

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ODAIR DE BARROS JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM RASTREADOR DE SINAIS
TRIFÁSICOS BASEADO EM COMBINADORES LINEARES DE
FOURIER**

VITÓRIA

2021

ODAIR DE BARROS JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM RASTREADOR DE SINAIS
TRIFÁSICOS BASEADO EM COMBINADORES LINEARES DE
FOURIER**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação

Coorientador: Prof. Dr. Anselmo Frizera Neto

VITÓRIA

2021

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

D278d de Barros Junior, Odair, 1986-
Desenvolvimento de um rastreador de sinais trifásicos baseado em combinadores lineares de Fourier / Odair de Barros Junior. - 2021.
123 f. : il.

Orientador: Lucas Frizera Encarnação.
Coorientador: Anselmo Frizera Neto.
Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Sistemas de energia elétrica. 2. Processamento de sinais. 3. Harmônicos (Ondas elétricas). 4. Fourier, Transformadas de. I. Encarnação, Lucas Frizera. II. Frizera Neto, Anselmo. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

ODAIR DE BARROS JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM RASTREADOR DE SINAIS
TRIFÁSICOS BASEADO EM COMBINADORES LINEARES DE
FOURIER**

Tese submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 11 de agosto de 2021

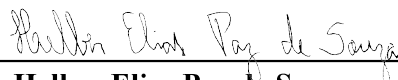
COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr. Anselmo Frizera Neto
Universidade Federal do Espírito Santo
Coorientador



Prof. Dr. Helber Elias Paz de Souza
Instituto Federal de Pernambuco
Examinador Externo



Prof. Dr. Marcelo Brunoro
Instituto Federal do Espírito Santo
Examinador Externo



Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador Interno



Prof. Dr. Evandro Ottoni Teafini Salles
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador Interno

A todas as pessoas que dividiram dores e alegrias comigo.

AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, gostaria de agradecer aos meus orientadores, Prof. Lucas Frizera Encarnação e Prof. Anselmo Frizera Neto por todo o suporte oferecido, confiança depositada em mim para a realização deste trabalho e paciência em todos os momentos. Também agradeço à minha família, amigos e colegas de trabalho pela calma em relação às minhas ausências e pelas palavras de apoio durante meus momentos de preocupação. Estendo os mesmos agradecimentos aos colegas de laboratório, que foram uma grande fonte de entusiasmo e alegria durante os períodos mais difíceis durante estes anos de pós-graduação.

Por fim, gostaria de agradecer aos professores do PPGEE, em especial do LEPAC, por terem participado da minha jornada, contribuindo com o meu progresso na engenharia, no exercício da profissão e na vida. Aos professores da banca avaliadora pelo tempo gasto e pelas valiosas contribuições com o desenvolvimento do meu trabalho. Por fim, agradeço à CAPES pela concessão da minha bolsa de estudos, sem a qual essa jornada não teria sido possível.

RESUMO

O avanço dos estudos da Eletrônica de Potência tem possibilitado, aos Sistemas Elétricos de Potência, agregar diversas estratégias de Processamento de Sinais, tornando cada vez mais inteligente e adaptado aos diversos usos humanos. Uma etapa fundamental para a inclusão dessa inteligência aos Sistemas Elétricos de Potência é o rastreamento dos sinais de tensão e corrente analisados. Estruturas baseadas em Séries de Fourier se tornaram convencionalmente utilizadas para rastreamento de sinais periódicos, principalmente na literatura de Engenharia Biomédica. O conjunto dessas estratégias, denominada Combinador Linear de Fourier (*Fourier Linear Combiner – FLC*) pode naturalmente ser aplicado em Sistemas Elétricos de Potência, apresentando-se como uma estratégia robusta e versátil, por ser intrinsecamente capaz de rastrear componentes harmônicas. Este trabalho pretende analisar a aplicação de estratégias *FLC* em sistemas elétricos de potência trifásicos, propondo, em conjunto, modificações que possibilitem o rastreamento de componentes simétricas. Para comprovação da eficiência destas estratégias propostas, foram realizadas simulações em *softwares* próprio para o tratamento de sinais elétricos e ensaios experimentais em plataformas *Hardware-in-the-Loop*. Ao final do trabalho, pode-se verificar que estas estratégias poderiam ser utilizadas de forma robusta em Sistemas Elétricos de Potência, tanto para rastreamento em tempo real de componentes harmônicas, quanto para aplicação em Filtros Ativos de Potência Seletivos.

Palavras-chave: Qualidade de Energia; *Phase-Locked Loop*; Combinador Linear de Fourier, Sistema elétrico de potência, Sincronização, Detecção, Rastreamento.

ABSTRACT

Due to the advance in Power Electronics, several Signal Processing strategies were added to Electric Power Systems controls, increasing its intelligence and adaptation to human use. A fundamental step for the inclusion of this intelligence in Electric Power Systems is the tracking of the analyzed voltage and current signals. Structures based on Fourier Series have become conventionally used for tracking periodic signals, mainly in the Biomedical Engineering literature. The set of these strategies, called Fourier Linear Combiner (FLC) could naturally be applied in Electric Power Systems, presenting itself as a robust and versatile strategy, as it is intrinsically capable of tracking harmonic components. This work intends to analyze the application of FLC strategies in three-phase electrical power systems, proposing, together, modifications that enable the tracking of symmetric components. To prove the efficiency of these proposed strategies, simulations were developed in software for the treatment of electrical signals and experimental tests are developed on Hardware-in-the-Loop platforms. At the end, it can be verified that these strategies could be used in a robust way in Electric Power Systems, both for real-time tracking of harmonic components, as well as for application in Active Selective Power Filters.

Keywords: Power Quality, Phase-Locked Loop, Fourier Linear Combiner, Electrical Power Systems, Synchronization, Detection, Tracking.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Diagrama de blocos característico de processamento de energia | 20 |
| Figura 2 – Classificação de Variações de Tensão de Curta Duração. | 27 |
| Figura 3 – Limites de Qualidade de Energia adotados neste trabalho..... | 28 |
| Figura 4 – Componentes Simétricas de um sistema trifásico. | 31 |
| Figura 5 – Diagrama de blocos de um <i>PLL</i> conforme apresentado por Gupta (1975)..... | 34 |
| Figura 6 – Representação fasorial dos sinais trifásicos nas coordenadas abc e $\alpha\beta$ | 36 |
| Figura 7 – Representação fasorial e temporal dos sinais trifásicos nas coordenadas $\alpha\beta$ e dq. | 36 |
| Figura 8 – Diagrama de blocos do <i>SRF-PLL</i> | 37 |
| Figura 9 – Diagrama de blocos do <i>p-PLL</i> | 41 |
| Figura 10 – Diagrama de blocos do <i>EPLL</i> monofásico..... | 43 |
| Figura 11 – Diagrama de blocos do <i>EPLL</i> trifásico. | 44 |
| Figura 12 – Diagrama de blocos do <i>SOGI-QSG</i> | 47 |
| Figura 13 – Diagrama de blocos do <i>FLL</i> para rastreamento da frequência do <i>SOGI-QSG</i> | 48 |
| Figura 14 – Diagrama de blocos do <i>SOGI-PLL</i> trifásico e <i>PNSC</i> | 49 |
| Figura 15 – Diagrama de blocos do <i>MSOGI-PLL</i> | 50 |
| Figura 16 – Diagrama de blocos do <i>SVFT</i> | 51 |
| Figura 17 – Filtro adaptativo. | 54 |
| Figura 18 – Filtro adaptativo baseado no algoritmo <i>LMS</i> | 55 |
| Figura 19 – Filtro adaptativo baseado no algoritmo <i>LMS</i> no domínio da frequência. | 57 |
| Figura 20 – Diagrama de blocos do <i>FLC</i> | 59 |
| Figura 21 – Diagrama de blocos do <i>WFLC</i> | 61 |
| Figura 22 – <i>WFLC</i> e <i>FLC</i> utilizados em conjunto para rastreamento de sinais periódicos. | 62 |
| Figura 23 – Diagrama de blocos do <i>NFLC</i> | 63 |
| Figura 24 – Diagrama de blocos do <i>QWFLC</i> . (a) Estrutura geral do <i>QWFLC</i> . (b) Rastreamento de cada dimensão de forma detalhada. | 65 |
| Figura 25 – Diagrama de blocos do <i>BMFLC</i> | 67 |
| Figura 26 – Diagrama de blocos do <i>FLC-LMK</i> | 68 |
| Figura 27 – Diagrama de blocos do <i>WFLC-KF</i> | 70 |
| Figura 28 – Diagrama de blocos do <i>EKF-FLC</i> utilizado por Dash e outros (2000)..... | 73 |
| Figura 29 – Diagrama de blocos do <i>FLC</i> utilizado como <i>ANF</i> | 73 |
| Figura 30 – Comparação entre o <i>WFLC/FLC</i> e o <i>PLL</i> | 74 |
| Figura 31 – Diagrama de blocos do <i>DFLC</i> | 75 |

| | |
|---|-----|
| Figura 32 – Diagrama de blocos do <i>SDFLC</i> | 78 |
| Figura 33 – Diagrama de blocos do <i>FFLC</i> | 80 |
| Figura 34 – Rastreador Trifásico baseado na média das frequências de cada fase aplicado sobre <i>FLCs</i> | 82 |
| Figura 35 – Diagrama de blocos do <i>3WFLC</i> trabalhando em conjunto com o <i>FFLC</i> | 83 |
| Figura 36 – Resultados de simulação para o CS1. (a) <i>WFLC/DFLC</i> (b) <i>3WFLC/FFLC</i> (c) <i>MSOGI-PLL</i> (d) <i>SVFT</i> (e) Frequências <i>WFLC/DFLC</i> , <i>3WFLC/FFLC</i> e <i>MSOGI-PLL</i> | 90 |
| Figura 37 – Resultados de simulação para o CS2. (a) <i>WFLC/DFLC</i> (b) <i>3WFLC/FFLC</i> (c) <i>MSOGI-PLL</i> (d) <i>SVFT</i> (e) Frequências <i>WFLC/DFLC</i> , <i>3WFLC/FFLC</i> , <i>MSOGI-PLL</i> e <i>SVFT</i> | 91 |
| Figura 38 – Resultados de simulação para o CS3 para o <i>WFLC/DFLC</i> , <i>3WFLC/FFLC</i> , <i>MSOGI-PLL</i> e <i>SVFT</i> | 92 |
| Figura 39 – Resultados de simulação para o CS4 para o <i>WFLC/DFLC</i> , <i>3WFLC/FFLC</i> , <i>MSOGI-PLL</i> e <i>SVFT</i> | 93 |
| Figura 40 – Resultados de simulação para o CS5. (a) <i>WFLC/DFLC</i> (b) <i>3WFLC/FFLC</i> (c) <i>MSOGI-PLL</i> (d) <i>SVFT</i> (e) Frequências <i>WFLC/DFLC</i> , <i>3WFLC/FFLC</i> , <i>MSOGI-PLL</i> e <i>SVFT</i> | 94 |
| Figura 41 – Resultados das harmônicas rastreadas para o CS5. (a) 3ª harmônica (b) 5ª harmônica (c) 7ª harmônica (d) 11ª harmônica. | 95 |
| Figura 42 – Representação da plataforma de simulação em tempo real utilizada neste trabalho. | 98 |
| Figura 43 – Sistema desenvolvido na bancada de simulação em tempo real. (a) Topologia do Inversor a três fios C-partido. (b) Carga contendo componentes lineares e não lineares. (c) Conexão do sistema de controle utilizado | 99 |
| Figura 44 – Diagrama de blocos do controle do FAPS apresentado neste trabalho..... | 101 |
| Figura 45 – Corrente da fonte no cenário CT1. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms. | 102 |
| Figura 46 – Corrente do cenário CT2. (a) Fonte (b) Filtro (c) Fase A (d) Neutro. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms. | 103 |
| Figura 47 – Corrente do cenário CT3. (a) Fonte (b) Filtro (c) Fase A (d) Neutro. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms. | 104 |
| Figura 48 – Corrente do cenário CT4. (a) Fonte (b) Filtro (c) Fase A (d) Neutro. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms. | 105 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|-----|
| Tabela 1 – Máxima Distorção Harmônica Individual de corrente conforme recomendação <i>Standard IEEE 1159</i> (2019) para sistemas com tensão nominal entre 120 V e 69 kV. | 29 |
| Tabela 2 – Parâmetros de configuração do <i>PSCAD</i> utilizados para os ensaios de simulação deste trabalho. | 87 |
| Tabela 3 – Sintonia do passo adaptativo do <i>FLC</i> | 88 |
| Tabela 4 – Sintonia do passo adaptativo do <i>FLC</i> | 88 |
| Tabela 5 – Parâmetros adotados para o <i>MSOGI-PLL</i> neste trabalho. | 89 |
| Tabela 6 – Parâmetros adotados para os ensaios de simulação. | 89 |
| Tabela 7 – Resultados dos Ensaio de Simulação. | 96 |
| Tabela 8 – Parâmetros do sistema elétrico desenvolvido para a simulação em tempo real. .. | 100 |
| Tabela 9 – Resultados da distorção harmônica e consumo de potência do FAPS | 106 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|---------|---|
| 3WFLC | 3-phase Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner |
| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica |
| ANF | Adaptive Notch Filters |
| BMFLC | Band-limited Multiple Fourier Linear Combiner |
| DDSRF | Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop |
| DEPLL | Double Enhanced Phase-Locked Loop |
| DFLC | Double Fourier Linear Combiner |
| DFT | Discrete Fourier Transform |
| DHT | Distorção Harmônica Total |
| DSC | Delayed Signal Cancellation |
| DSOGI | Double Second Order Generalized Integrator |
| EPLL | Enhanced Phase-Locked Loop |
| FAP | Filtro Ativo de Potência |
| FAPS | Filtro Ativo de Potência Seletivo |
| FD | Fator de Desequilíbrio |
| FFLC | Fourier-Fortescue Linear Combiner |
| FLC | Fourier Linear Combiner |
| FLC-LMK | Fourier Linear Combiner based on Modified Least Mean Kurtosis |
| FLL | Frequency-Locked Loop |
| FPB | Filtro Passa-Baixa |
| FPF | Filtro Passa-Faixa |
| HIL | Hardware-in-the-Loop |
| IEC | International Electrotechnical Commission |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| LF | Loop Filter |
| LMS | Least Mean Square |
| MEPLL | Modified Enhanced Phase-Locked Loop |
| MSOGI | Multiple Second Order Generalized Integrator |
| NFLC | Non-uniform Fourier Linear Combiner |
| PCC | Point of Common Couple |
| PD | Phase Detector |
| PLL | Phase-Locked Loop |
| PNSC | Positive and Negative Sequence Calculator |

| | |
|---------|---|
| PRODIST | Positive Sequence Calculator |
| QSG | Quadrature Signal Generator |
| QWFLC | Quaternions Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner |
| ROGI | Reduced Order Generalized Integrator |
| SDFLC | Sequence Detector based on Fourier Linear Combiner |
| SEP | Sistema Elétrico de Potência |
| SIL | Software-in-the-Loop |
| SOGI | Second Order Generalized Integrator |
| SPWM | Sinusoidal Pulse Width Modulator |
| SRF | Synchronous Reference Frame |
| SVFT | Space-Vector discrete-time Fourier Transform |
| VCO | Voltage Controlled Oscillator |
| VTCD | Variação de Tensão de Curta Duração |
| WFLC | Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner |
| WFLC-KF | High-Order Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner based Kalman Filter |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|----------------|---|
| ε | Erro ou desvio de rastreamento |
| σ | Variância em uma curtose de menor média |
| γ | Ganho proporcional do <i>FLL</i> |
| θ_e | Fase em sincronia com o campo girante |
| θ' | Fase estimada ou rastreada (rad) |
| φ | índice de fase em um <i>FFLC</i> |
| μ | Passo adaptativo para rastreamento de amplitude do <i>FLC</i> |
| μ_0 | Passo adaptativo para rastreamento de frequência do <i>WFLC</i> |
| ω_0 | Frequência da componente fundamental (rad/s) |
| ω' | Frequência estimada ou rastreada (rad/s) |
| $\Delta\omega$ | Incremento de frequência (rad) |
| a | Operador vetorial da Transformada de Fortescue |
| b, c | Coefficientes de uma série de Fourier |
| d | Resposta discreta esperada em um filtro adaptativo |
| g | Índice de cada componente da matriz do <i>NFLC</i> |
| h | Ordem harmônica |
| i, j, k | Eixos complexos em um quatérnio |
| i_α | Corrente original no eixo alfa (A) |
| i_β | Corrente original no eixo beta (A) |
| i'_α | Corrente estimada no eixo alfa (A) |
| i'_β | Corrente estimada no eixo beta (A) |
| i_0 | Corrente de sequência zero (A) |
| I_{sc} | Corrente de curto-circuito (A) |
| I_L | Corrente de carga (A) |
| L | Metade do comprimento de uma onda periódica |
| k | Ganho proporcional em uma estrutura <i>SOGI</i> |
| M | Número Máximo de Harmônicos |
| N | Número de amostras em um sistema discretizado |
| n | Índice de uma amostra em um sistema discretizado |
| p | Potência real instantânea (W) |
| \bar{p} | Potência real média (W) |
| \tilde{p} | Potência real oscilante (W) |

| | |
|--------------|---|
| q | Potência imaginária instantânea (Var) |
| \bar{q} | Potência imaginária média (Var) |
| \tilde{q} | Potência imaginária oscilante (Var) |
| p' | Potência real estimada (W) |
| qv' | Quadratura do sinal rastreado em uma estrutura <i>SOGI</i> (pu) |
| r | eixo real em um quatérnio |
| R | elemento da matriz diagonal do <i>NFLC</i> |
| \mathbf{R} | Matriz diagonal do <i>NFLC</i> |
| T | Período de um sinal descrito por uma série de Fourier |
| u | Entrada ou sinal original a ser rastreado* |
| \mathbf{U} | Vetor de entrada de um sinal discretizado |
| v | sinal original a ser rastreado (pu)* |
| v' | sinal estimado ou rastreado (pu) |
| v_α | Tensão no eixo alfa (V) |
| v_β | Tensão no eixo beta (V) |
| v_0 | Tensão de sequência zero (V) |
| v_1 | Tensão de sequência positiva (V) |
| v_2 | Tensão de sequência negativa (V) |
| v_a | Tensão da fase A (V) |
| v_b | Tensão da fase B (V) |
| v_c | Tensão da fase C (V) |
| v_d | Tensão no eixo direto d (V) |
| v_q | Tensão no eixo em quadratura q (V) |
| V_1 | Módulo da Tensão fundamental de sequência positiva (V) |
| V_2 | Módulo da Tensão fundamental de sequência negativa (V) |
| V_h | Módulo da Tensão harmônica de ordem h (V) |
| W | peso de uma série de Fourier |
| \mathbf{W} | Vetor de pesos de uma série de Fourier em um <i>FLC</i> |
| \mathbf{X} | Vetor de componentes trigonométricas de uma série de Fourier em um <i>FLC</i> |
| x | Componente trigonométrica de uma série de Fourier |
| z | Ruído branco em um sinal discretizado |

SUMÁRIO

| | |
|--|-----------|
| 1 INTRODUÇÃO | 19 |
| 1.1 Objetivos..... | 24 |
| 1.2 Organização do Trabalho..... | 24 |
| 2 PARÂMETROS DE QUALIDADE DE ENERGIA | 26 |
| 2.1 Distúrbios Transitórios | 26 |
| 2.2 Distúrbios Permanentes | 26 |
| 2.2.1 Distúrbios Harmônicos | 28 |
| 2.2.2 Desequilíbrios de Tensão e Corrente | 30 |
| 2.2.3 A Transformada de Fortescue..... | 31 |
| 2.3 Considerações sobre o Capítulo | 33 |
| 3 RASTREADORES DE SINAIS TRIFÁSICOS | 34 |
| 3.1 Estrutura original de um <i>PLL</i> | 34 |
| 3.2 <i>SRF-PLL</i> | 35 |
| 3.2.1 A Transformada de Clarke e Park | 35 |
| 3.2.2 O diagrama de blocos do <i>SRF-PLL</i> | 37 |
| 3.3 <i>PLL</i> baseado na Teoria p-q..... | 38 |
| 3.3.1 A Teoria p-q | 38 |
| 3.3.2 O <i>p-PLL</i> e o <i>q-PLL</i> | 40 |
| 3.4 <i>PLL</i> com detecção de sinais em quadratura | 42 |
| 3.5 <i>SOGI-PLL</i> | 46 |
| 3.5.1 Estrutura original do <i>SOGI-QSG</i> | 47 |
| 3.5.2 O <i>Multiple SOGI-PLL</i> | 49 |
| 3.6 SVFT | 50 |
| 3.7 Considerações sobre o Capítulo | 51 |
| 4 O COMBINADOR LINEAR DE FOURIER EM SISTEMAS TRIFÁSICOS | 53 |
| 4.1 Combinadores Lineares de Fourier | 53 |
| 4.1.1 Série e Transformada de Fourier..... | 53 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 4.1.2 | Filtros Adaptativos e Rastreamento de Sinais Periódicos | 54 |
| 4.1.3 | Algoritmo <i>LMS</i> | 55 |
| 4.1.4 | O Combinador Linear de Fourier | 57 |
| 4.1.5 | O Combinador Linear de Fourier com Frequência Ponderada | 60 |
| 4.1.6 | O Combinador Linear de Fourier Não-Uniforme | 62 |
| 4.1.7 | O Combinador Linear de Fourier com Frequência Ponderada utilizando Quatérnios | 64 |
| 4.1.8 | O Combinador Linear de Fourier de Banda Limitada Múltipla | 66 |
| 4.1.9 | O Combinador Linear de Fourier baseado na Curtose de Menor Média..... | 67 |
| 4.1.10 | O Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa baseado em Filtros de Kalman | 69 |
| 4.2 | Considerações sobre o Capítulo | 70 |
| 5 | O COMBINADOR LINEAR DE FOURIER EM SISTEMAS TRIFÁSICOS | 72 |
| 5.1 | <i>FLC</i> em sistemas monofásicos | 72 |
| 5.2 | Combinador Linear de Fourier Duplo para Rastreamento de Sequência Positiva e Negativa | 75 |
| 5.3 | Combinador Linear de Fourier-Forstescue | 76 |
| 5.4 | Combinador Linear de Fourier de Frequência Ponderada Trifásico | 81 |
| 5.5 | Considerações sobre o Capítulo | 84 |
| 6 | ENSAIOS DE SIMULAÇÃO | 86 |
| 6.1 | Simulador e Configuração | 87 |
| 6.2 | Sintonia dos Parâmetros dos Rastreadores | 87 |
| 6.3 | Ensaios | 89 |
| 6.3.1 | Afundamento Simétrico – CS1 | 90 |
| 6.3.2 | Afundamento Assimétrico – CS2 | 91 |
| 6.3.3 | Frequência de um Novo Sinal – CS3..... | 92 |
| 6.3.4 | Variação de Frequência – CS4 | 93 |
| 6.3.5 | Rastreamento de Componentes Harmônicas – CS5..... | 94 |
| 6.4 | Conclusões Preliminares | 96 |
| 7 | ENSAIOS EM BANCADA DE SIMULAÇÃO DE TEMPO REAL | 97 |

| | |
|--|------------|
| 7.1 Bancada de Simulação em Tempo Real | 97 |
| 7.2 O Filtro Ativo de Potência Seletiva..... | 98 |
| 7.3 Controle de FAPS utilizando o <i>3WFLC/FFLC</i>..... | 100 |
| 7.4 Cenários e Resultados | 101 |
| 7.4.1 Compensação Harmônica Não Seletiva – CT2 | 102 |
| 7.4.2 Compensação de Componentes Harmônicas Não Convencionais e de Sequência Zero – CT3 | 103 |
| 7.4.3 Compensação de Componentes Harmônicas de Sequência Zero – CT4..... | 104 |
| 7.4.4 Distorção Harmônica, Consumo de Potência e Processamento | 105 |
| 7.5 Discussão sobre os Resultados Obtidos | 106 |
| 8 CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS..... | 108 |
| 8.1 Trabalhos Futuros | 109 |
| REFERÊNCIAS | 111 |
| APÊNDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA | 123 |

1 INTRODUÇÃO

O aumento do número de cargas não lineares presentes em sistemas de energia, provocou uma constante busca por novas estratégias de monitoramento e melhoria da qualidade da energia elétrica ofertada pelas distribuidoras. Simultaneamente, do ponto de vista das fontes, a grande inclusão de fontes de energia renováveis, principalmente àquelas baseadas em unidades de geração não-rotacional, contribuem para o enfraquecimento do barramento infinito, propiciando uma redução da estabilidade do sistema de energia. Assim, diversas estratégias e abordagens de controle e processamento de sinais podem ser encontradas na literatura para rastreamento e redução de distúrbios, desde desequilíbrios, à alta presença harmônica (SIKDER e SINGH, 2021) (ROCHA e SANCHEZ, 2012).

Por cargas não lineares, entende-se todas as cargas que distorcem as formas de onda da corrente ou tensão, distorção essa, que implica um aumento da penetração harmônica no sistema elétrico. Entretanto, a presença das cargas não lineares, principalmente àquelas com grande quantidade de componentes eletrônicos operando com diferentes frequências de chaveamento, é inevitável, exigindo, portanto, uma maior robustez e estabilidade do sistema onde elas estão acopladas. Dentre os diversos problemas ocasionados pela presença de harmônicos podem ser mencionados sobreaquecimento de transformadores, motores e outros elementos, interferência em sistemas eletrônicos e de comunicação e queima de dispositivos.

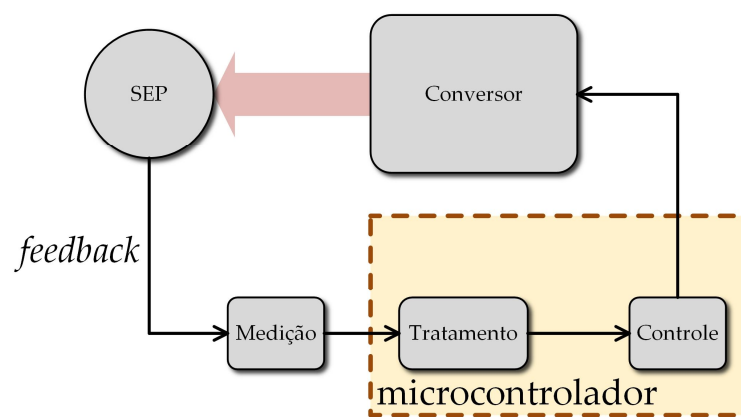
Além disso, o aumento de complexidade operacional e interdependência de diversos sistemas elétricos, conforme cresce o número de fontes renováveis de micro e mini geração de energia, torna o sistema mais vulnerável a distúrbios, podendo ocasionar a interrupção do fornecimento de energia. Estes distúrbios podem provocar perda de ferramentas de produção, por paradas bruscas e interrupção de serviços essenciais, como bancos, telecomunicações e hospitais (BOLLEN, 2000).

Com o objetivo de proteger os sistemas e os equipamentos acoplados a eles, os requisitos de qualidade de energia buscam se adequar aos novos paradigmas da rede elétrica, impondo à gestão da rede a observação e monitoramento de diversos parâmetros. Atualmente, diversos padrões, normas e recomendações, como o PRODIST (2021), a IEC 1000-3-6 (2000) e IEEE 519 (2014), determinam limites para oscilações de amplitude, fase, frequência e desequilíbrio entre fases, assim como para as distorções harmônicas e potência reativa.

O monitoramento em tempo real das tensões e correntes, para garantir o funcionamento do sistema, provocou um aumento do uso de estratégias de controle e processamento de sinais associados a novas estratégias de acionamentos elétricos e eletrônica de potência. Tais estudos, encontrados em abundância na literatura da área, têm tornado comum o uso do termo processamento de energia (BOLLEN, 2000).

O processamento de energia é o estudo do processamento e controle do fluxo de potência por meio da operação sobre as formas de onda da corrente e tensão elétricas. Dentre seus objetivos podem ser mencionadas a oferta de energia elétrica para o cliente final, dentro das necessidades do próprio cliente. Um diagrama de blocos característico de processamento de energia pode ser encontrado na Figura 1.

Figura 1 – Diagrama de blocos característico de processamento de energia



Fonte: elaborada pelo autor

Na Figura 1 está representado o conversor acoplado a um sistema elétrico de potência (SEP). A medição pode ser realizada sobre a carga, fonte ou ponto de acoplamento no SEP, e envia sinais para um microcontrolador. O microcontrolador é responsável por realizar o tratamento dos sinais, ou pré-processamento, e implementar as estratégias de controle adotada pelo projetista. Por fim, esse microcontrolador opera o conversor de energia com base na estratégia e nos sinais de comando recebidos.

Uma aplicação de processamento de energia facilmente encontrada na literatura é o Filtro Ativo de Potência (FAP). A função de um FAP é garantir a qualidade de energia em um SEP, por meio do uso de conversores ativos, para compensação de reativos, desequilíbrios e harmônicos. Esta compensação pode ser implementada para tensão ou corrente, conforme características próprias do FAP adotado, podendo, inclusive, ser seletiva, tornando as estratégias adotadas

amplamente customizáveis para o projetista do sistema. Este Filtro Ativo de Potência Seletivo (FAPS) pode ser encontrado com facilidade na literatura aplicado em sistemas para redução do consumo de potência do conversor, priorizando os distúrbios de maior impacto sobre o sistema (XIE *et al.*, 2012).

A aplicação de filtros ativos, assim como outras aplicações de processamento de energia, demanda a busca por sistemas robustos de rastreamento dos sinais da rede elétrica. A função dos rastreadores é determinar a fase e outras informações necessárias da tensão e corrente do sistema elétrico em tempo real, com o objetivo de permitir a atuação dos controladores de forma sincronizada (LEE *et al.*, 1999). Vale mencionar que se considera sistemas de tempo real, como sistemas que possibilitem a ação dos controladores dentro das restrições de tempo impostas pelas tarefas a serem executadas. Neste sentido, tarefas de processamento de energia possuem limites temporais justos, tanto pela frequência do sistema, quanto pela necessidade de rápida atuação de sistemas perante distúrbios. Assim, é essencial que os rastreadores utilizados sejam robustos, mas que também permitam a execução dos sistemas de controle dentro do limite temporal possível. Também é necessário considerar que tais sistemas possuem estrutura variável devido à atuação de chaves eletrônicas em inversores e retificadores que inserem descontinuidades por meio do chaveamento (BERNARDO, 1999). Tais descontinuidades podem gerar instabilidades, que devem ser devidamente estimadas pelos rastreadores.

Dentre os rastreadores encontrados na literatura, os primeiros aplicados em sistemas de energia são os rastreadores de laço fechado em fase (*Phase-Locked Loop – PLL*). Os *PLLs* com maior representatividade são os de Sistema de Referência Síncrono (*Synchronous Reference Frame PLL – SRF-PLL*) e o *p-PLL* e *q-PLL* baseados na teoria p-q (CHUNG, 2000) (ROLIM *et al.*, 2006). O primeiro utiliza as Transformadas de Clarke e Park para gerar um fasor e encontrar qual fase que elimina completamente a parte em quadratura no eixo dq, enquanto o segundo se baseia na teoria p-q para encontrar a fase do sinal que elimina a potência oscilante do sinal estimado. Posteriormente, o *EPLL* desenvolvido por Karimi-Ghartemani e outros (2004) utiliza filtros *notch* adaptativos para selecionar e permitir a passagem somente da componente fundamental dos sinais rastreados, tornando o rastreamento de fase mais robusto. Além disso, o *EPLL* possibilitou também o rastreamento da amplitude e frequência, ampliando as possibilidades dos sistemas de controle a serem sincronizados. Ainda pode ser encontrado o rastreador baseado em Cancelador de Sinal Atrasado (*Delayed Signal Cancellation – DSC*) que utiliza a estrutura periódica do sinal para cancelar distúrbios não-periódicos (NEVES, 2010). O Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*Second Order Generalized Integrator – SOGI*),

por sua vez, substitui os filtros *notch* do *EPLL* por integradores de segunda ordem, a fim de obter um rastreamento com menor custo computacional (RODRIGUEZ *et al.*, 2006).

Com o aumento das cargas não lineares e, conseqüentemente, o aumento da penetração harmônica nos sistemas elétricos, outras estratégias foram desenvolvidas para rastrear essas componentes harmônicas. Estas estratégias utilizam diferentes abordagens, como Transformadas de Fourier, como a Transformada de Fourier de Vetor Espacial (*Space-Vector Fourier Transformer – SVFT*) e filtros adaptativos para identificar e rastrear separadamente as componentes harmônicas do sinal original.

Dentre as estratégias de filtros adaptativos, as que se utilizam das médias de mínimos quadrados (*Least Mean Square - LMS*) se destacam no rastreamento de sinais periódicos na literatura de engenharia biomédica. Dentre essas estratégias, o Combinador Linear de Fourier (*Fourier Linear Combiner – FLC*) (VAZ *et al.*, 1989) é encontrado para rastreamento e mitigação de tremores humanos, apresentando-se como uma alternativa robusta e eficiente no apoio à escrita e movimentação humana. Uma característica importante para a seleção do FLC é sua capacidade intrínseca de rastrear componentes harmônicas, sem depender do cascadeamento de estruturas, ou da adoção de estratégias acessórias. O *FLC* atua estimando os coeficientes de uma série de Fourier com componente fundamental em uma frequência definida pelo projetista com base em um algoritmo *LMS* adaptativo. Da mesma forma, o rastreamento da frequência do sinal da componente fundamental pode ser realizado por extensões do *FLC* como o Combinador Linear de Fourier de Frequência adaptativa (*Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner – WFLC*) (RIVIERE e THAKOR, 1996). Esta estratégia utiliza uma modificação do algoritmo *LMS* para rastrear a frequência da componente de maior magnitude presente no sinal original. Outras extensões tornam o *FLC* mais seletivo (VELUVOLU, 2007), robusto (VAZ *et al.*, 1994) ou adaptam o mesmo para atuação em outros cenários (ADHIKARI, 2015). O *FLC*, ou alguma de suas extensões, já foi aplicado em sistemas de energia por diversos autores (KHAN *et al.*, 2019), seja como rastreador ou como medidor de qualidade de energia, e se apresentou como uma alternativa robusta e seletiva. Estas aplicações objetivam rastrear a frequência e a fase da componente fundamental, ou determinar um conjunto de componentes harmônicas em um sinal elétrico monofásico. Em relação à sistemas trifásicos, ainda não são encontradas muitas referências de aplicação do *FLC*, principalmente para rastreamento de distúrbios desequilibrados. Assim, verifica-se a possibilidade do desenvolvimento de uma extensão do *FLC* que possa atuar de forma intrínseca no rastreamento de componentes harmônicas e em

componentes simétricas, possibilitando a mitigação de harmônicos e desequilíbrios de forma seletiva.

Esta tese de doutorado tem o objetivo de desenvolver e verificar a aplicabilidade do uso do *FLC* em sistemas elétricos trifásicos, propondo extensões desta estratégia que permitam o rastreamento conjunto de componentes harmônicas e componentes simétricas de forma seletiva. Estas extensões serão aplicadas para mitigação de distúrbios harmônicos e sequenciais de forma seletiva por meio de um filtro ativo de potência, a fim de se verificar a sua robustez e eficiência. Duas extensões serão propostas ao longo do texto, sendo a primeira uma extensão do *FLC*, denominada Detector de Sequência baseado em Combinadores Lineares de Fourier (*Sequence Detector Fourier Linear Combiner – SDFLC*), e a segunda uma extensão do *WFLC* denominada Combinador Linear de Fourier de Frequência Adaptativa Trifásico (*3-phase Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner – 3WFLC*). O *SDFLC* atua modificando o algoritmo do *FLC* para incluir uma Transformada de Fortescue, possibilitando o rastreamento das componentes simétricas em qualquer componente harmônica selecionada. Já o *3WFLC* se utiliza do *SDFLC* para tornar o rastreamento de frequência mais robusto perante oscilações de amplitude e fase.

O processo de desenvolvimento e sintonia das duas estratégias será elaborado e apresentado, assim como o embasamento teórico necessário para o seu desenvolvimento. Estes algoritmos serão validados em simulação em comparação com outras estratégias encontradas na literatura para rastreamento de componentes harmônicas e componentes simétricas. Nestas simulações serão avaliados o tempo de acomodação perante distúrbios de afundamento, elevação dos níveis de amplitude do sinal original e oscilações de frequência e fase. Também serão avaliadas sua eficiência no rastreamento da distorção harmônica total e de componentes harmônicas específicas em cenários com grande penetração harmônica e sua imunidade à distúrbios de penetração harmônica no rastreamento da componente fundamental. Posteriormente, por meio da simulação em *software* próprio para simulações de tempo real, será apresentada uma estratégia de controle de um FAPS baseada nas contribuições aqui apresentadas, que será validada pela capacidade de mitigação dos harmônicos selecionados pelo projetista, permitindo o projeto de filtros de menor consumo.

1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver algoritmos baseados em *FLC* para rastreamento da frequência, amplitude e fase da componente fundamental, harmônicas e sequência de um sinal periódico trifásico de corrente ou tensão, avaliando sua robustez e eficiência em aplicações de processamento de energia.

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho foi organizado em sete capítulos, com escopos definidos e encadeados para melhor compreensão do texto. O Capítulo 1 contém uma introdução sobre a importância do uso dos rastreadores de sinais elétricos de potência e uma breve apresentação das diferentes estratégias que podem ser adotadas para implementação desse rastreamento, ressaltando as estratégias baseadas em Combinadores Lineares de Fourier e suas origens. Também é apresentado o objetivo geral deste trabalho e sua organização. O Capítulo 2 apresenta uma breve análise dos diversos distúrbios encontrados em sistemas elétricos de potência e os padrões de qualidade de energia adotados para manutenção do fornecimento de energia elétrica, e utilizados como parâmetro para os rastreadores desenvolvidos neste trabalho. No Capítulo 3 é apresentado um estado da arte das principais estratégias de rastreamento de sinais encontrados na literatura, definindo-as brevemente e analisando-as qualitativamente. Também é desenvolvida a definição do Combinador Linear de Fourier e são apresentadas as principais modificações realizadas sobre o Combinador Linear de Fourier.

