diante a curto-circuitos;
- Comportamento transitório adequado.

Dessa forma, nota-se que, as características elencadas acima vão de encontro com a metodologia de proteção utilizada nos relés de proteção de distância (ANSI 21), proteção diferencial (ANSI 87) e proteção de sobrecorrente (ANSI 50/51). Como exemplo, tem-se os relés de distância, em que para estimar as impedâncias da linha de transmissão de forma correta, verifica-se a necessidade de sintonizar os algoritmos na frequência fundamental, visto que o valor de impedância calculado pelo relé depende da frequência (VELOSO, 2006). Adiante, encontra-se uma abordagem teórica dos filtros escolhidos.

### 4.1 A TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT)

A Transformada Discreta de Fourier (DFT) é utilizada para sinais periódicos e discretos. Portanto, a transformada de Fourier de um sinal discretizado com frequência normalizada é dado por:

$$X[\omega] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega n} \quad (9)$$

Ao realizar o processo de amostragem do sinal  $X(\omega)$  e tendo-se que suas amostras possuem *step* (espaçamento) de  $\frac{2\pi}{N}$ , é possível reescrever a **Equação 9** de forma que:

$$X\left[k \frac{2\pi}{N}\right] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j2\pi nk/N}, \quad k \in [0, N-1] \quad (10)$$

Adotando-se N termos e subdividindo em intervalos com comprimentos de  $2\pi$ , tem-se:

$$X \left[ k \frac{2\pi}{N} \right] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=lN}^{lN+N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (11)$$

Substituindo n por  $n - lN$  e trocando a ordem dos somatórios, obtém-se:

$$X \left[ k \frac{2\pi}{N} \right] = \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(n - lN) \right] e^{-j2\pi nk/N} \quad (12)$$

Verifica-se que  $X(k \frac{2\pi}{N})$  representa a série de Fourier de um sinal periódico. Então:

$$x_p[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(n - lN) \quad (13)$$

Tomando-se como base as teorias de expansão em séries de Fourier, ao expandir  $x_p(n)$  tem-se:

$$x_p[n] = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi nk/N} \text{ sendo } c_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_p(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (14)$$

Por fim, a Transformada Discreta de Fourier é dado por:

$$x_p[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_p(k) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (15)$$

Ainda assim, é possível decompor a DFT em parte real e imaginária, para auxiliar na manipulação dos dados dentro do *software* de programação. Dessa forma, tem-se que:

$$\Re e x_p[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos(2\pi nk/N) \quad (16)$$

$$\Im m x_p[n] = -\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin(2\pi nk/N) \quad (17)$$

Em resumo, as **Equações 16 e 17** demonstram que, para determinar as amostras no domínio da frequência, realiza-se a somatória da multiplicação do sinal no domínio do tempo pela onda senoidal ou cossenoidal no instante em que ocorre o processamento.

#### 4.1.1 DFT DE UM CICLO (FCDFT) E MEIO CICLO (HCDFT)

Segundo Blackburn (1986), a DFT de um ciclo possui boa resposta transitória e é capaz de realizar a rejeição dos harmônicos. Em contra partida, nota-se uma maior sensibilidade quando tem-se sinais com componentes DC e não-harmônicas. A formulação da DFT, que foi demonstrada na **Seção 4.1**, encontra-se abaixo:

$$Re_{DFT} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X[n] \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (18)$$

$$Im_{DFT} = -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X[n] \cdot \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (19)$$

Importante destacar que, a diferença entre a DFT de ciclo completo e a DFT de meio ciclo encontra-se no número de amostras para o processo de janelamento dos dados. Desse modo, tendo-se que N é o número de amostras em um ciclo, bem como demonstrado na **Tabela 4.1**.

Tabela 4.1: Relação de Amostras em um Ciclo

DFT	Amostras/Ciclo
Um Ciclo	N
Meio Ciclo	N/2

Dessa forma, nota-se que, quanto menor for o valor de N para o processo de janelamento dos dados, o algoritmo apresentará maior velocidade de processamento, podendo ocasionar em maiores erros devido sua baixa seletividade (VELOSO, 2006). Entretanto, para o caso de janelas de dados maiores, poderá conter em um mesmo processamento informações pré-falta e pós-falta, fato que acarretará em uma diferença na estimativa do valor eficaz da forma de onda. Na **Figura 4.1**, encontra-se uma ilustração da variação do tamanho da janela de dados para uma falta monofásica.

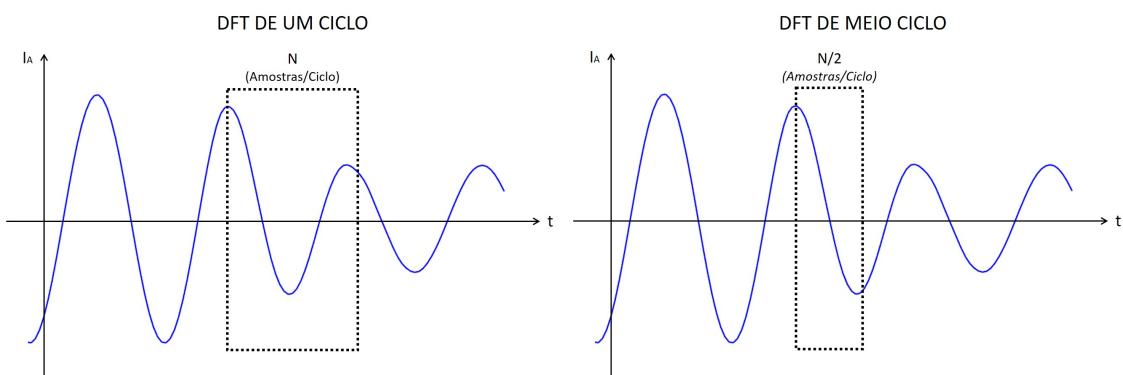


Figura 4.1: Representação do Janelamento de Dados

#### 4.1.2 REPRESENTAÇÃO FASORIAL PARA DFT

Os valores resultantes do processo da DFT podem ser representados através da forma Retangular ou da forma Polar. Para a notação retangular, tem-se valores que representam as amplitudes da função Cosseno (para a parte real) e Senos (para a parte imaginária).

De forma alternativa, é possível realizar a representação em notação polar, em que, os valores  $\Re x_p[n]$  da **Equação ??** e  $\Im x_p[n]$  da **Equação ??** são substituídos pelos valores de magnitude e fase,  $Mag x_p[n]$  e  $Fase x_p[n]$ . Assim sendo, a representação gráfica da conversão é demonstrada na **Figura 4.2**.

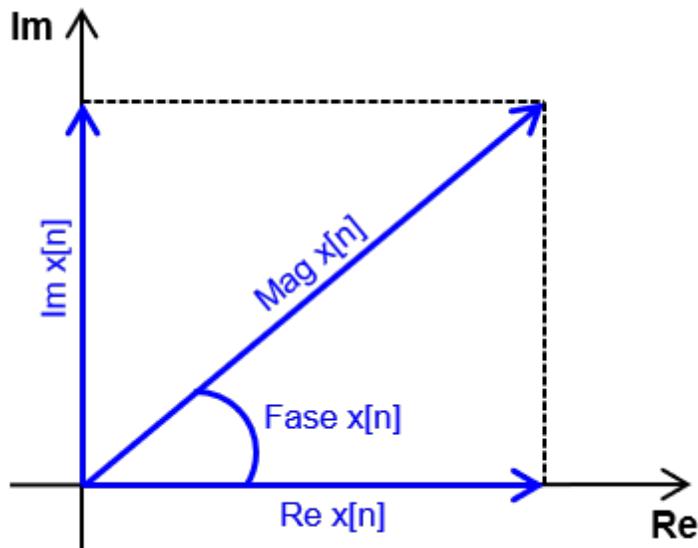


Figura 4.2: Conversão Retangular-Polar

De acordo com a imagem acima, através das propriedades trigonométricas, verifica-se que:

$$Mag x_p[n] = \sqrt{Re^2 + Im^2} \quad (20)$$

Portanto, a fase é dada por:

$$Fase x_p[n] = \arctg \left[ \frac{\Im x_p(k)}{\Re x_p(k)} \right] \quad (21)$$

Para uma conversão Polar-Retangular:

$$\Re x_p[n] = Mag x_p[n] \cos(Fase x_p[n]) \quad (22)$$

$$\Im x_p[n] = Mag x_p[n] \sin(Fase x_p[n]) \quad (23)$$

Como exemplificação, em decorrência de uma falta monofásica na fase A do SEP, a **Figura 4.3** representa o comportamento do sistema na forma Retangular e Polar.

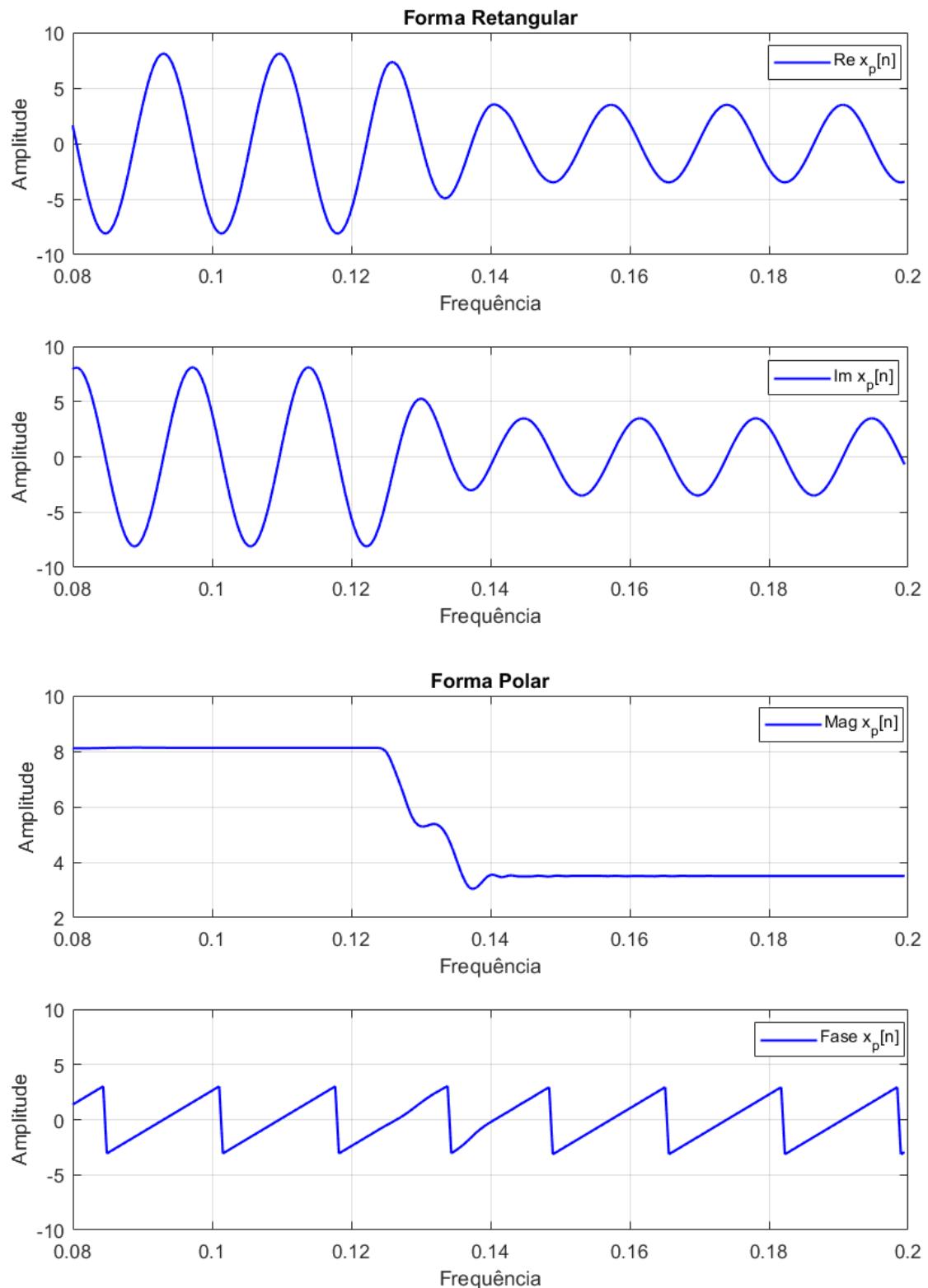


Figura 4.3: Representação Forma Retangular e Polar

## 4.2 TRANSFORMADA DISCRETA DO COSSENO E SENO

A Transformada Discreta do Seno (*Discrete Sine Transform* - DST) e a Transformada do Cosseno (*Discrete Cosine Transform* - DCT) são semelhantes à Transformada Discreta de Fourier (DFT), apresentada na **Seção 4.1**. Para o processamento da DCT, utiliza-se apenas a componente Cosseno (parte real) do filtro de Fourier, de modo que sua outra componente é obtida através de um deslocamento no tempo. De modo semelhante, para o cálculo da DST, apenas a componente Seno (parte imaginária da DFT) é utilizada. Desse modo, conforme exposto em Pupin, Silva e Carbone (2011), a Transformada Discreta do Cosseno é matematicamente definida por:

$$Re_{cos} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X[n].\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (24)$$

$$Im_{cos} = -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X\left[n + \frac{N}{4}\right].\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (25)$$

Contudo, para a Transformada Discreta do Seno tem-se:

$$Re_{sen} = -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X\left[n + \frac{N}{4}\right].\sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (26)$$

$$Im_{sen} = -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X[n].\sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (27)$$

Através das formulações destacadas, verifica-se que, para o Filtro Cosseno, a parte imaginária deverá ser calculada após o decorrer de um quarto de ciclo do processamento do vetor de amostragem em relação a sua parte real. De modo semelhante, ocorre para o Filtro Seno, porém, a parcela defasada em um quarto de ciclo é responsável pelo cálculo da parte real.

### 4.3 ÍNDICE DE DESEMPENHO DOS FILTROS DIGITAIS

Para que seja possível analisar o desempenho e a adequação dos filtros digitais propostos diante das funções de proteções de distância (ANSI 21), proteção diferencial (ANSI 87) e proteção de sobrecorrente (ANSI 50/51), será realizado um paralelo dos indicadores de desempenho de resposta em regime permanente, utilizados na Teoria de Controle de Sistemas, bem como exposto por (KEZUNOVIC; KASZTENNY, 1999).

Desse modo, ao introduzir uma falha no SEP, os algoritmos desenvolvidos deverão apresentar, em regime permanente, um comportamento semelhante a uma resposta subamortecida dos sistemas de segunda ordem, bem como ilustrado na **Imagen 4.4**. Além disso, para a avaliação de desempenho dos filtros, serão utilizados os seguintes indicadores:

- **Tempo de Subida ( $t_s$ ):** Trata-se do intervalo de tempo necessário para o sinal de saída do filtro variar de 0% a 100% do valor final. Das teorias de controle, um valor usual para  $t_s$  é de  $1,8/\omega_n$ .
- **Tempo de Acomodação ( $t_a$ ):** Tempo demandado para que o sinal se acomode em um valor na faixa de  $\pm 2\%$  a  $\pm 5\%$  do valor final.
- **Valor Máximo ( $V_{max}$ ):** Módulo do máximo valor do fasor de tensão ou corrente, imediatamente após a ocorrência da falha.
- $V_{per}$ : Módulo do fasor de tensão ou corrente para o período pós-falha, ou seja, após o estabelecimento das novas condições nominais do SEP, para regime permanente.
- **Tempo de Restabelecimento ( $t_{rest}$ ):** Trata-se do intervalo de tempo entre o instante de falha e o instante de tempo na qual a envoltória atinge seu valor final, dentro de uma margem de erro estabelecida pelos critérios de projeto.
- **Overshoot ou Máximo Percentual ( $M_p [\%]$ ):** É dado pela diferença entre o máximo valor do módulo do fasor de saída e o valor de pico da variável analisada, após o estabelecimento das condições nominais de regime permanente. Matematicamente, tem-se:

$$M_p [\%] = \frac{V_{max} - V_a}{V_a} \cdot 100\% \quad (28)$$

Nota-se que,  $V_a$  trata-se do valor do sinal quando apresenta 2% do valor final.

- **Erro de Regime Permanente ( $\Delta_{err} [\%]$ ):** Demonstra a diferença entre módulo do fasor em regime permanente e o valor de pico da variável monitorada. Matematicamente:

$$\Delta_{err} [\%] = \frac{V_{max} - V_{per}}{V_{per}} \cdot 100\% \quad (29)$$

Como ilustração de uma resposta Subamortecida de um sistema de segunda ordem, em regime permanente, a **Figura 4.4**.

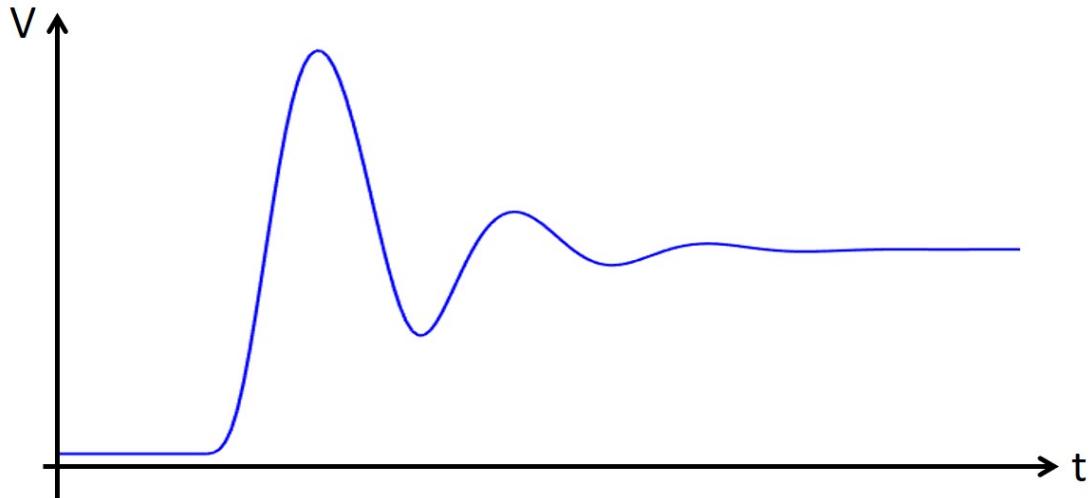


Figura 4.4: Oscilação Subamortecida

Desse modo, a **Figura 4.5** demonstra graficamente os indicadores listados anteriormente, os quais serão levados em consideração para verificar a aptidão do filtro em representar o sinal de referência com precisão nos diversos casos de falhas no sistema elétrico de potência.

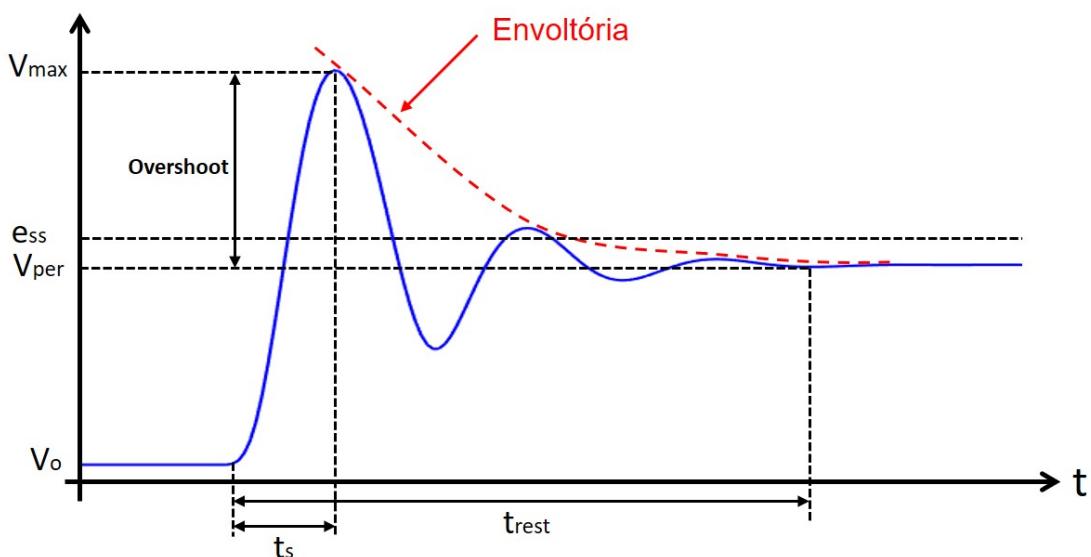


Figura 4.5: Índices de Desempenho

## 5 FILTROS DIGITAIS

Após o processo de amostragem do sinal, utiliza-se os filtros para que seja possível a remoção de partes indesejadas do sinal, bem como ruídos, advindos por distúrbios na rede. Além disso, utilizam-se os filtros para realizar reconstrução de sinais, extraindo as partes úteis. Desse modo, os principais tipos de filtro são: analógicos e o digitais.