O Capítulo 4 realiza a apresentação das contribuições deste trabalho, apresentando a aplicação do Combinador Linear de Fourier em sistemas trifásicos para rastreamento das componentes harmônicas e simétricas por meio do Combinador Linear de Fourier-Fortescue. Também é aplicado um rastreamento da frequência mais robusto pela utilização do Combinador Linear de Fourier de Frequência Ponderada Trifásico, com base no rastreamento da frequência trifásica de sequência positiva. No Capítulo 5, os resultados de simulação que avaliam as diferentes contribuições desenvolvidas neste trabalho são apresentados. Diferentes cenários são propostos e a eficiência dos algoritmos diante desses cenários é avaliada por meio de *softwares* de simulação de transitórios elétricos. Os resultados obtidos são comparados àqueles obtidos pela aplicação de outro rastreador consagrado na literatura. O Capítulo 6 realiza o estudo de caso de um Filtro Ativo de Potência Seletivo para mitigação seletiva de harmônicos. O filtro foi implementado em uma plataforma de simulação em tempo real, e o controle do filtro foi

desenvolvido baseado no Combinador Linear de Fourier-Fortescue e Combinador Linear de Fourier de Frequência Ponderada Trifásico. Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões finais acerca do trabalho desenvolvido, identificando a robustez da estratégia desenvolvida e destacando as contribuições discutidas ao longo do trabalho. Também são apresentadas as propostas de continuidade dos assuntos tratados neste texto. No APÊNDICE A estão descritos os trabalhos publicados com base nesta pesquisa, no formato de artigos apresentados em congresso e artigos publicados em periódicos da área, nacionais e internacionais.

2 PARÂMETROS DE QUALIDADE DE ENERGIA

Conforme o *IEEE Standard 1159* (2019), o termo qualidade de energia se refere a uma gama de diferentes fenômenos eletromagnéticos que interferem no funcionamento esperado de um sistema elétrico. Esses fenômenos englobam diversas ocorrências ou distúrbios possíveis em sistemas elétricos, permanentes ou transitórios, em baixa frequência ou alta frequência. A ANEEL (2021) divide a avaliação da qualidade de energia em um sistema de distribuição como qualidade do produto e do serviço, sendo a qualidade do produto, aquela a ser abordada nesta tese. Neste capítulo, os principais termos e distúrbios relacionados à qualidade de energia serão definidos e seus limites estabelecidos para este trabalho, assim como serão apresentadas as principais características em um rastreador aplicado a sistemas elétricos de potência.

2.1 Distúrbios Transitórios

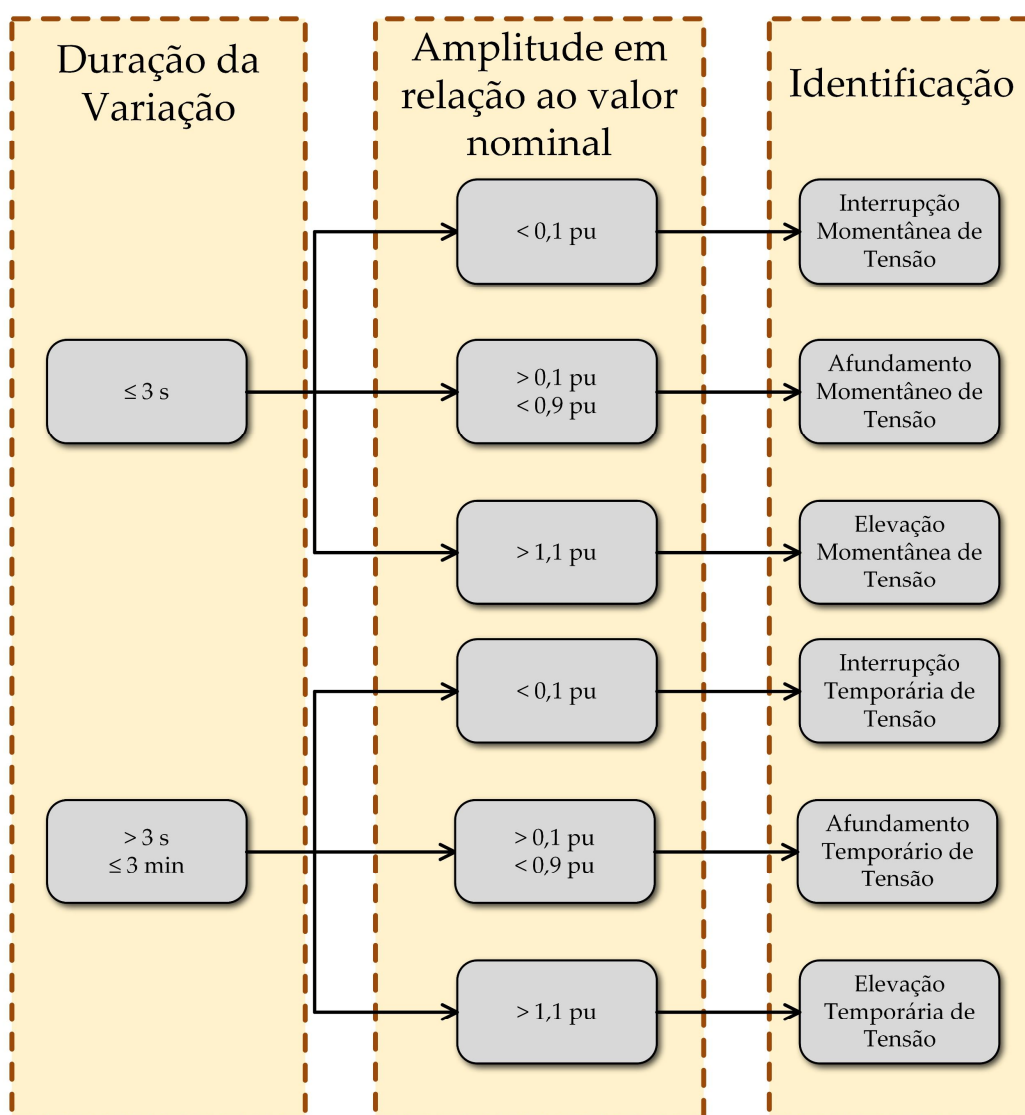
Um distúrbio transitório é uma súbita variação das condições nominais da tensão, corrente ou ambas, de polaridade unidirecional. Normalmente ela pode ser caracterizada pelo seu valor de pico, tempo de crescimento ou decrescimento, ou ainda tempo de duração, em geral, devido a descargas atmosféricas ou outras causas. São classificados como distúrbios transitórios, os transientes provocados por pulsos, com tempo de variação entre 5 ns e 0,1 ms e duração típica desde inferior a 50 ns a superiores a 1 ms e inferiores a 1 min (*IEEE Standard 1159*, 2019). A ANEEL (2021) determina prioritariamente, para avaliação da qualidade de energia, o monitoramento das Variações de Tensão de Curta Duração (VTCD) que podem ser classificadas conforme a Figura 2.

2.2 Distúrbios Permanentes

Um distúrbio oscilatório ou permanente é uma súbita variação periódica na condição da tensão, corrente ou ambas, incluindo polaridades positivas e negativas. Convencionalmente, a magnitude desse distúrbio se reduz a cada período da componente fundamental da tensão do sistema elétrico. Geralmente é descrita pela sua magnitude, frequência do distúrbio e duração (*IEEE Standard 1159*, 2019). Em geral, este tipo de distúrbio pode ser causado pela presença de cargas eletrônicas, ou ainda pela presença de cargas altamente indutivas ou capacitivas de forma desequilibrada entre as fases do sistema elétrico. A ANEEL (2021) também indica a importância do monitoramento do fator de potência e componentes harmônicas como essencial para determinação da qualidade de energia ofertada pelos sistemas de distribuição. Os diversos

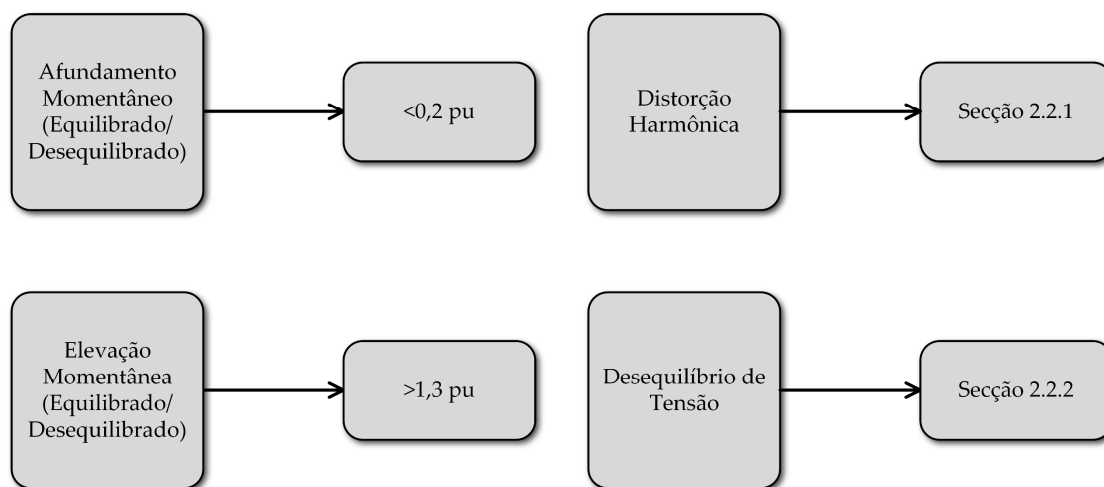
distúrbios permanentes e os limites definidos pela ANEEL (2021) estão apresentados na Figura 2., enquanto os adotados neste trabalho estão apresentados na Figura 3. Dentre os valores previstos na norma, foram adotados, para este trabalho, valores específicos durante os ensaios implementados nos Capítulos 6 e 7. Nesta tese, em virtude do desenvolvimento de uma estratégia desenvolvida para o rastreamento de componentes harmônicas e sequenciais, os distúrbios harmônicos e desequilíbrios serão melhor abordados na Seção 2.2.1 e Seção 2.2.2 respectivamente.

Figura 2 – Classificação de Variações de Tensão de Curta Duração.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 3 – Limites de Qualidade de Energia adotados neste trabalho.



Fonte: elaborada pelo autor.

2.2.1 Distúrbios Harmônicos

Os distúrbios harmônicos se referem a quaisquer deformações da forma de onda da tensão ou corrente de um sistema elétrico em relação à forma de onda senoidal com frequência da componente fundamental (ANEEL, 2019). Essa deformação é provocada por componentes harmônicas, cujas frequências são múltiplas da frequência da componente fundamental, e inter-harmônicas, cujas frequências não são múltiplas da frequência da componente fundamental (*IEEE Standard 519*, 2014). Essa deformação é convencionalmente provocada pela presença de cargas não lineares, principalmente retificadores, largamente utilizados em grande quantidade conectados a sistemas de distribuição (*IEEE Standard 519*, 2014). A Distorção Harmônica Total (DHT) de um determinado sistema é definido como o somatório das distorções harmônicas individuais de cada uma das componentes harmônicas presentes na tensão ou correntes mensuradas do sinal do sistema elétrico. A DHT pode ser determinada percentualmente, conforme expressado pela equação

$$DHT_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^M V_h^2}}{V_1} \times 100, \quad (2.1)$$

na qual M é o número máximo de harmônicos analisados no sinal, ou ordem harmônica, h o índice das harmônicas analisadas, V se refere à tensão, que pode ser substituído pela corrente I , conforme a variável analisada, e o índice 1 se refere à componente fundamental do sinal.

O *Standard IEEE 519* (2014) recomenda, para instalações com tensão nominal inferior a 1,0 kV, uma DHT de tensão máximo de 8,0% no Ponto de Acoplamento Comum (*Point of Common Coupling – PCC*) e um limite de 5,0% para cada harmônico individualmente. No Brasil, a ANEEL (2021) estabelece critérios mais específicos para a medição da DHT, como a DHT_p que é calculado somente entre os harmônicos pares, a DHT_i , calculado somente entre harmônicos ímpares não múltiplos de 3 e a DHT_3 calculado somente entre múltiplos do terceiro harmônico. Tais limites são, respectivamente, 2,5%, 7,5% e 6,5%, que só podem ser ultrapassados em 5% das 1008 medições válidas de 200 ms.

Quanto aos harmônicos de corrente, o *Standard IEEE 519* (2014) estabelece seus limites de forma geral, enquanto no Brasil, esses limites são estabelecidos conforme a concessionária. A Tabela 1 apresenta de forma detalhada os limites harmônicos de corrente recomendados que serão adotados neste trabalho. Nesta Tabela, os valores de corrente se referem ao valor percentual em relação a corrente demandada (I_L) e o termo I_{sc} se refere à corrente de curto. As ordens pares são limitadas à 25% do valor da ordem harmônica imediatamente superior. No cálculo de cada componente harmônico deve ser incorporado os interharmônicos da banda lateral de 5 Hz acima e abaixo da frequência da componente harmônica

Tabela 1 – Máxima Distorção Harmônica Individual de corrente conforme recomendação *Standard IEEE 1159* (2019) para sistemas com tensão nominal entre 120 V e 69 kV.

| I_{sc}/I_L | $3 \leq h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h < 50$ | DHT |
|---------------------------|-----------------|------------------|------------------|------------------|------------------|-------|
| $I_{sc}/I_L < 20$ | 4,0% | 2,0% | 1,5% | 0,6% | 0,3% | 5,0% |
| $20 < I_{sc}/I_L < 50$ | 7,0% | 3,5% | 2,5% | 1,0% | 0,5% | 8,0% |
| $50 < I_{sc}/I_L < 100$ | 10,0% | 4,5% | 4,0% | 1,5% | 0,7% | 12,0% |
| $100 < I_{sc}/I_L < 1000$ | 12,0% | 5,5% | 5,0% | 2,0% | 1,0% | 15,0% |
| $I_{sc}/I_L > 1000$ | 15,0% | 7,0% | 6,0% | 2,5% | 1,4% | 20,0% |

Neste trabalho, quando necessário estabelecer limites aceitáveis de harmônicos de tensão e corrente presentes em Sistemas Elétricos de Potência, eles serão adotados em conformidade com as recomendações da área e normas de distribuição brasileiras apresentadas neste capítulo.

Desses, vale destacar a importância do monitoramento e mitigação da presença dos harmônicos pares no sistema elétrico, uma vez que a presença destas componentes harmônicas têm crescido

em conjunto com o aumento massivo de dispositivos não lineares. Barros e Ramón (2007) estabelecem que a distorção harmônica provocada pela presença de componentes harmônicos pares no sistema elétrico é mais danosa aos equipamentos conectados neste sistema. Dentre os diversos possíveis distúrbios provocados pela distorção de segundo harmônico, podem ser mencionados maiores perdas por aquecimento em componentes e indicativo da presença de componentes CC em transformadores. Também pode ser verificado que a presença de harmônicos pares contribui significativamente para os desequilíbrios de tensão em sistemas elétricos, bem como aumentam a probabilidade de falha na operação de equipamentos sensíveis a altos valores de pico (HEYDT e LIU, 2005).

2.2.2 Desequilíbrios de Tensão e Corrente

O desequilíbrio ocorre quando há qualquer diferença nos valores das amplitudes ou ângulos de fase dos sinais entre as diferentes fases de um sistema elétrico, podendo ser definido para tensão ou corrente de forma independente. Tipicamente, os desequilíbrios de tensão são inferiores a 5% da tensão nominal, enquanto as correntes podem possuir valores maiores, principalmente quando existem grandes cargas monofásicas acopladas ao sistema elétrico (*Standard IEEE 519*, 2019). Desequilíbrios de tensão e de corrente podem comprometer o desempenho e vida útil, sobrecarregar o cabeamento de neutro em um sistema a quatro fios e provocar perdas excessivas, além de influenciar a estabilidade do sistema. Também deve-se considerar que a redução da amplitude da tensão pode provocar o sobreaquecimento das instalações, e a variação do ângulo de fase pode provocar travamentos, aumento dos ruídos e vibrações e redução do torque em motores de indução (BOLLEN, 2000).

A análise do desequilíbrio em um sistema elétrico é, em geral, realizada pelo Fator de Desequilíbrio (FD), expresso pela relação entre as componentes de sequência positiva e negativa em termos percentuais da componente de sequência positiva (ANEEL, 2021), em termos da tensão,

$$FD_{\%} = \frac{V_2}{V_1} 100, \quad (2.2)$$

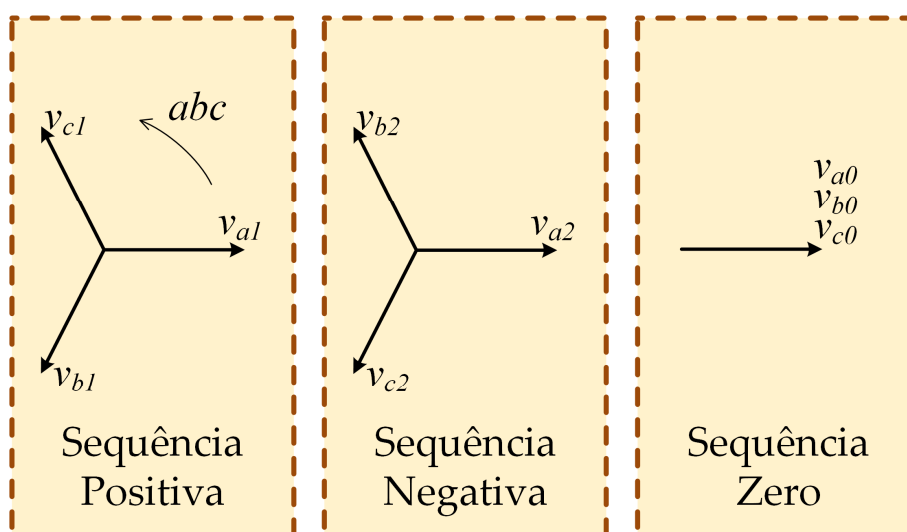
na qual V_1 denota a amplitude da componente de sequência positiva e V_2 a amplitude da componente de sequência negativa da tensão.

Os limites de desequilíbrio de tensão por meio do FD em um sistema elétrico são definidos pela ANEEL (2021) como 3,0% em sistemas com tensão inferior a 1,0 kV e 2,0% em sistemas com tensão entre 1,0 kV e 230,0 kV. Os termos de sequência negativa e positiva, podem ser determinados pela decomposição do sinal da rede elétrica em suas componentes simétricas, obtidas pela Transformada de Fortescue, que será abordada de forma mais apropriadamente na Seção 2.2.3.

2.2.3 A Transformada de Fortescue

A Transformada de Fortescue opera implementando uma decomposição de um sinal elétrico desequilibrado em três componentes simétricas equilibradas, denominadas sequência positiva, sequência negativa e sequência zero. Cada sequência é um conjunto de três fasores equilibrados, ou balanceados, com defasamento e sequência de fases correspondente a sua sequência. A Figura 4 representa o conjunto de fases de cada componente simétrica.

Figura 4 – Componentes Simétricas de um sistema trifásico.



Fonte: elaborada pelo autor

A sequência positiva possui defasamento de 120° entre suas fases, com sequência idêntica à do sistema trifásico original. A sequência negativa possui defasamento de 120° , com sequência de fases oposta em relação à sequência de fases do sistema original. A sequência zero é um conjunto de três fasores idênticos em amplitude e fase (JABR e DZAFIC, 2015).

A decomposição do sinal trifásico original é realizada por meio da multiplicação do sinal por uma matriz de operadores vetoriais de módulo unitário e ângulo de fase 120° , conforme pode ser observado na equação

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

na qual o termo a é o operador vetorial, tal que $a = 1 \angle 120^\circ$ e $a^2 = 1 \angle -120^\circ$ e os índices 0, 1 e 2 identificam os termos das componentes de sequência zero, positiva e negativa respectivamente.

Fisicamente, é possível perceber que a sequência positiva é responsável pela produção do campo magnético direto nos enrolamentos de uma máquina trifásica, enquanto a sequência negativa produz campo no sentido oposto e a sequência zero não produz campo rotacional, mas oscilante entre os enrolamentos de fase. Também é possível perceber que as componentes de sequência zero guardam uma relação intrínseca com a presença de tensão e corrente nos enrolamentos de neutro, por meio de uma análise trigonométrica. Assim, uma sobrecarga no neutro pode ser provocada por uma grande presença de componentes de sequência zero nos enrolamentos (LEÃO *et al.*, 2014).

Aplicando as transformadas de Fourier e de Fortescue, é possível perceber que, em sistemas razoavelmente equilibrados, existe uma relação entre as componentes harmônicas e as componentes simétricas. A componente simétrica ou sequência convencional é cíclica iniciando com a fundamental na sequência positiva, a componente de segundo harmônico na sequência negativa, terceiro harmônico na sequência negativa.

Pode ser observada que as sequências se alternam sequencialmente a cada ordem harmônica, começando pela sequência positiva na fundamental, sequência negativa na segunda ordem e sequência zero na terceira ordem. As componentes de sequência zero são convencionalmente encontradas nas ordens múltiplas de 3, o que implica dizer que as componentes dessas ordens contribuem para o carregamento do neutro. Tal carregamento, inclusive, motiva a regulamentação da ANEEL (2021) para que as componentes harmônicas, múltiplas de 3, sejam monitoradas isoladamente.

Em sistemas desequilibrados e durante a ocorrência de distúrbios, entretanto, as componentes harmônicas podem apresentar sequências não convencionais, assim como em aplicações de forno a arco voltaico, que provocam desequilíbrios no sistema. Nestas situações, notadamente as componentes das ordens múltiplas de 3 podem conter componentes simétricas de sequência positiva e negativa (LEÃO *et al.*, 2014).

2.3 Considerações sobre o Capítulo

Neste capítulo foram analisados os principais distúrbios encontrados em sistemas elétricos trifásicos e os limites recomendados pelo *Standard IEEE 1159* (2019) e ANEEL (2021). Ao longo desta análise, os distúrbios foram classificados em distúrbios transitórios e permanentes, conforme a duração do evento ocorrido. Os distúrbios permanentes podem ser variações prolongadas de amplitude, fase ou frequência da tensão ou corrente do sistema elétrico, além de incluir distorções harmônicas e desequilíbrios de tensão. As distorções harmônicas e desequilíbrios foram discutidos de forma mais detalhada, destacando-se as suas principais causas e consequências para o sistema elétrico. Por fim, foi discutida a decomposição do sinal trifásico desequilibrado em suas componentes simétricas e a relação entre essas componentes e as ordens harmônicas presentes no sinal. A seguir, no Capítulo 3, serão abordadas as principais estratégias de rastreamento de sinais trifásicos encontradas na literatura e suas contribuições para o avanço dos sistemas de processamento de energia.

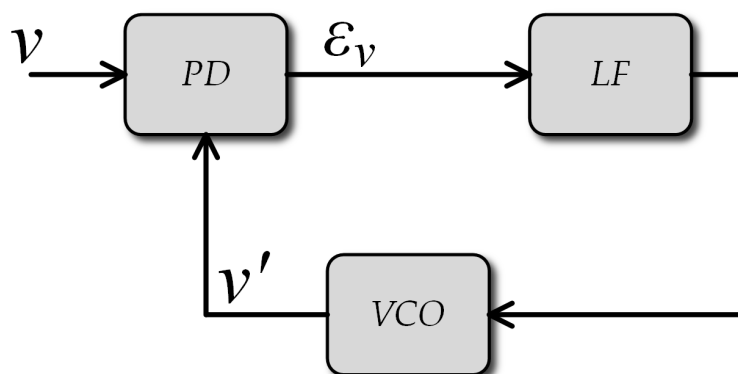
3 RASTREADORES DE SINAIS TRIFÁSICOS

Por sinais trifásicos, entende-se o conjunto de três sinais que correspondem a medições realizadas da tensão ou corrente de um determinado sistema trifásico. A sincronização de diferentes redes elétricas para acoplamento de conversores é habitualmente denominada na literatura por rastreadores de laço fechado em fase (*Phase Locked-Loop – PLL*) (BRENNAN, 1996). Os *PLLs* utilizados em sistema de energia, inicialmente uma adaptação dos *PLLs* rastreadores de fase zero aplicados em sistemas de comunicação, aos poucos começaram a entregar um número maior de informações conforme o aumento da eletrônica de potência embutida nos sistemas elétricos (TARRASÓ, 2020). Neste capítulo serão apresentadas as estratégias de rastreamento de sinais trifásicos mais tradicionalmente encontradas na literatura de sistemas de energia e suas principais contribuições. Também será apresentada a estratégia do Combinador Linear de Fourier, que será usada como base para o desenvolvimento da contribuição desta tese de doutorado.

3.1 Estrutura original de um *PLL*

A estrutura mais aceita do *PLL* está apresentada na Figura 5. Esta estrutura, desenvolvida por Gupta (1975), consiste em um detector de fase (*Phase Detector – PD*), um filtro de laço (*Loop Filter – LF*) e um oscilador controlado de tensão (*Voltage Controlled Oscillator – VCO*).

Figura 5 – Diagrama de blocos de um *PLL* conforme apresentado por Gupta (1975).



Fonte: elaborada pelo autor

Habitualmente, em sistemas de energia, a entrada v consiste em um fasor de tensão ou corrente e o erro ε_v é um erro de fase. O *VCO* é responsável por gerar um sinal estimado v' de frequência

e fase variáveis e o PD opera sobre o produto fasorial entre v e v' . Só é possível fazer o erro de fase igual a zero, caso a frequência e a fase sejam idênticas.

3.2 SRF-PLL

Uma adaptação direta do PLL de Gupta pode ser vista no desenvolvimento do PLL de Sistema de Referência Síncrono (*Synchronous Reference Frame PLL – SRF-PLL*), desenvolvido por Kaura e Blasko (1997) e Chung (2000). O $SRF-PLL$ se utiliza das Transformadas de Clarke e Park para gerar um fasor nas coordenadas dq com o objetivo de encontrar a fase para a qual o sinal em quadratura seja igual a zero (KAURA e BLASKO, 1997).

As Transformadas de Clarke e Park são um conjunto de transformadas que possibilitam a atuação sobre a amplitude e frequência dos sinais trifásicos de tensão ou corrente de forma desacoplada. O sinal trifásico é então decomposto em dois sinais defasados em 90° e um sinal homopolar ou de sequência zero (BOLDEA e NASAR, 2005). Para os fins de discussão das estratégias de rastreamento aqui utilizadas, as Transformadas de Clarke e Park serão discutidas de forma breve, enquanto uma definição mais geral pode ser encontrada em Kim (2017) e Leonhard (2001).

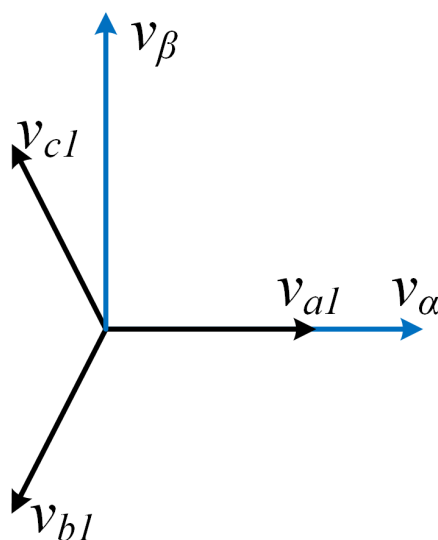
3.2.1 A Transformada de Clarke e Park

A Transformada de Clarke consiste na transposição do sinal trifásico oscilatório de tensão ou corrente, nas coordenadas abc , para um sinal oscilatório bifásico, nas coordenadas $\alpha\beta$, por meio da equação

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

cuja representação fasorial pode ser observada na Figura 6. Habitualmente, a Transformada de Clarke não contempla a sequência zero, conforme representada na Equação (3.1). A aplicação desta transformada permite a simplificação de um sistema trifásico em um sistema bifásico desacoplado entre si, facilitando a implementação de diversos sistemas de controle (ROLIM, 2003)

Figura 6 – Representação fasorial dos sinais trifásicos nas coordenadas abc e $\alpha\beta$.

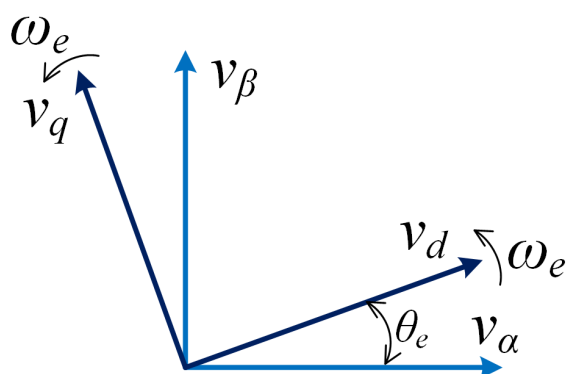


Fonte: elaborada pelo autor

É possível observar que o resultado é um sistema de coordenadas retangulares. Pode-se considerar que as coordenadas $\alpha\beta$ são fictícias ortogonais entre si e estacionárias, na qual a abcissa corresponde ao eixo real α e ordenada corresponde ao eixo imaginário β (KIM, 2017).

A Transformada de Park, por sua vez, transpõe o sinal bifásico das coordenadas $\alpha\beta$ para as coordenadas dq. Enquanto as primeiras são coordenadas estacionárias, as coordenadas dq são coordenadas fictícias rotacionais, conforme pode ser observado na Figura 7, com velocidade determinada pela frequência fundamental do sistema.

Figura 7 – Representação fasorial e temporal dos sinais trifásicos nas coordenadas $\alpha\beta$ e dq.



Fonte: elaborada pelo autor

Como a velocidade relativa entre o sinal bifásico e o eixo d é igual a zero, o resultado é um sinal constante, em fase com o próprio eixo, e outro sinal em fase com o eixo q, em quadratura com o primeiro. A transformação linear, que promove uma rotação conforme a fase θ_e .

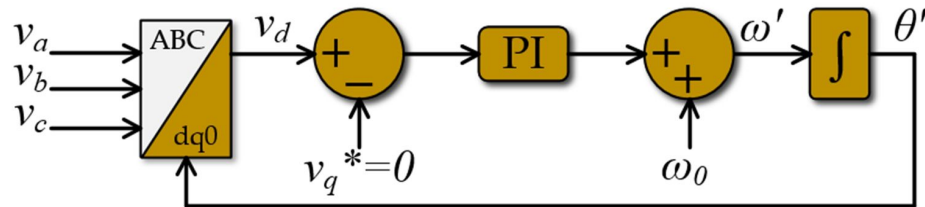
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

é responsável pela transposição das coordenadas $\alpha\beta$ para as coordenadas dq. Nas coordenadas dq, também pode-se encontrar a componente homopolar, caso haja desequilíbrio entre as fases ou componentes harmônicos de ordens múltiplas de três (LEONHARD, 2001).

3.2.2 O diagrama de blocos do *SRF-PLL*

Considerando-se sistemas equilibrados e com baixa inserção harmônica, é possível sincronizar-se com a rede elétrica calculando-se a fase do eixo direto nas coordenadas dq. Esta estratégia de sincronização é o *SRF-PLL* apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Diagrama de blocos do *SRF-PLL*.



Fonte: elaborada pelo autor com base em (CHUNG, 2000).

O *SRF-PLL* pode ser analisado a partir da modelagem do original do *PLL*, na qual o *PD* é o conjunto das Transformadas de Clarke e Park, sintonizadas para a fase θ' e frequência fundamental ω_0 . O comparador sintonizado para $v_q^* = 0$, também é parte do *PD*. O controle Proporcional Integral (PI) corresponde ao *LF* passa-baixas, sintonizado para a frequência central, que neste caso é a frequência da componente fundamental do sinal. A integral corresponde ao *VCO*, gerando a fase estimada que alimentará a Transformada de Park aplicada sobre o sinal original.

Inicialmente, o *SRF-PLL* era utilizado para rastreamento de distúrbios de fase em sistemas elétricos trifásicos (CHUNG, 2000), apresentando maior eficiência quando comparado aos rastreadores de cruzamento por zero, originalmente utilizados em telecomunicações. Dentre outros usos, *SRF-PLL* encontrou grande aplicação como parte do controle de diversos Filtros

Ativos para mitigação de componentes harmônicas em cenários equilibrados ou com baixo nível de desequilíbrio (LEE *et al.*, 1999) (OLIVEIRA *et al.*, 2001). Também podem ser encontradas aplicações do *SRF-PLL* como sincronizador para atuação de sistemas de fontes ininterruptas em série e paralelo (SILVA *et al.*, 2001) e sincronizador para acoplamento de turbinas eólicas ao sistema elétrico (SONG *et al.*, 2002).

Posteriormente, o *SRF-PLL* foi modificado para apresentar uma maior robustez diante de cenários desequilibrados e com alta penetração harmônica. A modificação mais facilmente encontrada na literatura é o Sistema de Referencial Duplo Síncrono Desacoplado (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL – DDSRF-PLL*) desenvolvido por Rodriguez e outros (2007) que utiliza dois *SRF-PLLs* para rastrear a componente fundamental e desequilíbrios no sinal trifásico. O *SRF-PLL* original e suas modificações, como o *DDSRF-PLL* ainda podem ser encontradas, seja como sistema principal de rastreamento (NOURALINEJAD *et al.*, 2014), ou para aumentar a robustez do rastreamento de fase de outros sincronizadores. Podem ser encontrados como parte de controladores reconfiguráveis de microrredes (YOUSSEF e MOHAMMED, 2013), em conjunto com Filtros de Média Móvel para detectar ilhamentos. Outra aplicação encontrada na literatura é como sincronizadores para conversores de tensão com filtros LCL sem sensores de tensão (MISKOVIC *et al.*, 2016), estimando a fase da tensão da rede a partir da corrente. Também pode ser visto complementando outros rastreadores mediante redes fracas e com grande índice de variação da frequência da componente fundamental (ARRICIBITA *et al.*, 2017) (ALI *et al.*, 2018).

3.3 PLL baseado na Teoria p-q

Dentre as adaptações facilmente encontradas na literatura do *PLL* de Gupta (1975), podem ser mencionadas as modelagens de *PLL* trifásicos desenvolvidas por Costa e outros (2003), denominadas *p-PLL* e *q-PLL*. Essas modelagens aplicam os conceitos da Teoria p-q (AKAGI *et al.*, 1984) (WATANABE *et al.*, 1993), o que a tornou convencionalmente encontrada em sistemas de controle de potência por conversores estáticos (ROLIM *et al.*, 2006).

3.3.1 A Teoria p-q

A Teoria p-q, ou Teoria de Potências Reais e Imaginárias Instantâneas, propõe que as potências em um sistema trifásico podem ser decompostas em uma potência média e uma oscilante

(AKAGI *et al.*, 1984) (WATANABE *et al.*, 1993). Esta análise de potências pode ser melhor observada a partir do cálculo das potências nas coordenadas $\alpha\beta$, pelas equações

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}, \quad (3.3)$$

$$q = v_{\beta}i_{\alpha} - v_{\alpha}i_{\beta}, \quad (3.4)$$

$$p_0 = v_0i_0, \quad (3.5)$$

na qual p corresponde à potência real instantânea e q à potência imaginária instantânea. Os índices α , β e 0 identificam o eixo das tensões v , e correntes i . A potência na sequência zero é representada por p_0 . Em sistemas equilibrados ou em sistemas a três fios, a sequência zero pode ser dispensada, dessa forma, a potência real trifásica pode ser representada pela equação

$$P = p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}. \quad (3.6)$$

A potência imaginária q , na Teoria p-q, não corresponde somente à potência reativa Q , mas à toda potência que não contribui para a realização de trabalho. Pode-se notar que a potência reativa instantânea não possui influência da potência de sequência zero, mesmo em condições de desequilíbrio, devido à própria definição da potência imaginária (SALGADO, 2005).

A decomposição das potências instantâneas em Série de Fourier permite observar a divisão de p e q em uma potência média, produto das tensões e correntes de mesma frequência e sequência, e uma potência oscilante, produtos de componente de frequências ou sequências diferentes entre si (WATANABE *et al.*, 1993). Esta divisão pode ser observada pelas equações

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (3.7)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q}, \quad (3.8)$$

onde \bar{p} e \bar{q} são as potências médias e \tilde{p} e \tilde{q} são as potências oscilantes.

Desta forma, sabendo-se a potência média de um determinado sinal trifásico, é possível sintonizar a frequência e fase da fundamental deste sinal. Esta sintonia pode ser realizada sobre diferentes potências, permitindo o desenvolvimento de dois diferentes sincronizadores, o p - PLL e o q - PLL .