Ambos os filtros apresentam uma ampla aplicabilidade no processamento de sinais. Nota-se que, os filtros analógicos possuem vantagens econômicas frente aos filtros digitais, em contra partida, possuem um desempenho inferior quando comparados com os filtros digitais. Desse modo, para determinar o melhor tipo de filtro a ser utilizado, deve-se levar em consideração as características fundamentais do sinal em que deseja-se aplicar o processo de filtragem.

Como presente trabalho visa abordar a implementação de filtros em sistemas digitalizados, adiante, será dado enfoque aos filtros digitais, que podem ser classificados em dois grandes grupos: Finite Impulse Response (FIR) e Infinite Impulse Response (IIR).

### 5.1 FILTROS DE RESPOSTA A IMPULSO INFINITO (IIR)

Os Filtros de Resposta ao Impulso Infinito são caracterizados pela resposta infinita. Desse modo, se o sinal de entrada, possuir duração infinita, o filtro IIR é capaz de realizar o processamento do sinal. Além disso, de modo diferente aos filtros FIR, filtros IIR possuem maior eficiência em certas características de desempenho, pois operam de forma recursiva, fato que permite serem utilizados em sistemas digitalizados.

De modo semelhante à demonstração teórica exposta com Meyer-Baese (2007), sendo  $x[n]$  é o sinal de entrada e  $y[n - k]$  é o sinal de saída, tem-se:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{L-1} a_k \cdot y[n - k] \quad (30)$$

Comparando-se a formulação para o Filtro FIR, **Equação 30**, verifica-se que a equação que abrange sistemas recursivos não depende apenas aos  $L$  valores anteriores da sequência de entrada  $x[n]$ , mas também possui correlação aos  $L - 1$  valores anteriores de  $y[n]$ . Como exemplo de um filtros IIR, tem-se os Filtros: Passa Baixa (*Low Pass*), Corta Faixa (*Band Stop*) e Passa Alta (*High Pass*). Como principais características de tais filtros, verifica-se:

- Elevado Desempenho;
- Baixo Esforço Computacional;

## 5.2 FILTROS DE RESPOSTA A IMPULSO FINITO (FIR)

Os filtros de Resposta ao Impulso Finito são tipos de filtro digital que caracterizam-se por uma resposta ao impulso que se torna nula após um determinado tempo (tempo finito), como verifica-se na **Figura 5.1**.

Analogamente ao desenvolvimento teórico proposto por Meyer-Baese (2007), tem-se que a saída de um filtro FIR de comprimento L, com entrada  $x[n]$ , é dado pela somatória de um valor finito, dada pela **Equação 31**.

$$y[n] = \sum_{k=0}^{L-1} a_k \cdot x[n-k] \quad (31)$$

Em que  $a_k$  são os coeficientes do filtro e  $x[n - k]$  representa o atraso. Além disso, nota-se que, para tais filtros, são não recursivos, ou seja, busca-se o valor de  $y[n]$  atual.

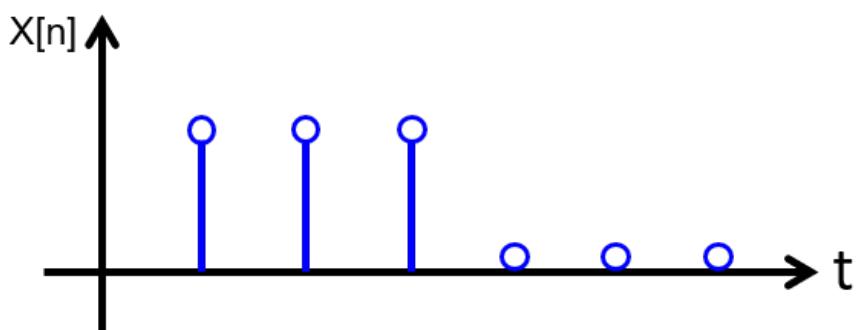


Figura 5.1: Resposta ao Impulso Finito

Como exemplo de um filtro FIR, tem-se o Filtro de Média móvel e para os filtros de tal categoria possuem as seguintes propriedades:

- Domínio de tempo finito;
- Baixo erro de arredondamento;
- Filtros de "Fase Linear".

Como exemplo de Filtros FIR, tem-se a Transformada Discreta de Fourier (DFT), Transformada Discreta do Seno (DST) e do Cosseno (DCT), que serão utilizados para o desenvolvimento do algoritmo de estimativa Fasorial.

Diante desse contexto, é válido ressaltar que, os Filtros FIR possuem vantagens no processamento de sinal perante falhas no Sistema Elétrico de potência, pois, possuem maior eficiência na análise dos dados obtidos durante falhas devido a metodologia de processamento em *Sliding*

*Window*. Desse modo, os valores estimados para os fasores de tensão e corrente possuem baixa interferência dos dados pré-falha (SACHDEV; DAS et al., 2009).

Em suma, as técnicas de processamento de sinais para a estimativa fasorial aplicadas em Relés de Proteção são baseadas nos filtros FIR, pelo fato de não ocasionarem a distorção da fase do sinal de entrada.

## 6 PLATAFORMA DE TESTE EM MATLAB®

Com o intuito de auxiliar no desenvolvimento dos filtros digitais, no módulo CBuilder do RSCAD, fez-se necessário uma etapa de desenvolvimento dos algoritmos em ambiente Matlab®, visto que, em um primeiro momento, a implementação dos filtros digitais será mais simplificada, pelo fato de não haver simulações em tempo real. Dessa forma, após a etapa de implementação em Matlab®, a lógica será ajustada para a linguagem do RSCAD, possibilitando a simulação em tempo real e a comparação dos resultados obtidos no Matlab® e no RSCAD.

Diante desse contexto, a fase de implementação em Matlab® é dividida em quatro etapas, sendo elas: Definição e aquisição dos dados do Sistema Elétrico de potência, implementação do processo de amostragem do sinal, implementação dos filtros FCDFT, HCDFT, DST e DCT. Por fim, tem-se a etapa de simulação e análise dos resultados obtidos.

### 6.1 DEFINIÇÃO DOS DADOS DE SIMULAÇÃO

Na etapa de definição dos dados, utilizou-se o Sistema desenvolvido por Guerrero (2017). Desse modo, através do sistema já implementado, realizou-se simulações para condições de falha na Linha Principal, cujas características de falha são: Resistência da Falta  $R_F = 10[\Omega]$  localizada em 50%. A **Figura 6.1** permite uma visualização da linha principal do Sistema em questão.

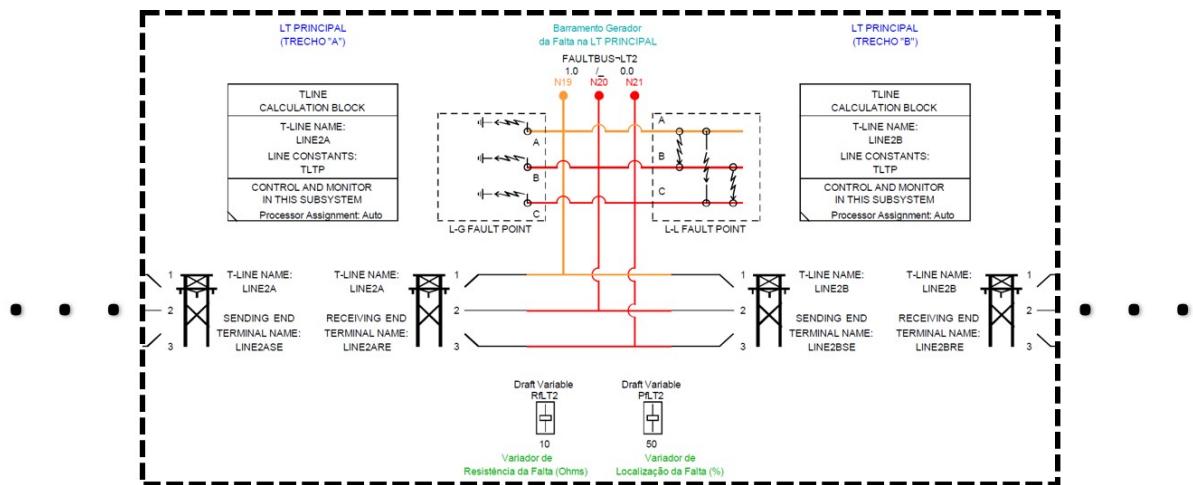


Figura 6.1: Sistema Elétrico Piloto em RSCAD - Fonte: (GUERRERO, 2017)

Destaca-se para o fato de que, os dados obtidos foram decorrentes de simulações de Faltas Monofásica para Fase "A", Falta Bifásica entre Fases "BC" e Falta Trifásica "ABC". Para cada caso, gerou-se um arquivo em formato ".dat", para ser processado nos algoritmos desenvolvidos em Matlab®.

## 6.2 PROCESSO DE AMOSTRAGEM

Para que seja possível realizar o processamento dos sinais e aplicação dos filtros digital, verificou-se a necessidade do desenvolvimento de um algoritmo responsável pelo processo de Amostragem. Dessa forma, através do arquivo ".dat", foi possível realizar a segregação dos valores obtidos na etapa de simulação do sistema base, tendo-se os vetores de dados para tempo de simulação e corrente nas Fases "A", "B"e "C".

Dessa forma, a lógica de funcionamento do algoritmo de amostragem é baseado na verificação do comprimento dos vetores de dados e da Taxa de Amostragem ( definido em 8 Amostras/Ciclo), assim, o algoritmo realiza o cálculo de um espaçamento temporal para processar as informações do sinal original, até que o vetor de dados seja nulo. Nota-se que, o valor da Taxa de Amostragem foi definido através do Teorema de *Nyquist*, descrito na **Seção 3.6**, assegurando-de da não ocorrência do fenômeno da sobreposição espectral (*Aliasing*).

## 6.3 IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS DIGITAIS

Para a implementação dos Filtros Digitais, levou-se em consideração as **Equações 18** e **19**, para Transformada Discreta de Fourier (DFT), **Equações 24** e **25**, para Transformada Discreta do Cosseno (DCT) e **Equações 26** e **27**, para Transformada Discreta do Seno (DST).

Para o processamento adequado das informações, foi necessário realizar o agrupamento dos dados em uma "Janela Deslizante", bem como demonstrado na **Figura 4.1**. Desse modo, a lógica da janela deslizante é similar à lógica de filas *First in First Out* (FIFO), definido como sendo uma lógica de escalonamento para estruturas de dados, em que o primeiro dado a entrar é o primeiro a sair, bem como demonstrado na **Figura 6.2**.



Figura 6.2: First in, First Out

Nota-se que, o tamanho da janela de dados "N"é definido pelo valor da taxa de amostragem, atrelado à quantidade de amostras em um Ciclo, bem como demonstrado na **Figura 4.1**. Nota-se que, ao implementar os filtros, a janela de amostragem e a taxa de processamento permanecem inalteradas, ou seja, o valor de "N"é fixo, variando apenas a quantidade de amostras que cada filtro irá trabalhar com relação a janela de dados.

## 6.4 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DOS FILTROS DIGITAIS

### 6.4.1 FALTA MONOFÁSICA - FASE "A"

A **Figura 6.3** representa uma Falta Monofásica ( $1\phi$ ) na fase  $1A_J$  do sistema elétrico e a oscilografia do sinal de corrente correspondente ao evento de falha é representado pela **Figura 6.4**.

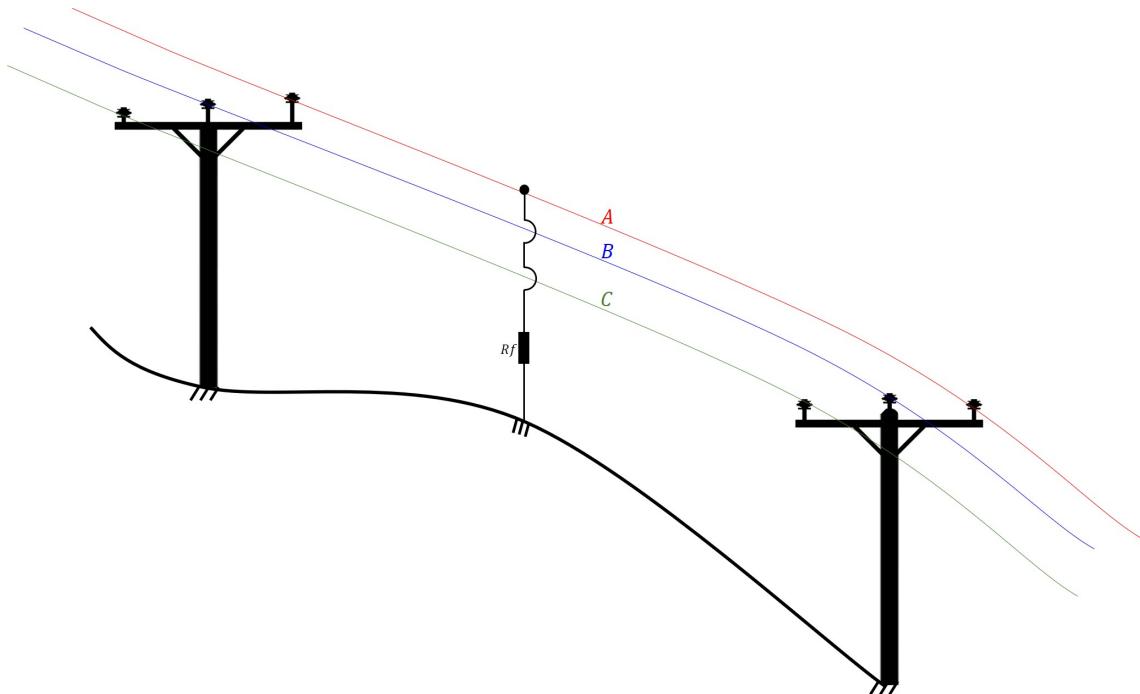


Figura 6.3: Ilustração de uma Falta  $1\phi$  em "A"

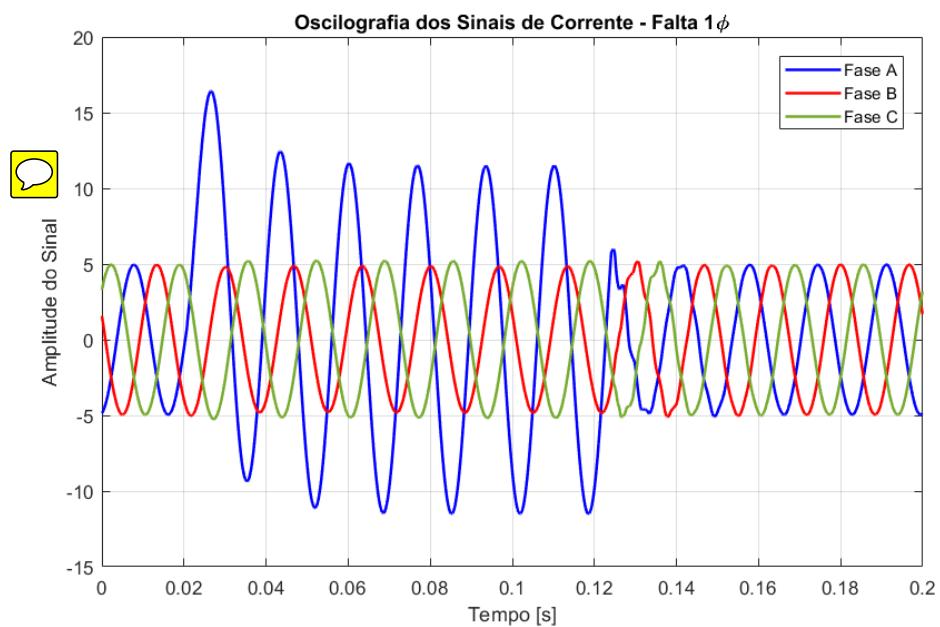


Figura 6.4: Oscilografia dos Sinais de Corrente - Falta  $1\phi$  em "A"

O desempenho dos Filtros Digitais para a Fase "A" diante de uma Falha Monofásica  $1\phi$  é representado pela **Figura 6.5** e a resposta angular é demonstrado na **Figura 6.6**.

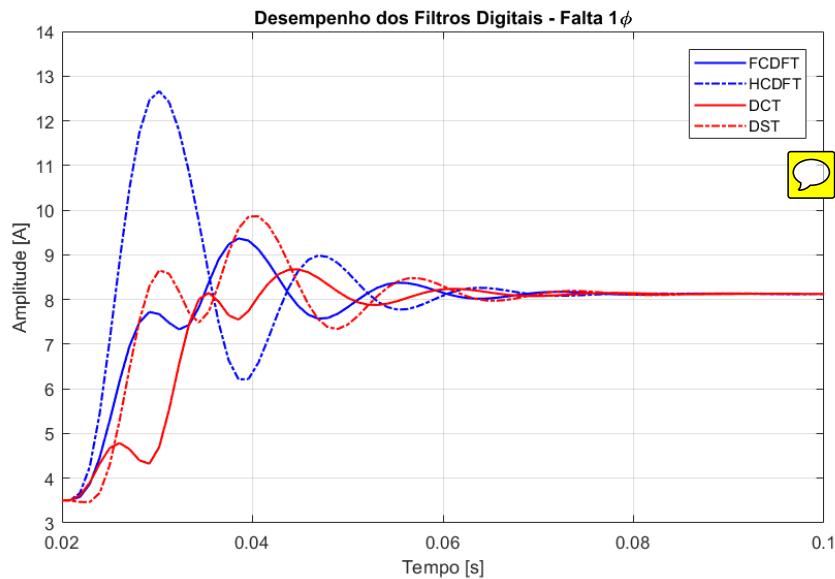


Figura 6.5: Desempenho dos Filtros Digitais - Falta  $1\phi$  em "A"

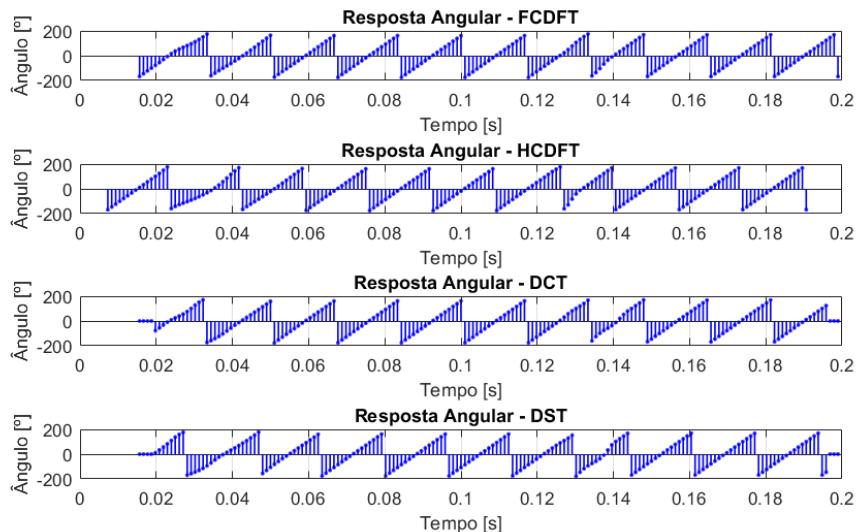


Figura 6.6: Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta  $1\phi$  em "A"

Tabela 6.1: Índice de Desempenho dos Filtros Digitais - Falta  $1\phi$  em "A"

Filtro	$t_s$ [ms]	$t_a$ [ms]	$t_{rest}$ [ms]	$I_{max}$ [A]	$I_{per}$ [A]	$M_p$ [%]	$\Delta_{err}$ [%]
HCDFT	10,42	32,11	63,51	12,66	8,12	53,91	55,91
FCDFT	18,75	37,50	67,70	9,38	8,12	13,52	15,52
DST	20,21	40,22	77,08	9,86	8,12	19,43	21,43
DCT	24,20	40,62	79,16	8,68	8,12	4,90	6,90

#### 6.4.2 FALTA BIFÁSICA - ENTRE FASES "BC"

A **Figura 6.7** representa uma Falta Bifásica ( $2\phi$ ) nas fases  $1BC$  do sistema elétrico e a oscilografia do sinal de corrente correspondente ao evento de falha é representado pela **Figura 6.8**.

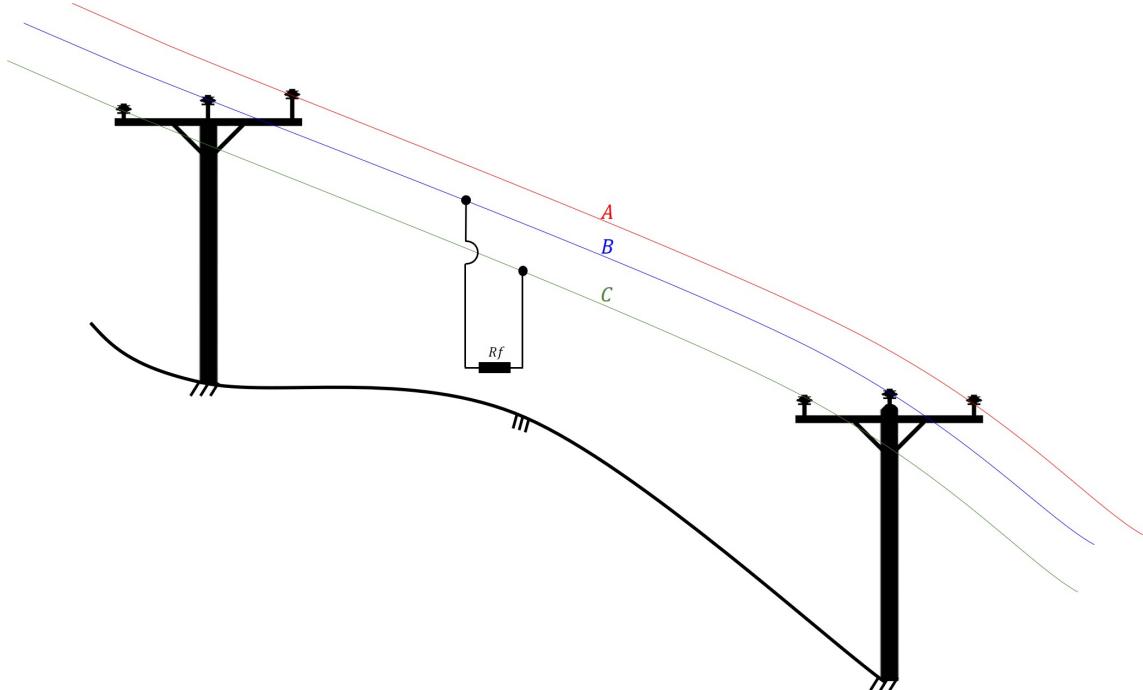


Figura 6.7: Ilustração de uma Falta  $2\phi$  em "BC"

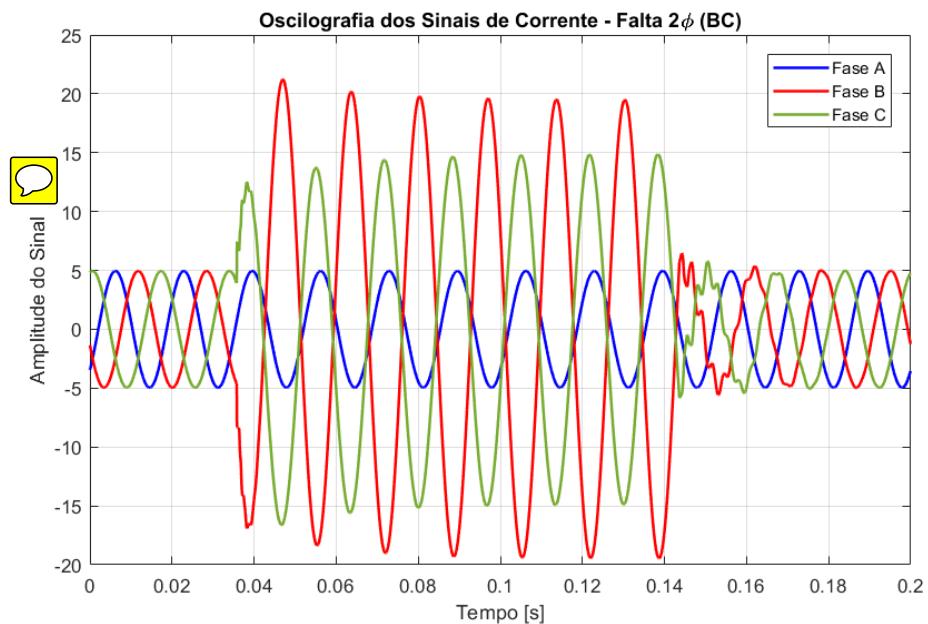


Figura 6.8: Oscilografia dos Sinais de Corrente - Falta  $2\phi_{BC}$ , Fase "B"

O desempenho dos Filtros Digitais para a Fase "B" diante de uma Falta Bifásica ( $2\phi_{BC}$ ) é representado pela **Figura 6.9** e a resposta angular é demonstrado na **Figura 6.6**.

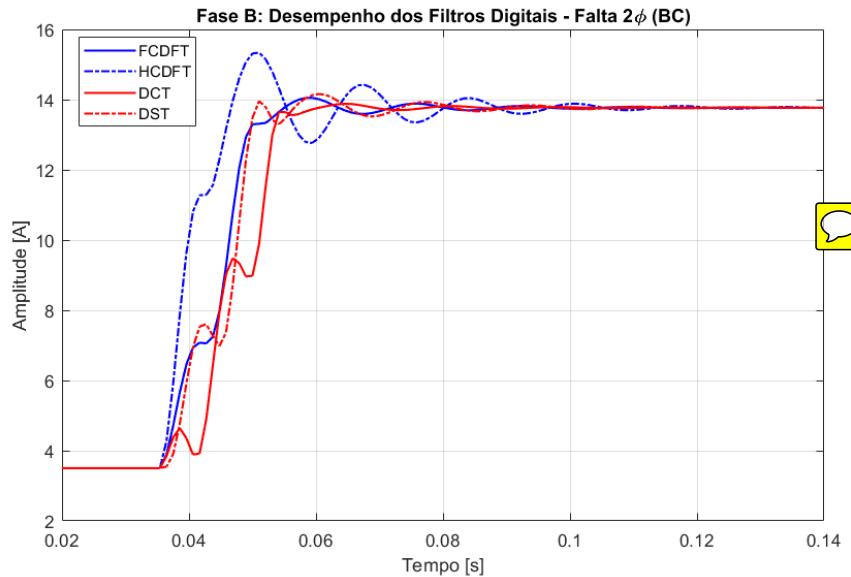


Figura 6.9: Desempenho dos Filtros Digitais - Falta  $2\phi_{BC}$ , Fase "B"

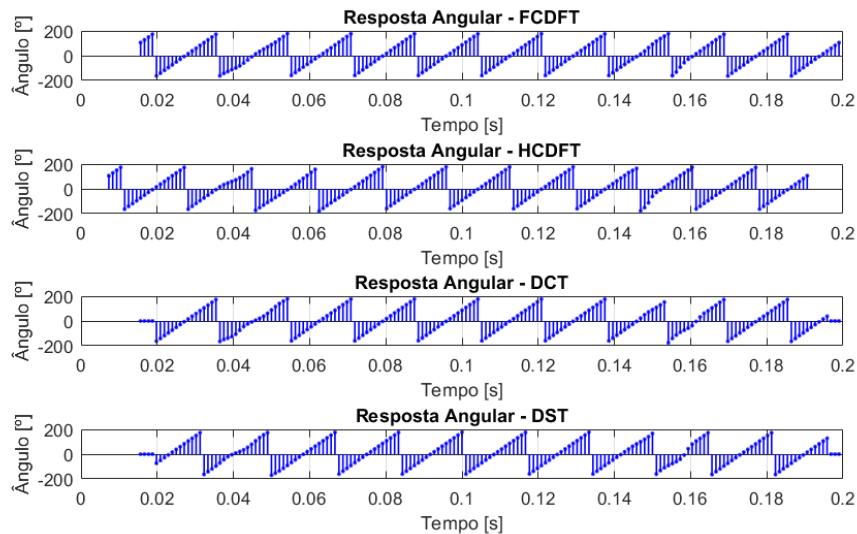


Figura 6.10: Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta  $2\phi_{BC}$ , Fase "B"

Tabela 6.2: Índice de Desempenho dos Filtros Digitais - Falta  $2\phi_{BC}$ , Fase "B"

Filtro	$t_s$ [ms]	$t_a$ [ms]	$t_{rest}$ [ms]	$V_{max}$ [A]	$V_{per}$ [A]	$M_p$ [%]	$\Delta_{err}$ [%]
HCDFT	15,63	93,79	49,99	15,34	13,78	9,32	11,32
FCDFT	23,96	27,09	79,19	14,05	13,76	0,11	2,11
DST	25,00	27,59	82,29	14,16	13,75	0,98	2,98
DCT	29,17	-	84,39	13,88	13,77	-	0,80

O desempenho dos Filtros Digitais para a Fase "C" diante de uma Falta Bifásica ( $2\phi_{BC}$ ) é representado pela **Figura 6.11** e a resposta angular é demonstrado na **Figura 6.12**.

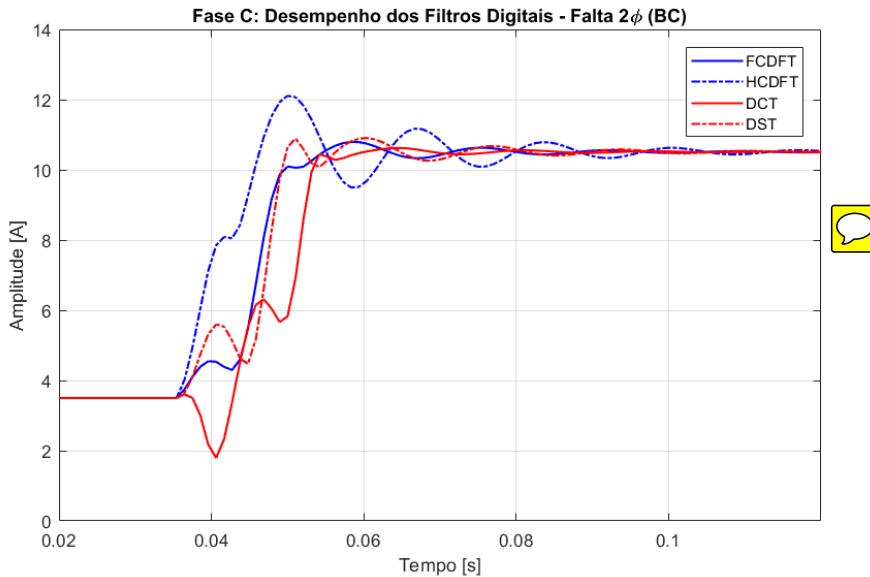


Figura 6.11: Desempenho dos Filtros Digitais - Falta  $2\phi_{BC}$ , Fase "C"

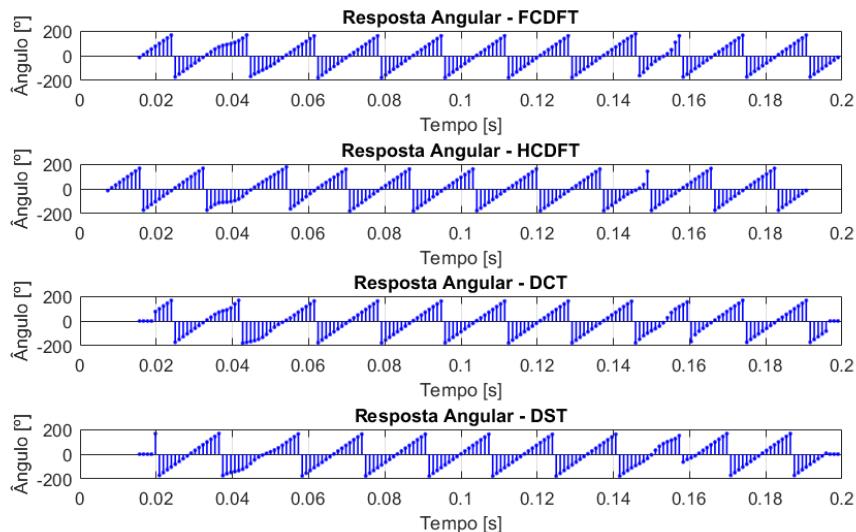


Figura 6.12: Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta  $2\phi_{BC}$ , Fase "C"

Tabela 6.3: Índice de Desempenho dos Filtros Digitais Falta  $2\phi_{BC}$ , Fase "C"

Filtro	$t_s$ [ms]	$t_a$ [ms]	$t_{rest}$ [ms]	$V_{max}$ [A]	$V_{per}$ [A]	$M_p$ [%]	$\Delta_{err}$ [%]
HCDFT	14,98	50,39	83,68	12,11	10,50	13,33	15,33
FCDFT	23,31	26,43	78,48	10,81	10,51	0,85	2,85
DST	25,39	28,03	79,58	10,91	10,51	1,81	3,81
DCT	29,56	-	67,08	10,63	10,51	-	1,14

#### 6.4.3 FALTA TRIFÁSICA - FASES "ABC"

A **Figura 7.3** representa uma Falta Monofásica  $3\phi_{ABC}$  na fase 1A<sub>J</sub> do sistema elétrico e a oscilografia do sinal de corrente correspondente ao evento de falha é representado pela **Figura 6.14**.

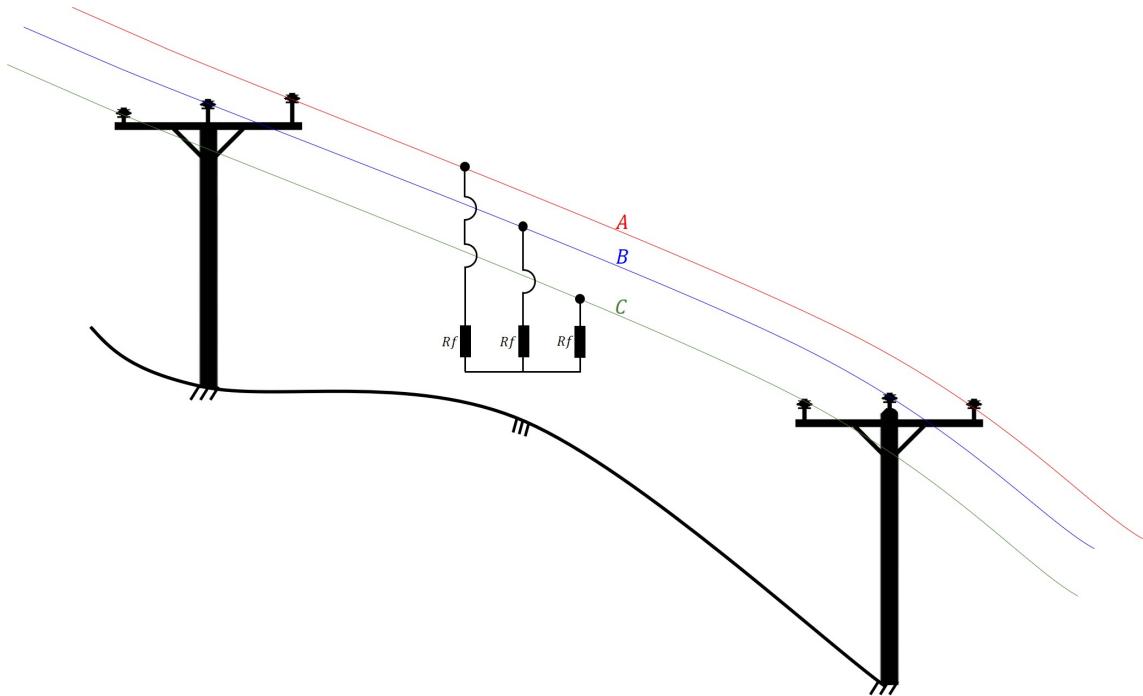


Figura 6.13: Ilustração de uma Falta  $3\phi$  em "ABC"

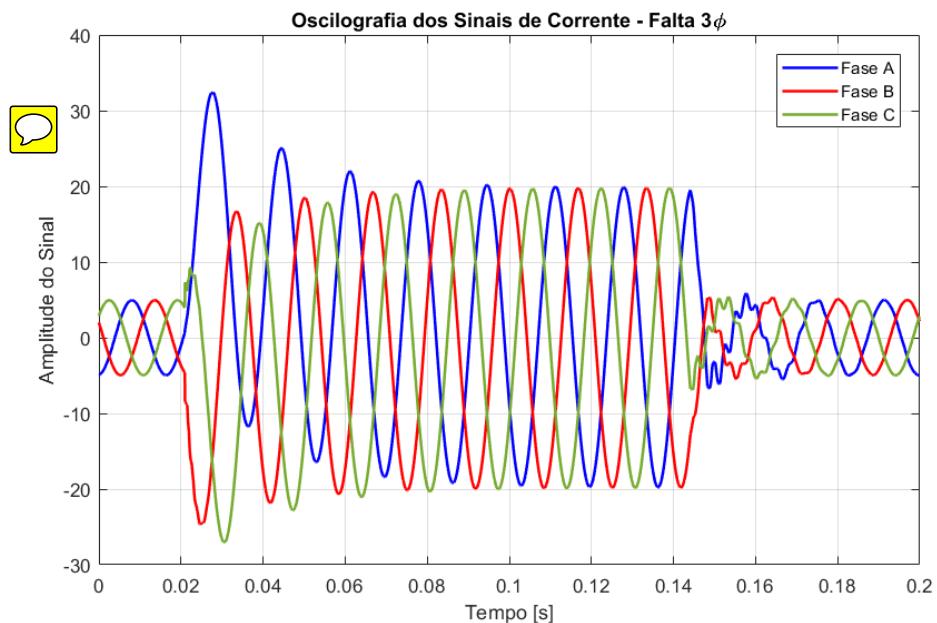


Figura 6.14: Oscilografia dos Sinais de Corrente - Falta  $3\phi_{ABC}$ , Fase "A"

O desempenho dos Filtros Digitais para a Fase "A" diante de uma Falha Monofásica  $3\phi_{ABC}$  é representado pela **Figura 6.15** e a resposta angular é demonstrado na **Figura 6.16**.