3.3.2 O p - PLL e o q - PLL

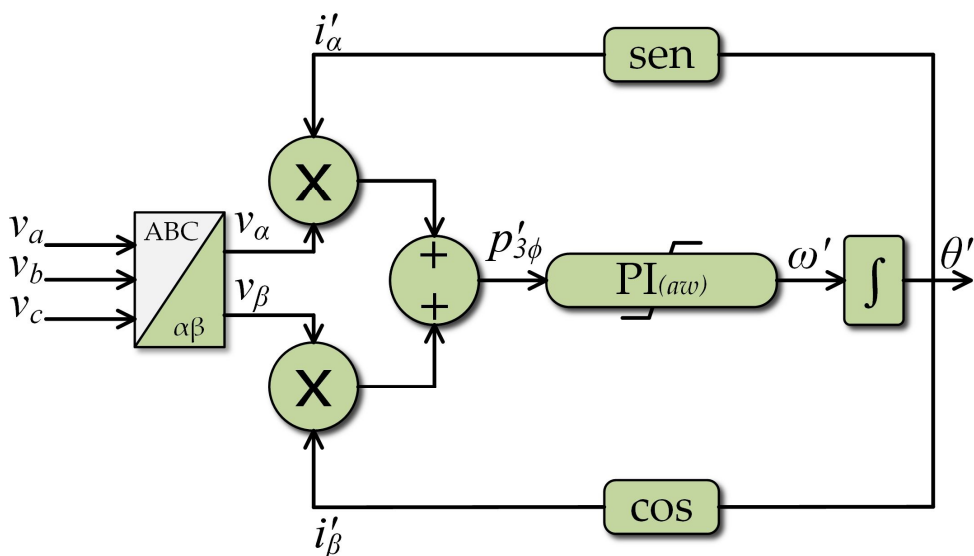
Considerando o PLL de Gupta (1975) apresentado na Figura 5, os sinais v e v' podem ser representados em suas formas fasoriais e o erro de fase pode ser determinado pela equação

$$v_d(t) = VV' \text{sen}(\theta_e - \theta'). \quad (3.9)$$

na qual V , V' , θ_e e θ' são os módulos e as fases dos sinais v e v' respectivamente. A frequência angular do sinal v' é ajustável e sintonizada pela malha de controle, e pode ser representada pela equação

$$\omega' = \omega_0 + \Delta\omega(t). \quad (3.10)$$

na qual ω_0 identifica a frequência da fundamental e $\Delta\omega$ é o incremento de frequência sintonizado após o LF . Em um sistema trifásico, conforme visto, na Seção 3.2.1 e Seção 3.2.2, o detector de fase, PD pode ser representado pela Transformada de Clarke e um somador (ROLIM *et al.*, 2006). O LF consiste em um PI responsável por sintonizar a frequência da potência instantânea média e pode ser desenvolvido para sintonizar tanto a potência real instantânea quanto a potência imaginária instantânea. Quando se deseja sintonizar a potência real instantânea, é denominado p - PLL e quando é sintonizado para a potência imaginária instantânea, é denominado q - PLL . O VCO é formado por um bloco integrador e um bloco trigonométrico responsável por gerar um sinal unitário de frequência sintonizada pelo LF , denominado corrente fictícia ou tensão fictícia, caso o PLL seja aplicado sobre um sinal de tensão ou corrente respectivamente. Esta corrente ou tensão fictícia são utilizadas para calcular uma nova potência no PD , formando a potência instantânea média calculada do sinal. O sistema estará em fase, quando a potência calculada a partir da corrente ou tensão fictícias se anulam, conforme visto na Seção 2.3.1. A Figura 9 apresenta a estrutura de um p - PLL . A estrutura do q - PLL pode ser obtida de forma análoga.

Figura 9 – Diagrama de blocos do p -PLL.

Fonte: elaborada pelo autor com base em Costa e outros (2003)

Como pode ser observado, o sinal trifásico é convertido para as coordenadas $\alpha\beta$ e a potência instantânea real média é calculada entre o sinal medido e uma corrente fictícia. A potência é então sintonizada para a frequência da componente fundamental por um controlador PI e uma integral sintoniza a fase da tensão inicialmente medida.

Na literatura, pode-se encontrar diversas aplicações do p -PLL e do q -PLL, notadamente como FAP a três ou quatro fios. Como visto, o desenvolvimento do p -PLL e q -PLL está diretamente relacionado à Teoria p-q, que é largamente utilizada na literatura para mitigação de harmônicos. É possível encontrar aplicações monofásicas, que determinam um sinal em quadratura com o medido da rede elétrica para emular o sinal nas coordenadas $\alpha\beta$, como pode ser observado em Deckmann e outros (2003) e Silva e outros (2009). Devido à simplicidade do seu algoritmo, o p -PLL também pode ser encontrado complementando outros rastreadores, sintonizando a fase da componente fundamental. Também pode ser encontrado como rastreador da fase de tensão em redes com desequilíbrios de corrente, quando o controle de mitigação de corrente necessita da informação da fase da fonte (ARAÚJO *et al.*, 2014). O q -PLL, entretanto, pode ser mais facilmente encontrado na literatura para rastrear a posição de rotores em máquinas síncronas de ímã permanente, contribuindo com o desenvolvimento de estratégias em *drivers* sem sensoriamento direto (ZHAO *et al.*, 2013). Nesta aplicação, é convencional encontrar o q -PLL modificado, como a proposta por Zhang e Liu (2016), cujo *improved q-PLL*, que utiliza o erro quadrático médio das potências, aumentando a robustez da fase obtida. Esta implementação é

preferencialmente aplicada sobre o erro de fase no rastreamento da posição de rotores, como pode também ser observado em Xu e outros (2020). Uma modificação que utiliza as semelhanças entre o q -PLL e o $EPLL$ de Karimi-Gatermani e outros (2004) para controle de velocidade de motores pode ser encontrado em Alfehaid e outros (2019). Além dessas aplicações, o q -PLL é encontrado como sincronizador entre inversores que operam em painéis solares e o sistema de distribuição elétrica. Nessas aplicações, considera-se que a rede possua baixa penetração de componentes harmônicos de tensão e desequilíbrios de tensão (SHAH, 2019).

Observando essas aplicações, pode-se verificar que o p -PLL e o q -PLL são aplicados em sistemas elétricos monofásicos ou trifásicos com algumas características específicas. Dentre essas características, observa-se que eles são aplicados em redes com baixa penetração de harmônicos de alta ordem e sem harmônicos de grande magnitude, principalmente quando próximos à frequência da componente fundamental. O p -PLL e o q -PLL não apresentam imunidade perante sub-harmônicos e inter-harmônicos. Grandes desequilíbrios também influenciam o comportamento e o tempo de acomodação dos sincronizadores p -PLL e q -PLL, principalmente diante da presença de harmônicos. Desta forma, ambos necessitam de filtros para selecionar a componente fundamental de sequência positiva do sinal a ser rastreado, tornando mais robusto o rastreamento de fase.

3.4 PLL com detecção de sinais em quadratura

Karimi-Ghartemani e Iravani (2004) contribuíram decisivamente para o desenvolvimento de rastreadores de sinais trifásicos periódicos com o desenvolvimento do PLL aperfeiçoado (*Enhanced Phase-Locked Loop – EPLL*). Este algoritmo utiliza filtros *notch* adaptativos (*Adaptive Notch Filters – ANF*) sintonizados para a frequência da componente fundamental de um sinal, rastreando sua fase, frequência e amplitude em tempo real.

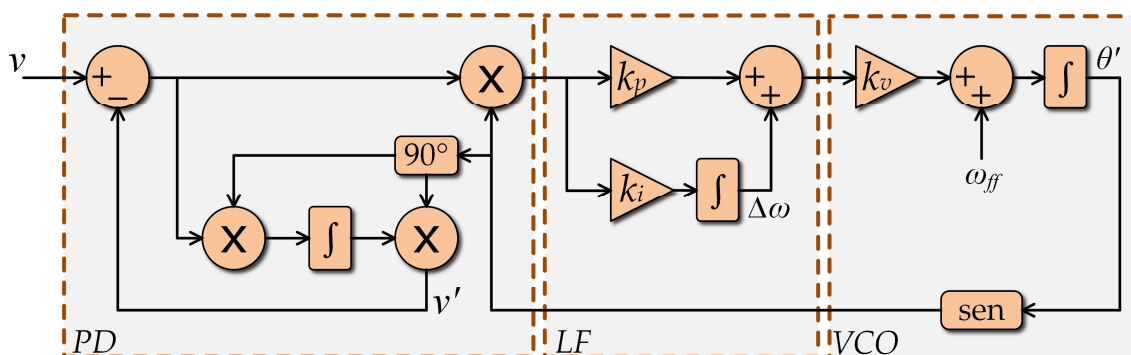
Quando comparado ao SRF -PLL, o $EPLL$ possui uma maior estabilidade diante da presença de componentes CC no sistema elétrico e maior imunidade à ruídos de leitura e injeção de harmônicos quando comparado ao p -PLL e q -PLL. Também apresenta maior robustez diante de distúrbios de tensão, como afundamento e oscilação de fase, por rastrear ambos simultaneamente (KARIMI-GHARTEMANI e IRAVANI, 2004). Além da fase, o $EPLL$ pode rastrear em tempo real, a frequência e a amplitude, possibilitando um maior número de informações para controladores que o utilizem como base.

Os *ANFs* são filtros que rastreiam a parte senoidal de um determinado sinal em uma frequência especificada por meio da minimização do sinal de saída através de ajustes na frequência de *notch* (DEBRUNNER e TORRES, 2000). Esses filtros podem ser sintonizados por algoritmos de ajuste da largura de banda, ou por um cascadeamento de diversos *ANF* para tornar a filtragem mais seletiva. O *ANF* atua como um filtro rejeita banda com uma banda de rejeição muito estreita. Sintonizando-se o *ANF* para a frequência central correspondente à frequência da componente fundamental do sinal, é possível por meio de uma subtração, permitir somente a passagem da componente fundamental do sinal original (MINH, 2008).

Podem ser encontradas diversas modelagens de *ANF* na literatura de processamento de sinais e controle, como aquelas apresentadas em Atti e Benciccia (2008) e Szczucostpack (2014). Controladores baseados em *ANF* também podem ser encontrados em Regalia (1991) e Regalia (2010). Debrunner e Torres (2000) desenvolve um *ANF* com base em filtros defasadores de ganho unitário e encontra grande aplicação no rastreamento de sinais sonoros (JOHANSSON e WHITE, 2011).

O *EPLL* surgiu em sua versão monofásica, como um rastreador de sinais periódicos por meio de filtros *notch* adaptativos desenvolvido por Karimi-Ghartemani e Iravani (2001). Seu desenvolvimento parte da modificação do *PLL* de Gupta (1975) propondo modificações para o *PD*, o *LF* e o *VCO*, com o objetivo de expandir o *PLL* e obter maior robustez perante desequilíbrios da componente fundamental do sinal original. O diagrama de blocos do *EPLL* está apresentado na Figura 10.

Figura 10 – Diagrama de blocos do *EPLL* monofásico.



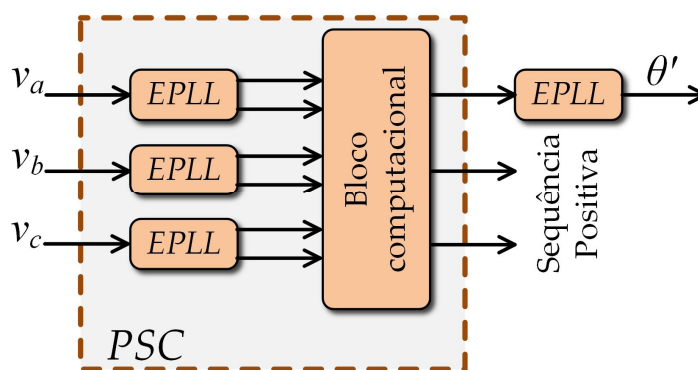
Fonte: elaborada pelo autor com base em Karimi-Ghartemani e Iravani (2001).

A defasagem de 90° implementada no *PD* pode ser substituída pelo cosseno da fase estimada. O produto entre a defasagem e o erro é integrado pra calcular uma estimativa da amplitude da

componente fundamental do sinal original. Assim, saída do *PD* é um sinal que possui a frequência e fase rastreadas a partir do erro entre o sinal original v e o rastreado. O *LF* seleciona e rastreia a frequência angular deste sinal e determina o incremento sobre a frequência central sintonizada anteriormente. A fase rastreada é calculada a partir da integral da frequência rastreada e uma operação de seno determina o sinal rastreado unitário.

O *EPLL* pode ser utilizado para rastrear somente a sequência positiva em um sinal com grande penetração harmônica e com desequilíbrios do sinal. Karimi-Ghartemani e Iravani (2004) apresenta a utilização de três módulos *EPLL* monofásicos para extração da sequência positiva da componente fundamental de um sinal. Um quarto *EPLL* pode ser usado para rastrear a frequência da sequência positiva da componente fundamental do sinal. Esta estrutura pode ser observada na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama de blocos do *EPLL* trifásico.



Fonte: elaborada pelo autor com base em Karimi-Ghartemani e Iravani (2004).

Como pode ser observado, o *EPLL* é utilizado para rastrear o sinal direto e em quadratura do sinal original, alimentando uma Unidade Computacional, que implementa um Calculador de Sequência Positiva (*Positive Sequence Calculator – PSC*). O quarto *EPLL* é implementado após o *PSC*, rastreando a frequência da sequência positiva e pode ser substituído por um rastreador de frequência inspirado no *EPLL* (KARIMI-GHARTEMANI e IRAVANI, 2004).

A utilização do quarto *EPLL* para rastreamento de frequência ocasionou em uma adaptação do mesmo, retirando-se o *VCO* do algoritmo apresentado na Figura 10, reduzindo o custo computacional. Esta modificação reduziu o tempo de resposta diante de variações de frequência. Esta característica é comum em rastreadores de frequência, o que o torna mais adequado para aplicações após o rastreamento de sequência positiva em sinais trifásicos

(KARIMI-GHARTEMANI *et al.*, 2005). Posteriormente, o *EPLL* em conjunto com uma combinação de filtros e o rastreador de frequência inspirado no *EPLL* são utilizados para desenvolver um *EPLL* trifásico, fornecendo uma estrutura simplificada para determinar frequências, fases e sequências (KARIMI-GHARTEMANI, 2013). Quando se deseja apenas a sequência positiva de um determinado sinal, é possível utilizar somente dois *EPLL* e um *PSC* ou um calculador de sequência positiva e negativa (*Positive and Negative Sequence Calculator – PNSC*) (RODRIGUEZ *et al.*, 2006). Esta estrutura é conhecida como duplo *EPLL* (*Double Enhanced Phase-Locked Loop – DEPLL*) e é base para diversas estruturas de *PLL* e outros rastreadores trifásicos (LU, 2020).

O *EPLL* modificado (*Modified Enhanced Phase-Locked Loop – MEPLL*) é uma modificação do *EPLL* para rastreamento de componentes CC em sistemas trifásicos conectados à painéis fotovoltaicos, reduzindo seu impacto em rastreadores de fase, como o *SRF-PLL* e seus derivados (VERMA *et al.*, 2016). A estrutura do *MEPLL* é semelhante à estrutura do *EPLL* apresentada na Figura 11, com a adição de um integrador para identificação da componente CC, que é eliminada durante a etapa de *PD*. Outra aplicação do *EPLL* em sistemas conectados a fontes alternativas é para o rastreamento de harmônicos de baixa ordem e correção de fator de potência. Esta aplicação, denominada *EPLL* de filtragem generalizada (*Generalized Filtering Enhanced Phase-Locked Loop – GF-EPLL*) que acrescenta um laço de filtragem após o *EPLL* utilizado sobre a corrente monofásica da carga em um sistema elétrico (SINGH *et al.*, 2016). Inci (2017) apresenta uma implementação trifásica de mitigação de harmônicos e correção de fator de potência por meio de um filtro ativo de potência, utilizando um controlador com base no *EPLL* associado a um controlador PI para gerar as correntes de referência. Outra possibilidade, desenvolvida por Idehen (2016) utiliza um integrador de múltiplos sinais senoidais (*Multiple Sinusoidal Signal Integrator – MSSI*) para filtrar componentes harmônicas e sequenciais, aumentando a robustez do *EPLL* diante de afundamentos, variações de frequência e injeção harmônica.

Ainda na literatura da área podem ser encontradas aplicações do *EPLL* em sistemas elétricos com a presença de grandes distúrbios. A utilização de pré-filtragens e pós-filtragens permitem manter a estabilidade do *EPLL* diante de afundamentos, alta inserção harmônica e grande presença de ruídos de leitura (MARTINS, 2019). Controladores *Fuzzy* também podem ser incluídos como pós-processamento de sinais para geração das correntes de referência em um Filtro Ativo de Potência, em conjunto com o *EPLL* (AGRAWAL *et al.*, 2018). Nesta aplicação, o *EPLL* é utilizado para rastrear a componente fundamental para sintonizar o controlador *Fuzzy*

na mitigação das correntes harmônicas e componentes CC em um sistema com alta inserção harmônica. Esta aplicação se mostrou mais robusta diante da mitigação de harmônicos quando comparada a controladores PI, habitualmente utilizados em Filtros Ativos de Potência.

Por fim, é possível encontrar diversas aplicações do *EPLL* para rastreamento de componentes harmônicas na literatura. A primeira dessas aplicações, implementada por Karimi-Ghartemani e Karimi (2005), utiliza diversos *EPLL* em paralelo para rastreamento simultâneo da componente fundamental e demais componentes harmônicas, para cada fase. Esta possibilidade será melhor abordada por outros rastreadores posteriormente.

3.5 SOGI-PLL

O Integrador Generalizados de Segunda Ordem (*Second Order Generalized Integrator – SOGI*) é uma estratégia de rastreamento de sinais periódicos através da geração de um sinal em quadratura com o original e posterior cálculo da sequência positiva pela combinação de ambos. O sinal em quadratura é gerado por um integrador de segunda ordem sintonizado em uma frequência de corte que deve ser atribuída ao sistema, em geral, por um algoritmo de laço fechado em frequência (*Frequency Locked-Loop – FLL*). O comportamento do *SOGI* se assemelha ao de um filtro passa-faixa sintonizado na frequência do *FLL* (RODRIGUEZ *et al.*, 2006).

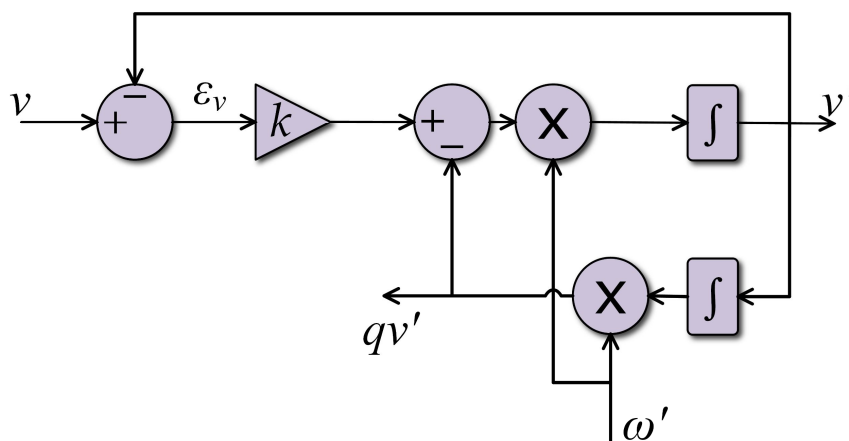
O *SOGI* pode ser encontrado com grande facilidade na literatura da área aplicado, em geral, como bloco gerador de sinais em quadratura, substituindo o *DEPLL-QSG* (Rodriguez *et al.*, 2006). Também pode ser encontrado sendo utilizado de forma isolada para rastreamento de sinais monofásicos, sem precisar de nenhuma modificação para este funcionamento, conforme pode ser verificado em Ciobotaru e outros (2006). Outras aplicações ainda podem ser observadas, como controle de corrente em Compensadores Síncronos Estáticos (*Static Synchronous Compensator – STATCOM*) (ORTIZ *et al.*, 2008), rastreamento e mitigação de componentes harmônicas (XIAO *et al.*, 2018) (KHAN, 2018), e rastreamento de sequências em sistemas de controles de motores (LU, 2020). Algumas dessas aplicações implementam modificações do algoritmo original do *SOGI*, como o Integrador Generalizado de Ordem Reduzida (*Reduced-Order Generalized Integrator – ROGI*) (GUO e WU, 2013) e (GOLESTAN *et al.*, 2020) e o Múltiplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*Multiple Second Order Generalized Integrator – MSOGI*) (RODRIGUEZ, 2008). Considerando os objetivos deste trabalho, o *MSOGI* será analisado com maior atenção.

Quando comparado aos rastreadores baseados em *EPLL*, o *SOGI* se apresenta como uma alternativa com menor esforço computacional por não utilizar funções trigonométricas para rastreamento das sequências positiva e negativa. Simultaneamente, ele possui uma boa adaptabilidade por ser um *FLL* ao invés de um *PLL*. Considerando que a estabilidade da frequência em uma rede elétrica é maior do que a estabilidade do ângulo de fase da tensão, o *SOGI* se torna mais robusto do que o *EPLL*. Sua utilização como filtro passa-faixa também pode ser utilizada para atenuar efeitos de componentes harmônicas de ordem mais alta (RODRIGUEZ *et al.*, 2006). Por ser dependente da frequência da rede elétrica, o *SOGI* necessita de algoritmos auxiliares para não perder o sincronismo após um afundamento de 1 pu. Também por rastrear as sequências positiva e negativa no eixo $\alpha\beta$, não é capaz de rastrear seletivamente as harmônicas de sequência zero e outros distúrbios harmônicos com precisão (LU, 2020).

3.5.1 Estrutura original do *SOGI-QSG*

A geração do sinal em quadratura (*Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator – SOGI-QSG*) pode ser identificada na Figura 12.

Figura 12 – Diagrama de blocos do *SOGI-QSG*.



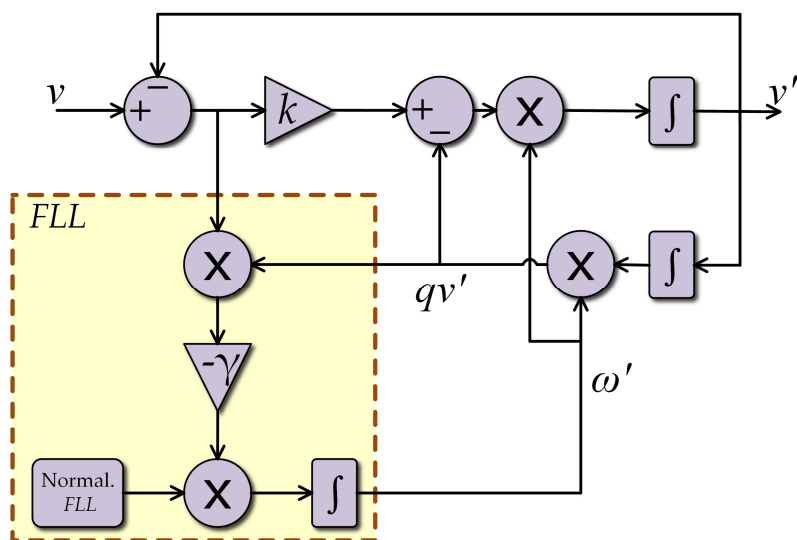
Fonte: elaborada pelo autor com base em Rodriguez (2006).

Nesta figura v' identifica o sinal estimado, ω' é a frequência estimada do sinal, qv' identifica a quadratura do sinal rastreado e k é um ganho proporcional.

O diagrama de blocos da Figura 12 apresenta o gerador de sinal em quadratura *SOGI-QSG*. Como poder ser observado, dado um sinal de entrada v , é calculado um erro. O produto entre o erro do sinal de entrada, é multiplicado por um ganho proporcional-ressonante e alimenta o

integrador de segunda ordem, cuja saída é o sinal em quadratura qv' . O rastreamento de frequência do *SOGI-QSG* é implementado por um *FLL* conforme pode ser observado na Figura 13.

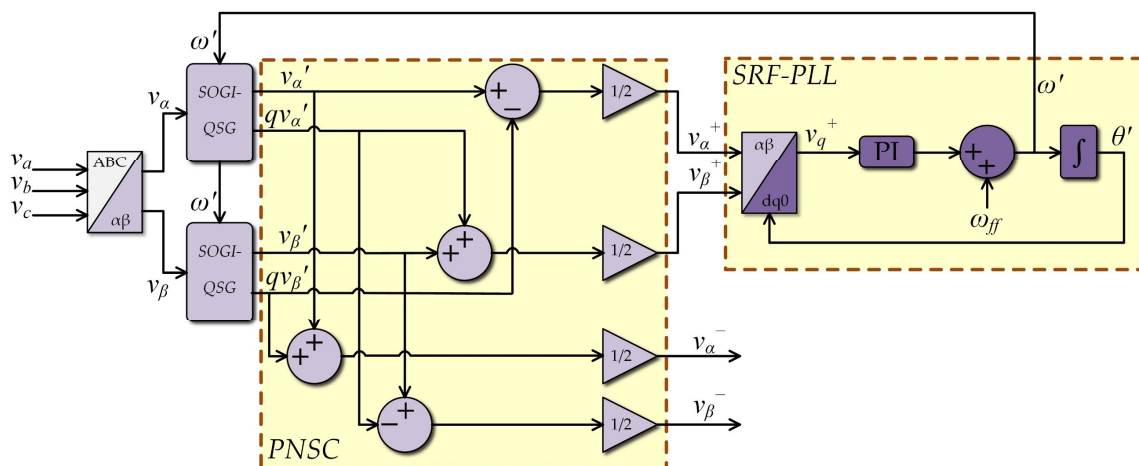
Figura 13 – Diagrama de blocos do *FLL* para rastreamento da frequência do *SOGI-QSG*.



Fonte: elaborada pelo autor com base em Rodriguez (2006).

O *FLL* é constituído pela integral do produto entre o erro e o sinal em quadratura gerado pelo *SOGI-QSG* multiplicado por um ganho proporcional $-\gamma$. É convencional encontrar na literatura (RODRIGUEZ *et al.*, 2008) a utilização de uma normalização do ganho do *FLL*, evitando a saturação do integrador utilizado.

Para o *SOGI* ser utilizado para rastreamento das sequências positiva e negativa, o *SOGI-QSG* deve ser combinado com a Transformada de Clarke e sua saída recombina por meio de um Calculador de Sequência Positiva e Negativa (*Positive and Negative Sequence Calculator – PNSC*). Com o objetivo de aumentar a robustez no rastreamento da fase, pode-se implementar, após o *PNSC*, um *SRF-PLL*. A estrutura completa é denominada *DSOGI-PLL* e pode ser visualizada na Figura 14.

Figura 14 – Diagrama de blocos do *SOGI-PLL* trifásico e *PNSC*.

Fonte: elaborada pelo autor com base em Rodriguez (2008).

O *SOGI-QSG* atua no *DSOGI-PLL* como um filtro passa-faixa para os sinais na frequência sintonizada pelo *FLL*. Eliminadas as componentes harmônicas de alta ordem, a componente fundamental da sequência positiva e negativa são geradas pelo *PNSC* e estas são utilizadas para sintonia da fase do sinal original utilizando-se o *SRF-PLL* de forma parecida a utilizada pelo *EPLL* (RODRIGUEZ, 2008).

3.5.2 O *Multiple SOGI-PLL*

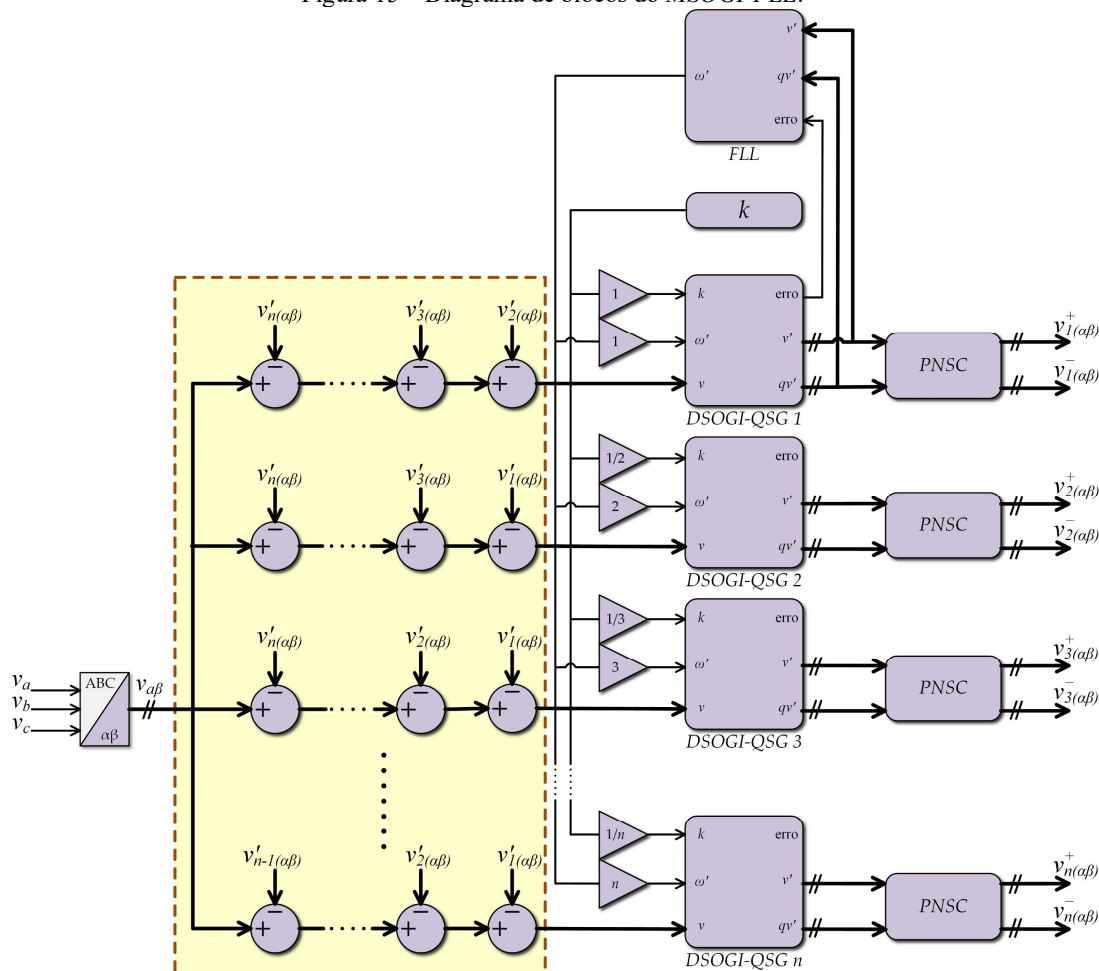
A determinação das componentes harmônicas nas sequências positiva e negativa é realizada, por uma associação em cascata do *DSOGI-PLL* sintonizado para as frequências que se pretende rastrear. Esta extensão do *DSOGI-PLL* denominada *MSOGI-PLL* pode ser visualizada na Figura 15 em sua versão trifásica (RODRIGUEZ, 2009).

O sinal de entrada de cada conjunto de *SOGIs* é formado pela subtração do sinal original e do sinal rastreado das demais componentes harmônicas. O ganho k deve ser sintonizado conforme o harmônico a ser rastreado de forma inversamente proporcional. É utilizado apenas um *FLL*, sendo as frequências das componentes harmônicas geradas como múltiplas da frequência da fundamental.

O *MSOGI-PLL* possui um baixo custo computacional para o rastreamento das componentes harmônicas e pode ser encontrado como algoritmo de sincronização de conversores em redes com grande inserção harmônica (RODRIGUEZ, 2008). Assim como o *DSOGI-PLL*, pode perder o sincronismo em afundamentos muito severos da fundamental. Pode apresentar um mal

desempenho na supressão de harmônicos e no tempo de acomodação quando comparado a estratégias que utilizem funções trigonométricas, porém é bem robusto no rastreamento da fase e da frequência em redes com grande inserção harmônica (RODRIGUEZ, 2008).

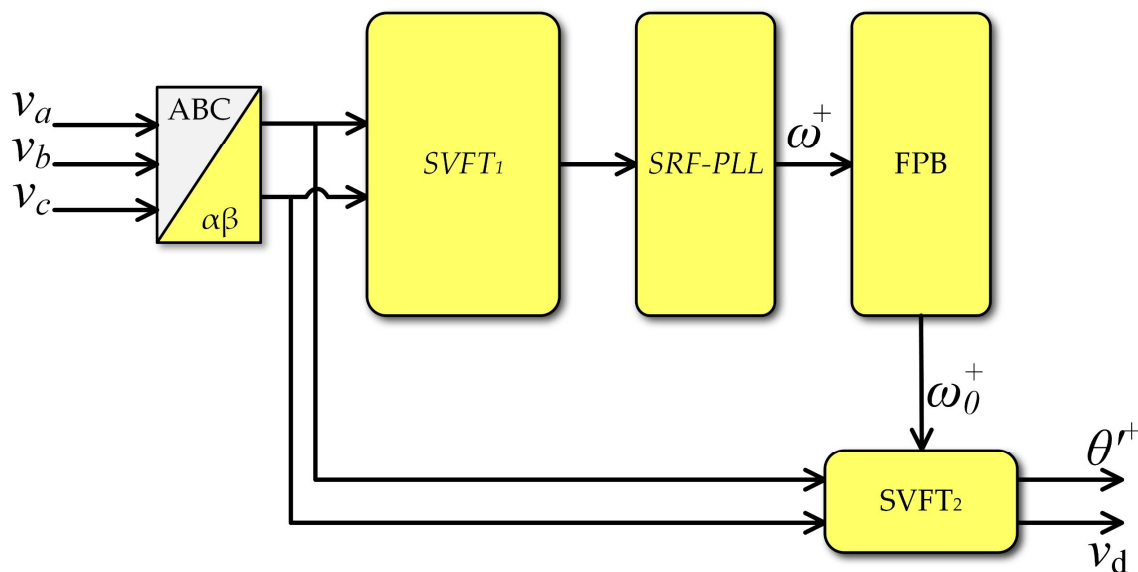
Figura 15 – Diagrama de blocos do *MSOGI-PLL*.



Fonte: elaborada pelo autor com base em Rodriguez (2009).

3.6 SVFT

O *SVFT* é um algoritmo baseado em Transformadas de Fourier que implementa o rastreamento de sinais trifásicos, das componentes harmônicas e componentes simétricas (NEVES, 2010b). O *SVFT* é encontrado na literatura para sincronização de sistemas com grande penetração harmônica e distúrbios de sequência positiva e negativa, ampliando a eficiência de estrutura baseadas em *SRF-PLL* e sendo uma extensão natural do *DSC* (NEVES, 2010a) (BATISTA, 2017). Sua estrutura original, para rastreamento de fases, está apresentada na Figura 16.

Figura 16 – Diagrama de blocos do *SVFT*.

Fonte: elaborada pelo autor com base em Neves (2010).

Após a Transformada de Clarke, o algoritmo implementa um primeiro *SVFT*, que, por meio de um *SRF-PLL*, realiza o rastreamento das frequências de sequência positiva. Um Filtro Passa-Baixa elimina as frequências de componentes harmônicas e permitindo somente a passagem da componente fundamental de sequência positiva. Esta frequência é utilizada para sintonizar um segundo *SVFT* que realiza o rastreamento da fase e amplitude do sinal original. Enquanto o primeiro *SVFT* pode ser implementado por meios recursivos, conforme demonstrado por Neves (2010), o segundo *SVFT* deve ser implementado por estratégias tradicionais de Transformada de Fourier (NEVES, 2010b). Quando comparada às estruturas anteriormente apresentadas, o *SVFT* demonstra uma maior estabilidade embora apresente um maior custo computacional, devido às Transformadas de Fourier utilizadas.

3.7 Considerações sobre o Capítulo

Ao longo deste capítulo foram abordadas diferentes estratégias para rastreamento de sinais periódicos trifásicos em sistemas elétricos. Primeiramente, foram apresentados o *PLL* original e o *SRF-PLL*, muito encontrados na literatura para o rastreamento de fase, ou do cruzamento pelo zero pela fase a. Ainda no rastreamento de fase, os *PLLs* baseados na Teoria p-q se apresentam na literatura como uma alternativa robusta e intrinsecamente relacionada à física das potências constantes e oscilantes presentes no sistema. Posteriormente, o *EPLL* mostra-se como uma alternativa mais robusta para o rastreamento da sequência positiva da fundamental

em um sistema trifásico. O *EPLL* possibilitou a obtenção das informações da amplitude e frequência do sistema em tempo real, possibilitando o desenvolvimento de novos sistemas de processamento de energia e a utilização conjunta do *EPLL* com outros *PLLs* para melhor eficiência no rastreamento dos sinais trifásicos. O *DSOGI-PLL*, e suas extensões, tornam o rastreamento conjunto de amplitude, fase, componentes de sequência positiva e negativa e frequência menos custosos computacionalmente, por não usar funções trigonométricas, embora possua limitações em seu uso. Da mesma forma, o *SVFT* apresenta o rastreamento conjunto de componentes harmônicas e simétricas, possuindo uma maior estabilidade, embora possua um maior custo computacional. Ainda assim, ambos são encontrados em abundância na literatura por sua malha de controle simples e por suas extensões, dentre elas a *MSOGI-PLL*, que possibilita o rastreamento de componentes harmônicas pelo cascadeamento de múltiplos *DSOGI-PLL* e o *SVFT*. No capítulo a seguir serão apresentadas outras estratégias de rastreamento de sinais de grande relevância para este trabalho.

4 O COMBINADOR LINEAR DE FOURIER EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

4.1 Combinadores Lineares de Fourier

A proposta deste trabalho é apresentar o desenvolvimento de uma estratégia de rastreamento de sinais trifásicos periódicos utilizando estratégias baseadas em séries de Fourier e filtros adaptativos. Estas estratégias podem ser encontradas na literatura de processamento de sinais, sejam aplicados a sistemas de energia ou não, e são facilmente adaptáveis ao rastreamento de um número grande de informações. Como pode ser observado ao longo do Capítulo 2, as estratégias de rastreamento de sinais, inicialmente forneciam somente informações de fase ou frequência de um determinado sinal. Com o desenvolvimento do *EPLL* e *SOGI*, a amplitude instantânea de sinais trifásicos também passou a ser rastreada. Algumas estratégias de rastreamento de componentes harmônicas e de componentes simétricas também podem ser encontradas na literatura por meio do cascadeamento e adesão de calculadores de sequência. A contribuição deste trabalho, então, é proporcionar alternativas que forneçam amplitude, fase, frequência, componentes harmônicas e componentes simétricas simultaneamente em tempo real. Este capítulo pretende apresentar as bases de desenvolvimento deste algoritmo.

O Combinador Linear de Fourier (*Fourier Linear Combiner – FLC*) é um algoritmo de rastreamento de sinais periódicos encontrado na literatura de processamento de sinais aplicados à engenharia biomédica. Sua estrutura se assemelha ao desenvolvimento de filtros adaptativos baseados em estratégias de minimização do erro quadrático médio (*Least Mean Square – LMS*), com modelagem em uma combinação linear para formação de uma Série de Fourier (VAZ *et al.*, 1994). Diversas aplicações de *FLC* implementam o rastreamento de tremores humanos, realizando a mitigação destes tremores, permitindo aplicações de correção de escrita para portadores de Mal de Parkinson, entre outros (HSU *et al.*, 1996).

4.1.1 Série e Transformada de Fourier

Um sinal $v(t)$ de período $T = 2L$, decomposto por uma Série de Fourier, pode ser descrito pela equação

$$v(t) = b_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \left[b_h \cos\left(\frac{h\pi t}{L}\right) + c_h \operatorname{sen}\left(\frac{h\pi t}{L}\right) \right], \quad (4.1)$$

em que b_0 , b_h e c_h identificam os coeficientes da Série de Fourier. Sabendo que este sinal pode representar qualquer sinal periódico, pode-se inferir que a determinação dos coeficientes, frequência e fase permite a recomposição do sinal pelos sistemas de processamento de sinais (WIDROW e HOFF *apud* VAZ *et al.*, 1994).

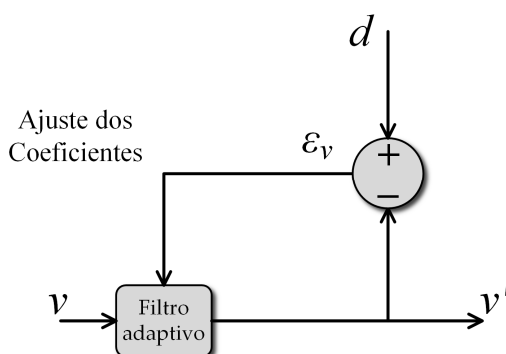
Embora convencionalmente a determinação dos coeficientes seja realizada por meio do cálculo de uma Transformada de Fourier, como realizado por estratégias baseadas no *SVFT*, algumas estratégias utilizam filtros adaptativos para o rastreamento de sinais periódicos, como o *FLC* desenvolvido neste trabalho e apresentado a seguir.

4.1.2 Filtros Adaptativos e Rastreamento de Sinais Periódicos

Filtros adaptativos são filtros discretos cujos coeficientes são ajustados ao longo do processamento, acompanhando as mudanças do sistema na qual ele está sendo aplicado. Podem ser encontrados na literatura atuando como canceladores de ruídos de medição de sensores, principalmente em aplicações em que a frequência do ruído e a frequência do sinal mensurado possuem intersecção (HAYKIN, 2001). Uma das vantagens do filtro adaptativo é sua possibilidade de ser aplicado em sistemas de tempo real, em que não há conhecimento prévio completo das características do sistema.

Dado como entrada um determinado sinal aleatório v , contendo sinal e ruído a ser mitigado, e uma resposta desejada d , um erro pode ser calculado e utilizado para ajuste dos coeficientes em um filtro adaptativo, conforme apresentado pela Figura 17.

Figura 17 – Filtro adaptativo.



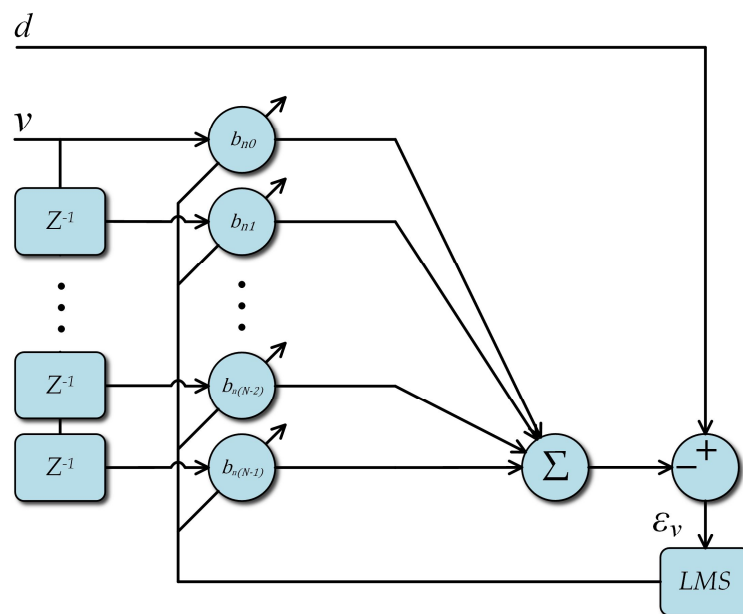
Fonte: elaborada pelo autor

Como pode ser observado, a saída v' é resultado da entrada após a passagem pelo filtro com coeficientes ajustados a partir do erro entre a entrada e a resposta desejada. Este filtro será adaptativo caso o algoritmo utilizado para ajuste dos coeficientes seja, por sua vez, um algoritmo adaptativo. Uma alternativa encontrada na literatura para ajuste de coeficientes, é o algoritmo de erro quadrático médio (*Least Mean Square – LMS*), que será tratado nas secções posteriores.

4.1.3 Algoritmo *LMS*

O algoritmo *LMS*, desenvolvido por Widrow e Hoff (*apud VAZ et al., 1994*) ajusta os coeficientes do filtro com o objetivo de minimizar o erro quadrático médio para cada nova amostragem. Dado o sistema apresentado na Figura 18, para N amostras armazenadas, com vetor de entrada \mathbf{U} e vetor de coeficientes \mathbf{W} .

Figura 18 – Filtro adaptativo baseado no algoritmo *LMS*.



Fonte: elaborada pelo autor.

A saída, v'_n , deste filtro é determinada pela equação

$$v'_n = U_n^T B_n, \quad (4.3)$$

com erro definido pela equação

$$\varepsilon_n = d_n - v_n' \quad (4.4)$$

o algoritmo *LMS* atualiza o vetor de coeficientes B_n continuamente a cada nova amostragem, pela equação

$$W_{n+1} = W_n + \mu \left(\frac{-\partial \varepsilon_n^2}{\partial W_n} \right) \quad (4.5)$$

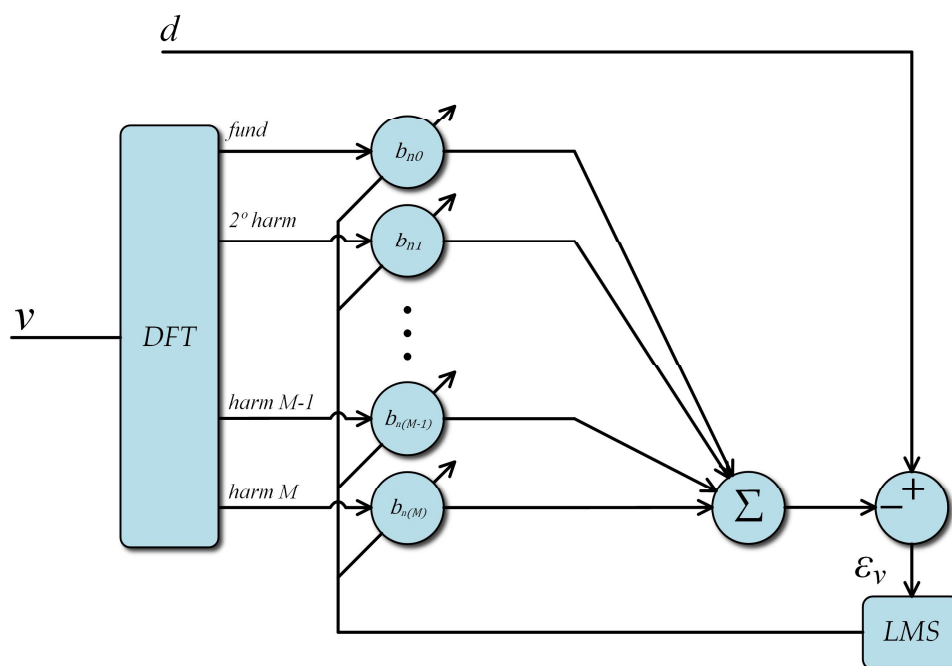
que minimiza o erro quadrático médio. O termo μ é uma constante positiva denominada passo adaptativo. A estabilidade do algoritmo *LMS* é satisfeita enquanto o passo adaptativo satisfazer a equação

$$0 < \mu < \frac{2}{NE(u_n^2)}, \quad (4.6)$$

onde $E(u_n^2)$ é a média quadrática, ou o quadrado do valor esperado da entrada u_n (NARAYAN *et al.*, 1983).

O algoritmo *LMS* pode ser atribuído em sistemas no domínio da frequência, reduzindo o esforço computacional para implementação do algoritmo. O filtro adaptativo no domínio da frequência pode ser representado pela Figura 19.

Como pode ser observado, o sinal de entrada é decomposto por uma transformada de Fourier discreta (*Discrete Fourier Transform – DFT*) e os coeficientes adaptados pelo algoritmo *LMS* são ajustados para as diferentes bandas de frequência sintonizadas pelo *DFT* (GAZOR, FARHANG-BOROUJENY, 1992). Esta estrutura é conhecida como *LMS Analisador de Espectro (LMS Spectrum Analyzer)*, sendo utilizada como base para o desenvolvimento do *FLC* (VAZ, 1990).

Figura 19 – Filtro adaptativo baseado no algoritmo *LMS* no domínio da frequência.

Fonte: elaborada pelo autor.

4.1.4 O Combinador Linear de Fourier

Dado um sinal periódico s_{n+T} , onde T é um número constante de amostras dentro de um determinado período. É possível determinar um valor esperado a cada T amostras, assim, a aproximação dada pela equação

$$s_{n+T} \sim s_n \quad (4.7)$$

é válida para representar a parte periódica do sinal s_n pode ser representado pela série de Fourier discreta, conforme equação

$$u_n = \sum_{h=1}^{\frac{T}{2}-1} b_h \text{sen}\left(\frac{2\pi hn}{T}\right) + c_h \text{cos}\left(\frac{2\pi hn}{T}\right), \quad (4.8)$$

onde b e c identificam os coeficientes de Fourier e h denota o índice da componente harmônica.

Dado um sinal de entrada contendo o sinal periódico s_n e um ruído z_n não periódico e não correlacionado a v_n , tal que

$$u_n = s_n + z_n, \quad (4.9)$$

é possível estimar os coeficientes de Fourier, eliminando os ruídos não periódicos, por meio da minimização do erro quadrático médio utilizando um algoritmo *LMS*. Considere que esses coeficientes, em um determinado conjunto de amostras, formem um vetor W , para M harmônicos previamente especificados, na qual,

$$W = [W_1 W_2 \cdots W_M W_{M+1} \cdots W_{2M}]^T = [b_1 b_2 \cdots b_M c_1 \cdots c_M]^T. \quad (4.10)$$

Este vetor pode ser atualizado a cada iteração pela equação

$$W_{n+1} = W_n + \mu \left(\frac{-\partial \varepsilon_n^2}{\partial W_n} \right) = W_n + 2\mu x_n \varepsilon_n \quad (4.11)$$

em que x_n corresponde às componentes trigonométricas da série de Fourier em uma determinada amostragem n e μ corresponde ao passo adaptativo do algoritmo *LMS*. Pode ser verificado que, no *FLC*, cada coeficiente de Fourier pode ser estimado de forma independente dos demais coeficientes e que o somatório sempre irá corresponder à série de Fourier que constrói o sinal s_n . A Figura 20 apresenta a estrutura do diagrama de blocos *FLC* de Vaz e outros (1989).

Como pode ser observado, o algoritmo *LMS* atualiza os coeficientes de uma série de Fourier minimizando o erro quadrático médio entre o sinal mensurado e àquele estimado pela série de Fourier. O passo adaptativo μ determina o tamanho do passo utilizado para a minimização do erro quadrático médio e, por consequência, a estimação dos coeficientes de Fourier. A sintonia desse passo é realizada de forma empírica, embora possua os limites estabelecidos pela Equação (3.18), que, para o *FLC* pode ser reescrita conforme a equação

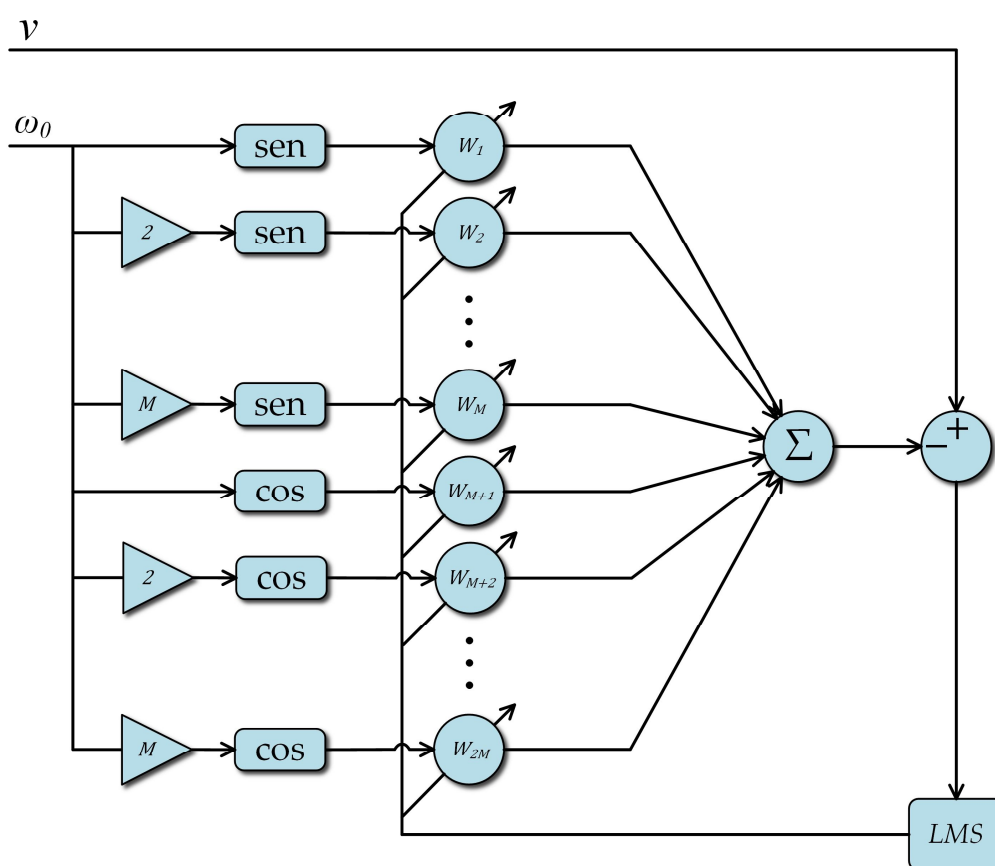
$$0 < \mu < \frac{1}{M}. \quad (4.12)$$

É válido observar que o tempo de convergência do algoritmo varia de forma inversamente proporcional ao passo adaptativo, conforme equação

$$t_{conv} = \frac{1}{2\mu}, \quad (4.13)$$

tornando interessante a escolha de valores próximos ao limite superior (VAZ *et al*, 1989).

Figura 20 – Diagrama de blocos do FLC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Um estudo das relações entre o passo adaptativo e a banda de passagem, conforme realizado por Vaz e outros (1994), permite observar que ambas estão relacionadas conforme a equação

$$BW = \frac{2\text{sen}^2(\omega_0)}{|\mu^2\text{cos}^2(\omega_0) - \text{sen}^2(\omega_0)|} \mu, \quad (4.14)$$

em que ω_0 corresponde à frequência central, ou frequência da componente fundamental do sinal analisado. Quando $\mu \ll 1$, é possível afirmar que $BW \approx 2\mu$ em radianos. Essa

característica permite concluir que o *FLC* possui grande imunidade à ruídos suficientemente distantes de sua frequência de sintonia, sendo uma grande vantagem dessa estratégia. Também é possível concluir que o *FLC* atua como um filtro passa-banda sintonizado para a frequência da componente fundamental e suas harmônicas, o que já foi suficientemente comprovado na literatura (BAUDRENGHIEN, 1984) (VAZ *et al.*, 1994) (RIVIERE, 1998).

Ainda a respeito do *FLC*, pode-se observar sua dependência da informação da frequência da componente fundamental, que deve ser ajustada por meios externos. Esta característica é uma desvantagem para uma aplicação como rastreador de sinais provindos do sistema elétrico, pois, espera-se que, um rastreador seja capaz de rastrear também a frequência do sinal, dada uma frequência estimada (50 ou 60 Hz).

4.1.5 O Combinador Linear de Fourier com Frequência Ponderada

O Combinador Linear de Fourier com frequência ponderada (*Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner – WFLC*) é uma estratégia de rastreador adaptativo de sinais periódicos que pretende ser uma extensão do *FLC* de Vaz (1994) (RIVIERE e THAKOR, 1995). Essa extensão consiste na substituição da frequência fixa, originalmente utilizada no *FLC* por um laço de frequência adaptativa. O *WFLC* foi desenvolvido para rastrear a frequência da componente de maior magnitude de um determinado sinal composto de componentes em várias frequências por meio de uma modificação do algoritmo *LMS*.

O algoritmo *LMS* modificado está apresentado na equação

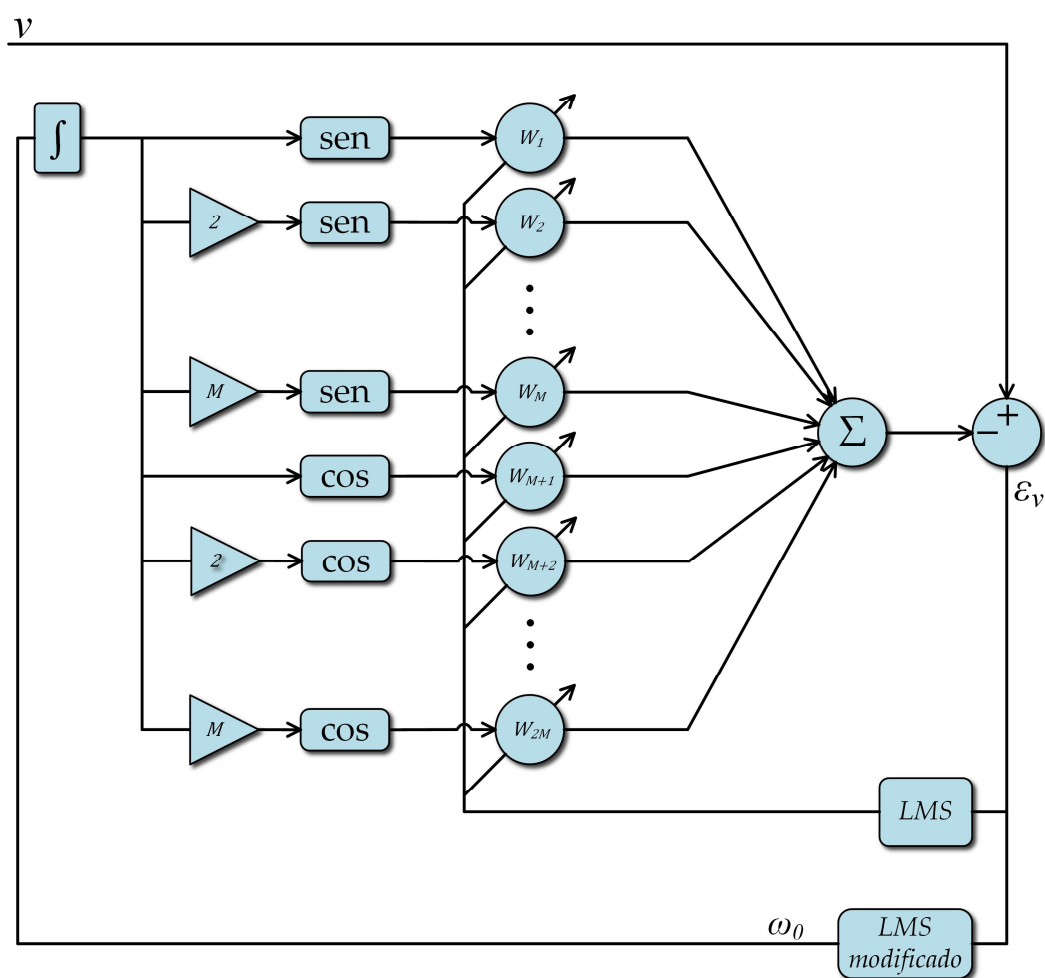
$$\omega_{0_{n+1}} = \omega_{0_n} + 2\mu_0 \varepsilon_n \sum_{h=1}^M h(w_{h_n} x_{(M+h)_n} - w_{(M+h)_n} x_{h_n}), \quad (4.15)$$

em que μ_0 corresponde a um passo adaptativo utilizado para minimização do erro de frequência do sinal rastreado e ω_0 corresponde à frequência da componente fundamental. A escolha do valor deste passo adaptativo da frequência é realizada de forma empírica, contanto que, para garantir a melhor performance do *WFLC*, são escolhidos valores tais que $\mu_0 \ll \mu$. A Figura 21 apresenta o diagrama de blocos do *WFLC*.

Como pode ser observado, para um determinado sinal $u_n = s_n + z_n$, a parte periódica pode ser estimada por um algoritmo *LMS* original, correspondendo ao *FLC* original, e um *LMS* modificado que rastreia a frequência da componente fundamental do sinal original (RIVIERE

e THAKOR, 1996). Para aumentar a eficiência do rastreamento de frequência, pode ser adotado o uso de um filtro antes do *WFLC* de forma a selecionar a região de frequência na qual é esperado encontrar a componente fundamental. Para aplicações em sistemas de energia, é mais habitual o uso de filtros passa-faixa, eliminando as componentes harmônicas de maior ordem. O uso de filtros passa-faixa, assim como a escolha de μ_0 podem provocar o atraso de fase do sinal rastreado, sendo então, convencional, utilizar-se o *WFLC* somente para rastreamento de frequência (RIVIERE e THAKOR, 1998).

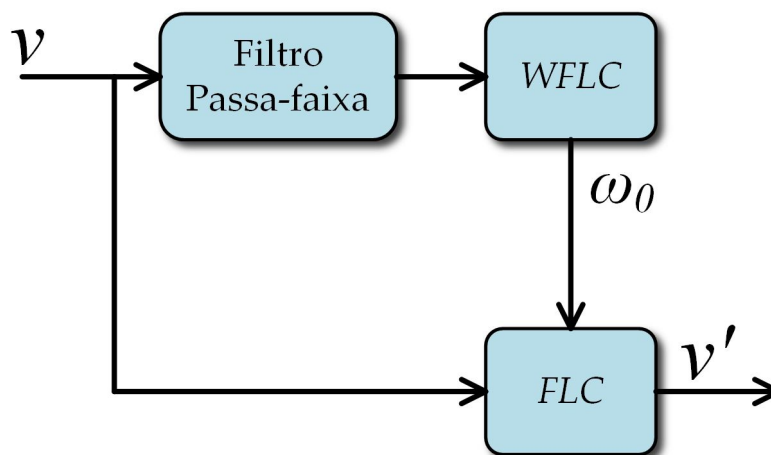
Figura 21 – Diagrama de blocos do *WFLC*.



Fonte: elaborada pelo autor.

Um segundo *FLC* é então utilizado para rastrear a amplitude e fase do sinal original, tornando o filtro, então, uma estrutura única denominada *WFLC/FLC*, apresentada na Figura 22.

Figura 22 – *WFLC* e *FLC* utilizados em conjunto para rastreamento de sinais periódicos.



Fonte: elaborada pelo autor.

Como pode ser observado, cada um dos algoritmos *WFLC* e *FLC* atua de forma paralela, e o *FLC* secundário utiliza apenas a informação de frequência fornecida pelo *WFLC*. Nesta configuração, o *WFLC* pode ser sintonizado somente para rastreamento da frequência da componente fundamental, reduzindo consideravelmente o custo computacional na utilização do algoritmo. O *WFLC/FLC* pode ser utilizado para rastreamento de sinais periódicos monofásicos de um sistema elétrico, conforme será apresentado no Capítulo 4. Outras extensões do *FLC* podem ser encontradas na literatura e contribuir com os estudos da aplicação desta estratégia em sistemas de energia. Dentre estas, as principais serão brevemente abordadas nas seções a seguir.

4.1.6 O Combinador Linear de Fourier Não-Uniforme

Considerando que diferentes harmônicas possuem diferentes graus de importância, ou possuem diferentes contribuições para o sistema durante o processamento de sinais, e que estas informações podem ser adicionadas ao filtro adaptativo, é possível encontrar na literatura o Combinador Linear de Fourier não uniforme (*Non-uniform Fourier Linear Combiner – NFLC*). O *NFLC* atua criando uma matriz de prioridades para o passo adaptativo do *FLC* original, determinando diferentes tempos de convergência para cada componente harmônica (VAZ *et al.*, 1994). Uma desvantagem dessa estratégia é o aumento do tempo de convergência total do algoritmo, podendo ocasionar um aumento do tempo de acomodação do sinal. Caso o tempo de convergência de um determinado componente se torne muito grande, isso pode ocasionar uma

instabilidade do algoritmo. Entretanto, ela se apresenta como uma boa alternativa quando se pretende rastrear uma ou mais componentes específicas em um sinal poluído.

O passo adaptativo em um *NFLC* é tal que

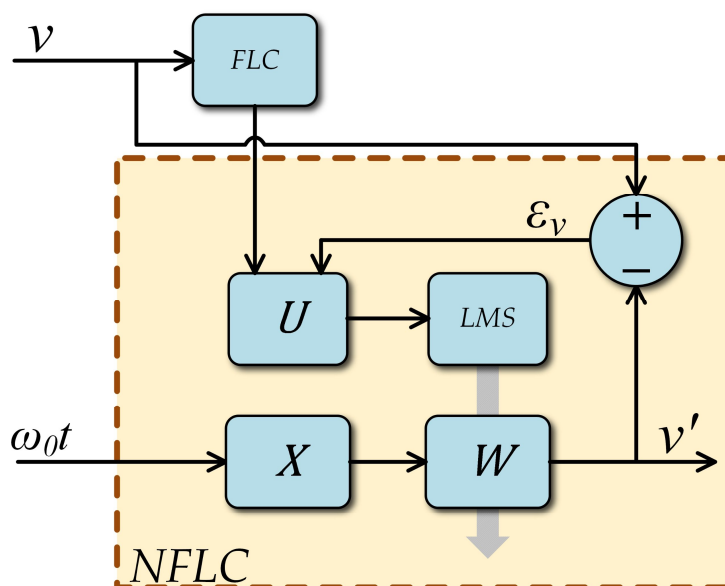
$$\mu_g = \mu \mathbf{R}, \quad (4.16)$$

onde \mathbf{R} corresponde a uma matriz diagonal cujos elementos da diagonal principal são definidos como

$$\begin{cases} R_{g,g} > 1, & \text{para convergências mais rápidas} \\ R_{g,g} < 1, & \text{para convergências mais lentas} \end{cases} \quad (4.17)$$

Desta forma, pode-se considerar o *FLC* uniforme, como um caso específico do *NFLC*, quando a matriz de prioridades \mathbf{R} corresponde à matriz identidade. O diagrama de blocos correspondente ao *NFLC* está apresentado na Figura 23.

Figura 23 – Diagrama de blocos do *NFLC*.



Fonte: elaborada pelo autor.

Pode-se observar que a estrutura completa do *NFLC* contém um *FLC* uniforme operando em paralelo. Isto é necessário para garantir que não haja problemas de instabilidade caso a convergência de um determinado harmônico seja muito lenta. As principais aplicações do

NFLC são o rastreamento de componentes harmônicas específicas em campos de dados estáticos ou com variações lentas. Assim, pode ser uma boa alternativa para analisadores de qualidade de energia (DASH *et al.*, 2000).

4.1.7 O Combinador Linear de Fourier com Frequência Ponderada utilizando Quatérnios

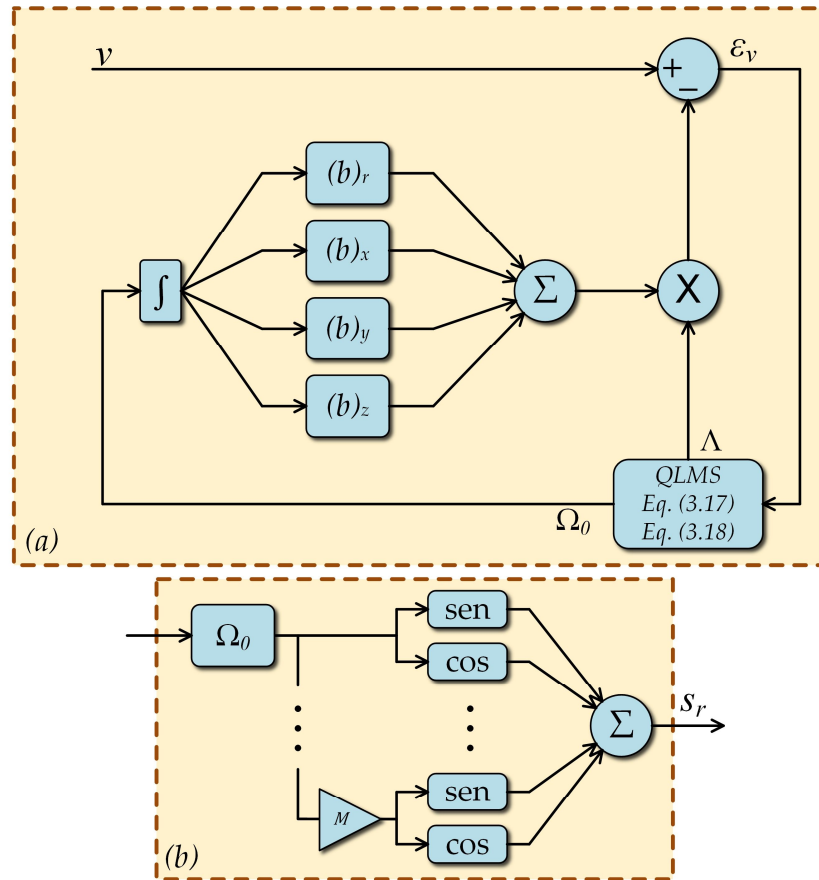
Em aplicações que necessitem o rastreamento simultâneo de um grupo de sinais em três ou quatro dimensões correlacionados entre si, a informação da correlação entre os sinais pode ser utilizada para aperfeiçoar o rastreamento de todos os componentes. Assim, o Combinador Linear de Fourier com frequência ponderada utilizando quatérnios (*Quaternions Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner – QWFLC*) é um algoritmo que combina informações de múltiplos sinais correlacionados (ADHIKARI *et al.*, 2015). O *QWFLC* é encontrado na literatura como um rastreador de movimentos periódicos tridimensionais, ou quadrimencionais, quando considerada também a intensidade da força. Do ponto de vista matemático, um quatérnio é um número complexo de quatro dimensões, encontrado no estudo de álgebra de dimensões finitas (MARKLEY *et al.*, 2007), porém, na literatura de processamento de sinais, é utilizado como forma de interpolação de movimentos de rotação e processamento de imagens (WANG *et al.*, 2019).

Em um sistema quadrimensional, o sinal quatérnio pode ser formado com base na equação

$$u_n = u_{r_n} + u_{x_n}i + u_{y_n}j + u_{z_n}k, \quad (4.18)$$

em que o índice r identifica a parte real e os índices x, y, z identificam sinais associados aos eixos complexos i, j, k respectivamente. Neste caso, o *WFLC* pode ser reescrito no formato quadrimensional conforme o diagrama de blocos apresentado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de blocos do *QWFLC*. (a) Estrutura geral do *QWFLC*. (b) Rastreamento de cada dimensão de forma detalhada.



Fonte: elaborada pelo autor.

Pode-se observar que os algoritmos *LMS* e *LMS* modificado foram substituídos por suas formas no sistema quatérnio, deduzidas por Adhikari (2015) e vistas nas equações

$$\Lambda_{n+1} = \Lambda_n + \mu(2\varepsilon_n\chi_n^* - \chi_n^*\varepsilon_n^*) \quad (4.19)$$

$$\Omega_{0_{n+1}} = \Omega_{0_n} + \mu_0(2\varepsilon_n\mathcal{G}^* - \mathcal{G}^*\varepsilon_n^*). \quad (4.20)$$

Os termos Λ e Ω representam o vetor de coeficientes de Fourier W e a frequência da componente fundamental ω_0 no sistema quatérnio. Ainda neste sistema, o termo X representa o vetor de componentes trigonométricas e \mathcal{G} representa a parte somatória do algoritmo *LMS* modificado apresentado pelo *WFLC* original na Equação (3.27). O asterisco representa a operação de conjugado sobre os vetores. A sintonia dos passos adaptativos é realizada de forma empírica,

com base nos mesmos critérios adotados pelo *FLC* e *WFLC* anteriormente apresentados na Seção 3.6.3 e na Seção 3.6.4, respectivamente.

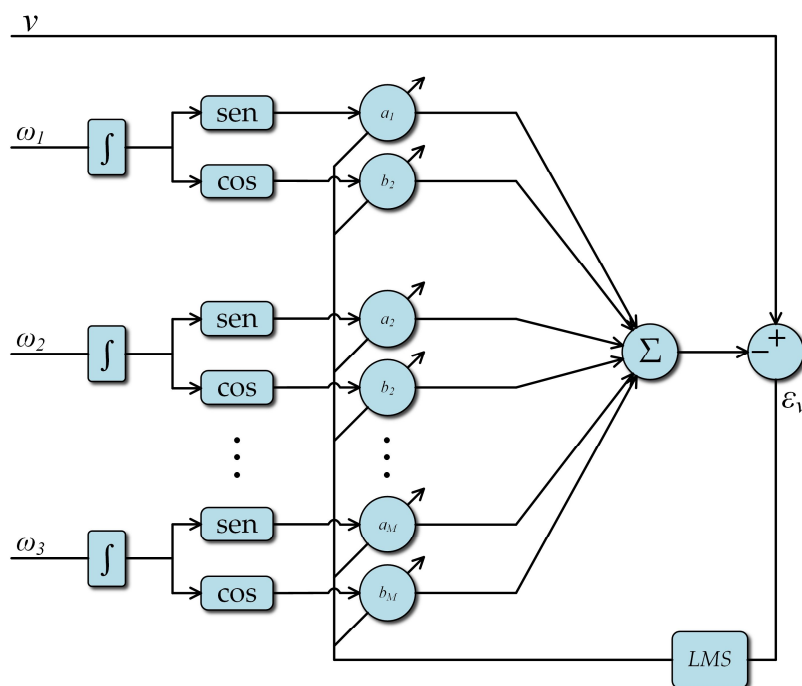
Evidentemente, a complexidade do *QWFLC* é maior quando comparado ao *WFLC* e ao *WFLC/FLC*, embora forneça em contrapartida, uma maior eficiência no rastreamento de sinais altamente poluídos (ADHIKARI *et al.*, 2015). O *QWFLC* pode se apresentar como uma boa alternativa para medição de qualidade de energia em sistemas trifásicos devido à inclusão da correlação entre os sinais de cada fase e do neutro. Entretanto, em aplicações de tempo real, seu uso encontra restrições em sistemas com grande penetração harmônica, pelo aumento da complexidade.

4.1.8 O Combinador Linear de Fourier de Banda Limitada Múltipla

O Combinador Linear de Fourier de Banda limitada múltipla (*Band-limited Multiple Fourier Linear Combiner – BMFLC*) é uma modificação sobre o *WFLC* original para que ele realize o rastreamento de múltiplas bandas de frequência (Veluvolu *et al.*, 2007). Sua estratégia consiste na substituição do rastreamento das componentes harmônicas utilizando a frequência da componente fundamental, pelo rastreamento paralelo de cada grupo de frequências. Cada grupo de frequências é limitado pela faixa $L = (f - f_0)G$, no qual f e f_0 são os limites desta banda e $G \geq 1$ determina a precisão do algoritmo dentro desta banda. A parte trigonométrica da série de Fourier, então, é determinado conforme a equação

$$x_{rn} = \begin{cases} \text{sen} \left(2\pi \left(f_0 + \frac{r-1}{G} \right) n \right), & 1 \leq r \leq L \\ \text{cos} \left(2\pi \left(f_0 + \frac{(r-L)-1}{G} \right) n \right), & L+1 \leq r \leq 2L \end{cases} \quad (4.21)$$

As demais equações correspondem às equações anteriormente apresentadas para o *FLC*, como a Equação (3.23) e a Equação (3.27) para o *WFLC*. Repare que, o *BMFLC* rastreia diferentes frequências harmônicas, assim a ordem do sistema é limitada a $M = 1$. A sintonia dos passos adaptativos é empírica, com base nos mesmos critérios adotados pelo *FLC* e *WFLC* anteriormente apresentados na Seção 3.6.3 e na Seção 3.6.4, respectivamente (LUO *et al.*, 2018). O diagrama de blocos do *BMFLC* está apresentado na Figura 25.

Figura 25 – Diagrama de blocos do *BMFLC*.

Fonte: elaborada pelo autor.

Observe que o algoritmo *LMS* original opera estimando os coeficientes de Fourier de forma semelhante ao *FLC*, entretanto o *LMS* modificado implementa o rastreamento de frequência de forma independente.

O *BMFLC* não apresenta bons resultados caso os limites de frequência adotado estejam muito afastados um do outro, ou caso não possua uma precisão alta o suficiente para a convergência de todas as frequências rastreadas dentro do espectro (WANG *et al.*, 2012). Considerando a aplicação em sistemas de energia, o *BMFLC* pode ser aplicado para o rastreamento de inter-harmônicas dentro de um espectro pré-selecionado.

4.1.9 O Combinador Linear de Fourier baseado na Curtose de Menor Média

Outras aplicações encontradas na literatura de engenharia biomédica substituem o algoritmo *LMS* por alternativas, buscando maior estabilidade ou menor tempo de acomodação do rastreamento. O Combinador Linear de Fourier baseado na Curtose de Menor Média (*Adaptive Fourier Linear Combiner based on Modified Least Mean Kurtosis – FLC-LMK*) (MENGÜÇ, 2018). O algoritmo *LMK* é um algoritmo do gradiente estocástico que minimiza uma função baseada no cumulante de quarta ordem do sinal de erro (HÜBSCHER, 2002).