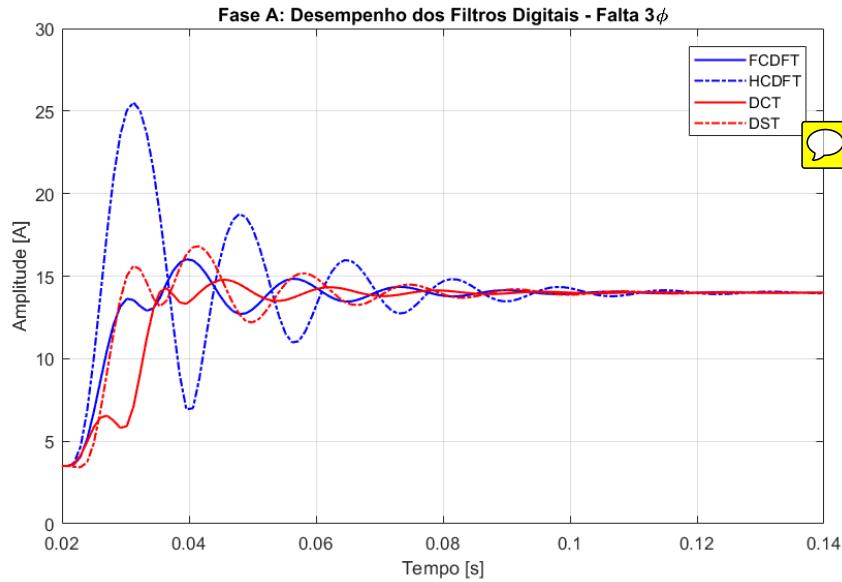


Figura 6.15: Desempenho dos Filtros Digitais - Falta  $3\phi_{ABC}$ , Fase "A"

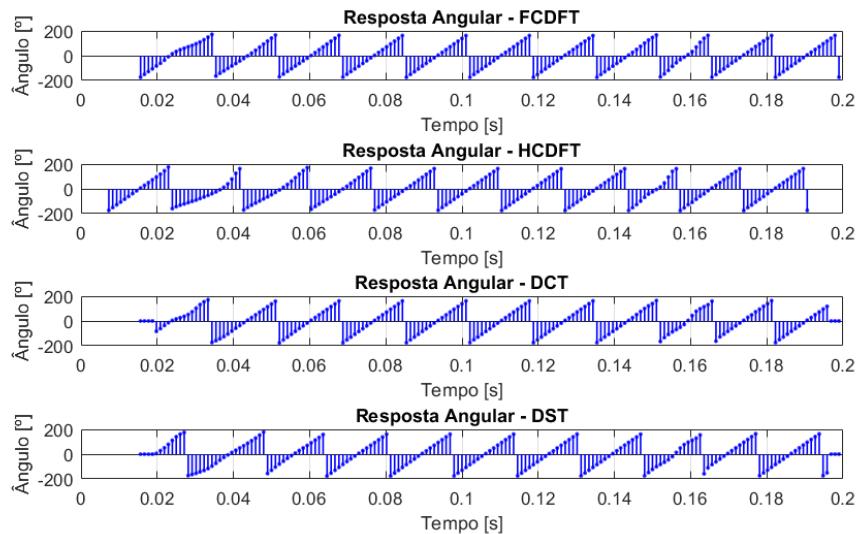


Figura 6.16: Resposta Angular dos Filtros Digitais - Falta  $3\phi_{ABC}$ , Fase "A"

Tabela 6.4: Índice de Desempenho dos Filtros Digitais - Falta  $3\phi_{ABC}$ , Fase "A"

Filtro	$t_s$ [ms]	$t_a$ [ms]	$t_{rest}$ [ms]	$V_{max}$ [A]	$V_{per}$ [A]	$M_p$ [%]	$\Delta_{err}$ [%]
HCDFT	10,42	63,62	114,57	25,52	14,02	80,03	82,03
FCDFT	18,75	39,26	98,97	16,03	14,01	12,42	14,42
DST	20,83	40,72	111,47	16,81	13,99	18,16	20,16
DCT	25,00	42,71	86,47	14,78	14,00	3,57	5,57

## 6.5 FLUXOGRAMA DE SIMULAÇÃO EM MATLAB®

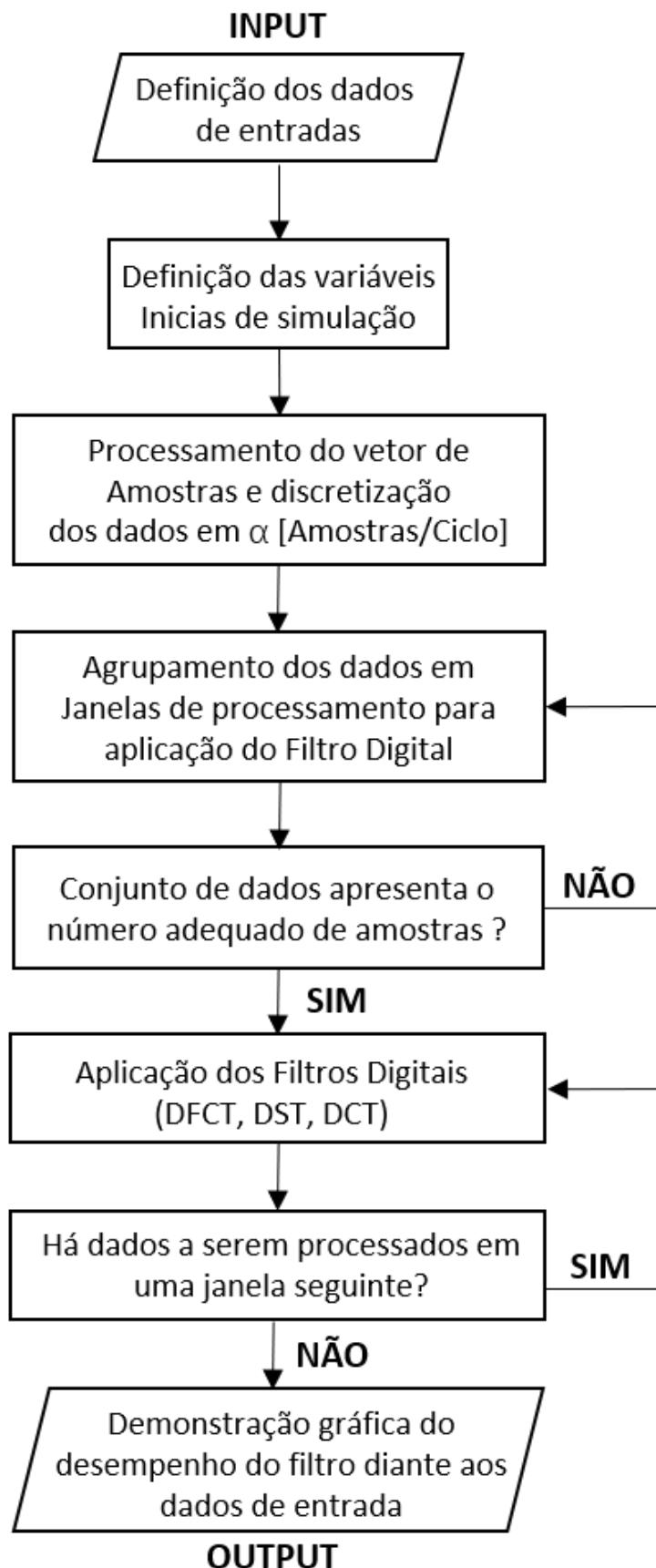


Figura 6.17: Fluxograma de Processamento dos Filtros Digitais - MatLab®

## 6.6 CONCLUSÕES

Através dos resultados gráficos das simulações realizadas no ambiente MatLab® e dos indicadores de desempenho definidos na **Seção 4.3** é possível extrair informações a respeito do comportamento dos filtros perante as falhas no sistema elétrico.

É importante ressaltar que, as simulações em MatLab®, não foram realizadas modificações na taxa de amostragem e os parâmetros de falta permaneceram inalterados, ou seja, os dados apresentados são advindos de uma falta na linha principal do sistema (**Figura 6.1**) permaneceram com ocorrência em 50% da linha e Resistência de Falta em  $10[\Omega]$ .

Em suma, para a obtenção das informações apresentadas na **Seção 6.4**, variou-se apenas o tipo de falha: Monofásica, Bifásica sem resistência de terra, e trifásica. Dessa forma, constatou-se que:

- A transformada Discreta de Fourier (DFT) tem como característica uma maior velocidade na detecção de faltas, ou seja, baixo valor de  $(t_s)$ , o que implica em uma redução no tempo de eliminação em ocorrência de falhas. Em contra partida, possuem os maiores Valores de Pico  $V_{max}$ , quando comparados aos Filtros Seno e Cosseno;
- Quando realizado o processamento dos dados com janelas de dados menores (metade de um ciclo), como no caso da DFT de meio ciclo (HCDFT), verifica-se uma maior velocidade de detecção nas falhas, em comparação aos demais filtros. Todavia, nota-se uma perda na eficiência de rejeição para harmônicos e componentes contínuas (DC), acarretando em um maior *Overshoot*.
- Os Filtros Seno e Cosseno possuem menores oscilações durante o período transitório (instante de tempo com maiores frequências), fato que leva a um menor Erro de Regime Permanente ( $\Delta_{err}$ ). Em contra partida, nota-se uma tendência em um maior Tempo de Restabelecimento ( $t_{rest}$ ), pois apresentam um maior intervalo de tempo entre o instante de falha e o instante de tempo em que o valor do fasor atinja seu valor final.

## 7 INTRODUÇÃO AO RSCAD

### 7.1 SISTEMA PARA VALIDAÇÕES

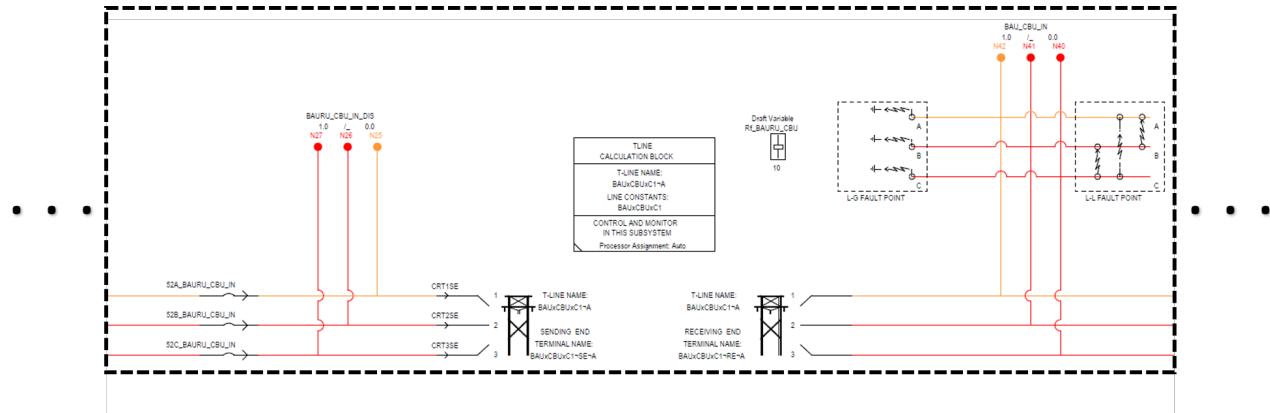


Figura 7.1: Arranjo do Sistema Elétrico de Potência - RSCAD

### 7.2 COMPONENTES AUXILIARES

### 7.3 SIMULAÇÃO DE FALHAS EM RSCAD

Como já destacado em simulações anteriores, a falha no SEP é indesejável, devido a elevação das correntes de curto-circuito no sistema, fazendo com que a proteção do sistema atue de modo a evitar danos. Diante desse contexto, o presente capítulo possui como objetivo descrever as principais características do sistema, os tipos e os locais da falhas a serem analisados.

Para que seja possível configurar os tipos e o tempo de duração de Falhas, utiliza-se um componente denominado "*Fault Control*", no módulo *Runtime* do RSCAD, bem como demonstrado pela **Figura 7.2**.

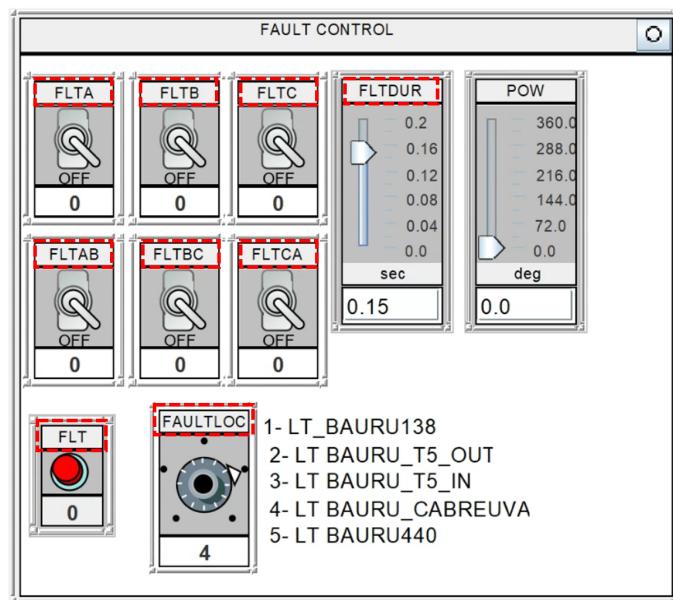


Figura 7.2: Configurador de Faltas

- **FLTA:**
- **FLTB:**
- **FLTAC:**
- **FLTAB:**
- **FLTBC:**
- **FLTABC:**
- **FLTDUR:**
- **FAULTLOC:**
- **FLT:**

## 7.4 FALTA TRIFÁSICA

Características da simulação:

- **Local:** Linha de Transmissão
- **Nível de Tensão:** 440 [kV]
- **Resistência de Falta:** 0 [ $\Omega$ ]
- **Tempo de duração da Falha:** 150 [ms]
- **Localização da Falha no Sistema:** 10 [%]

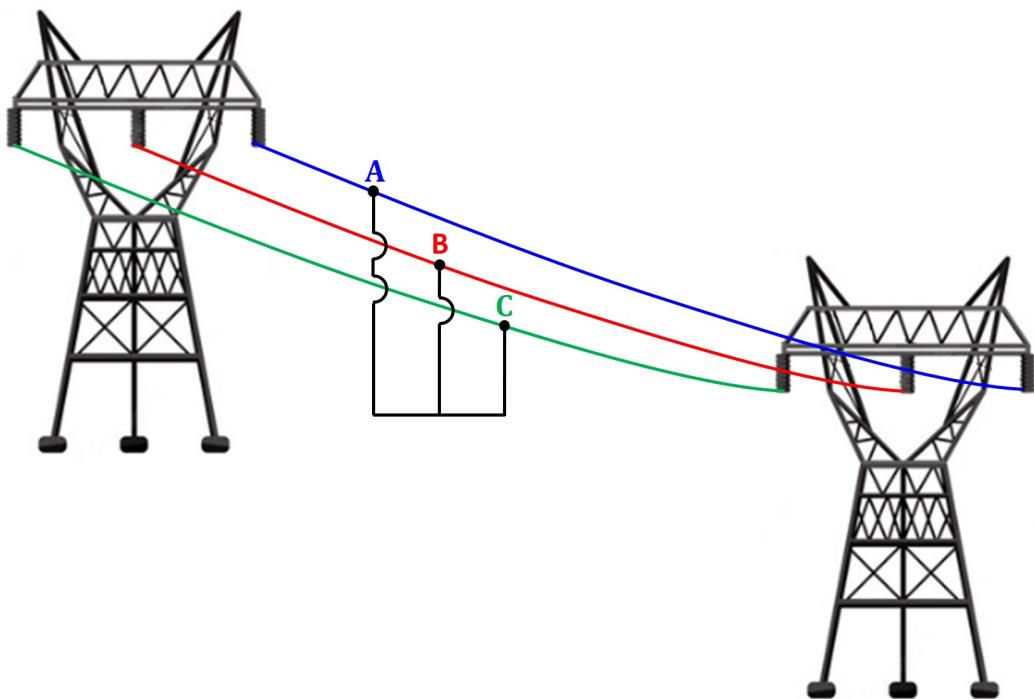


Figura 7.3: Linha de Transmissão Baurú-Cabreúva, Falta  $3\phi$  Fases "ABC"

## 8 DESENVOLVIMENTO DOS FILTROS DIGITAIS EM RSCAD

A implementação dos Filtros Digitais no RTDS tem como objetivo realizar o processamento dos dados em tempo real, permitindo o desenvolvimento de um sistema centralizado que forneça informações das condições do sistema aos relés de proteção para que diante dos eventos de falhas, executem suas funções, garantindo as condições nominais e integridade do SEP. Desse modo, o presente capítulo abordará a metodologia e as etapas necessárias para implementação e validação dos algoritmos FCDFT, HCDFT, DST e DCT no módulo *CBuilder* do RTDS.

### 8.1 DESENVOLVIMENTO DO PROCESSO DE AMOSTRAGEM

Diante dos estudos e desenvolvimentos, notou-se a necessidade da utilização do módulo PLL *Phase Locked Loop* que será responsável por realizar a sincronização instantânea da frequência da onda senoidal monitorada nas três fases do SEP.

Como *output* do bloco PLL, tem-se a frequência, ajustada para ser calculada em [Hz] através do parâmetro *WMON*, bem como demonstrado na **Figura 8.1**. O valor de *output* do PLL (Valor de frequência) é de grande importância para a rotina de processamento do módulo *Sampler*, pois através de tal valor, é possível determinar o *step*, ou seja, o  $\Delta t$  entre as amostras de interesse.

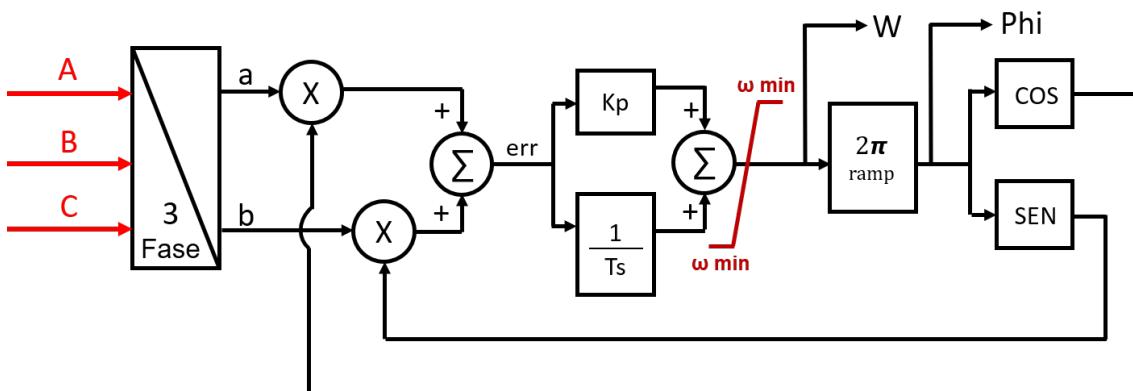


Figura 8.1: Malha de Captura de Fase (PLL) - RSCAD Tutorial

Nota-se que o componente apresenta entrada para as três fases do sistema, contudo, durante o desenvolvimento do algoritmo *sampler* e as simulações em tempo real em ambiente RSCAD, optou-se por utilizar um PLL para cada fase, evitando que os resultados do *tracking* das fases fossem susceptíveis a ruídos e/ou distorções nas fases adjacentes, o que fez-se necessário a replicação da fase nas três entradas do componente, como demonstra a **Figura 8.2**.

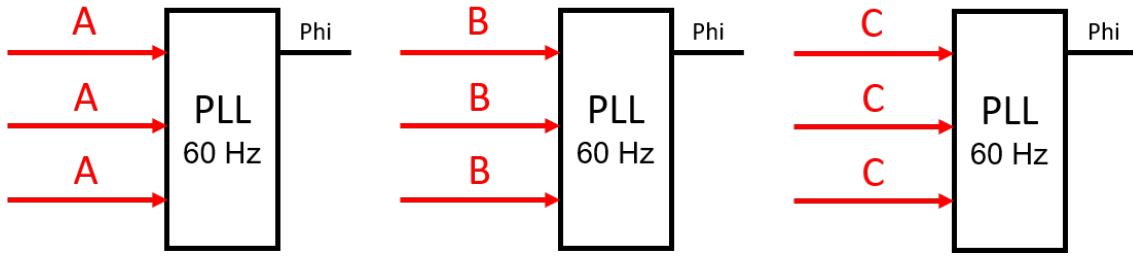


Figura 8.2: PLL Componente - RSCAD

Em termos matemáticos, tendo-se que  $SCycle$  contém as informações do tamanho da janela de amostragem, que para o estudo em questão, utilizou-se 16 amostras por ciclo e tendo-se que a frequência da fase na qual deseja-se calcular o  $\Delta t$  entre as amostras é o valor calculado pelo PLL, tem-se que:

$$f = PLLValue \quad (32)$$

Tendo-se que o período de uma onda senoidal é dado por:

$$T_o = \frac{1}{f} \quad (33)$$

Através da relação do período e tempo na qual tem-se a atualização do valores das variáveis do RSCAD (dado por 50,5 [us]), é possível obter o comprimento da onda senoidal, de tal forma que:



$$CLength = \frac{T_o}{dt} \quad (34)$$

Por fim, o  $\Delta t$  entre as amostras é obtido pela relação do comprimento das amostras contidas na onda senoidal pelo comprimento do ciclo. Para o presente documento, atribuiu-se  $NSteps$  como sendo o  $\Delta t$  entre as amostras de interesse.



$$NSteps = trunc\left(\frac{CLength}{SCycle}\right) \quad (35)$$

Nota-se que, o trucamento do valor para  $NSteps$  é em decorrência da necessidade da utilização de valores inteiros para os algoritmos de processamento, responsável por realizar a amostragem dos dados das fases do Sistema. Observa-se ainda que, para evitar influências de ruídos das fases adjacentes do sistema, as etapas elencadas acima foram implementadas para as fases A, B e C, de modo que as variáveis  $NSteps$  fossem independentes.

Em suma, como resultado da implementação do algoritmo do processo de Amostragem de Sinais (Módulo *Sampler*), a **Figura 8.4** demonstra os resultados obtidos durante o monitoramento e processamento de sinal para os valores de corrente nas três fases do sistema, oriundos dos transformadores de instrumentos. Nota-se que, a simulação foi gerada em ocorrência de uma falha trifásica no sistema, em 10% da linha, demonstrada pela **Figura 8.3**.

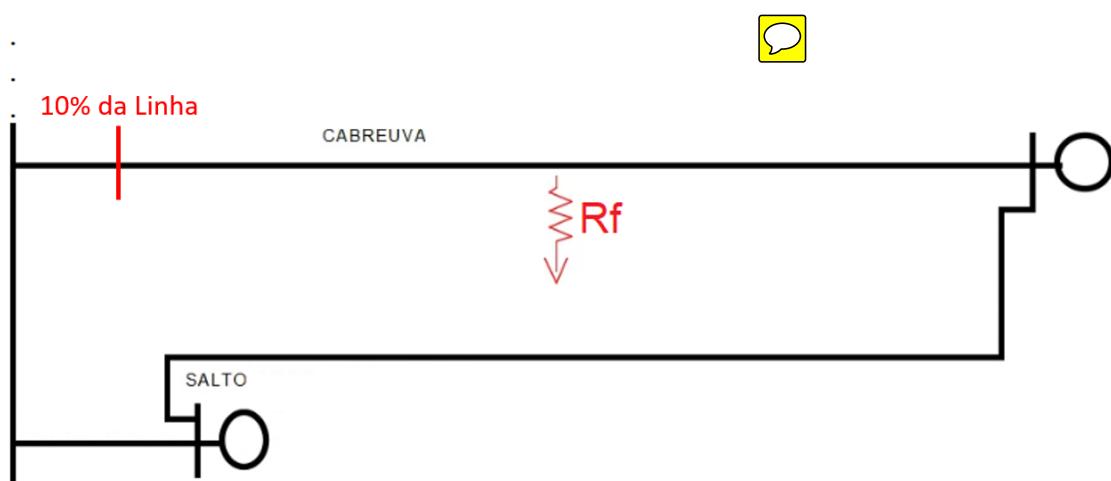


Figura 8.3: Demonstração do Trecho do Sistema Simulado

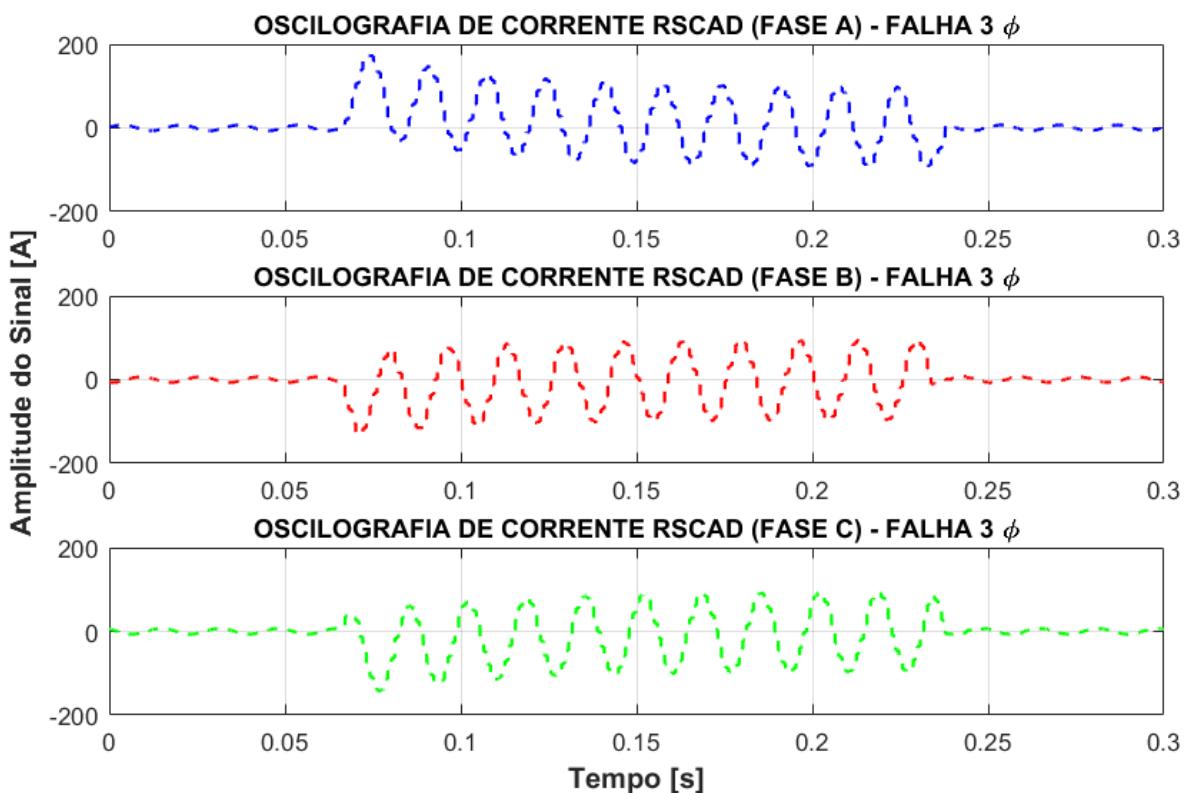


Figura 8.4: Processo de Amostragem dos Sinais de Corrente

## 8.2 DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL FCDFT

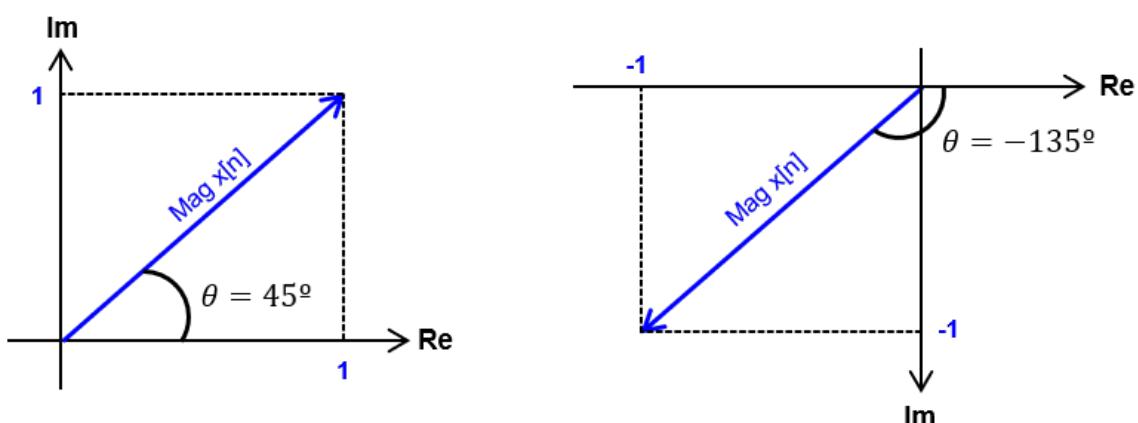
Para ocorrer o processamento do Filtro FCDFT, deve-se ter a Janela Amostral completa, bem como demonstrado na **Seção 8.1**. Dessa forma, será realizado o cálculo para o valor da parte  $Re_{FCDFT}$  e  $Im_{FCDFT}$ , bem como demonstrado nas **Equações 18 e 19**.

Diante desse contexto, destaca-se a necessidade da realização de duas correções devido a utilização da Notação Polar: Correção de Módulo e Correção do Arco-tangente. Para a correção do Módulo, verifica-se que no processamento do RSCAD números menores que 0.00001 são tratados como sendo "Zero". Contudo, nota-se que para obter o valor do módulo é necessário realizar uma divisão entre o valor Imaginário e Real.

Portando, para garantir que não ocorrerá divisões por "Zero", implementou-se uma lógica em que, quando a variável Real possuir valor inferior a 0.00001, atribuí-se para a variável Real o valor de 0.00001, ou seja, o valor limite para processamento do RSCAD sem que haja convergência para um valor "Zero".

No que diz respeito a correção do Arco-tangente, verificou-se que a ocorrência do erro é em virtude da parte Real ser negativa, como demonstrado na **Figura 8.5**, fazendo com que a fase varie apenas no intervalo de  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ . Para correção, adotou-se os seguintes procedimentos:

- Se tanto a parte real como a parte imaginária forem negativas, deve-se subtrair  $180^\circ$  (ou  $\pi$  radianos) à fase calculada.
- Se a parte real é negativa e a parte imaginária é positiva, deve-se somar  $180^\circ$  (ou  $\pi$  radianos) à fase calculada. 



$$\operatorname{arctg} = \left( \frac{\operatorname{Im} X[n]}{\operatorname{Re} X[n]} \right) = \left( \frac{1}{1} \right) = 45^\circ$$

$$\operatorname{arctg} = \left( \frac{\operatorname{Im} X[n]}{\operatorname{Re} X[n]} \right) = \left( \frac{-1}{-1} \right) = 45^\circ$$

Figura 8.5: Erro em Cálculo do Arco-tangente

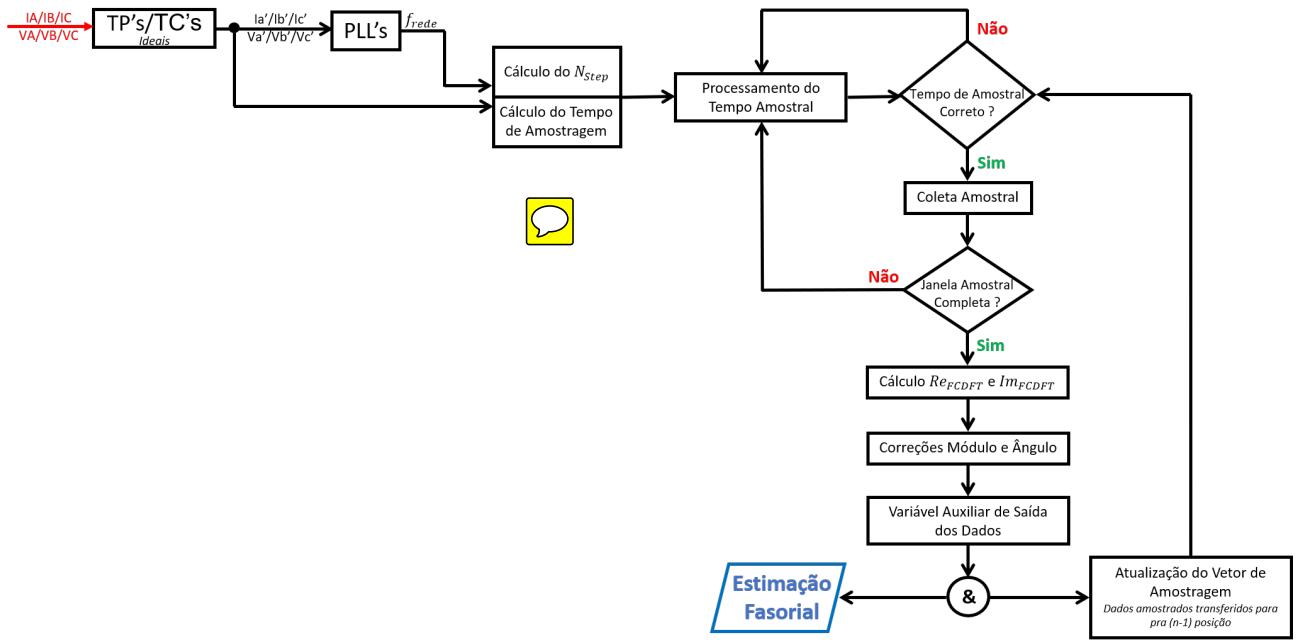


Figura 8.6: Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro FCDFT

Bem como demonstrado pelo fluxograma da **Figura 8.6**, tem-se na **Figura 8.7** o resultado do Módulo para o processamento do algoritmo do Filtro FCDFT para as três fases do SEP, em condição de uma Falha Trifásica.

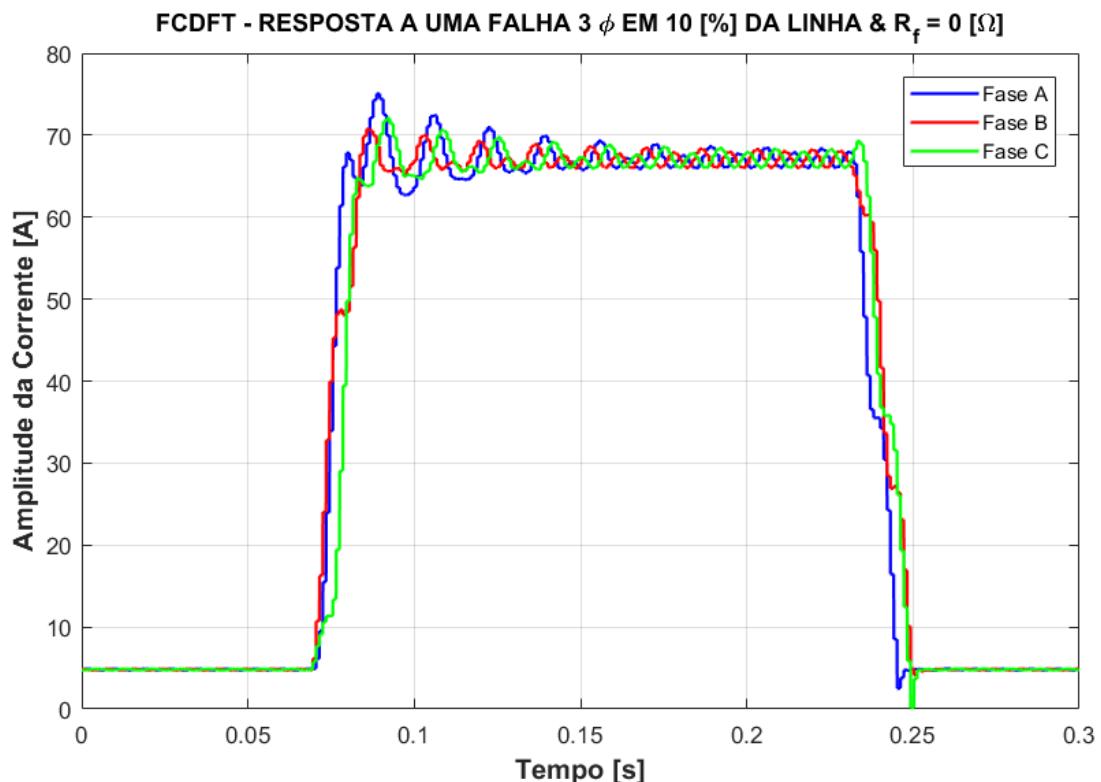


Figura 8.7: Valores Absolutos - Filtro FCDFT

Como resultado do processamento do Ângulo, após suas devidas correções, realizadas durante o processamento do Algoritmo FCDFT, tem-se a ilustração na **Figura 8.8**.

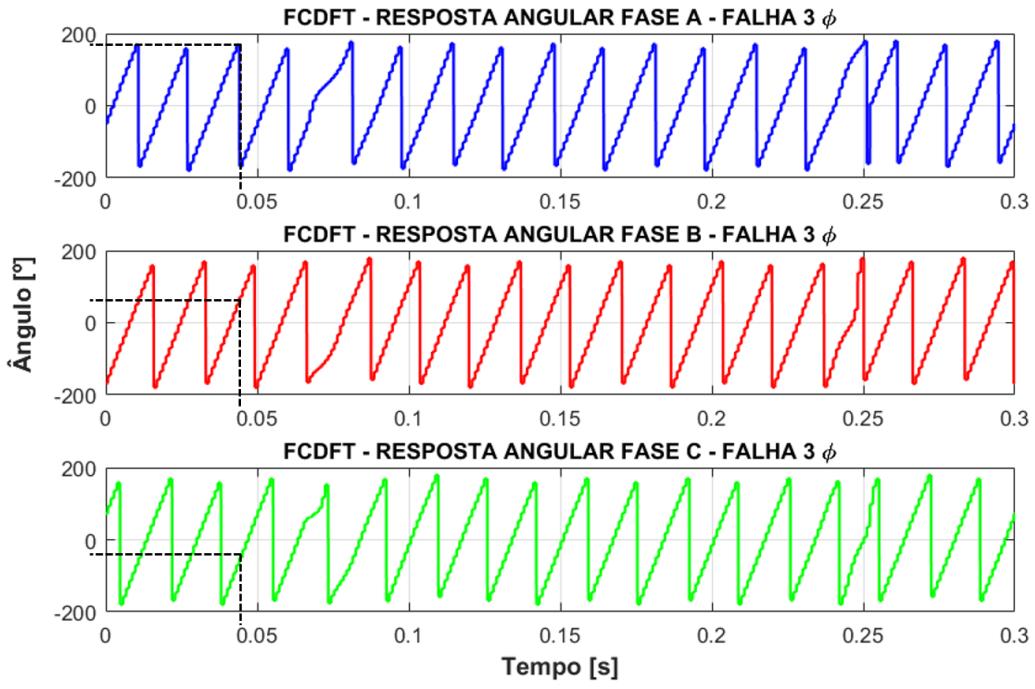


Figura 8.8: Valores Angulares - Filtro FCDFT

No que diz respeito ao Ângulo das fases, nota-se o defasamento de  $120^\circ$ , bem como demonstrado na **Figura 8.9**. Nota-se que, o instante de tempo tomado como referência é em pré-falta, tendo-se um valor de pico menor do que durante a ocorrência da falha no sistema. Contudo, verifica-se a correlação entre o defasamento dos vetores demonstrados na **Figura 8.9** com o Gráfico demonstrado pela **Figura 8.8**.