De forma geral, o *FLC-LMK* se assemelha ao algoritmo *FLC* baseado em *LMS*. A maior diferença consiste na mudança da equação de estimação dos coeficientes de Fourier. O *LMK* utilizado corresponde à equação

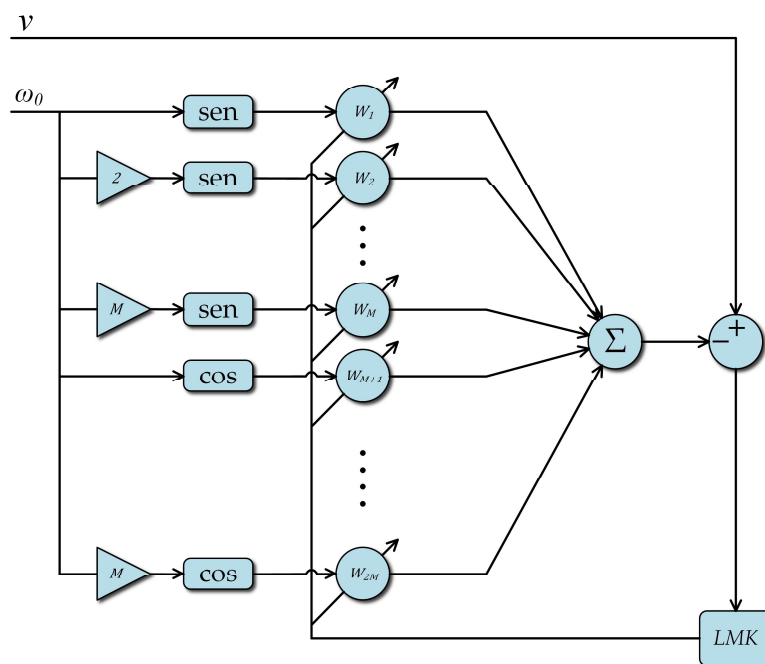
$$W_{n+1} = W_n + 4\mu(1,5\sigma_{\epsilon_n}^2 - \epsilon_n^2)\epsilon_n X_n, \quad (4.22)$$

no qual a variância $\sigma_{\epsilon_n}^2$ é definida conforme um fator de esquecimento β , determinado de forma empírica tal que

$$\sigma_{\epsilon_n}^2 = \beta\sigma_{\epsilon_{n-1}}^2 + \epsilon_n^2, \quad 0 < \beta < 1 \quad (4.23)$$

e μ corresponde ao passo adaptativo da função *LMK* determinado de forma empírica. Para um menor tempo de convergência, o passo adaptativo deve ser preferencialmente escolhido dentre valores próximos a zero, enquanto o fator de esquecimento é preferencialmente escolhido dentre valores próximos à unidade (MENGÜÇ, 2018). O diagrama de blocos do *FLC-LMK* está apresentado na Figura 26.

Figura 26 – Diagrama de blocos do *FLC-LMK*.



Fonte: elaborada pelo autor.

Como observado, o diagrama de blocos do *FLC-LMK* é semelhante ao diagrama de blocos do *FLC* apresentado na Figura 20, exceto pela substituição do algoritmo *LMS*. O *FLC-LMK* apresenta menores oscilações e menores sobressinais durante a ocorrência de transitórios, quando comparado ao *FLC*, sem aumentar consideravelmente o custo computacional. Ainda assim, ele permanece dependente de um algoritmo externo para sintonia da frequência da componente fundamental, sendo possível sua aplicação em uma estrutura conjunta *WFLC/FLC-LMK* (MENGÜÇ, 2018).

4.1.10 O Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa baseado em Filtros de Kalman

O Combinador Linear de Fourier com frequência adaptativa baseado em Filtros de Kalman de alta ordem (*High-Order Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner based Kalman Filter – WFLC-KF*) é uma extensão do *WFLC/FLC* que substitui o algoritmo *LMS* original do *FLC* por um Filtro de Kalman (Zhou *et al.*, 2016). Nesta estratégia, o rastreamento da fase e da frequência pelo *WFLC* torna-se mais eficiente, eliminando a necessidade de operação em paralelo entre o *WFLC* e o *FLC*.

Um Filtro de Kalman é um filtro que utiliza um modelo dinâmico de um sistema e uma leitura com grande presença de ruídos para rastrear e eliminar o ruído de leitura. A estimação da solução ótima do Filtro de Kalman, para um sinal u é realizada pela minimização da covariância *a posteriori* do erro de estimação. Dado um sinal definido pela equação

$$Y_n = (\mathcal{W}_n + a_{n-1}u_{n-1}) + V_n, \quad (4.24)$$

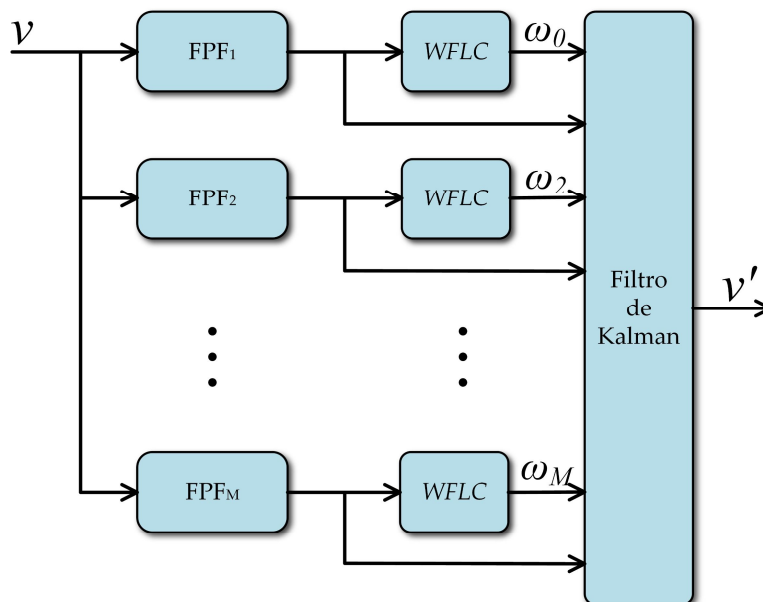
em que o termo entre parênteses identifica a estrutura do sinal original e \mathcal{W}_n e V_n identifica o ruído do processo e das medições, respectivamente. Uma estimação \mathcal{O}_n do sinal original pode ser obtida pela eliminação do ruído por meio de um filtro de Kalman

$$\mathcal{O}_{n+1} = a_n \mathcal{O}_n + k_n (Y_n - \mathcal{O}_n) \quad (4.25)$$

O termo k_n é um ganho definido com base na variância do erro, do ruído e da estrutura do sinal. A inicialização do filtro de Kalman é realizada com a melhor estimativa baseada nas

informações sobre o sinal (GARCIA *et al.*, 2008). A Figura 27 apresenta o diagrama de blocos do *WFLC-KF*.

Figura 27 – Diagrama de blocos do *WFLC-KF*.



Fonte: elaborada pelo autor.

Pode-se observar que a estrutura do *WFLC-KF* utiliza um filtro passa-banda utilizado para sintonizar a frequência que se pretende rastrear. Assim, o *WFLC-KF* pode ser utilizado tanto para rastreamento e sintonia da componente fundamental em um sinal, quanto para a eliminação de componentes harmônicas específicas (NAYAK e SAHU, 2015). Implementações utilizando filtros de Kalman são mais robustas quando comparadas ao *WFLC* original, entretanto acrescenta um grau de complexidade ao algoritmo.

4.2 Considerações sobre o Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os rastreadores baseados em Combinadores Lineares de Fourier e suas extensões, que serão base para o restante deste trabalho. O *FLC* é baseado em aplicações do *LMS* para estimação dos pesos de uma série de Fourier que recompõe um sinal periódico até a ordem harmônica especificada pelo projeto com base em uma frequência fundamental especificada pelo projetista. Essa estratégia é desenvolvida para o rastreamento de componentes harmônicas de forma intrínseca, possibilitando diversas aplicações de rastreamento de componentes harmônicas específicas. Dentre as principais extensões do *FLC*,

foi destacado o *WFLC* por possibilitar o rastreamento das frequências da componente de maior magnitude em um sinal, tornando a combinação *WFLC/FLC* eficiente no rastreamento de amplitudes e fases, além de possuir frequência adaptativa. Outras extensões, como o *NFLC* e *WFLC-KF* e outras apresentadas, demonstram as diferentes possibilidades de atuação do *FLC*, e podem motivar a busca por soluções de aplicação dessa estratégia em sistemas elétricos trifásicos. A seguir, no Capítulo 4, será discutida a aplicação de sistemas baseados no *FLC* em sistemas de energia, e como extensões do *FLC* podem ser utilizadas para rastreamento de componentes harmônicas e componentes simétricas em tempo real.

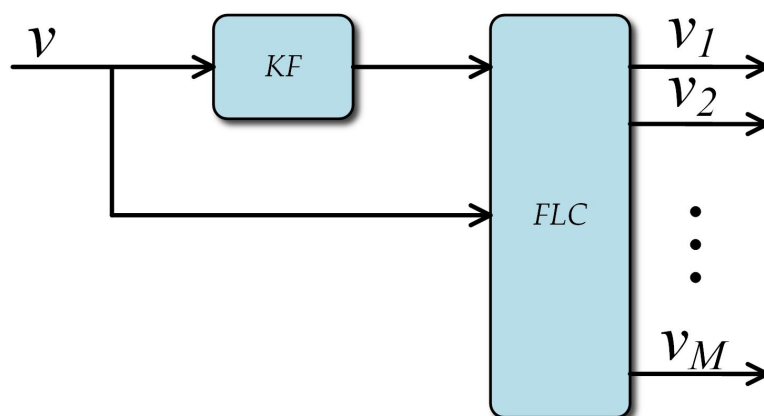
5 O COMBINADOR LINEAR DE FOURIER EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

Conforme observado no Capítulo 3, o Combinador Linear de Fourier (*Fourier Linear Combiner – FLC*) é um rastreador de sinais periódicos que utiliza o algoritmo de erro quadrático médio (*Least Mean Square – LMS*) para estimar os coeficientes de uma série de Fourier que compõe o sinal original com base em uma frequência fundamental. Dentre as extensões do *FLC* encontradas na literatura, o Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa (*Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner – WFLC*) permite o rastreamento da frequência da componente de maior magnitude, tornando o conjunto *WFLC/FLC* capaz de rastrear amplitude, fase e frequência de sinais periódicos. Embora essa estratégia seja encontrada em grande abundância na literatura de engenharia biomédica, é possível encontrar aplicações de monitoramento de componentes harmônicos em sistemas elétricos e de rastreamento de sinais monofásicos de tensão ou corrente elétrica. A hipótese deste trabalho é que as estratégias baseadas em *FLC* podem ser adaptadas para o rastreamento completo de componentes harmônicas e simétricas de um sinal trifásico. Desta forma, neste capítulo estas aplicações serão apresentadas e utilizadas como base para o desenvolvimento de estratégias, baseadas em *FLC*, para o rastreamento de componentes harmônicas e componentes simétricas. Também neste capítulo será apresentada uma extensão do *WFLC* para rastreamento da frequência em sistemas trifásicos mais robusta diante de transições no rastreamento de fase e de amplitude dos sinais.

5.1 *FLC* em sistemas monofásicos

Na literatura de processamento de energia, é possível encontrar aplicações do *FLC* como monitoramento em tempo real de distorção harmônica e como rastreador de componentes harmônicas específicas em sistemas monofásicos. Quando comparado ao Filtro de Kalman, o *FLC* apresentou um menor tempo de acomodação no rastreamento das amplitudes e maior estabilidade no rastreamento de fases das componentes harmônicas de terceira, quinta e sétima ordem (DASH *et al.*, 1996). Posteriormente, Dash e outros (2000), propôs uma combinação entre Filtros de Kalman e *FLC* para aperfeiçoar o rastreamento de componentes harmônicas, conforme a estrutura apresentada na Figura 28.

Figura 28 – Diagrama de blocos do *EKF-FLC* utilizado por Dash e outros (2000).

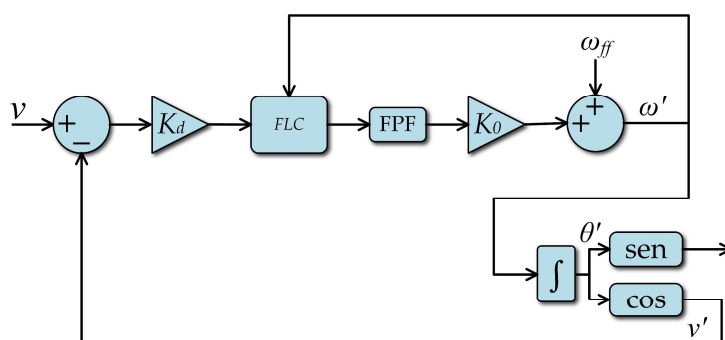


Fonte: elaborada pelo autor com base em Dash e outros (2000).

Esta estrutura foi denominada Filtro de Kalman Extendido utilizando Combinador Linear de Fourier (*Extended Kalman Filter using Fourier Linear Combiner – EKF-FLC*). O *EKF-FLC* utiliza o Filtro de Kalman unicamente para rastreamento da frequência da fundamental do sinal original.

Khan e outros (2019) propõe a utilização do *FLC* como um Filtro Notch Adaptativo (*Adaptive Notch Filter – ANF*) de forma muito semelhante ao *PLL* aperfeiçoado apresentado no Capítulo 3, apenas substituindo a estrutura de rastreamento em quadratura pelo *FLC* de Vaz (1994) (KARIMI-GHARTEMANI e IRAVANI, 2001). A Figura 29 apresenta a estrutura do rastreador baseado no *FLC* proposto por Khan *et al.*, (2019).

Figura 29 – Diagrama de blocos do *FLC* utilizado como *ANF*.

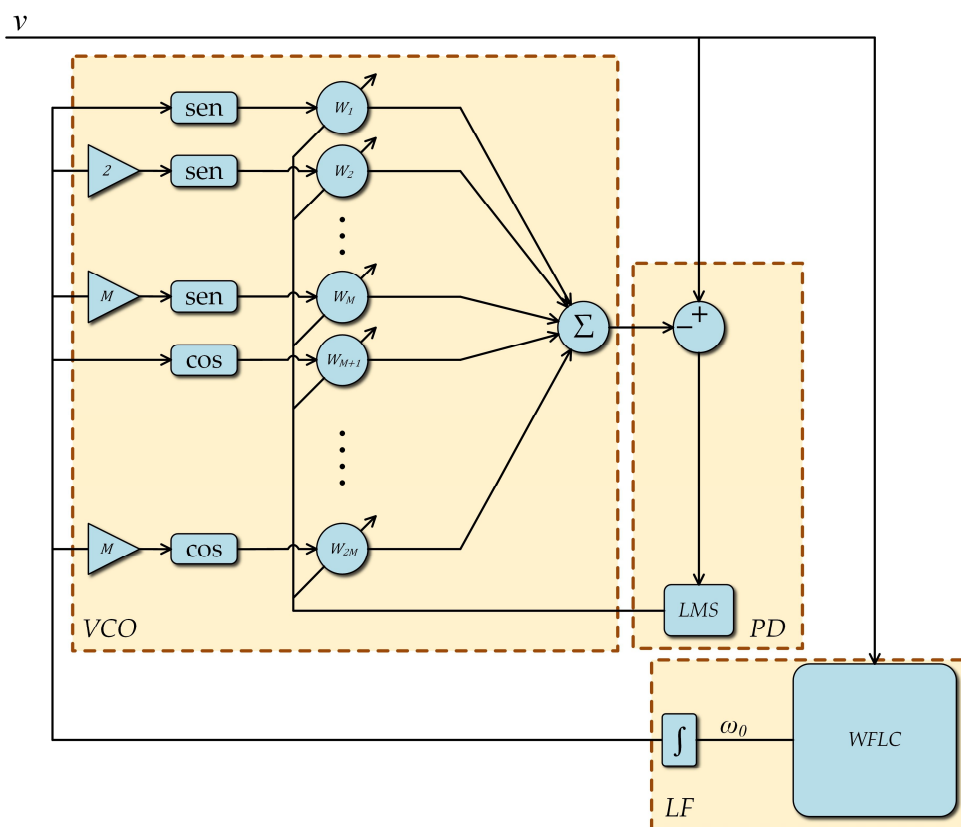


Fonte: Khan e outros (2000).

Pode ser observado que a estrutura deste rastreador se assemelha à estrutura apresentada na Figura 10, com a substituição do *ANF* e pode, igualmente, ser comparada à estrutura do *PLL* de Gupta (1975) apresentada na Figura 5. Um Filtro Passa-faixa (FPF) é utilizado para implementar a sintonia da frequência fundamental, tornando o filtro implementado de frequência adaptativa. Essa estratégia apresentou grande eficiência no rastreamento de amplitude, fase e frequência de sinais monofásicos, além de se mostrar altamente imune à presença de ruídos harmônicos, com grande robustez no rastreamento da componente fundamental.

Por fim, a estrutura *WFLC/FLC* pode ser utilizada como rastreador da amplitude, fase, frequência e componentes harmônicas em um sistema elétrico monofásico, quando aplicada de forma direta neste sistema. Conforme pode ser demonstrado, a estrutura do *WFLC/FLC* pode ser comparada à estrutura do *PLL* de Gupta (1975), apresentando grande robustez e imunidade a ruídos diversos. A Figura 30 apresenta essa comparação em forma simplificada e Barros Junior (2017) apresenta uma análise mais aprofundada desta comparação.

Figura 30 – Comparação entre o *WFLC/FLC* e o *PLL*.



Fonte: elaborada pelo autor.

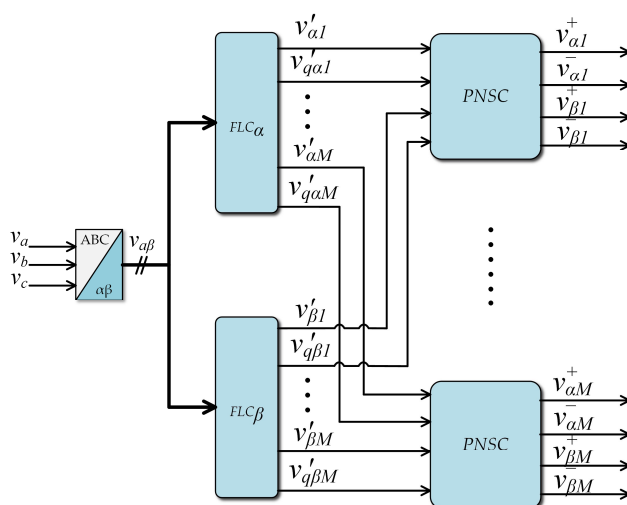
Conforme pode ser observado, o detector de fase (*Phase Detector – PD*) corresponde ao comparador em conjunto com o *LMS*, o filtro de laço (*Loop Filter – LF*) corresponde ao *WFLC* para rastreamento da frequência fundamental em conjunto com um integrador e o oscilador de tensão controlada (*Voltage Controlled Oscillator – VCO*) corresponde à geração da tensão sintetizada pelos coeficientes de Fourier somados.

Apesar dessas contribuições serem de grande relevância para os estudos do *FLC* em sistemas de processamento de energia, torna-se necessário, para tais estudos, uma extensão do *FLC* desenvolvida para aplicações trifásicas. Assim, podem ser apresentadas algumas soluções para rastreamento de amplitude, fase e frequência da fundamental e das componentes harmônicas, além das componentes simétricas em sistemas trifásicos, que formam as contribuições desta tese. A primeira se refere a uma aplicação direta do *FLC* e *WFLC* na estrutura convencional de rastreadores trifásicos, a segunda se refere a uma mudança estrutural do *FLC* para rastreamento de componentes simétricas e a terceira utiliza o sistema trifásico para rastrear frequências de forma mais robusta.

5.2 Combinador Linear de Fourier Duplo para Rastreamento de Sequência Positiva e Negativa

A primeira aplicação possível para utilização do *FLC* em sistemas trifásicos é a substituição do rastreador em sistemas de rastreamento duplo, como o *SOGI-PLL* e o *DEPLL* apresentados no Capítulo 3. O diagrama de blocos desta estratégia está apresentada na Figura 31.

Figura 31 – Diagrama de blocos do *DFLC*.



Fonte: elaborada pelo autor.

Conforme pode ser observado, esta estratégia, denominada Combinador Linear de Fourier duplo (*Double Fourier Linear Combiner – DFLLC*) implementa uma transformada de Park e os *FLCs* atuam rastreando a fundamental e as componentes harmônicas de um sinal trifásico no eixo $\alpha\beta$. A saída dos *FLCs* corresponde às saídas do *SOGI-PLL* ou *DEPLL*, entretanto, o *DFLLC* é intrinsecamente capaz de rastrear as componentes harmônicas em um sinal trifásico. Os sinais decompostos podem ser reconstruídos nas componentes simétricas por meio de um Calculador de Sequência Positiva e Negativa (*Positive and Negative Sequence Calculator – PNSC*), fornecendo estas sequências para cada componente harmônica. O *PNSC* pode ser representado pelas equações

$$v_{\alpha 1} = \frac{1}{2}(v'_{\alpha} + qv'_{\beta}) , \quad (5.1)$$

$$v_{\beta 1} = \frac{1}{2}(v'_{\beta} + qv'_{\alpha}) , \quad (5.2)$$

$$v_{\alpha 2} = \frac{1}{2}(v'_{\alpha} - qv'_{\beta}) , \quad (5.3)$$

$$v_{\beta 2} = \frac{1}{2}(v'_{\beta} - qv'_{\alpha}) , \quad (5.4)$$

Quando comparado a outras estruturas semelhantes, entretanto, o *DFLLC* apresenta a vantagem de ser intrinsecamente capaz de rastrear componentes harmônicas não convencionais, como harmônicas pares, ou de componentes simétricas não habituais para suas ordens harmônicas. Entretanto, percebe-se que o rastreamento da componente homopolar, ou de sequência zero, não é realizada de forma seletiva pelo *DFLLC*, necessitando de um rastreador extra, caso esta informação seja necessária, o que será melhor abordado pela estratégia a seguir.

5.3 Combinador Linear de Fourier-Forstescue

O detector de sequência baseado em *FLC* (*Sequence Detector based on Fourier Linear Combiner – SDFLLC*) pretende possibilitar o rastreamento das componentes simétricas em cada componente harmônica rastreada. Para implementar a decomposição do sinal em componentes simétricas, é necessária a aplicação da Transformada de Fortescue, que, conforme Equação (2.3), caso as componentes simétricas estejam em evidência

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

tal que o termo $a = 1 \angle 120^\circ$ denomina o operador vetorial, que opera somente defasando os ângulos de fase e os índices 0, 1 e 2 denotam as sequências zero, positiva e negativa respectivamente. O sinal decomposto nas sequências zero, positiva e negativa geram três novos fasores equilibrados com sentido de rotação correspondente à sequência, conforme as equações,

$$v_{a1} = v_1 = \frac{1}{3}(v_a + av_b + a^2v_c), \quad (5.6)$$

$$v_{b1} = a^2v_1, \quad (5.7)$$

$$v_{c1} = av_1, \quad (5.8)$$

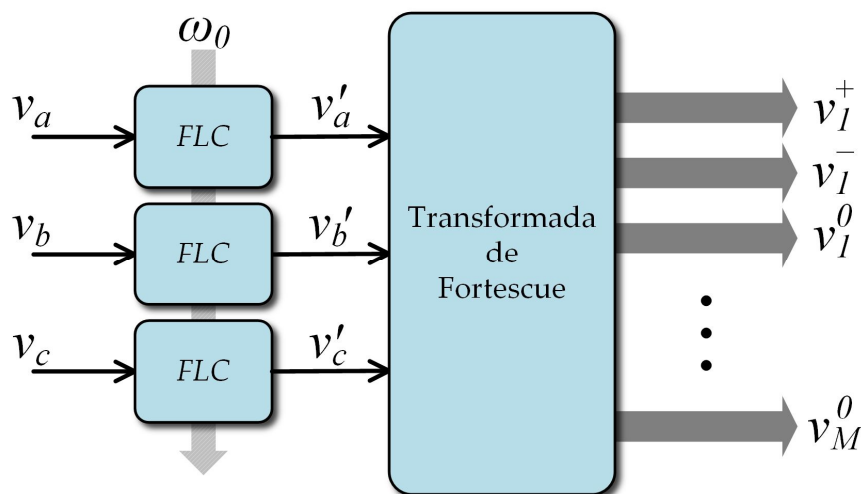
$$v_{a2} = v_2 = \frac{1}{3}(v_a + a^2v_b + av_c), \quad (5.9)$$

$$v_{b2} = av_2, \quad (5.10)$$

$$v_{c2} = a^2v_2, \quad (5.11)$$

$$v_{a0} = v_{b0} = v_{c0} = v_0 = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c). \quad (5.12)$$

Estas equações podem ser aplicadas diretamente sobre as componentes harmônicas extraídas por um conjunto de *FLCs*, conforme a Figura 32, que representa o Detector de Sequências baseado em Combinadores Lineares de Fourier (*Sequence Detector based on Fourier Linear Combiner – SDFLC*) (BARROS JUNIOR, FRIZERA NETO e ENCARNAÇÃO, 2017).

Figura 32 – Diagrama de blocos do *SDFLC*.

Fonte: elaborada pelo autor.

Como pode ser observado, no diagrama de blocos da Figura 32 a decomposição das componentes simétricas de cada componente harmônica é implementada por operações diferentes, *FLC* e Transformada de Fortescue, respectivamente. Entretanto, uma análise mais profunda permite perceber que ambas as operações possuem termos equivalentes, tornando possível implementar uma otimização dos recursos da Transformada de Fortescue. Considere o fasor v_{a1} da componente fundamental, como apresentado na equação (4.6). Este fasor pode ser representado em um determinado instante no domínio do tempo conforme equação

$$v_{a1} = \frac{1}{3}(v_a \text{sen}(\omega_0 t) + v_b \text{sen}(\omega_0 t) + v_c \text{sen}(\omega_0 t)) , \quad (5.13)$$

obtido a partir dos termos v_a , v_b e v_c igualmente no domínio do tempo. É possível perceber que os termos da fase b e c foram determinados considerando o deslocamento da fase provocado pelo operador vetorial. É possível generalizar v_{a1} para uma Série de Fourier, conforme a equação

$$v_{a1(n)} = \frac{1}{3}(W_{1,a(n)}X_{1,a(n)} + W_{M+1,a(n)}X_{M+1,a(n)} + W_{1,b(n)}X_{1,a(n)} + W_{M+1,b(n)}X_{M+1,a(n)} + W_{1,c(n)}X_{1,a(n)} + W_{M+1,c(n)}X_{M+1,a(n)}) , \quad (5.14)$$

em que os termos W representam os coeficientes da Série de Fourier para a frequência fundamental e os termos X representam a parte trigonométrica da Série de Fourier. O mesmo

raciocínio pode ser generalizado para as demais fases de sequência, de forma análoga, conforme equação

$$v_{b1(n)} = \frac{1}{3} \left(W_{1,a(n)} X_{1,b(n)} + W_{M+1,a(n)} X_{M+1,b(n)} + W_{1,b(n)} X_{1,b(n)} \right. \\ \left. + W_{M+1,b(n)} X_{M+1,b(n)} + W_{1,c(n)} X_{1,b(n)} + W_{M+1,c(n)} X_{M+1,b(n)} \right) , \quad (5.15)$$

$$v_{c1(n)} = \frac{1}{3} \left(W_{1,a(n)} X_{1,c(n)} + W_{M+1,a(n)} X_{M+1,c(n)} + W_{1,b(n)} X_{1,c(n)} \right. \\ \left. + W_{M+1,b(n)} X_{M+1,c(n)} + W_{1,c(n)} X_{1,c(n)} + W_{M+1,c(n)} X_{M+1,c(n)} \right) . \quad (5.16)$$

É possível observar que a equação (4.14), equação (4.15) e equação (4.16), podem ser estendidas para as demais componentes harmônicas com equações semelhantes. De forma análoga, os fasores das sequências negativa e zero podem ser obtidos pelas equações

$$v_{a2(n)} = \frac{1}{3} \left(W_{1,a(n)} X_{1,a(n)} + W_{M+1,a(n)} X_{M+1,a(n)} + W_{1,b(n)} X_{1,c(n)} \right. \\ \left. + W_{M+1,b(n)} X_{M+1,c(n)} + W_{1,c(n)} X_{1,b(n)} + W_{M+1,c(n)} X_{M+1,b(n)} \right) , \quad (5.17)$$

$$v_{b2(n)} = \frac{1}{3} \left(W_{1,a(n)} X_{1,c(n)} + W_{M+1,a(n)} X_{M+1,c(n)} + W_{1,b(n)} X_{1,b(n)} \right. \\ \left. + W_{M+1,b(n)} X_{M+1,b(n)} + W_{1,c(n)} X_{1,a(n)} + W_{M+1,c(n)} X_{M+1,a(n)} \right) . \quad (5.18)$$

$$v_{c2(n)} = \frac{1}{3} \left(W_{1,a(n)} X_{1,b(n)} + W_{M+1,a(n)} X_{M+1,b(n)} + W_{1,b(n)} X_{1,a(n)} \right. \\ \left. + W_{M+1,b(n)} X_{M+1,a(n)} + W_{1,c(n)} X_{1,c(n)} + W_{M+1,c(n)} X_{M+1,c(n)} \right) . \quad (5.19)$$

e

$$v_{a0(n)} = v_{b0(n)} = v_{c0(n)} \\ = \frac{1}{3} \left(W_{1,a(n)} X_{1,a(n)} + W_{M+1,a(n)} X_{M+1,a(n)} + W_{1,b(n)} X_{1,b(n)} \right. \\ \left. + W_{M+1,b(n)} X_{M+1,b(n)} + W_{1,c(n)} X_{1,c(n)} + W_{M+1,c(n)} X_{M+1,c(n)} \right) , \quad (5.20)$$

É possível relacionar os coeficientes da Série de Fourier e as componentes trigonométricas das equações (4.10) a (4.16) com os vetores W e X de um *FLC*, obtendo uma forma generalizada para obtenção das componentes simétricas para cada componente harmônica (BARROS JUNIOR *et al*, 2020). Esta configuração do *SDFLC* pode ser denominada apropriadamente de Combinador Linear de Fourier-Fortescue (*Fourier-Fortescue Linear Combiner – FFLC*), e, em sua forma generalizada, para cada fase φ , e componente harmônica h , irá corresponder às equações

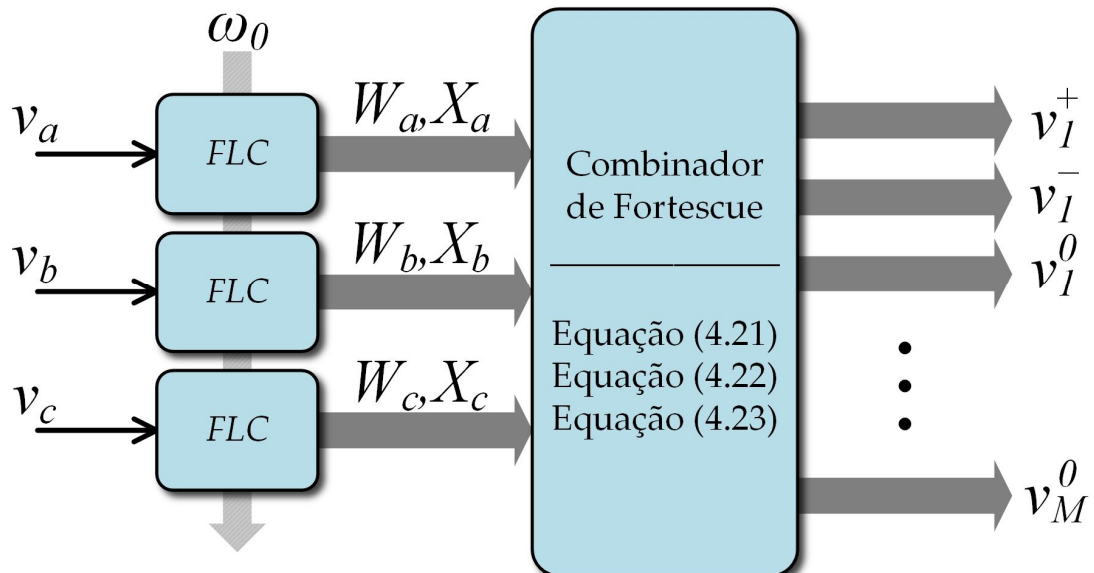
$$v_{\varphi 1h} = \frac{1}{3} \left(W_{\varphi h} X_{\varphi h} + W_{\varphi - 120h} X_{\varphi h} + W_{\varphi + 120h} X_{\varphi h} \right), \quad (5.21)$$

$$v_{\varphi 2h} = \frac{1}{3} \left(W_{\varphi h} X_{\varphi h} + W_{\varphi - 120h} X_{\varphi + 120h} + W_{\varphi + 120h} X_{\varphi - 120h} \right). \quad (5.22)$$

$$v_{\varphi 0h} = \frac{1}{3} \left(W_{\varphi h} X_{\varphi h} + W_{\varphi - 120h} X_{\varphi - 120h} + W_{\varphi + 120h} X_{\varphi + 120h} \right). \quad (5.23)$$

O diagrama de blocos correspondente ao *FFLC* pode ser observado na Figura 33.

Figura 33 – Diagrama de blocos do *FFLC*.



Fonte: elaborada pelo autor.

Pode-se observar que a Transformada de Fortescue irá recompor os coeficientes da Série de Fourier detectada ou estimada em conjunto com os termos trigonométricos, construindo as componentes simétricas do sinal original. A saída do *FFLC* é um vetor contendo as componentes simétricas de cada componente harmônica do sinal rastreado em tempo real, apresentando a mesma robustez da estratégia de *FLC* utilizada, e sem grandes aumentos no custo computacional.

O *FFLC*, assim como o *FLC* original, é dependente de meios externos para obtenção da frequência fundamental do sinal a ser rastreado, o que pode ser fornecido por alguma extensão

como o *WFLC*. A seguir será apresentado uma extensão do *WFLC* que o torna mais estável durante transitórios em sistemas trifásicos.

5.4 Combinador Linear de Fourier de Frequência Ponderada Trifásico

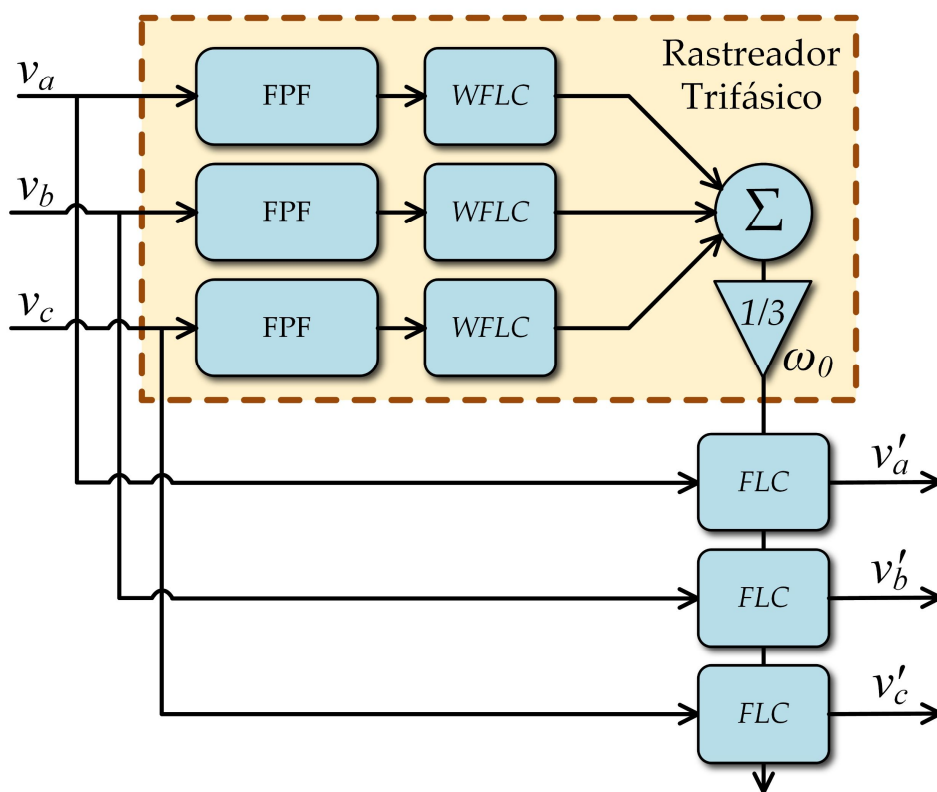
Conforme visto no Capítulo 3, o rastreamento da frequência fundamental implementado por um *WFLC* é realizado para a componente harmônica de maior magnitude presente no sinal original. Em sistemas de energia razoavelmente estáveis, a componente de maior magnitude corresponde à fundamental, o que torna o *WFLC* uma alternativa robusta para o rastreamento de frequências em SEPs. Entretanto, considerando que a presença de harmônicos de baixa ordem, mas de grande intensidade, pode provocar atrasos no rastreamento da frequência da fundamental, é convencional encontrar na literatura a utilização de um Filtro Passa-faixa (FPF) anteriormente ao *WFLC*, tornando-o mais robusto. A aplicação de um FPF, por sua vez, pode provocar atrasos de fase no rastreamento do *WFLC*, o que ocasiona oscilação dos coeficientes de Fourier, provocando erros transitórios em aplicações de mitigações de componentes harmônicas.

Analisando os sistemas trifásicos, é natural perceber que as redes elétricas com barramento infinito forte possuem frequência fundamental equivalente para as três fases, pois as características físicas da geração síncrona assim impõem. Também é possível inferir, portanto, que a obtenção da frequência de um sistema trifásico pode ser realizada em qualquer das fases, ou mesmo pelas três fases conjuntamente. Implementar o rastreamento da frequência nas três fases simultaneamente pode tornar o sistema mais robusto a interrupções assimétricas, pois, caso a interrupção fosse na fase rastreada, o rastreador perderia sua referência. Assim, um *WFLC* trifásico, então é um conjunto de *WFLCs* utilizados sobre cada uma das fases de um sistema trifásico de forma a rastrear a frequência fundamental deste sinal de maneira mais robusta em transitórios.