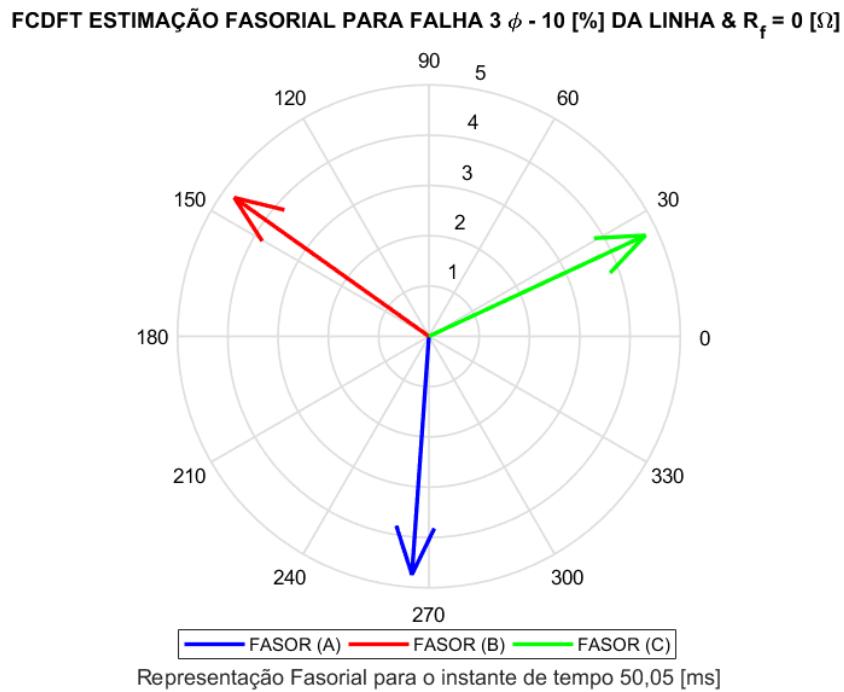


Figura 8.9: Representação Fasorial - Filtro FCDFT

### 8.3 DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL HCDFT

Assim como para o processamento do Filtro FCDFT, o processamento do Filtro HCDFT, utiliza-se a Janela de processamento Amostral completa. Contudo, quando comparado com o filtro de um ciclo, verifica-se que a HCDFT realiza seus cálculos com apenas metade dos dados ( $N/2$ ) da Janela amostral, ao passo que, o Filtro FCDFT de ciclo completo utiliza todos os dados da Janela Amostral ( $N$ ). Além disso, nota-se que os dados a serem processados são os dados mais recentes composto pelo vetor da Janela de Amostragem, como exemplificado na **Figura 8.10**.

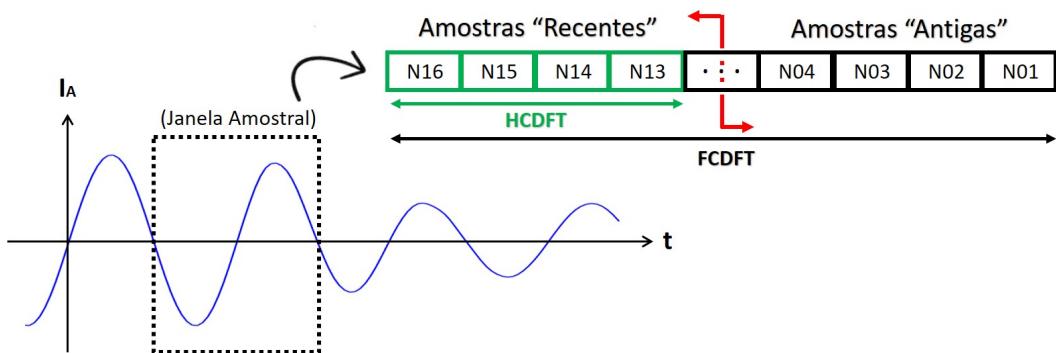


Figura 8.10: Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro HCDFT

Desse modo, bem como descrito na **Seção 8.2**, para o Filtro HCDFT também são necessárias as correções de Módulo e Ângulo, de modo que o algoritmo implementado em ambiente RSCAD pode ser ilustrado pelo fluxograma da **Figura 8.11**.

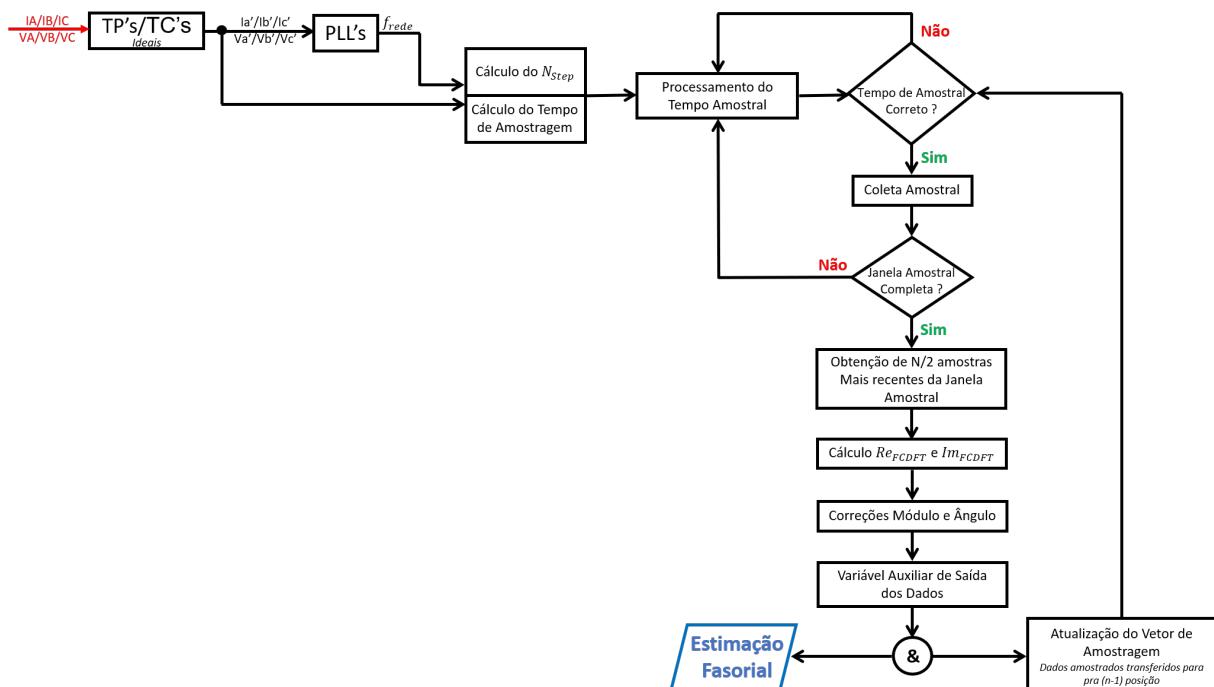


Figura 8.11: Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro HCDFT

Assim, a **Figura 8.12** demonstra o resultado do Módulo para o processamento do algoritmo do Filtro HCDFT, para as três fases do SEP, em condição de uma Falha Trifásica.

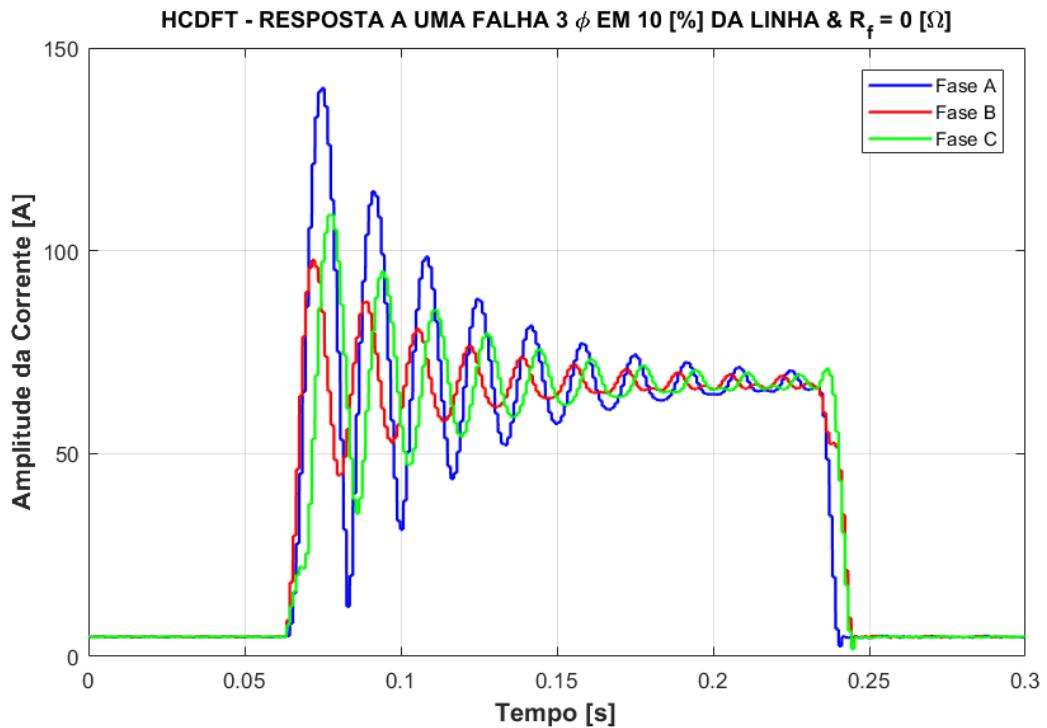


Figura 8.12: Valores Absolutos - Filtro HCDFT

Como resultado do processamento do Ângulo, após suas devidas correções, realizadas durante o processamento do Algoritmo HCDFT, tem-se o gráfico dado pela **Figura 8.13**.

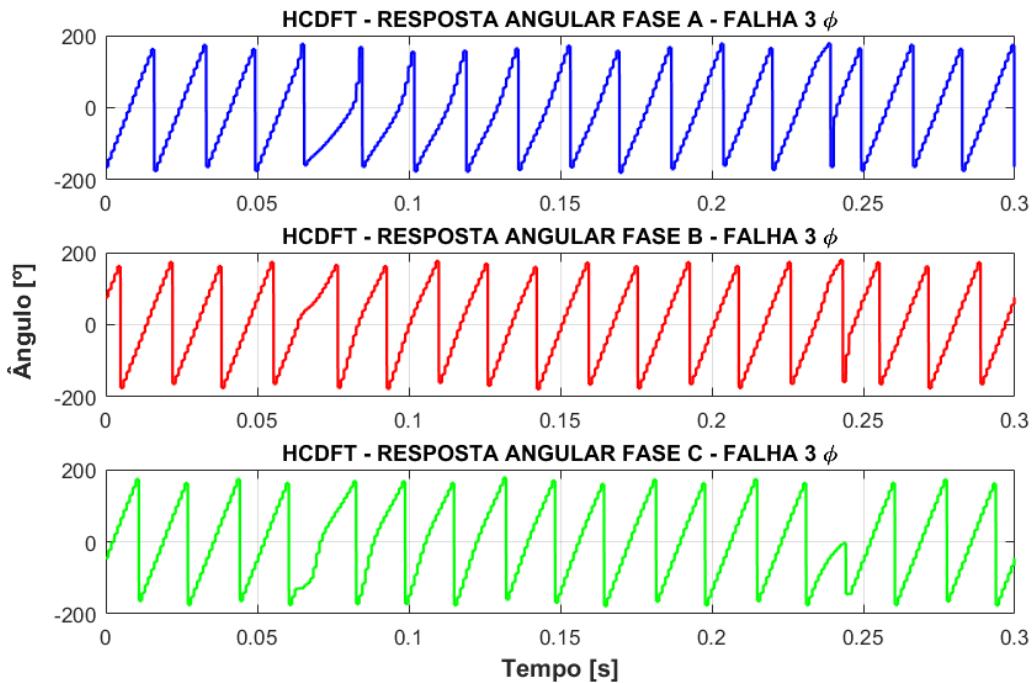


Figura 8.13: Valores Angulares - Filtro HCDFT

Para ilustrar o defasamento de  $120^\circ$  entre as fases da forma de onda representado pelo Gráfico da **Figura 8.13**, em notação vetorial, tem-se o Gráfico para o instante de tempo de 50,05[ms] (instante pré-falta) no SEP, demonstrado na **Figura 8.14**.

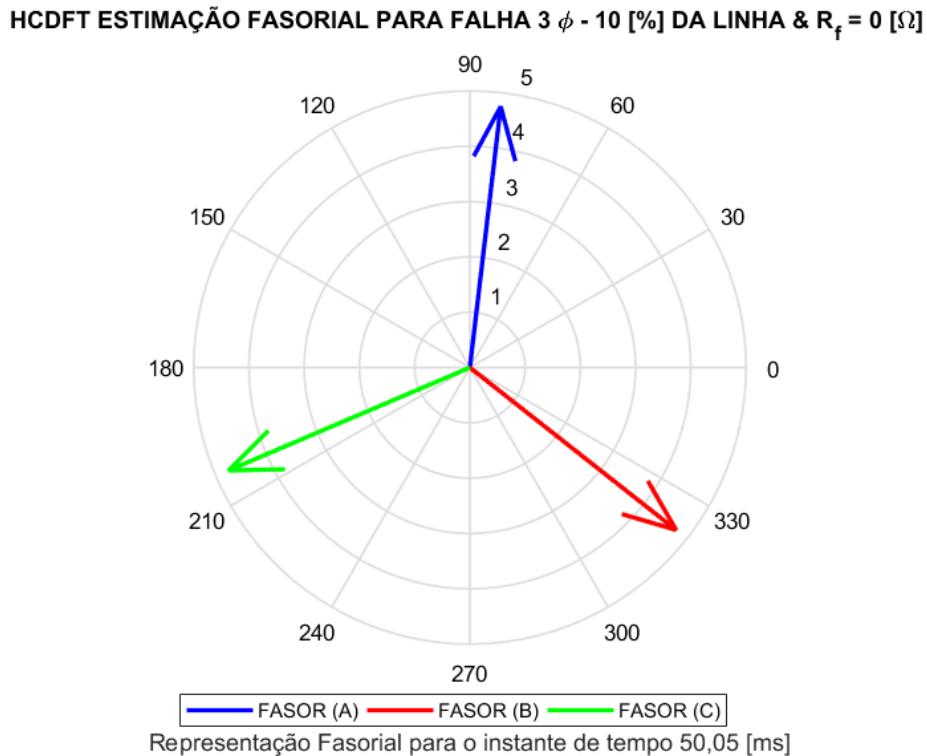


Figura 8.14: Representação Fasorial - Filtro HCDFT

A ordem de grandeza para os valores processados encontra-se na **Tabela 8.1**. Nota-se que, ao comparar os valores tabelados com o defasamento angular entre as fases, poderá ocorrer pequenas discrepâncias em virtude de ter-se duas casas decimais nos dados apresentados em relação aos dados processados no RSCAD.

Tabela 8.1: Relação Vetorial entre Fases - Filtro HCDFT

Grandeza	Fase A	Fase B	Fase C
Tempo [ms]	50,05	50,05	50,05
Módulo [A]	4,75	4,75	4,75
Ângulo [°]	83,25	-38,18	-156,93

## 8.4 DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL COSSENO

Durante o desenvolvimento do Filtro Cosseno, verificou-se uma particularidade para a implementação da formulação apresentada pelas **Equações 24 e 25**. Levando em consideração que para a estimativa fasorial tem-se o Processo de Amostragem sendo realizada em  $N = 16$  (Amostras/Ciclo), após completa a Janela Amostral, no instante  $t_0$  tem-se o processamento da parte real do fasor do Filtro Cosseno e sua parte imaginária será processada apenas no instante de tempo  $t_{N/4+1}$ , ou seja,  $(N/4 + 1)$  de ciclos após ter-se o processamento da parte real, quando comparado com o processamento da FCDFT e HCDFT, como demonstrado pela **Figura 8.15**.

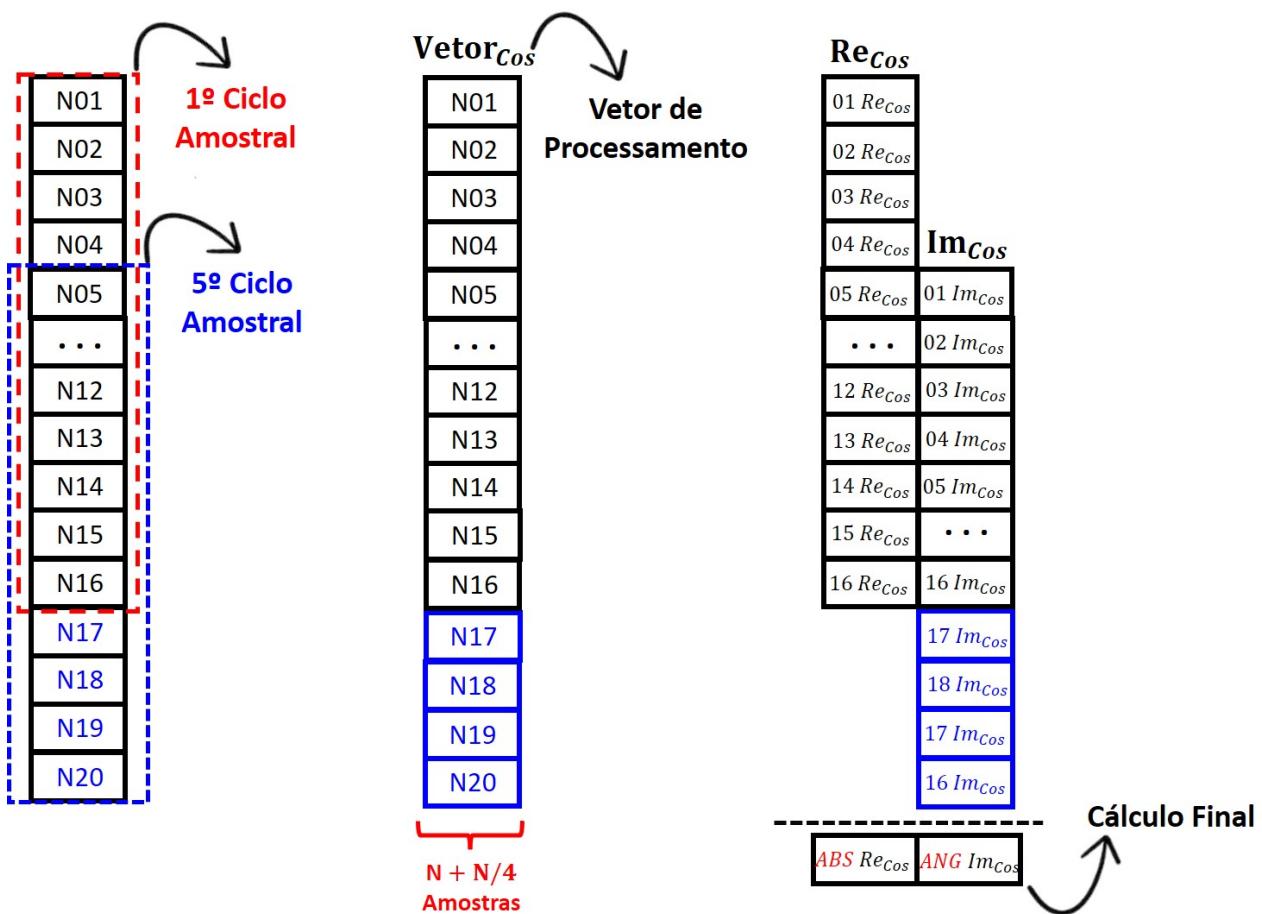


Figura 8.15: Vetor de Processamento - Filtro Cosseno

Dessa forma, verifica-se que, para obtenção do valor imaginário, após  $(N/4 + 1)$  de ciclo, é necessário que o Processo de Amostragem também esteja em seu  $(N/4 + 1)$  Ciclo. Assim, para não ter-se perda dos dados da Janela Amostral dos Ciclos anteriores, utiliza-se um vetor auxiliar para o armazenamento. Destaca-se que, o vetor auxiliar será composto pelas  $N/4$  novas amostras, e a partir do 5º Ciclo, a Janela Amostral realizará o processo de atualização do vetor de  $(N + N/4)$  amostras.

O fluxograma que demonstra a lógica implementada em RSCAD para o Filtro Cosseno encontra-se na **Figura 8.16**.

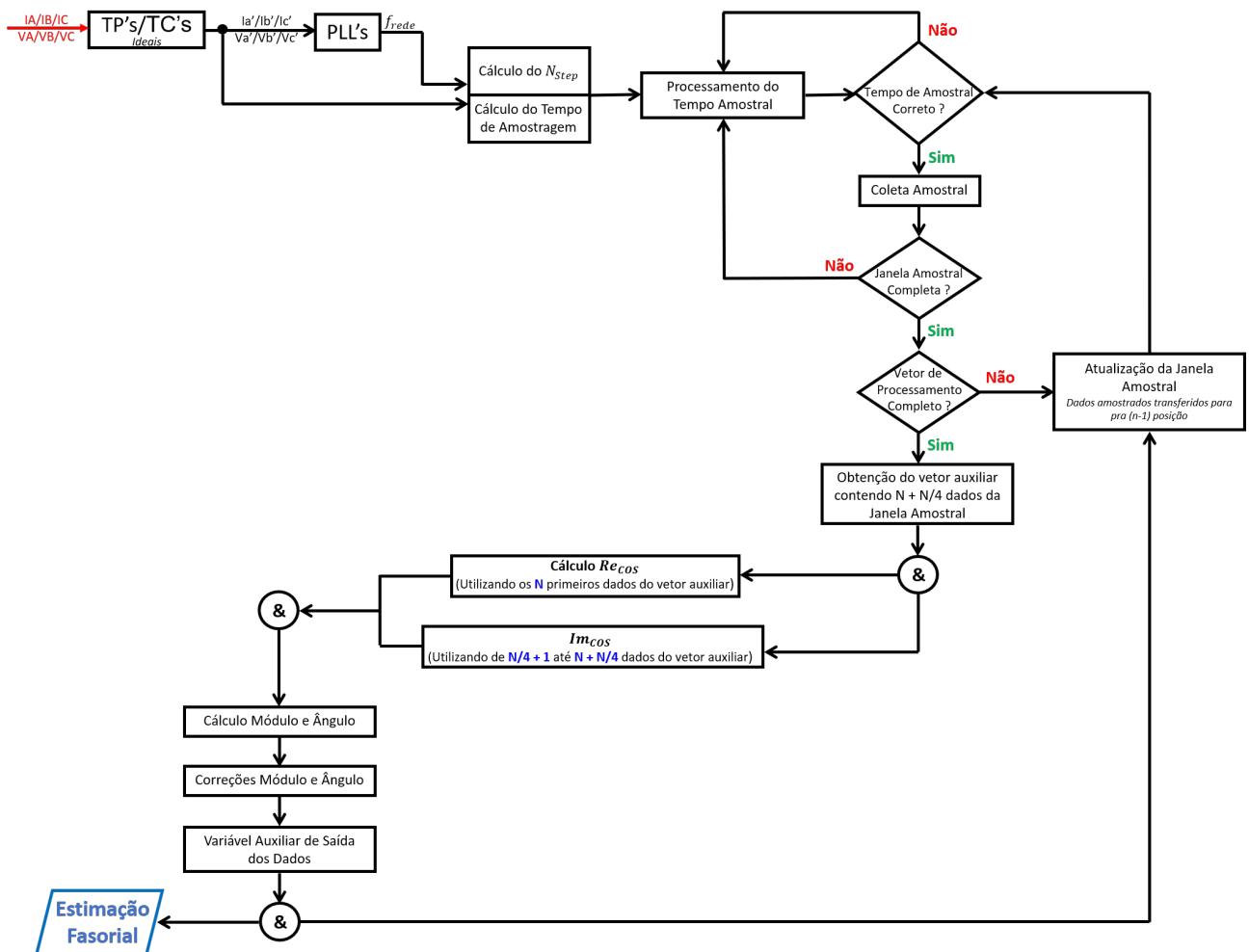


Figura 8.16: Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro Cosseno

Em comparação a implementação dos Filtros FCDFT e HCDFT, nota-se a diferença na forma de compor os dados para realização do cálculo de módulo e ângulo para resposta do filtro, ou seja, para a parte Real, tem-se que o processamento deverá levar em consideração as  $N$  primeiras amostras do Vetor Auxiliar Cosseno, de modo que, para a parte Imaginária, deve-se aguardar o  $(N/4 + 1)$  Ciclo do Processo de Amostragem até que se tenha o Vetor Auxiliar Cosseno completo.

Em resumo, o cálculo da parte Imaginária levará em consideração as amostras cuja posição se inicia em  $(N/4 + 1)$  até a posição  $(N + N/4)$ , bem como exemplificado na **Figura 8.15**. Nota-se que, bem como realizado para os filtros anteriores, deve-se realizar a correção do Módulo e ângulo para garantir o correto processamento do Filtro.

Com isso, a **Figura 8.17** demonstra o resultado do Módulo para o processamento do algoritmo do Filtro Cosseno, para as três fases do SEP, em condição de uma Falha Trifásica.

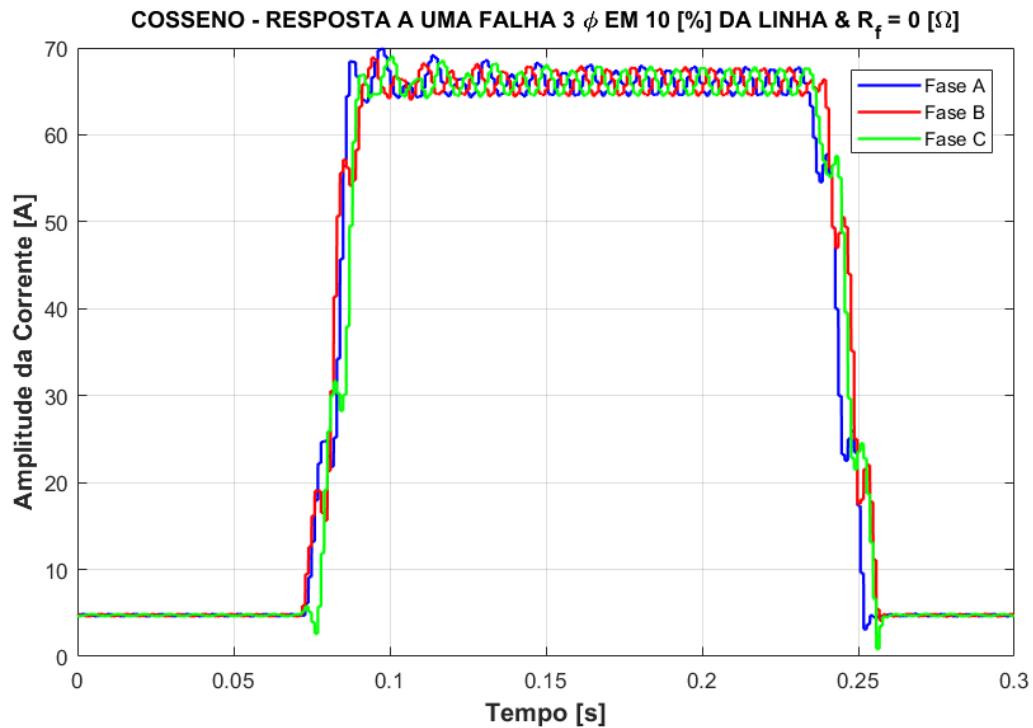


Figura 8.17: Valores Absolutos - Filtro Cosseno

Como resultado do processamento do Ângulo, após suas devidas correções, realizadas durante o processamento do Algoritmo Cosseno, tem-se o gráfico dado pela **Figura 8.18**.

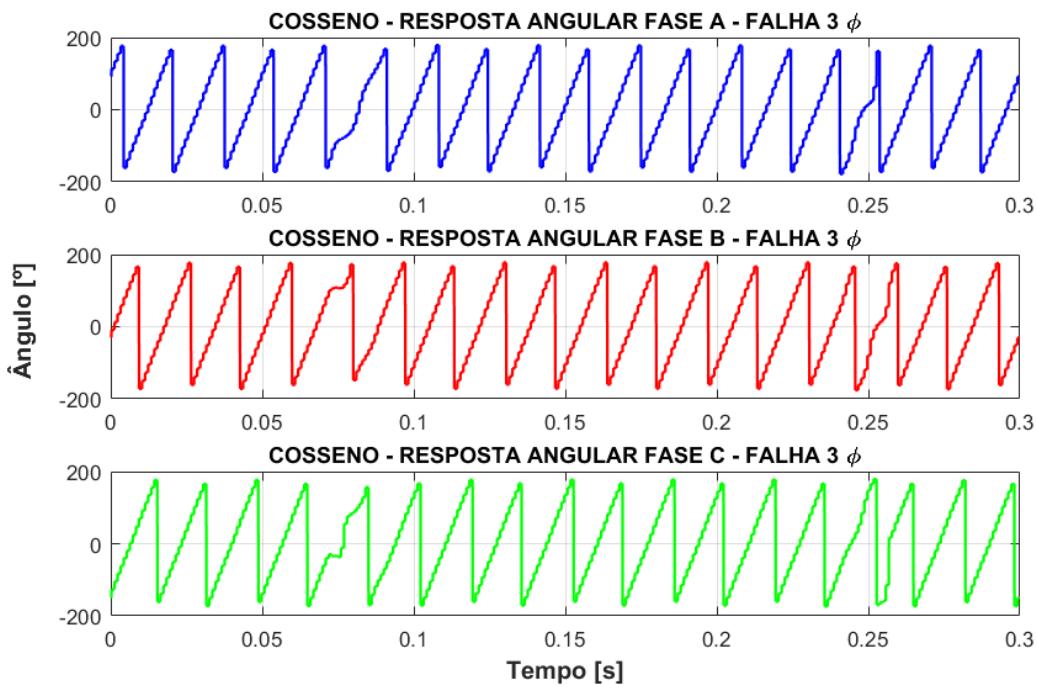


Figura 8.18: Valores Angulares - Filtro Cosseno

Da mesma forma que realizado para os filtros anteriores, à título de ilustrar o defasamento de  $120^\circ$  entre as fases da forma de onda representado pelo Gráfico da **Figura 8.18**, em notação vetorial, tem-se o Gráfico para o instante de tempo de 50,05[ms] (instante pré-falta) no SEP, demonstrado na **Figura 8.19**.

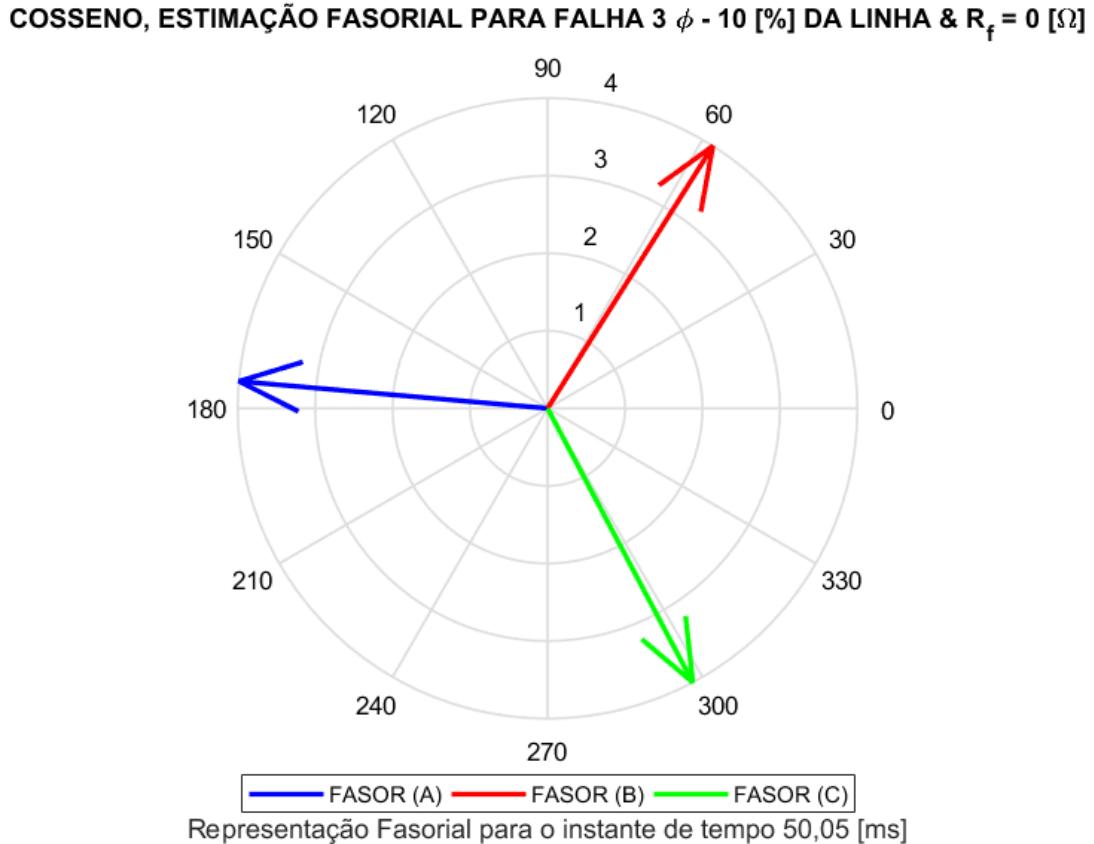


Figura 8.19: Representação Fasorial - Filtro Cosseno

A ordem de grandeza para os valores processados encontra-se na **Tabela 8.2**. Nota-se que, ao comparar os valores tabelados com o defasamento angular entre as fases, poderá ocorrer pequenas discrepâncias em virtude de ter-se duas casas decimais nos dados apresentados em relação aos dados processados no RSCAD.

Tabela 8.2: Relação Vetorial entre Fases - Filtro Cosseno

Grandeza	Fase A	Fase B	Fase C
Tempo [ms]	50,85	50,85	50,85
Módulo [A]	4,75	4,75	4,75
Ângulo [°]	175,81	57,74	-62,05

## 8.5 DESENVOLVIMENTO DO FILTRO DIGITAL SENO

Durante o desenvolvimento do Filtro Seno, verifica-se uma grande semelhança com relação a implementação do Filtro Cosseno, porém, ainda tem-se particularidades em relação a implementação dos Filtros FCDF e HCDFT.

Dessa forma, como já destacado anteriormente, levando em consideração que para a estimativa fasorial tem-se o Processo de Amostragem sendo realizada em  $N = 16$  (Amostras/Ciclo), após completa a Janela Amostral, no instante  $t_0$  tem-se o processamento da parte Imaginária do fasor do Filtro Seno e sua parte Real será processada apenas no instante de tempo  $t_{N/4+1}$ , ou seja,  $(N/4 + 1)$  de ciclos após ter-se o processamento da parte Imaginária, oportamente o que ocorre para o Filtro Cosseno, conforme destacado na **Seção 8.4**. A relação utilizada para composição do vetor auxiliar para o Filtro Seno encontra-se na como demonstrado pela **Figura 8.20**.

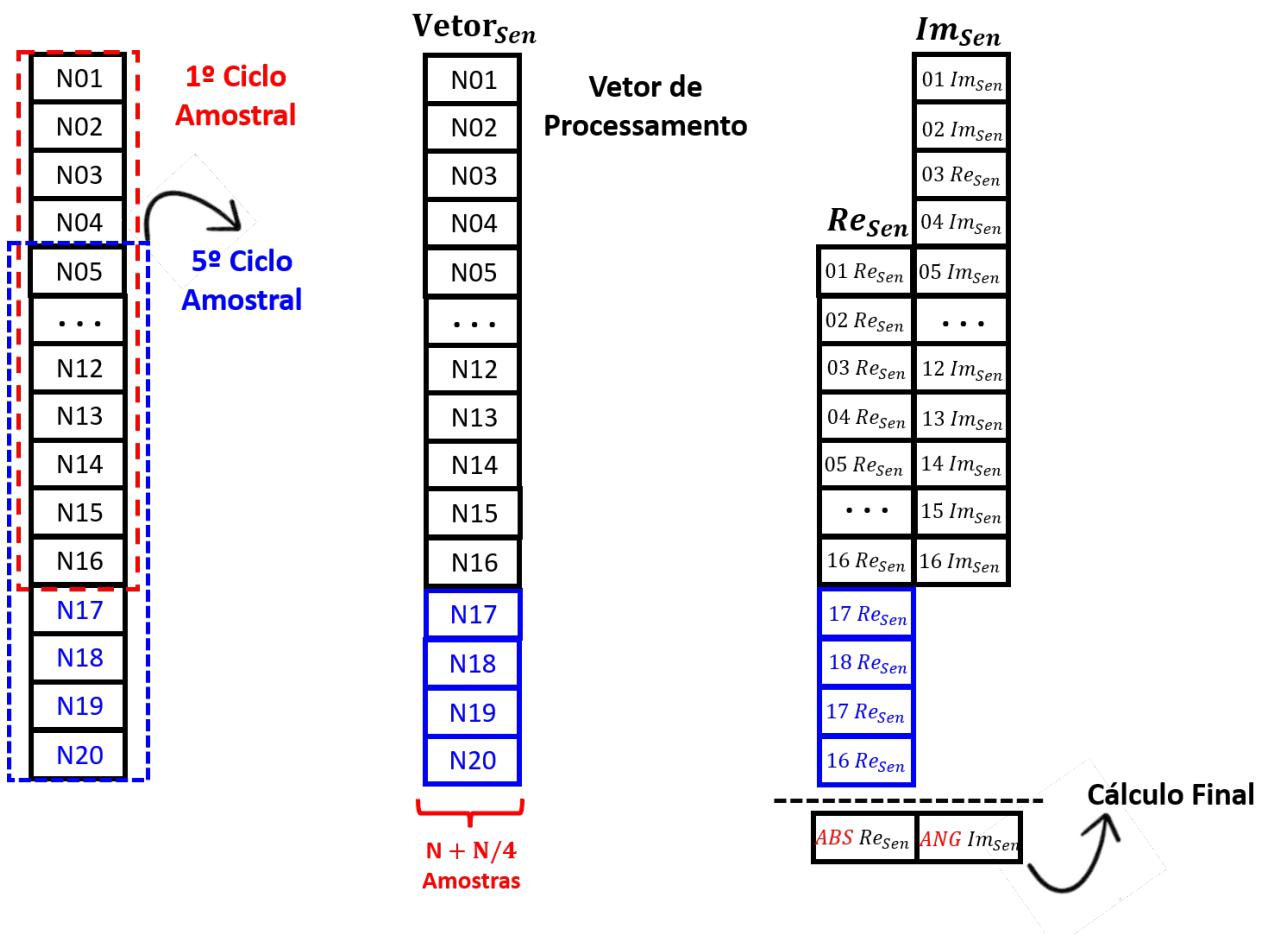


Figura 8.20: Vetor de Processamento - Filtro Seno

O fluxograma que demonstra a lógica implementada em RSCAD para o Filtro Seno encontra-se na **Figura 8.21**.