Dentre as estratégias para rastreamento trifásico de frequências utilizando *WFLCs* trifásicos, a mais simples é a aplicação do *WFLC* de forma simultânea sobre cada uma das fases do sistema elétrico conforme a Figura 34. Conforme pode ser observado, a frequência rastreada, após o FPF, é calculada pela média das frequências rastreadas em cada fase separadamente, conforme a equação

$$\omega_{0(n)} = \frac{1}{3} (\omega_{0,a(n)} + \omega_{0,b(n)} + \omega_{0,c(n)}) , \quad (5.24)$$

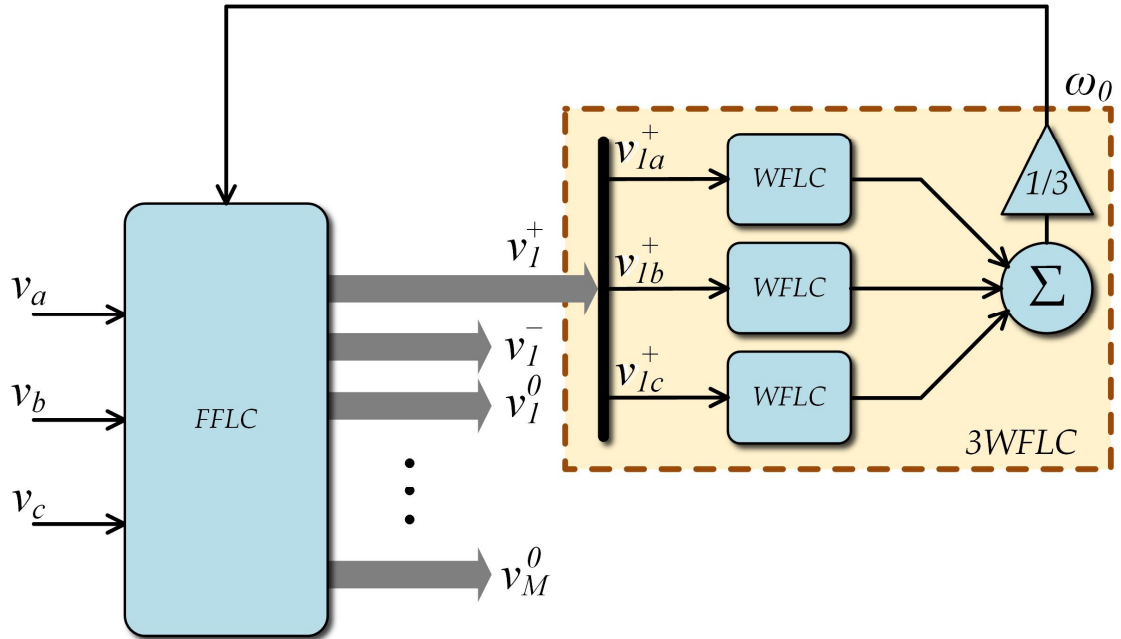
Figura 34 – Rastreador Trifásico baseado na média das frequências de cada fase aplicado sobre FLCs.



Fonte: elaborada pelo autor.

Esta estratégia, torna o sistema mais robusto para possíveis erros de medição e perturbações no rastreamento devido a afundamentos ou elevações simétricas instantâneas do sinal medido, entretanto, não está imune a oscilações assimétricas do sistema trifásico. Para se mitigar o erro de rastreamento por oscilações assimétricas e o atraso de fase, uma possibilidade é implementar o rastreamento de frequência sobre a componente de sequência positiva da fundamental rastreada por outra estratégia de FLC. Nesta configuração, o rastreamento de frequência se torna naturalmente imune à presença de componentes harmônicas de alta intensidade, assim como não sofrerá transitórios em cenários onde existe a interrupção do sinal em uma das fases. A configuração desta estratégia, denominada Combinador Linear de Fourier de Frequência Ponderada Trifásico (*3-phase Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner – 3WFLC*) está apresentada na Figura 35 implementada para rastreamento da frequência fundamental de um FFLC (BARROS JUNIOR *et al*, 2018).

Figura 35 – Diagrama de blocos do 3WFLC trabalhando em conjunto com o FFLC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Como pode ser observado, o rastreamento de frequências agora é implementado somente sobre a sequência positiva da componente fundamental rastreada pelo FFLC. A definição do 3WFLC corresponde às equações

$$\omega_{0,a(n+1)} = \omega_{0,a(n)} + 2\mu_0 \epsilon_{a(n)} \sum_{r=1}^M r (w_{r,a(n)} x_{M+r,a(n)} - w_{M+r,a(n)} x_{r,a(n)}) \quad (5.25)$$

$$\omega_{0,b(n+1)} = \omega_{0,b(n)} + 2\mu_0 \epsilon_{b(n)} \sum_{r=1}^M r (w_{r,b(n)} x_{M+r,a(n)} - w_{M+r,b(n)} x_{r,a(n)}) \quad (5.26)$$

$$\omega_{0,c(n+1)} = \omega_{0,c(n)} + 2\mu_0 \epsilon_{c(n)} \sum_{r=1}^M r (w_{r,c(n)} x_{M+r,a(n)} - w_{M+r,c(n)} x_{r,a(n)}) \quad (5.27)$$

$$\omega_{0(n+1)} = \frac{1}{3} (\omega_{0,a(n+1)} + \omega_{0,b(n+1)} + \omega_{0,c(n+1)}) , \quad (5.28)$$

5.5 Considerações sobre o Capítulo

Ao longo do Capítulo 4 foram apresentadas algumas possíveis contribuições para a aplicação dos algoritmos *FLC* em sistemas elétricos trifásicos, por meio de extensões das estratégias *FLC* original e *WFLC*. Ao se aplicar rastreadores sobre sistemas trifásicos, deve-se considerar, além dos distúrbios típicos dos sistemas monofásicos, a existência de distúrbios de desequilíbrios de amplitude, fase ou frequência entre as diferentes fases deste sistema. Desta forma, as estratégias apresentadas buscaram apresentar soluções para mitigar as instabilidades dos algoritmos mediante variações bruscas em uma ou duas fases do sistema elétrico.

A primeira estratégia apresentada, o *DFLC*, se assemelha às aplicações do *DSOGI-PLL* e *DEPLL*, apenas substituindo o bloco de rastreamento de sinais periódicos destas estratégias por um conjunto de *FLCs*. O rastreamento do *FLC*, então, é aplicado sobre os sinais convertidos por Transformadas de Park e por meio de um *PNSC*, que permitem a decomposição do sinal original em suas componentes simétricas de sequência positiva e negativa. A principal vantagem da utilização do *FLC* em relação às demais estratégias, é sua possibilidade intrínseca de rastreamento de diversas componentes harmônicas, simplificando sua aplicação em sistemas com grande penetração harmônica.

A segunda estratégia, em substituição à primeira, aplica o *FLC* em conjunto com a Transformada de Fortescue para decomposição das componentes simétricas nas sequências positiva, negativa e zero, ampliando a seletividade do rastreador. A possibilidade de rastreamento da sequência zero permite rastrear e mitigar componentes desta sequência de forma seletiva conforme as características do sistema elétrico, reduzindo o consumo de potência das estratégias de mitigação. Esta estratégia pode ser denominada *SDFLC* de uma forma geral, ou *FFLC* quando a Transformada de Fortescue é ajustada para o rastreamento do *FLC*.

Por fim, a terceira estratégia, o *3WFLC*, implementa a média do rastreamento de frequência realizado sobre as componentes de sequência positiva da fundamental, tornando o rastreamento destas frequências mais robusto perante desequilíbrios entre as fases rastreadas. O rastreamento sobre a sequência positiva permite a eliminação do bloco FPF, característico do *WFLC* para redução da magnitude das componentes harmônicas, mitigando o erro de fase provocado pela presença do filtro.

A principal estratégia para rastreamento da frequência, amplitude e fase de sinais periódicos trifásicos é o $3WFLC/FFLC$, por se apresentar como a estratégia mais robusta diante de transitórios, além de possuir a maior seletividade no rastreamento de componentes harmônicas e componentes simétricas. No Capítulo 5 serão apresentados os ensaios de simulação e experimentais realizados para analisar a robustez e a eficiência dessas estratégias em diferentes cenários, confirmando assim, suas aplicações em sistemas elétricos trifásicos.

6 ENSAIOS DE SIMULAÇÃO

Ao longo do Capítulo 4 foram apresentadas as contribuições deste trabalho para a aplicação das estratégias de Combinadores Lineares de Fourier (*Fourier Linear Combiner – FLC*) em sistemas trifásicos de potência. Tais estratégias visam aplicar os conceitos de sistemas de energia para permitir que as estratégias *FLC* possam rastrear as componentes simétricas de um determinado sinal trifásico, por meio do Combinador Linear de Fourier Duplo (*Double Fourier Linear Combiner – DFLLC*) e do Combinador Linear de Fourier-Fortescue (*Fourier-Fortescue Linear Combiner – FFLLC*).

Neste capítulo, para verificar a eficiência dessas contribuições, serão apresentados os parâmetros e resultados obtidos para a simulação desses algoritmos em um *software* de simulação de transitórios. O objetivo é observar o comportamento de cada uma das contribuições diante de diferentes distúrbios ocorridos em uma rede elétrica. De tal forma, ao longo deste capítulo serão apresentadas as configurações da simulação utilizada para a validação dos algoritmos apresentados, assim como o processo realizado para sintonia dos passos adaptativos utilizados em cada um dos algoritmos.

Por fim, os resultados serão apresentados e discutidos em comparação com os resultados obtidos pela aplicação Rastreador de Laço Fechado em Fase utilizando Integradores Generalizados de Segunda Ordem Múltiplo (*Multiple Second Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop – MSOGI-PLL*). O *MSOGI-PLL* foi escolhido para esta comparação devido a possuir o rastreamento de componentes harmônicas e componentes de sequência positiva e negativa. Também é importante considerar que o *MSOGI-PLL* possui grande relevância na literatura de rastreadores trifásicos, tornando-o uma escolha adequada para esta análise. O objetivo desta comparação é possibilitar uma análise das vantagens e desvantagens das contribuições apresentadas ao longo deste trabalho, de forma quantitativa e qualitativa, permitindo um maior entendimento da robustez destas contribuições.

6.1 Simulador e Configuração

Para implementar a simulação dos diferentes algoritmos apresentados no Capítulo 4, foi utilizado o *software* de Simulador de Transitórios Eletromagnéticos *PSCAD* versão 4.2, e os parâmetros de configuração utilizados estão apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros de configuração do *PSCAD* utilizados para os ensaios de simulação deste trabalho.

| Parâmetro | Valor |
|--------------------------------------|-------|
| <i>Duration of run</i> (s) | 3 |
| <i>Solution time step</i> (μ s) | 50 |
| <i>Channel plot setup</i> (μ s) | 100 |

Estas configurações serão aplicadas da mesma forma para todos os diferentes cenários utilizados neste capítulo, desde a sintonia dos algoritmos, até a obtenção dos últimos resultados de simulação.

6.2 Sintonia dos Parâmetros dos Rastreadores

A sintonia dos passos adaptativos μ dos algoritmos *FLC* é implementada de forma empírica, procurando-se a melhor relação entre sobressinal e tempo de acomodação dentro de um limite imposto pelo número de harmônicos máximos que se pretende rastrear. Embora tanto o *DFLC* quanto o *FFLC* possam ter como núcleo *FLC*, quaisquer estruturas *FLC* apresentadas no Capítulo 3, para os fins deste trabalho, este núcleo será constituído pelo *FLC* de Vaz (1990), permitindo uma ampla visão das contribuições próprias deste trabalho de forma isolada. O *3WFLC*, pelos mesmos motivos, terá como núcleo o *WFLC* de Riviere e Thakor (1996), embora as demais extensões do *WFLC* também possam ser empregadas.

Para implementar a sintonia dos passos adaptativos, os algoritmos *FLC* utilizados tiveram seu comportamento observado durante o rastreamento de um sinal monofásico de amplitude 1 pu e frequência 60 Hz. O sistema foi projetado para o rastreamento das 39 primeiras componentes harmônicas, pares e ímpares, de forma que o limite superior para o valor do passo adaptativo μ foi definido em 0,0255. Para realizar a sintonia, reduziu-se o valor do passo adaptativo enquanto observava-se o sobressinal e o tempo de acomodação do sinal rastreado. A Tabela 3 apresenta o resultado dessas grandezas. A graduação em passos de 0,0005 foi implementada buscando uma relação entre a precisão da sintonia e alteração significativa do sobressinal e tempo de acomodação da resposta obtida.

Tabela 3 – Sintonia do passo adaptativo do *FLC*.

| μ | Sobressinal (pu) | Tempo de acomodação (s) |
|--------|------------------|-------------------------|
| 0,0255 | 0,102942 | 0,0679 |
| 0,0250 | 0,102788 | 0,0682 |
| 0,0245 | 0,102654 | 0,0752 |
| 0,0240 | 0,102501 | 0,0783 |
| 0,0235 | 0,102333 | 0,0833 |

O valor 0,0245 foi escolhido por possuir valores moderados de sobressinal a tempo de acomodação, dentre os cinco valores selecionados para a sintonia, e, portanto, foi adotado como o valor do passo adaptativo dos algoritmos *DFLC* e *FFLC*.

A sintonia do passo adaptativo μ_0 do *WFLC* é realizada de forma semelhante ao do *FLC*, entretanto, convencionalmente, o valor de μ_0 é cerca de dez vezes inferior ao valor do passo adaptativo μ para garantir um menor sobressinal no rastreamento de frequência. Desta forma, a sintonia foi realizada de forma semelhante à adotada pelo *FLC*, reduzindo-se o valor do passo adaptativo enquanto se observa o sobressinal e o tempo de acomodação do sinal rastreado. A Tabela 4 apresenta o resultado dessas grandezas. Os valores escolhidos foram implementados buscando uma relação entre a precisão da sintonia e alteração significativa do sobressinal e tempo de acomodação da resposta obtida.

Tabela 4 – Sintonia do passo adaptativo do *FLC*.

| μ_0 | Sobressinal (Hz) | Tempo de acomodação (s) |
|---------|------------------|-------------------------|
| 0,0256 | 38,48 | 0,2001 |
| 0,0245 | 38,94 | 0,1646 |
| 0,0200 | 44,44 | 0,1168 |
| 0,0150 | 51,10 | 0,1036 |
| 0,0100 | 55,02 | 0,0998 |
| 0,0050 | 57,79 | 0,1151 |

Como pode ser observado, o valor 0,0100 possui a melhor relação entre sobressinal e tempo de acomodação, sendo adotado para o *3WFLC* utilizado nos ensaios simulados deste capítulo.

Por fim, a sintonia do ganho proporcional K aplicado ao *MSOGI-PLL* e do parâmetro Γ aplicado ao *FLL* utilizado para o rastreamento da frequência da componente fundamental foi realizada de forma idêntica àquela encontrada na literatura da área (RODRIGUEZ, 2008) (KHAN, 2018). Os valores adotados neste trabalho podem ser encontrados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros adotados para o *MSOGI-PLL* neste trabalho.

| Parâmetro | Valor |
|-----------|-------|
| K | 1,414 |
| γ | 50 |

6.3 Ensaios

Para cada distúrbio, em conformidade com o Capítulo 2, um cenário de simulação diferente foi desenvolvido no *software* de simulação de transitórios *PSCAD*, possibilitando a análise do comportamento transitório dos algoritmos para realizar o rastreamento do sinal após cada distúrbio. Os diferentes cenários de simulação estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros adotados para os ensaios de simulação.

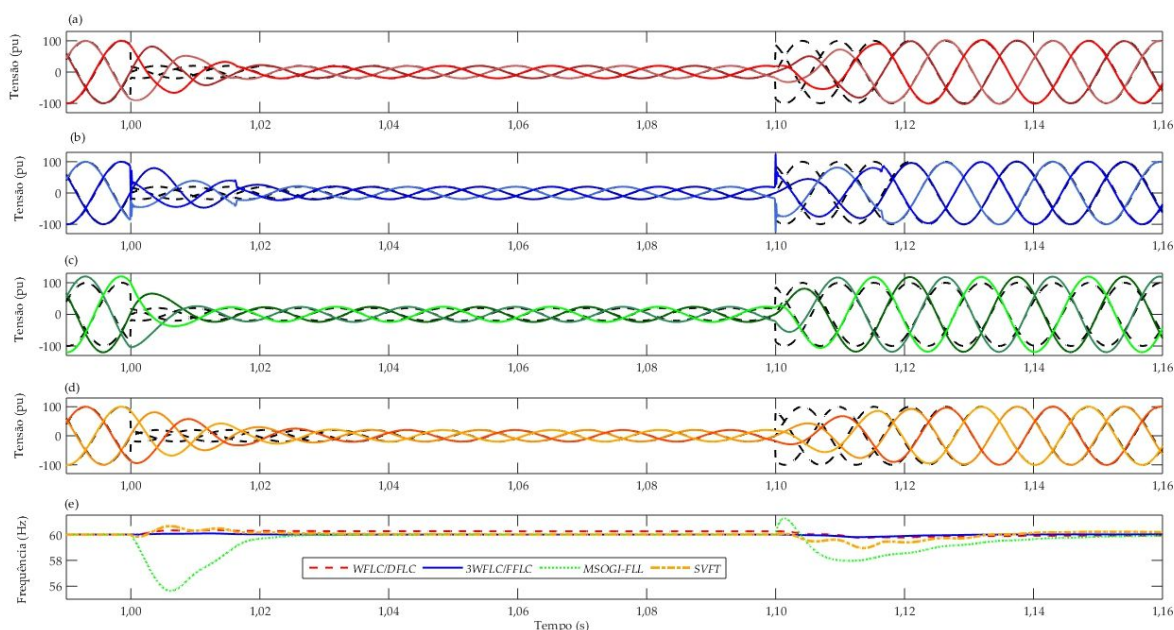
| Cenários de Simulação | | | |
|--|-------|---|------|
| Cenário CS1 – Afundamento Simétrico | | | |
| Amplitude em operação normal (pu) | 1,0 | Amplitude durante afundamento (pu) | 0,2 |
| Frequência da componente fundamental em operação normal (Hz) | 60,0 | Frequência da componente fundamental durante afundamento (Hz) | 60,0 |
| Instante do início do afundamento (s) | 1,0 | Instante do fim do afundamento (s) | 1,1 |
| Cenário CS2 – Afundamento Assimétrico | | | |
| Amplitude em operação normal (pu) | 1,0 | Amplitude durante afundamento (pu) | 0,2 |
| Frequência da componente fundamental em operação normal (Hz) | 60,0 | Frequência da componente fundamental durante afundamento (Hz) | 60,0 |
| Instante do início do afundamento (s) | 1,0 | Instante do fim do afundamento (s) | 1,1 |
| Fases envolvidas no afundamento | A e C | | |
| Cenário CS3 – Frequência de um Novo Sinal | | | |
| Amplitude do sinal (pu) | 1,0 | | |
| Frequência da componente fundamental (Hz) | 60,0 | | |
| Instante do início do sinal (s) | 0,0 | | |
| Cenário CS4 – Variação de Frequência | | | |
| Amplitude em operação normal (pu) | 1,0 | Amplitude durante variação (pu) | 1,0 |
| Frequência da componente fundamental em operação normal (Hz) | 60,0 | Frequência da componente fundamental durante variação (Hz) | 58,0 |
| Instante do início da variação (s) | 1,0 | Instante do fim da variação (s) | 2,1 |
| Cenário CS5 – Rastreamento de Componentes Harmônicas | | | |
| Amplitude da componente fundamental (pu) | 1,0 | Amplitude da 3ª harmônica (pu) (Sequência zero) | 0,45 |
| Frequência da componente fundamental (Hz) | 60,0 | Amplitude da 5ª harmônica (pu) (Sequência negativa) | 0,40 |
| Instante do início da distorção harmônica (s) | 1,0 | Amplitude da 7ª harmônica (pu) (Sequência positiva) | 0,25 |
| Instante do fim da distorção harmônica (s) | 1,1 | Amplitude da 11ª harmônica (pu) (Sequência negativa) | 0,10 |
| DHT (%) | 66 | | |

Como pode ser observado na Tabela 6, será analisado o transitório de amplitude e frequência em cada um dos diferentes cenários de simulação por meio de gráficos, verificando-se o tempo de acomodação e o sobressinal dos algoritmos em comparação com o *MSOGI-PLL*. Em todos os cenários serão observados o comportamento do *DFLC* e *FFLC* para rastreamento da amplitude dos sinais e do *3WFLC* e *WFLC* para rastreamento das frequências. Posteriormente, será feita uma análise dos resultados em conjunto com as considerações finais dos resultados obtidos durante estes ensaios.

6.3.1 Afundamento Simétrico – CS1

O cenário CS1 foi proposto para verificar o comportamento dos algoritmos *DFLC* e *FFLC* para rastreamento da amplitude e do *3WFLC* e *WFLC* para frequência após um distúrbio de afundamento simétrico ou equilibrado. Para realizar este ensaio, o sinal original foi iniciado em 1,0 pu com frequência 60 Hz. No instante 1,0 s ocorre um afundamento que leva o sinal para 0,2 pu, sem alterações de frequência ou fase no sinal, que permanece nesta condição até o instante 1,1 s, retornando posteriormente para a condição inicial. Ao longo de todo o processo, a amplitude e a frequência foram rastreadas pelos algoritmos, e seus resultados foram apresentados na Figura 36.

Figura 36 – Resultados de simulação para o CS1. (a) *WFLC/DFLC* (b) *3WFLC/FFLC* (c) *MSOGI-PLL* (d) *SVFT* (e) Frequências *WFLC/DFLC*, *3WFLC/FFLC* e *MSOGI-PLL*.



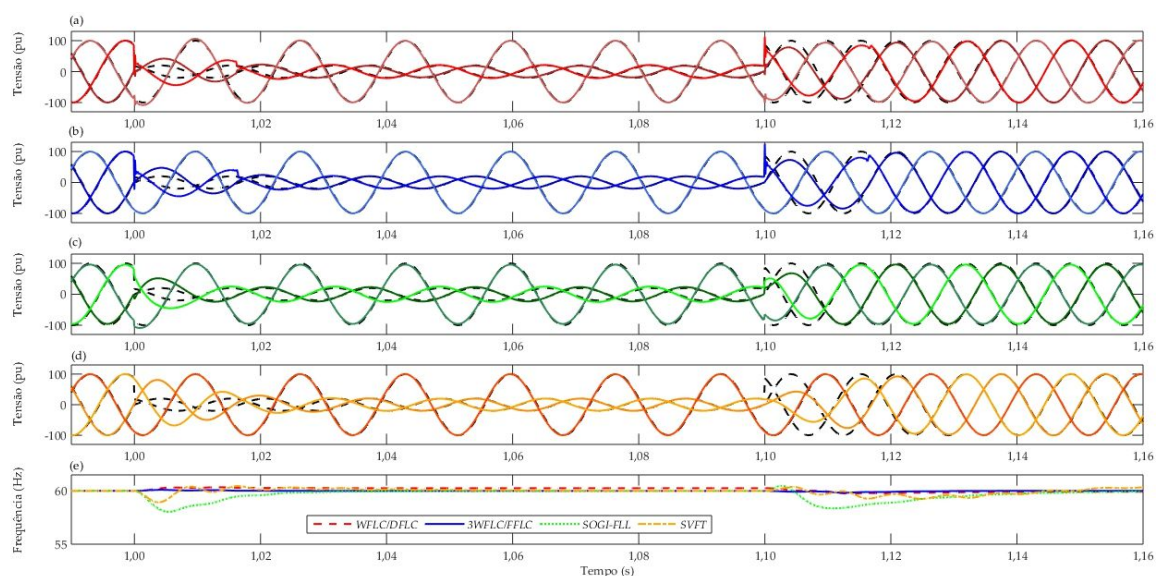
Fonte: elaborada pelo autor.

A variação súbita de tensão, provocou distúrbios transitórios em cada um dos rastreadores, ocasionando oscilações na amplitude e frequências rastreadas para cada um deles. O tempo de acomodação do rastreamento da nova amplitude foi de 1 ciclo para o *DFLC* e *FFLC* e para o *MSOGI-PLL* e 1,5 ciclos para o *SVFT*. Quanto ao rastreamento de frequências, pode-se observar um erro máximo de 0,8 Hz absoluto para o *3WFLC*, 1 Hz para o *SVFT*, 1,2 Hz para o *WFLC* e 14,5 Hz para o *MSOGI-PLL*.

6.3.2 Afundamento Assimétrico – CS2

O cenário CS2 foi proposto para verificar o comportamento dos algoritmos *DFLC* e *FFLC* para rastreamento da amplitude e do *3WFLC* e *WFLC* para frequência após um distúrbio de afundamento assimétrico ou desequilibrado. Para realizar este ensaio, o sinal original foi iniciado em 1,0 pu com frequência 60 Hz. No instante 1,0 s ocorre um afundamento das fases A e C, que leva o sinal, destas fases, para 0,2 pu, sem alterações de frequência ou fase no sinal, que permanece nesta condição até o instante 1,1 s, retornando posteriormente para a condição inicial. A fase B não possui qualquer alteração de amplitude, fase ou frequência durante o ensaio. Ao longo de todo o processo, a amplitude e a frequência foram rastreadas pelos algoritmos, e seus resultados foram apresentados na Figura 37.

Figura 37 – Resultados de simulação para o CS2. (a) *WFLC/DFLC* (b) *3WFLC/FFLC* (c) *MSOGI-PLL* (d) *SVFT* (e) Frequências *WFLC/DFLC*, *3WFLC/FFLC*, *MSOGI-PLL* e *SVFT*.



Fonte: elaborada pelo autor.

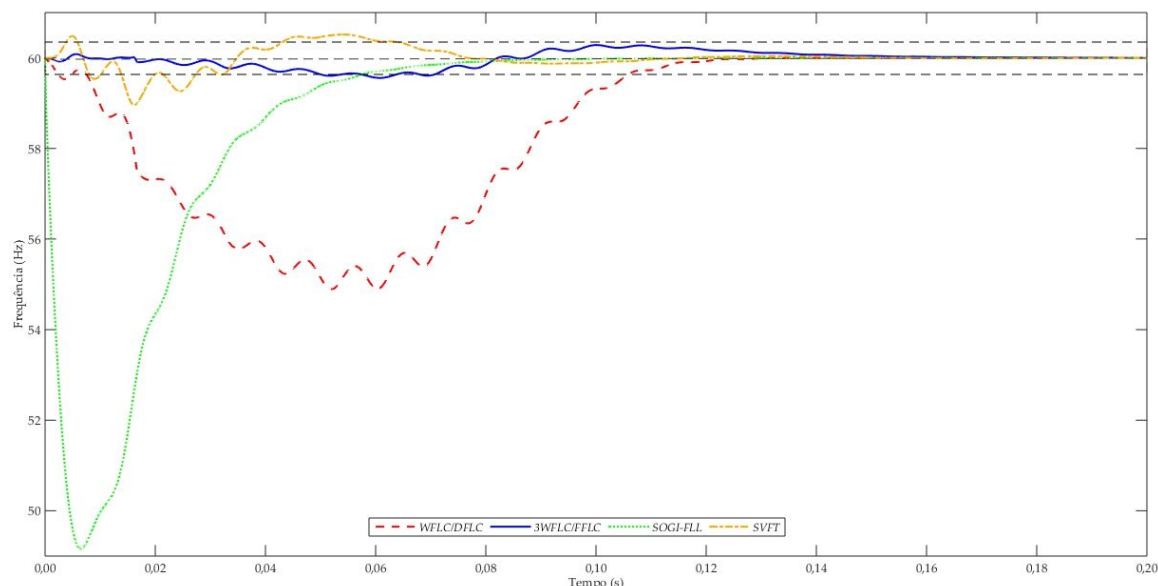
A variação súbita de tensão nas fases A e C, provocou distúrbios transitórios em cada um dos rastreadores, ocasionando oscilações na amplitude e frequências rastreadas por cada um deles.

O tempo de acomodação do rastreamento da nova amplitude foi de 1 ciclo para o *DFLC* e *FFLC* e para o *MSOGI-PLL* e 1,5 Hz para o *SVFT*, semelhante ao afundamento simétrico. Quanto ao rastreamento de frequências, pode-se observar um erro máximo de 0,8 Hz absoluto para o *3WFLC*, 1 Hz para o *SVFT*, 1,2 Hz para o *WFLC* e 2,3 Hz para o *MSOGI-PLL*. Importante mencionar que o rastreamento de frequência do *WFLC* e do *MSOGI-PLL* está implementado sobre a fase A, reduzindo o efeito dos transitórios sobre o rastreamento de frequência de ambos. O *3WFLC*, por sua vez, mesmo rastreando as frequências de forma trifásica, não possui qualquer alteração na dinâmica de rastreamento quanto comparado ao afundamento simétrico.

6.3.3 Frequência de um Novo Sinal – CS3

O cenário CS3 foi proposto para verificar o comportamento dos algoritmos *3WFLC* e *WFLC* para rastreamento da frequência durante a entrada de uma fase no sistema elétrico. No instante 0,0 s, ocorre a entrada de um sinal de amplitude 1,0 pu e frequência 60 Hz enquanto se observa o rastreamento desta frequência pelas estratégias *3WFLC*, *WFLC* e *MSOGI-PLL*. Os resultados obtidos pelas três estratégias podem ser observados na Figura 38.

Figura 38 – Resultados de simulação para o CS3 para o *WFLC/DFLC*, *3WFLC/FFLC*, *MSOGI-PLL* e *SVFT*.



Fonte: elaborada pelo autor.

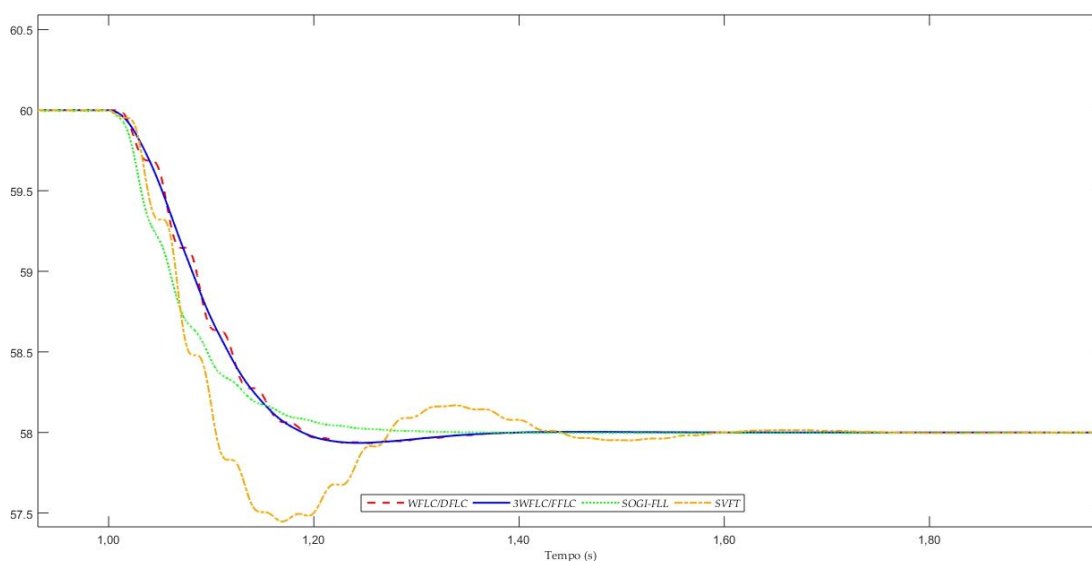
As linhas pontilhadas em cinza indicam o limite de 1% para a acomodação do rastreamento. Pode-se observar que, após a entrada do sinal, as três estratégias apresentam oscilação no rastreamento da frequência até a estabilização em 110 ms para o *WFLC* e 55 ms para o *MSOGI-FLL*, 60 ms para o *3WFLC* e 65 ms para o *SVFT*. Durante este transitório, o *3WFLC*, *SVFT*,

WFLC e *MSOGI-PLL* apresentaram um desvio máximo absoluto de 0,5 Hz, 1 Hz, 5,5 Hz e 13 Hz, respectivamente.

6.3.4 Variação de Frequência – CS4

O cenário CS4 foi proposto para verificar o comportamento dos algoritmos *3WFLC* e *WFLC* para rastreamento da frequência durante variações de frequência superiores ao recomendado pelas normas e recomendações propostas no Capítulo 2. Inicialmente, os rastreadores operam sobre um sinal de amplitude 1,0 pu e 60 Hz de forma estabilizada. No instante 1,0 s a frequência do sinal sofre uma variação brusca para 58 Hz, sem alterações da amplitude ou fase dos sinais. No instante 2,1 s, a frequência é novamente reestabelecida em seu valor inicial de 60 Hz, novamente sem nenhuma variação da amplitude ou fase dos sinais. Os resultados dos três rastreadores podem ser encontrados na Figura 39.

Figura 39 – Resultados de simulação para o CS4 para o *WFLC/DFLC*, *3WFLC/FFLC*, *MSOGI-PLL* e *SVFT*.



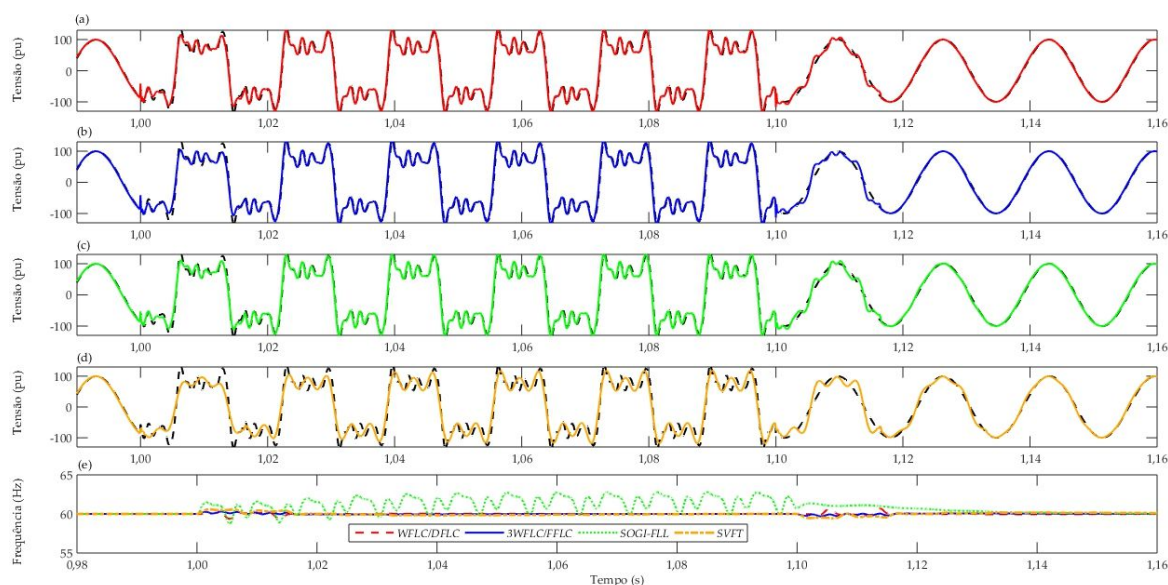
Fonte: elaborada pelo autor.

Conforme visto na Figura 39, o *3WFLC* e o *WFLC*, apresentaram dinâmicas similares, com desvio máximo de 0,07 Hz absoluto com uma maior estabilidade do *3WFLC*. Ambos se sincronizaram novamente em 95 ms. O *MSOGI-PLL* realizou a sincronização à nova frequência do sistema em 79 ms sem apresentar qualquer sobressinal. O *SVFT* apresentou um sobressinal de 0,55 Hz e sincronização em 105 ms.

6.3.5 Rastreamento de Componentes Harmônicas – CS5

O cenário CS5 foi proposto para verificar o comportamento dos algoritmos *DFLC*, *FFLC*, *3WFLC* e *WFLC* durante a inserção de componentes harmônicas de várias ordens e simétricas em várias sequências. Inicialmente, o sistema foi estabelecido com um sinal de 1,0 pu de amplitude e 60 Hz de frequência, sem a presença de nenhum desbalanceamento ou componente harmônica. No instante 1,0 s, foi inserida uma distorção harmônica total (DHT) de 66%, constituídas das componentes harmônicas e simétricas constantes na Tabela 6, e retornando para o estado inicial no instante 1,1 s. O resultado do rastreamento da fase B para as três estratégias está apresentado na Figura 40.

Figura 40 – Resultados de simulação para o CS5. (a) *WFLC/DFLC* (b) *3WFLC/FFLC* (c) *MSOGI-PLL* (d) *SVFT* (e) Frequências *WFLC/DFLC*, *3WFLC/FFLC*, *MSOGI-PLL* e *SVFT*.