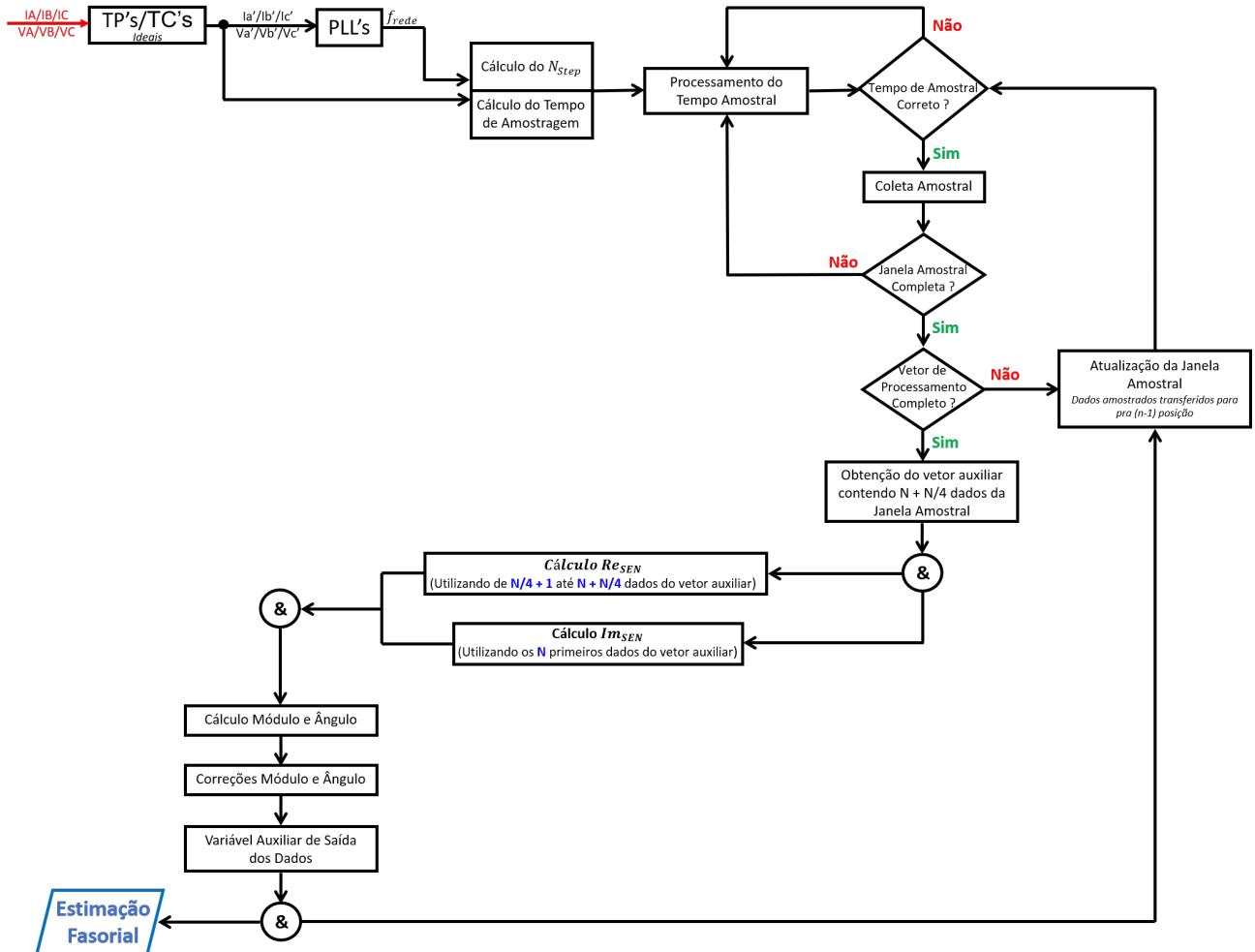


Figura 8.21: Fluxograma do Algoritmo em RTDS - Filtro Seno

Em resumo, nota-se que a diferença entre o desenvolvimento do algoritmo para o Filtro Cosseno e Filtro Seno encontra-se apenas na composição dos dados Reais e Imaginários para cálculo do módulo e ângulo, bem como demonstrado na **Figura 8.15** para o Filtro Cosseno e na **Figura 8.20** para o Filtro Seno. Nota-se que, bem como realizado para os filtros anteriores, deve-se realizar a correção do Módulo e ângulo para garantir o correto processamento do Filtro.

Com isso, a **Figura 8.22** demonstra o resultado do Módulo para o processamento do algoritmo do Filtro Seno, para as três fases do SEP, em condição de uma Falha Trifásica.

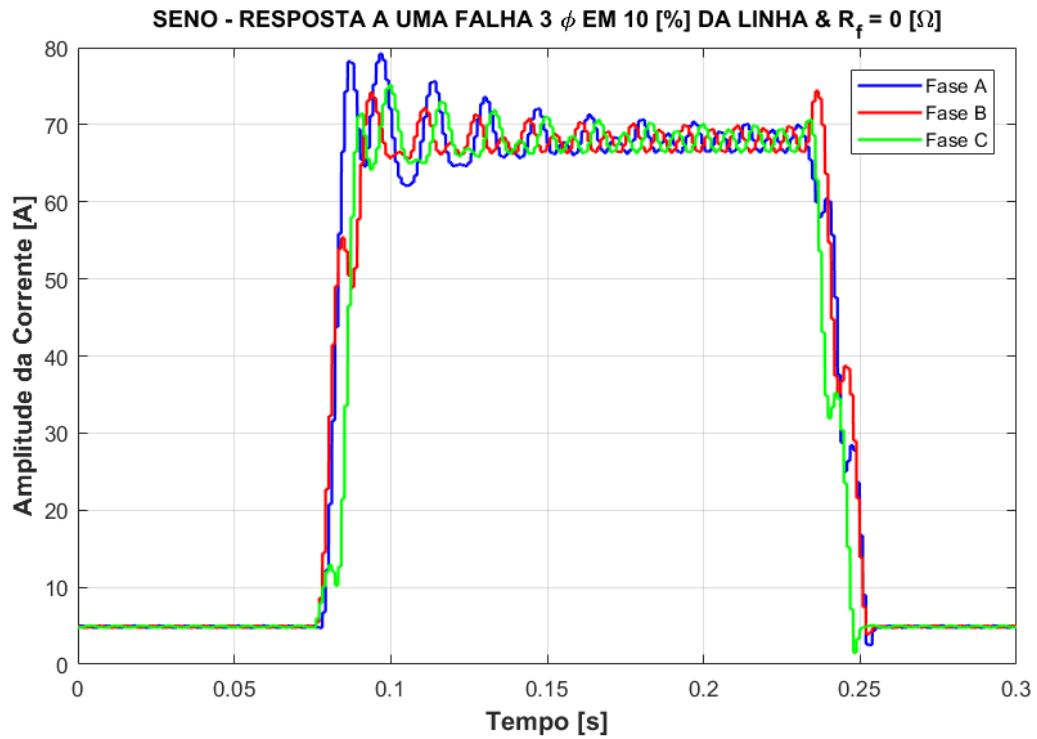


Figura 8.22: Valores Absolutos - Filtro Seno

Como resultado do processamento do Ângulo, após suas devidas correções, realizadas durante o processamento do Algoritmo Seno, tem-se o gráfico dado pela **Figura 8.23**.

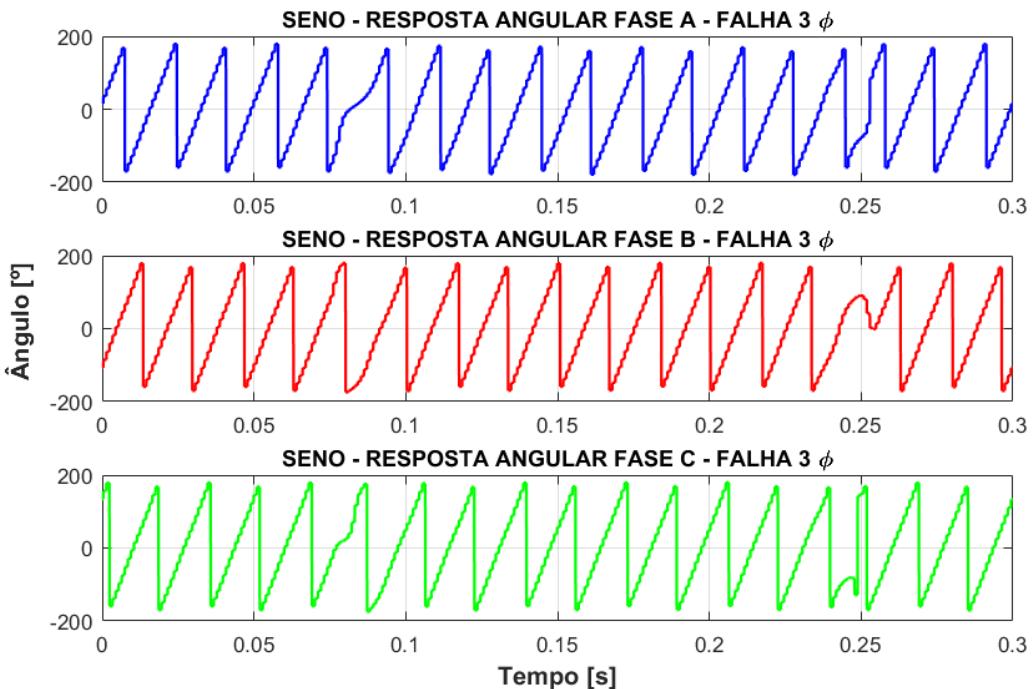


Figura 8.23: Valores Angulares - Filtro Seno

Da mesma forma que realizado para os filtros anteriores, à título de ilustrar o defasamento de  $120^\circ$  entre as fases da forma de onda representado pelo Gráfico da **Figura 8.23**, em notação vetorial, tem-se o Gráfico para o instante de tempo de 50,05[ms] (instante pré-falta) no SEP, demonstrado na **Figura 8.24**.

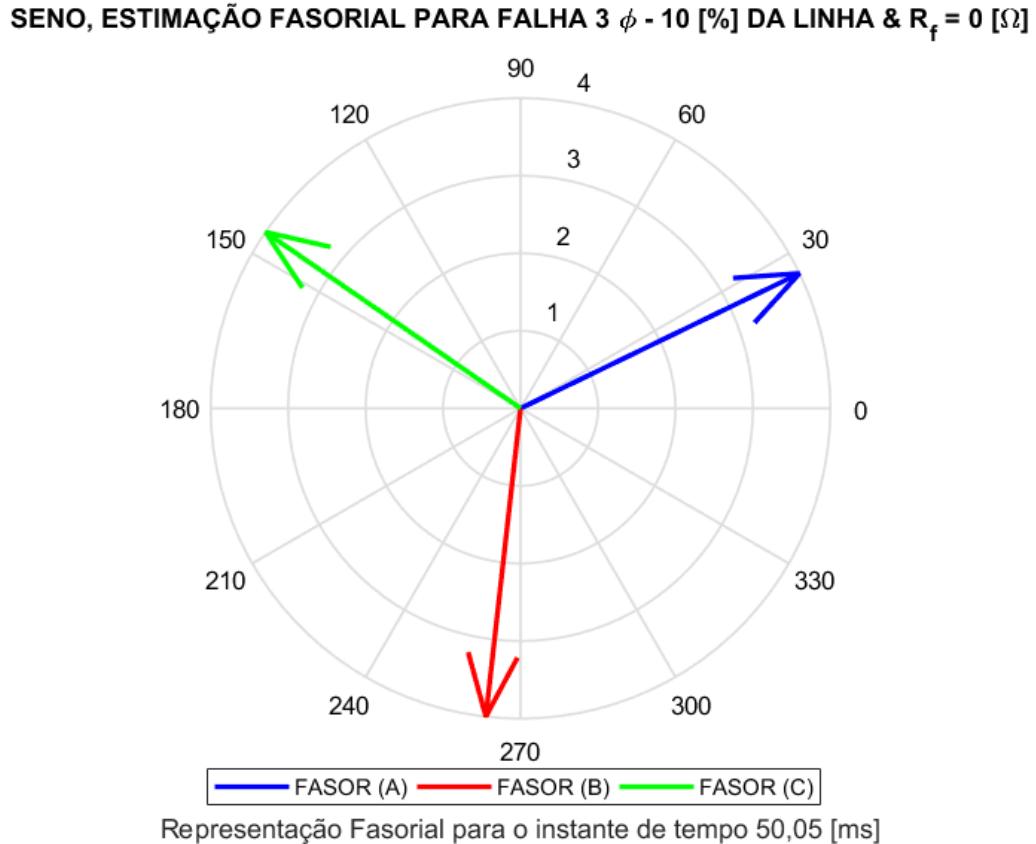


Figura 8.24: Representação Fasorial - Filtro Seno

A ordem de grandeza para os valores processados encontra-se na **Tabela 8.3**. Nota-se que, ao comparar os valores tabelados com o defasamento angular entre as fases, poderá ocorrer pequenas discrepâncias em virtude de ter-se duas casas decimais nos dados apresentados em relação aos dados processados no RSCAD.

Tabela 8.3: Relação Vetorial entre Fases - Filtro Seno

Grandeza	Fase A	Fase B	Fase C
Tempo [ms]	50,85	50,85	50,85
Módulo [A]	4,75	4,75	4,75
Ângulo [°]	25,78	-96,43	145,39

# 9 RESULTADOS OBTIDOS EM RSCAD

A presente seção é destinada à apresentação dos resultados obtidos após o desenvolvimento e agrupamento dos Filtros Digitais. Além disso, será detalhado o funcionamento do bloco de processamento elaborado para realizar a interface entre os dados advindos do SEP e o usuário.

## 9.1 BLOCO DE PROCESSAMENTO DOS FILTROS - RSCAD

Para proporcionar a fácil coleta dos dados do SEP e ter-se uma interface com o usuário, no Módulo *draft* do RSCAD elaborou-se o bloco demonstrado pela **Figura 9.1**, denominado por Processador de Sinais.

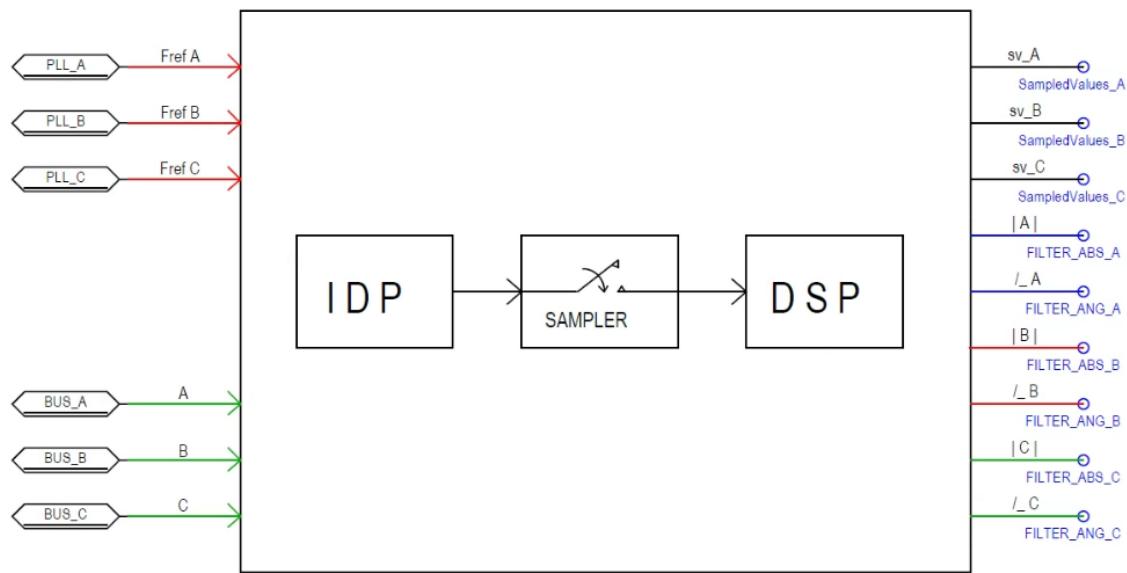


Figura 9.1: Layout do Bloco de Processamento dos Filtros Digitais

O bloco é composto pelas variáveis de entradas "*inputs*", que auxiliam na manipulação dos dados do SEP e as variáveis de saídas "*outputs*", que auxiliam para análises gráficas em tempo real do comportamento das variáveis. Desse modo, para os "*inputs*", tem-se:

- **PLL\_A:** Dado advindo do PLL para cálculo da frequência da Fase A;
- **PLL\_B:** Dado advindo do PLL para cálculo da frequência da Fase B;
- **PLL\_C:** Dado advindo do PLL para cálculo da frequência da Fase C;
- **BUS\_A:** Dado advindo do Barramento, TPs ou TC's relativos a Fase A;
- **BUS\_B:** Dado advindo do Barramento, TPs ou TC's relativos a Fase B;
- **BUS\_C:** Dado advindo do Barramento, TPs ou TC's relativos a Fase C;

Diante desse contexto, para as variáveis de saída "outputs", tem-se:

- **SampledValues\_A**: Dados de saída, oriundos do processo de Amostragem - Fase A;
- **SampledValues\_B**: Dados de saída, oriundos do processo de Amostragem - Fase B;
- **SampledValues\_C**: Dados de saída, oriundos do processo de Amostragem - Fase C;
- **FILTER\_ABS\_A**: Módulo do processamento do Filtro Selecionado - Fase A;
- **FILTER\_ANG\_A**: Ângulo do processamento do Filtro Selecionado - Fase A;
- **FILTER\_ABS\_B**: Módulo do processamento do Filtro Selecionado - Fase B;
- **FILTER\_ANG\_B**: Ângulo do processamento do Filtro Selecionado - Fase B;
- **FILTER\_ABS\_C**: Módulo do processamento do Filtro Selecionado - Fase C;
- **FILTER\_ANG\_C**: Ângulo do processamento do Filtro Selecionado - Fase C;

No que diz respeito a interface com o usuário, implementou-se uma caixa de seleção para permitir ao usuário a seleção do filtro desejado, bem como demonstra a **Figura 9.2**.

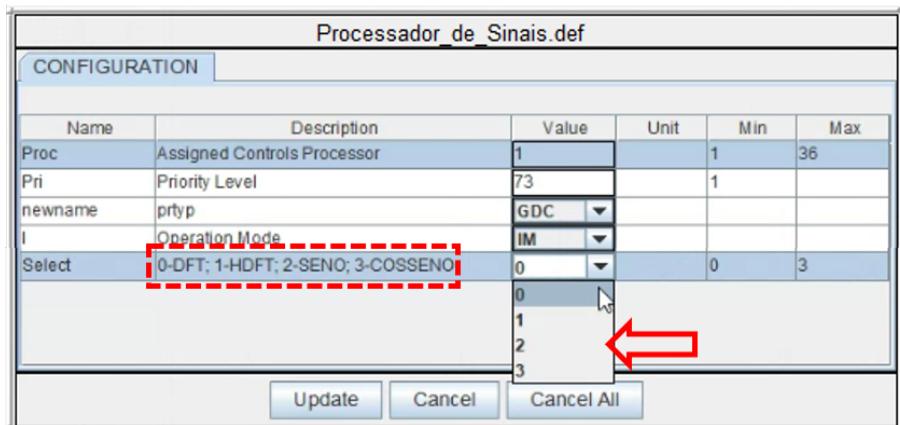


Figura 9.2: Menu de Seleção dos Filtros Digitais

Em resumo da caixa de seleção, tem-se:

- Select 0 = Filtro FCDFT;
- Select 1 = Filtro HCDFT;
- Select 2 = Filtro Cosseno;
- Select 3 = Filtro Seno;

## **9.2 PROCESSAMENTO CONJUNTO DOS FILTROS DIGITAIS**

## **10 CONCLUSÕES**

## Referências

- BLACKBURN, J. L. Microprocessor relays and protection systems. *IEEE Tutorial Course, 88EH0269-1-PWR*, p. 1–95, 1986.
- GUERRERO, C. A. V. Proposta de software-in-the-loop para teste em tempo real de um controle coordenado de volt/var. 2017.
- JOAQUIM, M. B. Processamento digital de sinais. *São Paulo*, 2010.
- KEZUNOVIC, M.; KASZTENNY, B. Design optimization and performance evaluation of the relaying algorithms, relays and protective systems using advanced testing tools. In: IEEE. *Proceedings of the 21st International Conference on Power Industry Computer Applications. Connecting Utilities. PICA 99. To the Millennium and Beyond (Cat. No. 99CH36351)*. [S.l.], 1999. p. 309–314.
- MEYER-BAESE. *Digital signal processing with field programmable gate arrays*. [S.l.]: Springer, 2007. v. 65.
- PROAKIS, J. G. *Digital signal processing: principles algorithms and applications*. [S.l.]: Pearson Education India, 2001.
- PUPIN, J. R.; SILVA, K. S.; CARBONE, V. L. Introdução às séries e transformadas de fourier e aplicações no processamento de sinais e imagens. *Trabalho (Conclusão de Curso)-Universidade Federal de São Carlos, São Carlos*, 2011.
- SACHDEV, M. S.; DAS, R. et al. Understanding microprocessor-based technology applied to relaying. *Report of Working Group I-01 of the Relaying Practices Subcommittee*, p. 1–79, 2009.
- SANTOS, L. F. d.; PEREIRA, M. Uma abordagem prática do iec 61850 para automação, proteção e controle de subestações. *VII Simpase*, 2007.
- VELOSO, H. M. *Índice de desempenho dos filtros digitais para proteção de sistemas elétricos de potência*. Tese (Doutorado) — Dissertação de mestrado, UFMG, 2006.