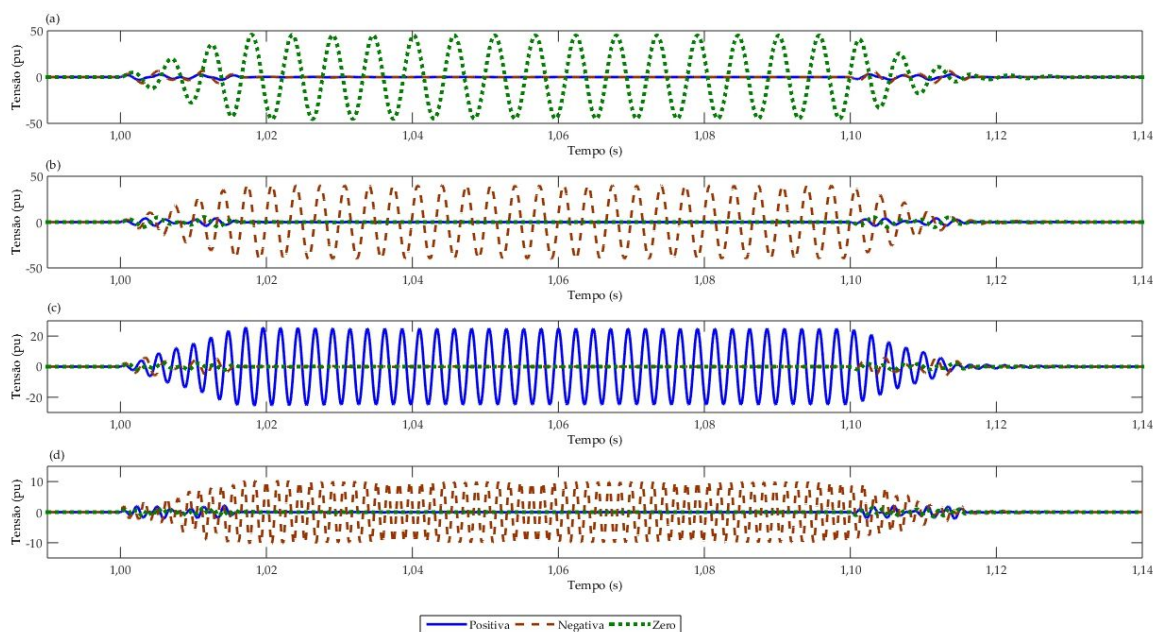


Fonte: elaborada pelo autor.

Após o distúrbio, as componentes harmônicas e simétricas foram rastreadas em 1 ciclo pelo *DFLC*, *FFLC* e *MSOGI-PLL*, respectivamente e aproximadamente dois ciclos para o *SVFT*. Quanto ao rastreamento das frequências após o distúrbio, pode-se verificar que houveram desvios máximos absolutos de 0,3 Hz, 0,8 Hz, 0,9 Hz e 2,5 Hz para o *3WFLC*, *SVFT*, *WFLC* e *MSOGI-PLL*. Também é possível perceber que, em regime, ambas as estratégias *FLC* apresentaram menores oscilações quando comparadas ao *MSOGI-PLL*. Como contribuição adicional, a Figura 41 apresenta o rastreamento independente das componentes de sequência positiva e negativa e zero, pelo *FFLC* em cada uma das componentes harmônicas rastreadas para este cenário. Denota-se que o rastreamento independente das componentes simétricas em

cada componente harmônica, principalmente as de sequência zero, apresenta-se como uma das principais contribuições do *FFLC* para o rastreamento de sinais periódicos.

Figura 41 – Resultados das harmônicas rastreadas para o CS5. (a) 3ª harmônica (b) 5ª harmônica (c) 7ª harmônica (d) 11ª harmônica.



Fonte: elaborada pelo autor.

Quantitativamente, estes resultados podem ser resumidos aos dados da Tabela 7.

As células da Tabela 7 que não possuem valores que correspondem a parâmetros que não podem ser aplicados ao ensaio correspondente. Após analisar o comportamento de todas as estratégias nos diferentes cenários propostos, foi possível notar que o *FFLC* em conjunto com o *3WFLC* apresentam o menor sobressinal e menor tempo de acomodação na maioria dos cenários, enquanto o *MSOGI-PLL* apresenta melhor dinâmica em situações de variação exclusiva da frequência, como apresentado pelo CS4. O *FFLC*, quando comparado ao *DFLC* apresentou comportamento semelhante em CS1, CS2 e CS5, embora também agregue a possibilidade de rastreamento das componentes de sequência zero, o que não é possível pelo *DFLC*. O *3WFLC* apresentou-se com uma melhor dinâmica e estabilidade para manter o rastreamento de frequência durante distúrbios severos de afundamento e maior imunidade a componentes harmônicos.

Tabela 7 – Resultados dos Ensaios de Simulação.

| Estratégia | Módulo do Sobressinal de Amplitude (pu) | Tempo de Acomodação (ms) | Estratégia | Módulo do Sobressinal de Frequência (Hz) | Tempo de Acomodação (ms) |
|---|---|--------------------------|--------------|--|--------------------------|
| Cenário CS1 – Afundamento Simétrico | | | | | |
| <i>WFLC/DFLC</i> | 0,18 | 16,3 | <i>WFLC</i> | 1,2 | 32,5 |
| <i>3WFLC/FFLC</i> | 0,18 | 16,0 | <i>3WFLC</i> | 0,8 | 16,0 |
| <i>MSOGI-PLL</i> | 0,18 | 15,9 | <i>FLL</i> | 4,5 | 62,0 |
| Cenário CS2 – Afundamento Assimétrico | | | | | |
| <i>WFLC/DFLC</i> | 0,18 | 16,3 | <i>WFLC</i> | 1,2 | 32,5 |
| <i>3WFLC/FFLC</i> | 0,18 | 16,0 | <i>3WFLC</i> | 0,8 | 16,0 |
| <i>MSOGI-PLL</i> | 0,18 | 15,9 | <i>FLL</i> | 2,2 | 45,0 |
| Cenário CS3 – Frequência de um Novo Sinal | | | | | |
| <i>WFLC/DFLC</i> | - | - | <i>WFLC</i> | 5,9 | 110,0 |
| <i>3WFLC/FFLC</i> | - | - | <i>3WFLC</i> | 0,5 | 80,0 |
| <i>MSOGI-PLL</i> | - | - | <i>FLL</i> | 10,3 | 80,0 |
| Cenário CS4 – Variação de Frequência | | | | | |
| <i>WFLC/DFLC</i> | - | - | <i>WFLC</i> | 0,1 | 105,0 |
| <i>3WFLC/FFLC</i> | - | - | <i>3WFLC</i> | 0,1 | 105,0 |
| <i>MSOGI-PLL</i> | - | - | <i>FLL</i> | 0,0 | 105,0 |
| Cenário CS5 – Rastreamento de Componentes Harmônicas | | | | | |
| <i>WFLC/DFLC</i> | - | 15,9 | <i>WFLC</i> | 1,5 | 8,0 |
| <i>3WFLC/FFLC</i> | - | 15,9 | <i>3WFLC</i> | 0,1 | 8,0 |
| <i>MSOGI-PLL</i> | - | 15,9 | <i>FLL</i> | 2,0 | 20,0 |

6.4 Conclusões Preliminares

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação realizados sobre as estratégias *DFLC*, *FFLC* e *3WFLC* para comprovar sua robustez e eficiência diante de diversos distúrbios comuns a sistemas elétricos trifásicos. Ao longo do capítulo foram apresentados os diferentes cenários elaborados para os ensaios propostos por este trabalho, devidamente configurados no *software* de simulação de transitórios eletromagnéticos *PSCAD*. Neste ambiente, um sistema elétrico trifásico equilibrado de amplitude 1,0 pu e frequência 60 Hz foi desenvolvido e os algoritmos foram utilizados para rastrear os sinais antes e após a ocorrência dos distúrbios em cada um dos cenários elaborados. Também foram apresentados os processos empíricos de sintonia dos passos adaptativos para o *DFLC*, *FFLC* e *3WFLC*, buscando-se o melhor compromisso entre sobressinal e tempo de acomodação do sinal rastreado. Pode ser observado que o *DFLC* e *FFLC* se apresentam como estratégias robustas e capazes de sincronizar-se com o sinal de sistemas elétricos diante dos principais cenários de distúrbios presentes nestes sistemas.

7 ENSAIOS EM BANCADA DE SIMULAÇÃO DE TEMPO REAL

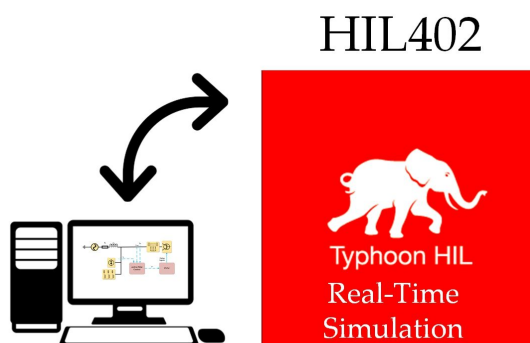
Com o objetivo de apresentar uma aplicação prática da principal contribuição deste trabalho, formado pelo conjunto *3WFLC/FFLC*, foram elaborados ensaios de simulação em tempo real implementados em uma plataforma *Hardware-in-the-loop (HIL)* apropriada. Desta forma, neste capítulo o *3WFLC/FFLC* será configurado para implementar a geração das correntes de referência para um FAPS operando como compensador para uma carga harmônica equilibrada em uma rede quatro fios. Ao longo deste capítulo serão apresentadas as configurações da bancada desenvolvida para os devidos ensaios, o sistema onde será aplicado, a topologia do FAPS utilizada neste trabalho e o controle desenvolvido com base no *3WFLC/FFLC*. Por fim, os resultados obtidos pelos ensaios serão apresentados e discutidos com o objetivo de se verificar a eficiência deste conjunto.

7.1 Bancada de Simulação em Tempo Real

A implementação de simulação em tempo real utilizada neste trabalho é convencionalmente denominada na literatura como *Software no Circuito (Software-in-the-Loop – SIL)* (DEMERS, 2007). Em sistemas de energia, o *SIL* pode ser realizado implementando-se os circuitos de potência em uma plataforma de simulação de tempo real, enquanto a lógica de controle pode ser embarcada, dentre outras formas, completamente em linguagem C. Desta forma, o *SIL* permite uma rápida prototipagem de sistemas de energia e o desenvolvimento de estratégias complexas de controle em ambiente laboratorial, permitindo o desenvolvimento de novas estratégias de processamento de energia.

A bancada de simulação em tempo real utilizada neste trabalho foi o módulo *Typhoon HIL 402*, em que foram implementados o sistema elétrico, o FAPS, assim como o código foi embarcado utilizando-se linguagem C. A supervisão e a aquisição dos resultados foram realizadas por meio da Plataforma de Controle Supervisório e Aquisição de Dados (*Supervisory Control and Data Acquisition – SCADA*) denominada *HIL-SCADA* em conjunto com um osciloscópio. Um sinal de disparo é gerado no ambiente do simulador de tempo real para iniciar e encerrar a aquisição dos dados do sistema pelo osciloscópio. A Figura 42 apresenta uma representação da plataforma de simulação em tempo real utilizada neste trabalho. O desenvolvimento do SEP, FAPS e algoritmos de controle foram implementados em um único núcleo do *HIL 402*.

Figura 42 – Representação da plataforma de simulação em tempo real utilizada neste trabalho.



Fonte: elaborada pelo autor.

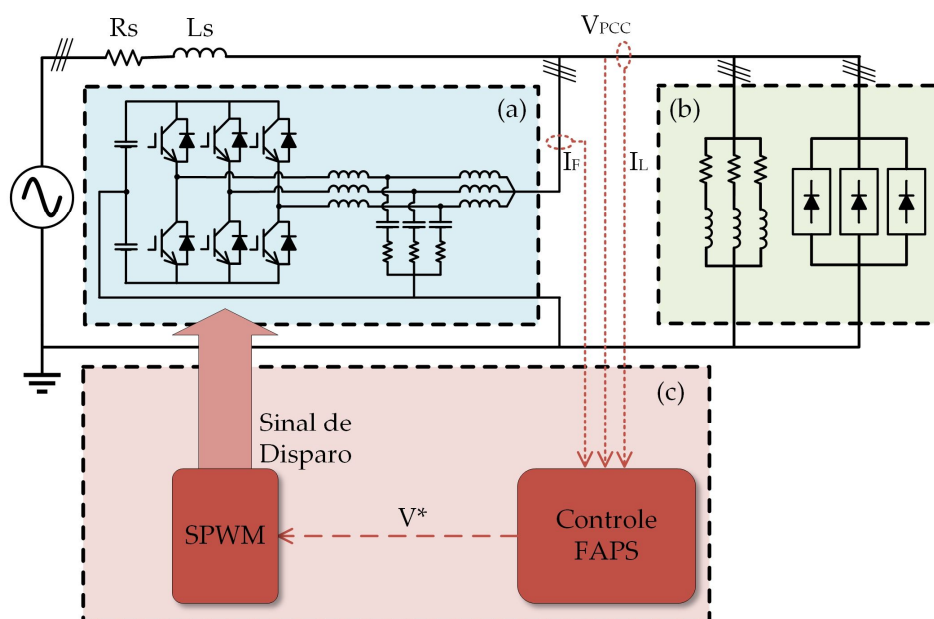
7.2 O Filtro Ativo de Potência Seletiva

O aumento da distorção harmônica em sistemas de energia, conforme visto ao longo deste trabalho, tem sido tema de estudo e pesquisas na literatura de processamento de energia. Continuamente, são propostas novas estratégias de mitigar o excesso de componentes harmônicas em um sistema elétrico, a fim de se garantir os parâmetros de qualidade normatizados pelas regulamentações locais. As diversas topologias de FAP estão entre as estratégias mais convencionalmente encontradas na literatura, pois se adaptam mais facilmente às variações do sistema quando comparados aos filtros passivos. Convencionalmente, um FAP é projetado para mitigar todas as componentes harmônicas presentes na corrente ou tensão para o qual é aplicado, entretanto, isto pode provocar um consumo de potência elevado, principalmente em sistemas onde parte dessas componentes harmônicas já estiver sendo mitigada por outros meios ou pela topologia da rede. Neste contexto, estratégias seletivas de mitigação harmônica podem contribuir para a redução do consumo de energia por parte dos conversores adotados para o FAP. Tais estratégias permitem ao projetista, considerando as especificidades do projeto, determinar sobre quais harmônicas o FAP atuará, permitindo uma maior versatilidade do uso dessa estratégia dos filtros. Assim, toda estratégia de compensação seletiva de componentes harmônicas em conjunto com um FAP pode configurar um FAPS, admitindo-se então uma gama de variações que consideram as características do sistema onde o filtro será aplicado (ZOU, 2016).

Neste trabalho, propõe-se o desenvolvimento de uma estratégia de compensação harmônica que permita mitigar seletivamente tanto as componentes harmônicas quanto as componentes

simétricas de um determinado sinal. O FAPS utilizado neste trabalho, então, consiste de um inversor de dois níveis trifásico, à três fios, na configuração C-partido, em conjunto com um filtro LCL de saída, permitindo que atue para compensação das componentes harmônicas de corrente. Ele será aplicado sobre um sistema contendo cargas lineares e não lineares, linhas de distribuição e alimentação providenciadas por meio de um barramento infinito. A configuração C-partido é adotada por inversores à três fios quando instalados em sistemas que contém o barramento de neutro. Nesta configuração, o capacitor do barramento CC do inversor trifásico é substituído por dois capacitores com o barramento de neutro conectado entre eles, permitindo ao inversor de três fios, a mitigação das componentes de sequência zero. A Figura 43 apresenta o sistema elétrico, a topologia do FAPS utilizado neste trabalho e os pontos de medição dos sensores que alimentam o sistema de controle.

Figura 43 – Sistema desenvolvido na bancada de simulação em tempo real. (a) Topologia do Inversor a três fios C-partido. (b) Carga contendo componentes lineares e não lineares. (c) Conexão do sistema de controle utilizado



Fonte: elaborada pelo autor.

Pode-se perceber que o sistema alimenta uma carga à quatro fios (b), assim, o neutro está conectado diretamente ao C-partido do inversor trifásico à três fios (a) que, após receber as correntes de referência do controle (c) gera uma corrente harmônica na saída do filtro LCL, auxiliando a qualidade de energia da fonte. O sistema de controle inicia-se a partir da medição das correntes da carga, da tensão no PCC e das correntes de saída do filtro LCL, que alimentam o controle do FAPS, formado pela estratégia *3WFLC/FFLC*, responsável pela geração das tensões de referência V^* fornecidas a um Modulador de Larguras de Pulso Senoidal (*Sinusoidal*

Pulse Width Modulator – SPWM), responsável pela geração dos pulsos de disparo do inversor trifásico (AKAGI, *et al*, 2003). A fonte do sistema utilizado possui o seu neutro diretamente aterrado e foi considerada a impedância da linha de distribuição para a alimentação da carga. A carga escolhida possui elementos lineares e não lineares, além da geração de componentes harmônicas não convencionais de 2ª harmônica, desenvolvidas no ambiente de simulação por fontes de corrente. A Tabela 8 fornece os principais parâmetros adotados para a configuração do sistema elétrico apresentado.

Tabela 8 – Parâmetros do sistema elétrico desenvolvido para a simulação em tempo real.

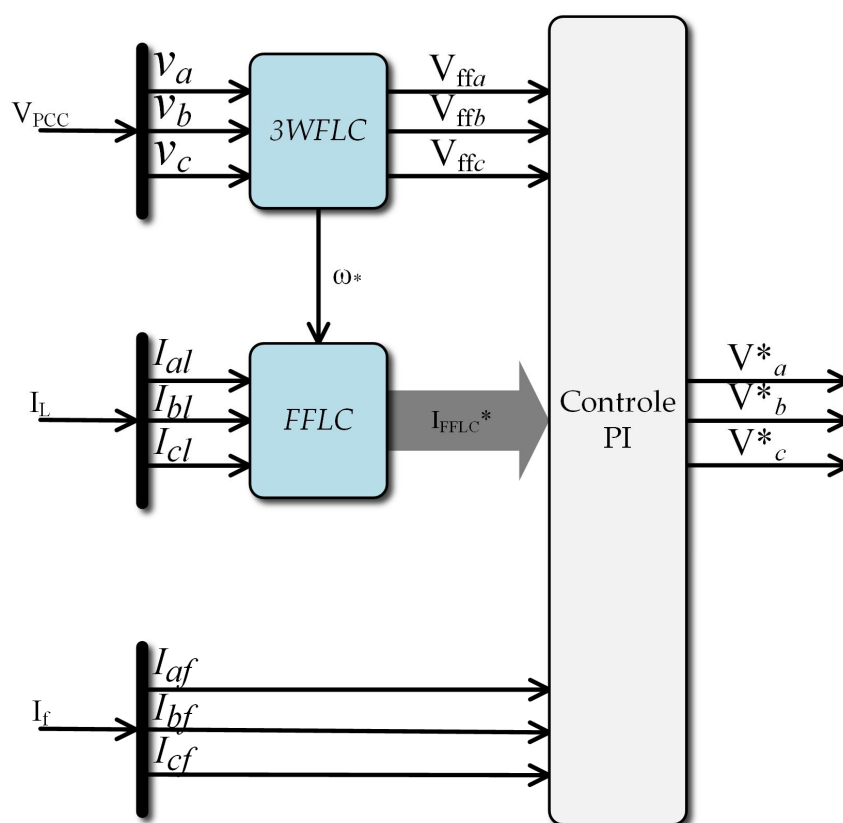
| Parâmetros do sistema elétrico | | | | |
|---------------------------------------|---------------|-------------------------|-------------------------------|------------------|
| Potência de Base do Sistema | 30 kVA | Tensão de linha da rede | 220 V | |
| Potência Máxima do FAPS | 20 kVA | Frequência da rede | 60 Hz | |
| Frequência de chaveamento do inversor | 10 kHz | | | |
| Parâmetros do Filtro LCL e linha | | | | |
| Indutância de entrada da rede | 28,6 μ H | Capacitância | 68,6 μ F | |
| Indutância da saída do FAPS | 187,0 μ H | Resistência | 1 Ω | |
| L_s | 0,6 mH | R_s | 0,01 Ω | |
| Carga linear e não linear | | | | |
| Componentes | | Magnitude | Corrente de carga de pico (A) | 100 \angle 30° |
| Ordem Harmônica | Sequência | | | |
| 1 | 1 | 100% | DHT | 27,14% |
| 2 | 2 | 5,18% | | |
| 3 | 2 | 5,75% | | |
| 5 | 0 | 15,02% | | |
| 7 | 2 | 10,38% | | |
| 9 | 1 | 10,39% | | |
| 11 | 0 | 5,24% | | |
| 13 | 2 | 5,26% | | |
| | 1 | 3,19% | | |

7.3 Controle de FAPS utilizando o 3WFLC/FFLC

O controle responsável pela geração das tensões de referência é inspirado na estrutura 3WFLC/FFLC apresentada no Capítulo 4 deste trabalho, permitindo ao projetista a seletividade na escolha de quais componentes harmônicas e sequenciais pretende mitigar com o FAPS. Para implementar este controle é necessária a medição das correntes da carga que serão aplicadas ao FFLC, sendo decompostas numa série de Fourier e de Fortescue, formando uma matriz de componentes harmônicas e simétricas, I_{FFLC}^* . A tensão medida no PCC alimenta o 3WFLC, permitindo a obtenção da frequência da componente fundamental deste sistema, ω^* , fornecida ao FFLC, assim como fornece uma referência de tensão da componente fundamental, V_{ff} , para

um controlador PI *feed forward*. Os valores utilizados para a sintonia dos passos adaptativos do *FFLC* e *3WFLC* são os mesmos obtidos na Tabela 3 e Tabela 4, respectivamente. O controlador PI *feed forward*, por sua vez utiliza a matriz das componentes harmônicas e simétricas previamente selecionadas pelo projetista, V_{ff} e a medição da corrente de saída do filtro LCL I_f , nas coordenadas dq, para sintetizar as tensões de referência V^* . O diagrama de blocos da Figura 44 apresenta o controle do FAPS apresentado neste trabalho. Os ganhos proporcional e integral adotados para o controlador PI foram 0,9 e 50 respectivamente. O sistema foi projetado para uma frequência de amostragem de 10 kHz, para rastreamento de 39 harmônicos.

Figura 44 – Diagrama de blocos do controle do FAPS apresentado neste trabalho.



Fonte: elaborada pelo autor.

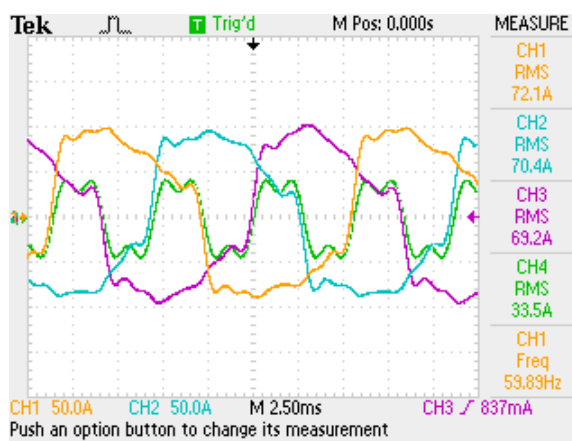
7.4 Cenários e Resultados

Para os ensaios desenvolvidos neste capítulo, foi proposta uma carga harmônica e linear a ser mitigada pelo FAPS por meio da estratégia seletiva inspirada no *3WFLC/FFLC*, conforme apresentado. Em cada um dos diferentes cenários, foram adotados novos parâmetros de seleção das componentes harmônicas e simétricas a serem mitigadas, permitindo observar a efetividade

do controlador na seleção e sintetização das correntes harmônicas. Foram observados a corrente de fase da carga, da fonte e da saída do FAPS, além das correntes de neutro, aquisitadas por meio de osciloscópio e apresentados para observação e análise. Por fim foram analisados o consumo de potência e a DHT em cada um dos cenários para comparação. Cenário sem Compensação Harmônica – CT1

No primeiro cenário (CT1), o sistema foi desenvolvido sem qualquer compensação por parte do FAPS. Os parâmetros da carga e da fonte correspondem àqueles apresentados na Tabela 8 e os gráficos obtidos estão apresentados na Figura 45. Neste cenário a corrente da fonte corresponde à corrente da carga (CH1, CH2 e CH3) e pode-se perceber o carregamento de neutro (CH4).

Figura 45 – Corrente da fonte no cenário CT1. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms.

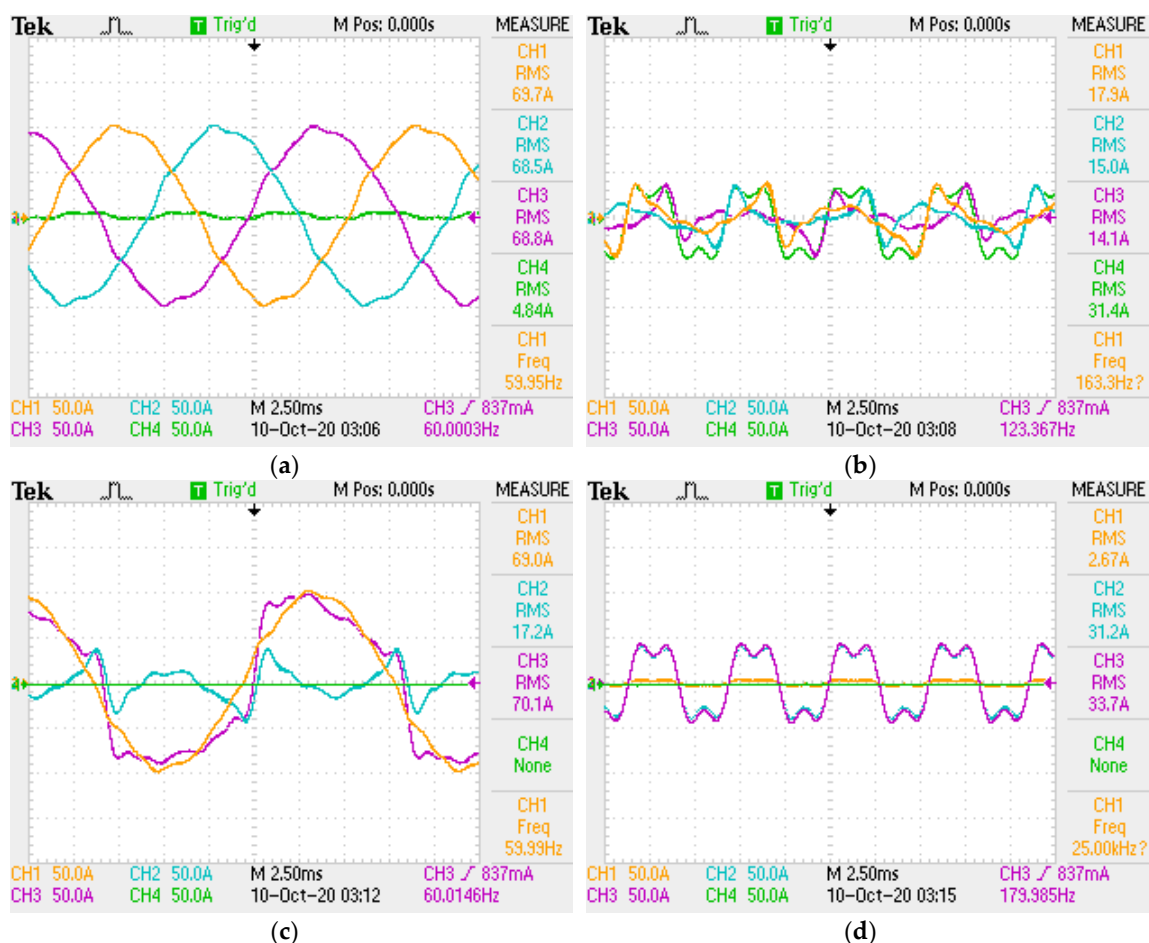


Fonte: elaborada pelo autor.

7.4.1 Compensação Harmônica Não Seletiva – CT2

No segundo cenário (CT2), o FAPS foi acionado de forma não seletiva para compensação de todas as componentes harmônicas e, conseqüentemente, maior consumo de potência. A Figura 46 apresenta os resultados de corrente obtidos neste cenário. A Figura 45(a) apresenta as correntes de fase e de neutro da fonte, enquanto a Figura 46(b) apresenta as correntes de fase, do neutro e do filtro. A Figura 46(c) apresenta uma comparação entre as correntes de fase A da fonte, saída do filtro e carga (CH1, CH2 e CH3, respectivamente) e, por fim, a Figura 46(d) apresenta uma comparação entre as correntes de neutro da fonte, carga e saída do filtro (CH1, CH2 e CH3 respectivamente).

Figura 46 – Corrente do cenário CT2. (a) Fonte (b) Filtro (c) Fase A (d) Neutro. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms.

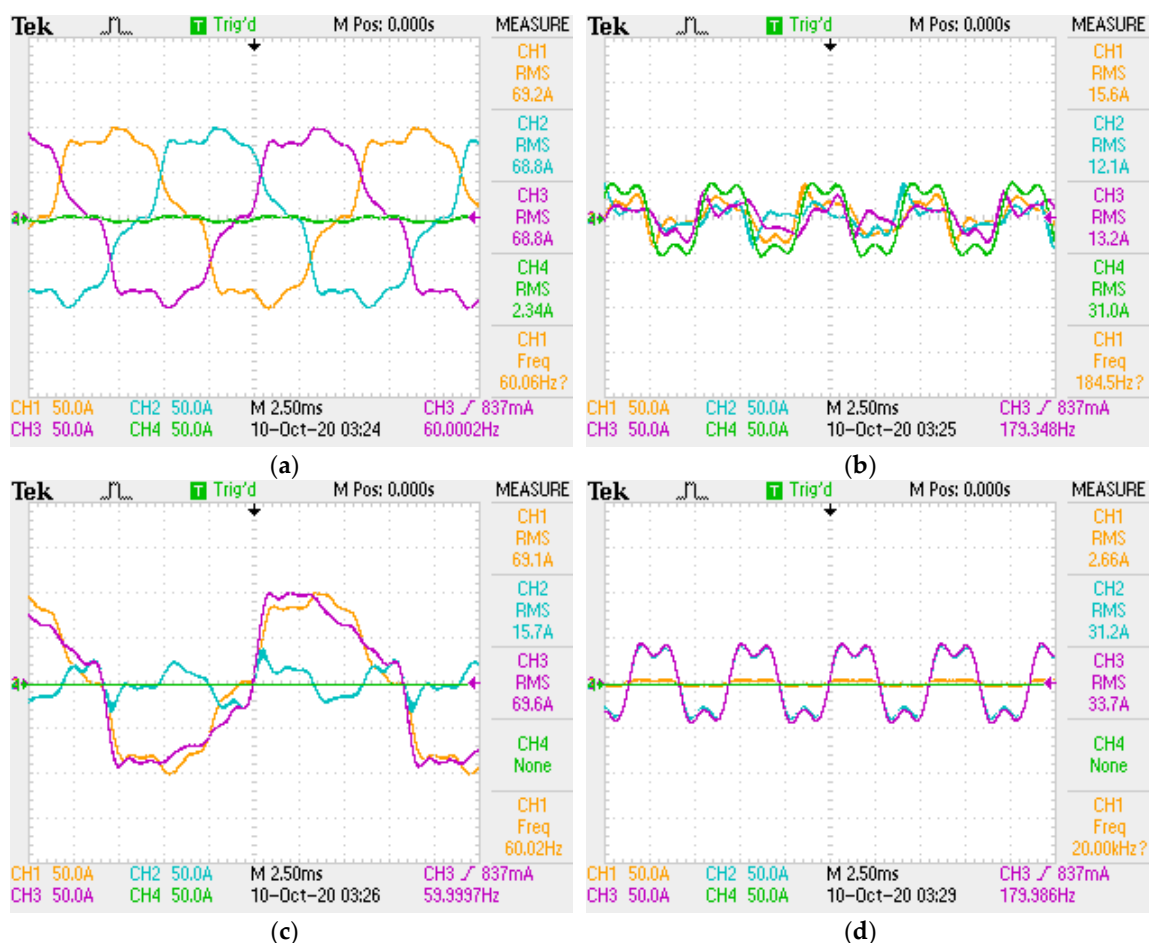


Fonte: elaborada pelo autor.

7.4.2 Compensação de Componentes Harmônicas Não Convencionais e de Sequência Zero – CT3

Com o objetivo de reduzir o consumo de potência por parte do filtro, o terceiro cenário (CT3) irá mitigar seletivamente as componentes de segundo e terceiro harmônicos de sequência negativa além das componentes de sequência zero. Neste cenário, a Figura 47 apresenta os resultados de corrente obtidos. A Figura 47(a) apresenta as correntes de fase e de neutro da fonte, enquanto a Figura 47(b) apresenta as correntes de fase e neutro na saída do filtro. A Figura 47(c) apresenta uma comparação entre as correntes de fase A da fonte, saída do filtro e carga (CH1, CH2 e CH3, respectivamente) e, por fim, a Figura 47(d) apresenta uma comparação entre as correntes de neutro da fonte, carga e saída do filtro (CH1, CH2 e CH3 respectivamente).

Figura 47 – Corrente do cenário CT3. (a) Fonte (b) Filtro (c) Fase A (d) Neutro. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms.

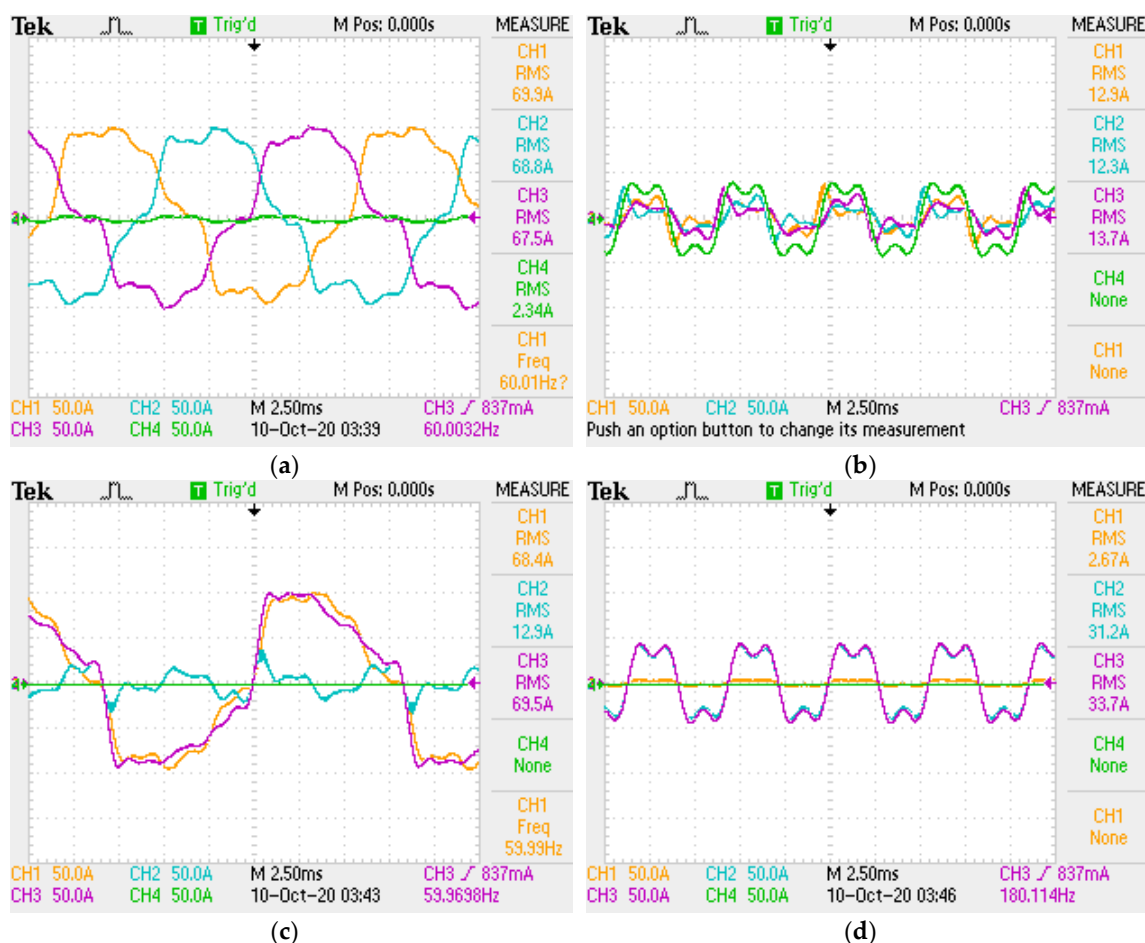


Fonte: elaborada pelo autor.

7.4.3 Compensação de Componentes Harmônicas de Sequência Zero – CT4

Com o objetivo de minimizar o consumo de potência do filtro e considerando a presença de outros dispositivos que atuem sobre as componentes harmônicas não sequenciais, o quarto cenário (CT4) irá mitigar seletivamente somente as componentes de sequência zero. Neste cenário, a Figura 48 apresenta os resultados de corrente obtidos. A Figura 48(a) apresenta as correntes de fase e de neutro da fonte, enquanto a Figura 48(b) apresenta as correntes de fase e neutro na saída do filtro. A Figura 48(c) apresenta uma comparação entre as correntes de fase A da fonte, saída do filtro e carga (CH1, CH2 e CH3, respectivamente) e, por fim, a Figura 48(d) apresenta uma comparação entre as correntes de neutro da fonte, carga e saída do filtro (CH1, CH2 e CH3 respectivamente).

Figura 48 – Corrente do cenário CT4. (a) Fonte (b) Filtro (c) Fase A (d) Neutro. Escala de corrente 50 A e de tempo 2,50 ms.



Fonte: elaborada pelo autor.

7.4.4 Distorção Harmônica, Consumo de Potência e Processamento

Durante a realização de cada um dos cenários CT1, CT2, CT3 e CT4 foram adquiridas, com auxílio do osciloscópio, a DHT e distorção harmônica individual para cada uma das componentes harmônicas presentes na corrente da fonte. Com auxílio do *SCADA*, também foi possível realizar a aquisição do consumo de potência do FAPS em cada um dos diferentes cenários propostos neste ensaio, conforme metodologia adotada na literatura (AMORIM e ENCARNAÇÃO, 2015). Os valores obtidos estão apresentados na Tabela 9, onde as componentes harmônicas mitigadas, para cada cenário, estão indicadas em **negrito**. Considerando o processamento de todo o SEP, FAPS e algoritmo de controle, realizado unicamente por um único núcleo do processador do *HIL 402*. Ao longo de todo o processamento, a taxa de ocupação do núcleo utilizado obteve um pico de 80,6% com uma média de 49,4% de ocupação do núcleo.

Tabela 9 – Resultados da distorção harmônica e consumo de potência do FAPS

| Resultados dos Cenários de Simulação em Tempo Real | | | | | |
|--|-----------|-----------|--------------|--------------|--------------|
| Componentes | | Magnitude | | | |
| Ordem Harmônica | Sequência | CT1 | CT2 | CT3 | CT4 |
| 1 | 1 | 100% | 100% | 100% | 100% |
| 2 | 2 | 5,18% | 0,74% | 1,37% | 4,97% |
| 3 | 2 | 5,75% | 0,49% | 0,48% | 5,90% |
| | 0 | 15,02% | 0,53% | 0,53% | 0,53% |
| 5 | 2 | 10,38% | 0,52% | 10,42% | 10,43% |
| 7 | 1 | 10,39% | 2,64% | 9,13% | 9,10% |
| 9 | 0 | 5,24 | 0,46% | 0,47% | 0,47% |
| 11 | 2 | 5,26 | 1,28% | 4,81% | 4,81% |
| 13 | 1 | 3,19 | 1,18% | 2,90% | 2,90% |
| DHT | - | 27,14% | 2,25% | 14,88% | 16,73% |
| P (kVA) | - | 0,00 | 19,33 | 11,42 | 8,26 |

7.5 Discussão sobre os Resultados Obtidos

As estratégias de mitigação seletiva de componentes harmônicas e simétricas possibilitam aos FAP uma redução do consumo de potência, ao permitir que o projetista do sistema elétrico determine de forma ampla o que será filtrado ou não. O controlador inspirado na estratégia *3WFLC/FFLC* pode ser utilizado como este controlador seletivo em um FAPS aplicado em sistemas de energia contendo distorção harmônica com sequências convencionais e não convencionais. O projeto de um inversor trifásico a três fios C-partido aplicado como FAPS com controlador *3WFLC/FFLC* em um sistema a quatro fios contendo cargas lineares e não lineares foi aplicado em um simulador de tempo real como forma de validar o controlador e a estratégia por meio da plataforma *SIL*. Inicialmente, apresentou-se a plataforma de simulação em tempo real utilizada neste trabalho, o módulo *Typhoon HIL 402*, assim como a configuração da plataforma utilizada para implementar os ensaios por meio do *SIL*. Os cenários desenvolvidos foram propostos de forma a possibilitar a análise da relação entre DHT e consumo de potência do FAPS.

No cenário CT2, o FAPS foi implementado para compensação de todos os harmônicos presentes na carga. Pode ser observado, neste cenário, que, após a compensação, a maior magnitude encontrada na corrente da fonte foi da componente de 7ª ordem e a DHT máxima da corrente da fonte é 2,25%. Neste cenário, o consumo de potência do FAPS é de 19,33 kVA. No cenário CT3, o FAPS foi configurado para compensação das harmônicas de segunda e terceira ordem de sequência negativa e de todas as componentes simétricas de sequência zero. Neste

cenário, conforme esperado, o consumo de potência foi reduzido, indo para 11,42 kVA, enquanto a DHT obtida da corrente da fonte foi 14,88%. Por fim, no último cenário, CT4, o FAPS foi configurado para compensar unicamente as componentes de sequência zero. Neste cenário o FAPS mitigou eficientemente apenas as componentes de sequência zero enquanto as demais foram fornecidas para a carga diretamente pela fonte. A DHT da corrente da fonte foi de 16,73% com consumo de potência de 8,26 kVA.

Percebe-se, por meio dos ensaios realizados, que o FAPS pode reduzir o consumo de potência dos filtros ativos de forma eficiente, mitigando as componentes harmônicas e simétricas de forma ajustada às necessidades do sistema onde está implementado. Por fim, pode-se concluir que o *3WFLC/FFLC* pode rastrear de forma robusta as componentes harmônicas e simétricas em uma carga não linear, mesmo em cenários contendo grande presença de distorções harmônicas de baixa ordem.

8 CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Considerando o cenário de constante expansão no consumo de dispositivos eletrônicos, é inevitável o aumento do número de cargas não lineares acopladas aos sistemas elétricos de potência. Consequentemente, os sistemas de monitoramento necessitam continuamente ampliar seu potencial de aquisição de dados de corrente, tensão, potência e outros parâmetros que possibilitem uma atuação mais eficiente das proteções destes sistemas elétricos. Neste contexto, o desenvolvimento do Processamento de Energia vem ganhando espaço na literatura com diversas estratégias para atenuar o impacto causado pelos desequilíbrios e distorções harmônicas provocados pelas cargas não lineares. Considerando a relevância deste tema, este trabalho propôs-se a desenvolver e apresentar a aplicação dos *FLC* em sistemas elétricos trifásicos. Tendo como base um algoritmo *LMS*, o *FLC* atua estimando os pesos ou coeficientes de uma Série de Fourier que represente o sinal originalmente rastreado. Desta forma, o *FLC* pode ser classificado como um rastreador de sinais periódicos de ordem definida pelo projetista do sistema, imune à presença de ruídos brancos. É convencional encontrar-se, na literatura, a aplicação conjunta *WFLC/FLC*, um algoritmo robusto e eficiente para rastreamento da frequência da componente fundamental e determinação das demais componentes harmônicas do sinal. Em sistemas elétricos trifásicos, no entanto, tão importante quanto a determinação das componentes harmônicas de um determinado sinal, é determinação do fator de desequilíbrio das correntes e tensões das diferentes fases. A obtenção das componentes simétricas é essencial para o uso de qualquer rastreador em Processamento de Energia.

Portanto, neste trabalho foi apresentada uma extensão do *FLC* para o rastreamento das componentes harmônicas e simétricas em tempo real. Para o desenvolvimento dessa estratégia, três contribuições foram desenvolvidas. A primeira, o *DFLC*, que implementa o *FLC* de forma semelhante aos demais rastreadores trifásicos encontrados na literatura para a determinação das sequências positivas e negativas. O *FFLC*, por outro lado combina os conceitos da Transformada de Fortescue com o algoritmo do *FLC*, permitindo rastrear simultaneamente as sequências positiva, negativa e zero de cada uma das componentes harmônicas de um sinal trifásico. Por fim, o *3WFLC* se apresenta como uma estratégia de rastreamento de frequência que utiliza os resultados obtidos pelo *FFLC* para determinar a frequência do sistema elétrico de forma mais robusta quando comparada ao *WFLC*. Considera-se como a principal contribuição deste trabalho o conjunto *3WFLC/FFLC* por sua grande versatilidade de uso.

Estas contribuições foram verificadas em ensaios de simulação por *software* de simulação Transitórios Eletromagnéticos, *PSCAD*, para validação da sua robustez diante de diversos distúrbios de sistemas elétricos. Foram elaborados cenários de distúrbios de afundamento equilibrado e desequilibrado, variações de frequência e distorção harmônica, e os resultados obtidos foram comparados ao *MSOGI-PLL*, validando as contribuições desenvolvidas. Também foram propostos ensaios de simulação em tempo real implementados na plataforma *Typhoon HIL 402*, utilizando-se a estratégia *SIL*. O objetivo destes ensaios foi verificar o comportamento do conjunto *3WFLC/FFLC* em uma aplicação de FAPS para mitigação de componentes harmônicas e simétricas de forma seletiva. O uso dos FAPS se apresenta como uma alternativa com grande potencial de redução do consumo de potência dos inversores utilizados nos filtros ativos. O FAPS permite uma maior customização da mitigação de componentes harmônicas, considerando-se que determinadas componentes harmônicas possam ser mitigadas por outros filtros ou outros meios. Nestes ensaios, um conjunto de cargas lineares e não lineares foi proposto, contendo componentes harmônicas e simétricas convencionais e não convencionais. Em cada cenário, uma diferente configuração de compensação harmônica foi proposta, considerando-se componentes harmônicas e simétricas, procurando-se um equilíbrio entre consumo de potência e mitigação harmônica. Os dados foram devidamente coletados por meio de osciloscópio e os resultados foram apresentados, tornando possível verificar a robustez do *3WFLC/FFLC* para mitigação de componentes harmônicas e simétricas em um sistema elétrico trifásico.

8.1 Trabalhos Futuros

Para continuidade dos estudos aqui realizados e como forma de contribuir para o avanço do estudo de rastreadores trifásicos baseados em Combinadores Lineares de Fourier, considera-se as seguintes propostas de trabalhos futuros:

- Aplicação do algoritmo *3WFLC/FFLC* em um processador digital de sinais externo ao *Typhoon HIL*, permitindo a verificação do comportamento do algoritmo em uma bancada experimental.
- Modificação da carga equilibrada utilizada nos ensaios do Capítulo 6, por uma carga desequilibrada, e consequente obtenção de novos resultados.
- Extensão do *3WFLC/FFLC* para rastreamento de componentes inter e sub-harmônicos em sistemas trifásicos.

- Detecção dos harmônicos de maior peso para compensação pelo FAP.

REFERÊNCIAS

ADHIKARI, K.; TATINATI, S.; VELUVOLU, K. C.; NAZARPOUR, K. Improvement in modelling of physiological tremor by inclusion of grip force in quaternion weighted Fourier linear combiner. In: IET International Conference on Intelligent Signal Processing, 2, 2015, Londres, IET International Conference on Intelligent Signal Processing Papers, 2015, pg. 1-5. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7745782>> acesso em 18 abr 2021.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Nacional (PRODIST) Módulo 8. 2021. em: <<https://www.aneel.gov.br/modulo-8>>. Acesso em: 18 abr 2021.

AGRAWAL, S.; SHARMA, D.; GUPTA, V. K.; SOMANI, R. K. Performance Evaluation of 3-Phase 4-Wire SAPF based on Synchronizing EPLL with Fuzzy Logic Controller. In: IEEE International conference on power Electronics, Intelligent Control and Energy systems, 2, 2018, Delhi, IEEE International conference on power Electronics, Intelligent Control and Energy systems Papers, 2018, pg. 483-487. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8897490>> acesso em 18 abr 2021.

AKAGI, H.; KANAGAWAE, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components. In: IEEE Trans. Industry Applications, 1984, IEEE Trans. Industry Applications Papers, 2003, v. 1, Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4504460>> acesso em 18 abr 2021.

ALFEHAID, E. G.; ABDULLAH, A.; KHALIL, H.K. Sensorless Speed Control of PMSM Using Extended High-Gain Observers. In: American Control Conference, 2019, American Control Conference Papers, 2019, Filadélfia, pg. 2576-2581, Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4504460>> acesso em 18 abr 2021.

ALI, S.; SETIAWAN, I.; HANDOKO, S. Design and Performance Test of Three Phased Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop (SRF-PLL) using DSPIC30F4011. In: International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering, 5, 2018, American Control Conference Papers, 2019, Semarang, pg. 51-56, Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8576978>> acesso em 18 abr 2021.

AMORIM, T. S.; ENCARNAÇÃO, L. F., Low Rating Hybrid Power Filter for Application in Distribution Systems, In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 13, 2015, Anais do 13º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Fortaleza, 2015, pg. 1-6.

ARAÚJO, A.; PINTO, J.G.; EXPOSTO, B.; COUTO C. AFONSO, J. L. Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters. In: Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 40, 2014, Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society Papers, 2014, Dallas, pg. 1519-1525, Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7048703>> acesso em 18 abr 2021.

ARRIBICITA, D.; MARROYO, L.; BARRIOS, E. L. Simple and robust PLL algorithm for accurate phase tracking under grid disturbances. In: Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 18, 2017, Stanford, pg. 1-6, Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8013305>> acesso em 18 abr 2021.

ATTI, A. M. T.; BENTRICA, A. A novel mixed-mode OTA-C universal filter. In: International Journal of Electronics, 2008, v. 92., n. 7. pg. 375-383, Disponível em <https://www.researchgate.net/publication/260066324_A_novel_mixed-mode_OTA-C_filter> acesso em 18 abr 2021.

BARROS JUNIOR, O.; FRIZERA NETO, A.; ENCARNAÇÃO, L. F. Desenvolvimento de um Phase-Locked Loop a Partir de um Combinador Linear de Fourier. In: Revista Eletrônica de Potência, 2017. v. 22, n. 2, pg. 148-155, Disponível em <<https://sobraep.org.br/site/uploads/2018/06/rvol22no2p14.pdf>> acesso em 18 abr 2021.

BARROS JUNIOR, O.; FRIZERA NETO, A.; ENCARNAÇÃO, L. F. New sequence voltage detector for Distributed Generation with high-harmonic distortion using Fourier Linear Combiner. IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianópolis, 2017.

BARROS JUNIOR, O.; AMORIM, T.S.; FRIZERA NETO, A.; ENCARNAÇÃO, L. F. Novel Active Filter Selective Control Strategy Using Fourier Linears Combiners. Simposio Brasileiro de Sistemas Electricos (SBSE), Niterói, 2018.

BARROS JUNIOR, O.; AMORIM, T.S.; CARLETTI, D.; FRIZERA NETO, A.; ENCARNAÇÃO, L. F. Design of an Enhanced FLC based Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters. Electronics, v. 9, n. 12, p. 2052, 1-16, 2020.

BARROS, J.; RAMÓN, D. I.; APRAIZ, M. A virtual instrument for the measurement of voltage unbalance in power systems. In: International Conference on Electrical Machines, 18, 2007, Vilamoura, pg. 1-5. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4800050>> acesso em 18 abr 2021.

BATISTA, Y. N. Cancelamento por Sinal Atrasado Generalizado: Estrutura Variável para Sincronização e Identificação de Curtos-Circuitos, Recife, 2017, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2017. Disponível em: <<https://repositorio.ufpe.br/handle/123456789/28406>>. Acesso em: 18 abr 2021.

BAUDRENGHIEN, P. A. The adaptive spectrum analyser. Stanford. 1984. Tese (Ph.D. Engenharia Elétrica) – Stanford University, Stanford, 1984. Disponível em: <<https://ui.adsabs.harvard.edu/abs/1984PhDT.....46B/abstract>>. Acesso em: 18 abr 2021.

BERNADO, M Di. The complex behavior of switching devices. IEEE Circuits and Systems Newsletter, 10(4):1–13, 1999. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1015006>> acesso em 18 set 2021.

BISCAINHO, L. W. P. AR model estimation from quantized signals. In: IEEE Signal Processing Letters, 2004, v. 11, n. 2, pg. 183-185. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1261974>> acesso em 18 abr 2021.

BOLDEA, I.; NASAR, S. A. Electric Drives. 2ª Ed., Lexington, CRC Press, 2006.

BOLLEN, M. H. Understanding power quality problems. In: Voltage sags and Interruptions. [S.l.]: IEEE press, 2000.

CHUNG S., A phase tracking system for three phase utility interface inverters. In: IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, v. 15, n. 3, pg. 431-438, Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/844502>> acesso em 18 abr 2021.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator, In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, 37, 2006, Jeju, pg. 1-6

COSTA, D. R.; ROLIM, L. G. B.; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing circuit PLL circuit. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003, Rio de Janeiro, IEEE International Symposium on Industrial Electronics Papers, 2003, v. 1, pg. 292-297. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1267261>> acesso em 18 abr 2021.

DASH, P. K.; SWAIN, A. C.; LIEW, C.; RAHMAN, S., An adaptive linear combiner for on-line tracking of power system harmonics, In: IEEE Transactions on Power Systems, 1996, v. 11, n. 4, pg. 1730-1735. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/544635/>> acesso em 18 abr 2021.

DASH, P. K.; MISHRA, S.; SALAMA, M. A.; LIEW, A. C., Classification of power system disturbances using a fuzzy expert system and a Fourier linear combiner, In: IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, v. 15, n. 2, pg. 472-477. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/852971>> acesso em 18 abr 2021.

DASH, P. K.; PRADHAN, G.; PANDA, G.; JENA, R. K.; PANDA, S. K., On-line tracking of time varying harmonics using an integrated extended complex Kalman filter and Fourier linear combiner. In: IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 3, 2000, Singapura, pg. 1575-1580. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/847577>> acesso em 18 abr 2021.

DEBRUNNER, V.; TORRES, S., Multiple Fully Adaptive Notch Filter Design Based on Allpass Sections. In: IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, v. 48, n. 2, pg. 550-552. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/823981/>> acesso em 18 abr 2021.

DECKMANN, S. M.; MARAFÃO, F. P.; PÁDUA, M. S., Single and Three-phase Digital PLL Structures Based on Instantaneous Power Theory, In: Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference, 2003, pp.225-230

DEMERS, S.; GOPALAKRISHNAN, P.; KANT, L., A Generic Solution to Software-in-the-Loop, IEEE Military Communications Conference, 2007, Proceedings of IEEE Military Communications Conference, pg. 1-6.

GARCIA, H.; NAREDO, J. L.; RAMIREZ, A., Evaluation of techniques for dynamic tracking of harmonics in transient state, In: North American Power Symposium, 40, 2008, Calgary, pg. 1-7. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5307362>> acesso em 18 abr 2021.

GAZOR, S.; FARHANG-BOROUJENY B., Quantization Effects in Transform-Domain Normalized LMS Algorithm, In: IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1992, v. 39, n. 1, pg. 1-7. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/204105>> acesso em 18 abr 2021.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J.; VASQUEZ, J. C., Is Using A Complex Control Gain in Three-phase FLLs Reasonable?, In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, v. 67, n. 3, pg. 2480-2484. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8667002>> acesso em 18 abr 2021.

GUO, X. Q.; WU, W. Y., Simple synchronisation technique for three-phase grid-connected distributed generation systems, In: IET Renewable Power Generation, 2013, v. 7, n. 1, pg. 55-62.

Disponível em <https://www.researchgate.net/publication/260633581_Simple_synchronisation_technique_for_three-phase_grid-connected_distributed_generation_systems> acesso em 18 abr 2021.

GUPTA, S. C., Phase-Locked Loops, In: Proceedings of IEEE, 1975, vol. 63, n. 2, pg. 291-301. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1451665>> acesso em 18 abr 2021.

HAYKIN, S., Adaptive Filter Theory, ed. 4., Prentice Hall, Hoboken, 2001.

HEYDT, G. T.; LIU, Y., Second harmonic components in power system voltages and currents, In: IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, v. 20, n. 1, pg. 521-523. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1375136>> acesso em 18 abr 2021.

HSU, D. S.; HUANG, W. M.; THAKOR, N. V., On-line Adaptive Canceling of Pathological Tremor for Computer Pen Handwriting. In: IEEE Annual Northeast Bioengineering Conference, 22, 1996, Proceedings of the IEEE 22nd Annual Northeast Bioengineering Conference, 1996, pg. 113-114. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/503243>> acesso em 18 abr 2021.

HÜBSCHER, P. I.; BERMUDEZ, J. C. M., A model for the behavior of the least mean kurtosis (LMK) adaptive algorithm with Gaussian inputs, In: Proceedings of International Telecommunication Symposium. Natal, 2002, pg. 1-4.

INCI, M.; BÜYÜK, M.; BAYINDIR, K. Ç.; TÜMAY, M., EPLL based Controller for Voltage Harmonic Mitigation in Grid Connected Wind Systems, In: International Conference on Control, Decision and Information Technologies, 4, 2017, Barcelona, pg. 1157-1161. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8102756>> acesso em 18 abr 2021.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Standard 1000-3-6 - Eletromagnetic Compatibility, 2000.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. Standard 1159 - IEEE Recommended Practices for Monitoring Electric Power Quality, 2019.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. Standard 519 - IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 2014.

JABR, R. A.; DZAFIC, I., A Fortescue Approach for Real-Time Short Circuit Computation in Multiphase Distribution Networks, In: IEEE Transactions on Power Systems, 2015, v. 30, n. 6, pg. 3276-3285.

Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6985689>> acesso em 18 abr 2021

JAIN, A.; SARAVANAKUMAR, R., Comparative Analysis of DSOGI-PLL & Adaptive Frequency Loop-PLL for Voltage and Frequency control of PMSG-BESS based Hybrid Standalone WECS., In: International Conference on Power and Energy Systems (ICPES), 8, 2018, Colombo, Proceedings of International Conference on Power and Energy Systems (ICPES), 2018, pg. 234-239. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8626981>> acesso em 18 abr 2021.

JOHANSSON, A. T., WHITE, P. R. An adaptive filter-based method for robust, automatic detection and frequency estimation of whistles, In: Journal of the Acoustical Society of America, 2011, v. 130, n. 2, pp. 893–903.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R., A New Phase-Locked Loop (PLL) System, In: IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems, 44, 2001, Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems, v. 1, pg. 421-424. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/986202>> acesso em 18 abr 2021.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R., A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environments, In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS, 2004, v. 19, n. 3, pg. 421-424. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1318659>> acesso em 18 abr 2021.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; BAKSHAI, A. R.; MOJIRI, M., Estimation of Power System Frequency Using Adaptive Notch Filter, In: Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005, Ottawa, Proceedings of Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005, pg. 1494-1497. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1604400>> acesso em 18 abr 2021.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; KARIMI, H., A Method for Analysis of Harmonics and Inter-Harmonics, In: Midwest Symposium on Circuits and Systems, 48, 2005, Covington, Proceedings of 48th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2005, v. 1, pg. 33-35. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1594032>> acesso em 18 abr 2021.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; MOJIRI, M.; SAFAEE, A., A New Phase-Locked Loop System for Three-Phase Applications, In: IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, v. 28, N. 3, pg. 1208-1218. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6237534>> acesso em 18 abr 2021.

KAURA, V.; BLASKO, V., Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions, In: IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, v. 33, n. 1, pg. 58-63.

KHAN, S. A.; GUO, Y.; CHOWDHURY, N. R., A Least Mean Square Algorithm Based Single-Phase Grid Voltage Parameters Estimation Method. In: In: International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering, 2019, Bangladesh, Proceedings of International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering, 2019, v. 1,

pg. 1-5. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8679384>> acesso em 18 abr 2021.

KHAN, H.; FERNANDES, B. G.; KULKARNI, A., Simultaneous Unbalance and Harmonic Compensation from RESs with Neutral Wire connected to a LV Distribution Grid, In: European Conference on Power Electronics and Applications, 20, 2018, Riga, Proceedings of 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications, 2018, pg. 1-10. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8515401>> acesso em 18 abr 2021.

KHAN, H.; Fida, M. A.; NAWAZ, M.; ABBAS, T., SHardware Implementation of Adaptive Notch Filter for Estimation of Frequency and Phase of a Utility Grid, In: International Symposium on Recent Advances in Electrical Engineering, 2000, Islamadad, pg. 1-6. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8706899>> acesso em 18 abr 2021.

KIM, H. S., Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC, 1 ed., Elsevier, 2017.

LEÃO, R.; SAMPAIO, R.; ANTUNES, F., Harmônicos em Sistemas Elétricos, 1 ed. São Paulo: Elsevier, 2014.

LEE, S. J.; KANG, J. K.; SUL, S. K., A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System. In: IEEE Industry Applications Conference, 1999, Phoenix, Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting, 1999, v. 4, pg. 2167-2172.

LEONHARD, W., Control of Electrical Drive, 3 ed., Berlin, Springer, 2001.

LU, Q.; ZUO, Y.; ZHANG, T.; MO, L., Zero-Sequence Current Suppression for Open-Winding Permanent Magnet Brushless Motor Driving System Based on Second Order Generalized Integrator. In: IEEE Access, 2020, v. 8, pg. 37465-37473. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9004608>> acesso em 18 abr 2021.

MARKLEY, F. L.; OSHMAN, Y., Averaging Quaternions, In: Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2007, v. 30, n. 4, pg. 1193-1196.

MARTINS, C. H. N.; MOREIRA, M. G.; VALE-CARDOSO, A. S., A New Approach for EPLL-Based Frequency Estimation under Severe Disturbances. In: Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON), 10, 2019, Vancouver, Proceedings of Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON), 2019, pg. 862-869. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8936282>> acesso em 18 abr 2021.

MENGÜÇ, C., Adaptive Fourier Linear Combiner based on Modified Least Mean Kurtosis Algorithm., In: International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT), 6, 2018, Istanbul, 2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT), pg. 1-5. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8751891>> acesso em 18 abr 2021.

MINH, T.; DEBRUNNER, V., Adaptive Notch Filter with time-frequency tracking of continuously changing frequencies. In: IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2008, Las Vegas, Proceedings of 2008 IEEE International Conference

on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008, pg. 3557-3560. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4518420>> acesso em 18 abr 2021.

MISKOVIC, V.; BLASKO, V.; JAHNS, T.; LORENZ, R.; ZHANG, H., Robust Sensorless Control of Grid Connected Converters with LCL Line Filters Using Frequency Adaptive Observers as AC Voltage Estimators. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016, Long Beach, Proceedings of 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pg. 2167-2174. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7468167>> acesso em 18 abr 2021.

NARAYAN, S. S.; PETERSON, A. M.; NARASIMHA, M., Transform Domain LMS Algorithm, In: IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1983, v. 31, n. 3.

NAYAK, P.; SAHU, B. N., A Robust Extended Kalman Filter for the Estimation of Time Varying Power System Harmonics in Noise, In: IEEE Power, Communication and Information Technology Conference, 2015, Bhubaneswar, Proceedings of 2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference, pg. 635-640. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7438074>> acesso em 18 abr 2021.

NEVES, F. A. S. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 25, n. 3, p. 1816-1825, 2010. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5443553>> acesso em 23 out 2021

NEVES, F. A. S. et al. A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 57, n. 8, p. 2858-2867, 2010. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5340691>> acesso em 23 out 2021

NOURALINEJAD, A.; BAGHERI, A.; MARDANEH, M.; MALEKPOUR, M., Improving the Decoupled Double SRF PLL For Connected Power Converters, In: Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, 5, 2014, Tehran, Proceedings of The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, 2014, pg. 347-352.

OLIVEIRA, S. A.; DONOSO-GARCIA, P.; CORTIZO, C.; SEIXAS, P. F., A Three-Phase Line-Interactive UPS System Implementation with Series-Parallel Active Power-Line Conditioning Capabilities, In: IEEE Industry Applications Conference, 36, 2001, Chicago, Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting, 2001, pg. 2389-2396. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/955956>> acesso em 18 abr 2021.

ORTIZ, A.; AREDES, M.; ROLIM, L. G. B.; BUENO, E.; RODRIGUEZ, P., A New Current Control For The STATCOM Based On Secondary Order Generalized Integrators, In: IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, 2008, Proceedings of 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, pg. 1378-1383. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4592127>> acesso em 18 abr 2021.

REGALIA, P. A. An Improved Lattice-Based Adaptive IIR Notch Filter, In: IEEE Transactions on Signal Processing, 1991, v. 39, n. 9, pp. 2124–2128. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/134453>> acesso em 18 abr 2021.

A. REGALIA, P. A Complex Adaptive Notch Filter, In: IEEE Signal Processing Letters, 2010, v. 17, n. 11, pp. 937–940. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5570911/>> acesso em 18 abr 2021.

RIVIERE, C. N.; THAKOR N. V., Adaptive human-machine interface for persons with tremor, In: International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 17, 1995, Montreal, Proceedings of 17th International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 1995, v. 2, pg. 1193-1194. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/579637>> acesso em 18 abr 2021.

RIVIERE, C. N.; THAKOR N. V., Suppressing pathological tremor during dextrous teleoperation, In: International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 17, 1995, Montreal, Proceedings of 17th International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 1995, v. 2, pg. 1195-1196. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/579638>> acesso em 18 abr 2021.

RIVIERE, C. N.; THAKOR N. V., Accuracy in positioning of handheld instruments, In: International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 18, 1996, Amsterdam, Proceedings of 18th International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 1996, v. 1, pg. 212-213. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/656921>> acesso em 18 abr 2021.

RIVIERE, C. N.; THAKOR N. V., Modeling and canceling tremor in human-machine interfaces, In: IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, 1996, v. 15, n. 3, pg. 29-36. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/499755>> acesso em 18 abr 2021.

RIVIERE, C. N.; RADER, S.; THAKOR N. V., Adaptive Canceling of Physiological Tremor for Improved Precision in Microsurgery, In: IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1998, v. 45, n. 7, pg. 839-846. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/686791>> acesso em 18 abr 2021.

ROCHA, J.E.; SANCHEZ, W.D.C. The Energy Processing by Power Electronics and its Impact on Power Quality. In: International Journal of Renewable Energy Development, 1, 2012. Disponível em < <https://ejournal.undip.ac.id/index.php/ijred/article/view/4099> > acesso em 22 ago 2021.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLABJEERG, F., Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions, In: Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 32, 2006, Paris, Proceedings of 32th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 2006, pg. 5173-5178. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4153695>> acesso em 18 abr 2021.

RODRIGUEZ, P.; POU, J.; BERGAS, J.; CANDELA, J. I.; BURGOS, R. P.; BOROYEVICH, D., Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control, In: IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, pg. 584-592. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4118328>> acesso em 18 abr 2021.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, R.; TEODORESCU, R.; BLABJEERG, F., Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators, In: Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 34, 2008, Orlando, Proceedings of 34th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 2006, pg. 755-760. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4758048>> acesso em 18 abr 2021.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; ETXBERRIA, I.; HERMOSO, J. R.; TEODORESCU, R., Multiple Second Order Generalized Integrators for Harmonic Synchronization of Power Converters, In: AIEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, San Jose, 96, pg. 2239-2246. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5316279>> acesso em 18 abr 2021.

ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. R.; AREDES, M. Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, v. 53, n. 6, pg. 1919-1926. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4016391>> acesso em 18 abr 2021.

SALGADO, E. V. Estudo Comparativo de Teorias de Potências Instantâneas e Aplicações em Filtros Ativos, Rio de Janeiro, 2005, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Energia, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2005. Disponível em: <<http://www.pee.ufrj.br/index.php/pt/producao-academica/dissertacoes-de-mestrado/2005-1/2005042904-2005042904/file>>. Acesso em: 18 abr 2021.

SHAH, W.; HAQ, I. U.; REHMAN, U. U., Dual Mode Control Of Grid Connected Solar Converters, In: International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies, 2, 2019, Sukkur, Proceedings of 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies, pg. 1-7. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8673483>>. Acesso em: 18 abr 2021.

SIKDER, N.; SINGH, K. M., Harmonics Analysis in Power System using Phase-Locking Technique, In: International Conference on Power Electronics and Energy, 1, 2021, Bhubaneswar, Proceedings of 1st International Conference on Power Electronics and Energy, pg. 1-6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9358492>>. Acesso em: 18 abr 2021.

SILVA, S. M.; ARRUDA, L. N.; CARDOSO FILHO, B. J., Wide Bandwidth Single and Three-Phase PLL Structures for Utility Connected Systems, In: European Conference on Power Electronics and Applications, 9, 2001, Graz, Proceedings of 9th. European Conference on Power Electronics and Applications, 2001, pg. 1-6.

SILVA, S. A. O.; CAMPANHOL, L. B. G.; GOEDEL, A.; NASCIMENTO, C. F.; PAIÃO, D., A Comparative Analysis of p-PLL Algorithms for Single-Phase Utility Connected Systems, In: European Conference on Power Electronics and Applications, 13, 2009, Barcelona, Proceedings of 13 European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, pg. 1-10. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5278795>>. Acesso em: 18 abr 2021.

SINGH, Y.; HUSSAIN, I.; SINGH, B.; MISHRA, S., Real Time Implementation of EPLL with Generalized Filtering in Single Phase Grid Interfaced SPV System, In: IEEE Uttar Pradesh

Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering, 2016, Varanasi, Proceedings of IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering, 2016, pg. 50-54. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7894623>>. Acesso em: 18 abr 2021.

SONG, H. S.; NAM, K.; MUTSCHLER, P., Very Fast Phase Angle Estimation Algorithm for a Single-Phase System having Sudden Phase Angle Jumps, In: IEEE Industry Applications Conference, 37, 2002, Pittsburgh, Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting, 2002, pg. 925-931. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1042669>>. Acesso em: 18 abr 2021.

SZCZUPAK, A. L., Filtros Notch IIR Adaptativos: Adaptação de Largura de Banda e Rastreamento de Sinais Quasi-harmônicos, Rio de Janeiro, 2014. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014. Disponível em: <<http://www.pee.ufrj.br/index.php/pt/producao-academica/teses-de-doutorado/2014/2014121901-2014121901/file>>. Acesso em: 18 abr 2021.

TARRASÓ A.; CANDELA, J. I.; BAO LAI, N.; BALTAS, G. N.; RODRIGUEZ, P. Virtual Admittance PLL Structure for Grid-forming Power Converters in Microgrids, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, 2020, pg. 5007-5011.

VAZ, C. A.; THAKOR, N. V., Adaptive Fourier Estimation of Time-Varying Evoked Potentials, In: IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1989, v. 36, n. 4, pg. 448-455. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/18751>>. Acesso em: 18 abr 2021.

VAZ, C. A.; THAKOR, N. V., Adaptive Fourier Estimation of Time-Varying Evoked Potentials, Baltimore, 1990. Tese (Ph.D. em Engenharia Elétrica) – John Hopkins University, Baltimore, 1990.

VAZ, C. A.; KONG, X.; THAKOR, N. V., An Adaptive Estimation of Periodic Signals Using a Fourier Linear Combiner, In: IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, v. 42, n. 1, pg. 1-10. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/258116>>. Acesso em: 18 abr 2021.

VELUVOLU, K. C.; TAN, U. X.; LATT, T.; SHEE, C. Y.; ANG, W. T., Bandlimited Multiple Fourier Linear Combiner for Real-time Tremor Compensation, In: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 29, 2007, Lyon, Proceedings of 29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2007, pg. 2847-2850. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4352922>>. Acesso em: 18 abr 2021.

VERMA, A.; SINGH, B.; SHAHANI, D., Modified EPLL Based Control to Eliminate DC Component in a Grid Interfaced Solar PV System, In: IEEE Power India International Conference, 6, 2014, Delhi, Proceedings of 6th IEEE Power India International Conference, 2014, pg. 1-6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7117626>>. Acesso em: 18 abr 2021.

WANG, Y.; VELUVOLU, K. C., Time-Frequency Decomposition of Band-limited Signals with BMFLC and Kalman Filter. In: IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 7, 2012, Singapura, Proceedings of 7th IEEE Conference on Industrial

Electronics and Applications, 2012, pg. 582-587. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6360794>>. Acesso em: 18 abr 2021.

WANG, J.; LI, T.; LUO, X.; SHI, Y. Q.; LIU, R.; JHA, S. K., Identifying Computer Generated Images Based on Quaternion Central Moments in Color Quaternion Wavelet Domain, In: IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2019, v. 29, n. 9, pg. 2775-2785. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8450040>>. Acesso em: 18 abr 2021.

WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES, M. New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads. In: IEEE Trans. Power Delivery, 1993, v. 8, n. 2, pg. 697-703. Disponível em <<https://ieeexplore.ieee.org/document/216877>> acesso em 18 abr 2021.

XIAO, C.; PEI, X.; LIU, Y.; LU, Y.; WANG, C.; XU, F., Adaptive Harmonic Current Compensation Method with SAPF based on SOGI, In: IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, 2018, Shenzhen, Proceedings of IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, 2018, pg. 1-6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8590342>>. Acesso em: 18 abr 2021.

XIE C.; HE C.; YAN H.; CHEN G.; YANG H., Digital Generalized Integrators of current control for three-phase Active Power filter with selective harmonic compensation, In: Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012, Orlando, pg. 748-753. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6165903>>. Acesso em: 18 abr 2021.

XU, Z.; ZHANG, T.; BAO, Y.; ZHANG, H.; GERADA, C., A Nonlinear Extended State Observer for Rotor Position and Speed Estimation for Sensorless IPMSM Drives, In: IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, v. 35, n. 1, pg. 733-743. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8703133>>. Acesso em: 18 abr 2021.

YOUSSEF, T. A.; MOHAMMED, O., Adaptive SRF-PLL with Reconfigurable Controller for Microgrid in Grid-Connected and Stand-Alone Modes. In: IEEE Power & Energy Society General Meeting. 2013, Vancouver, Proceedings of IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2013, pg. 1-5, Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6673028>>. Acesso em: 18 abr 2021.

ZHANG, Y.; LIU, J., An Improved Q-PLL to Overcome the Speed Reversal Problems in Sensorless PMSM Drive, In: International Power Electronics and Motion Control Conference, 8, 2016, Hefei, Proceedings of 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2016 pg. 1884-1888. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7512582>>. Acesso em: 18 abr 2021.

ZHAO, Y.; WEI, C.; ZHANG, Z.; QIAO, W., A Review on Position/Speed Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Machine-Based Wind Energy Conversion Systems, In: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, v. 1, n. 4, pg. 203-216. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6588887>>. Acesso em: 18 abr 2021.

ZHOU, Y.; JENKINS, M. E.; NAISH, M. D.; TREJOS, A. L., Design and Validation of a High-Order Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner-based Kalman Filter for Parkinsonian

Tremor Estimation, In: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 38, 2016, Proceedings of Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2016, pg. 5893-5896. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7592069>>. Acesso em: 18 abr 2021.

ZOU, T.; GENG, H.; WANG, K., Optimized Harmonic Detecting and Repetitive Control Scheme for Shunt Active Power Filter in Synchronous Reference Frame, In: International Power Electronics and Motion Control Conference, 8, 2016, Hefei, Proceedings of 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, pg. 680-684.

APÊNDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA

A lista abaixo apresenta os trabalhos publicados a partir dos estudos realizados neste trabalho.

Artigo publicado em periódico internacional:

- Design of an Enhanced FLC based Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters. *Electronics*, v. 9, n. 12, p. 2052, 1-16, 2020.

Artigo publicado em periódico nacional:

- Desenvolvimento de um phase-locked loop a partir de um combinador linear de Fourier. *SOBRAEP*. V. 22, n. 2, p 148-155, 2017.

Artigos em congressos:

- Novel Active Filter Selective Control Strategy Using Fourier Linears Combiners. Simposio Brasileiro de Sistemas Electricos (SBSE), Niterói, 2018;
- New sequence voltage detector for Distributed Generation with high-harmonic distortion using Fourier Linear Combiner. IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianópolis, 2017;