



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JEAN MARCOS LOBO DA FONSECA

**ALGORITMO DE SINCRONIZAÇÃO COM DETECTOR DE SEQUÊNCIA
POSITIVA E NEGATIVA: APLICAÇÃO EM CONVERSORES ESTÁTICOS
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

FORTALEZA

2019

JEAN MARCOS LOBO DA FONSECA

ALGORITMO DE SINCRONIZAÇÃO COM DETECTOR DE SEQUÊNCIA POSITIVA E
NEGATIVA: APLICAÇÃO EM CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS À REDE
ELÉTRICA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de A. Lima

FORTALEZA

2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- F744a Fonseca, Jean Marcos Lobo da.
Algoritmo de sincronização com detector de sequência positiva e negativa : aplicação em conversores estáticos conectados à rede elétrica / Jean Marcos Lobo da Fonseca. – 2019.
142 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2019.
Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.
1. Algoritmo de Sincronização. 2. Phase-Locked Loop. 3. Detectores de Sequência. 4. Conversores Estáticos. 5. STATCOM. I. Título.

CDD 621.3

JEAN MARCOS LOBO DA FONSECA

ALGORITMO DE SINCRONIZAÇÃO COM DETECTOR DE SEQUÊNCIA POSITIVA E
NEGATIVA: APLICAÇÃO EM CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS À REDE
ELÉTRICA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovada em: 22 de Julho de 2019

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Francisco Kleber de A. Lima (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo
Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)

À minha família e amigos.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Dedico este trabalho à Ana Fonseca (*in memoriam*), graduada e mestre pela Universidade de Campinas (UNICAMP) e doutora pela Universidade de São Paulo (USP), pesquisadora do Núcleo de Estudos de Políticas Públicas (NEPP-UNICAMP), Secretária Extraordinária para a Superação da Extrema Pobreza do Ministério do Desenvolvimento Social e Combate à Fome e idealizadora dos programas Bolsa Família e Brasil sem Miséria. Muito obrigado pelos conselhos que levarei para o resto da minha vida e obrigado por inspirar tantas pessoas a agir para melhorar este mundo de injustiças e sofrimento.

Agradeço ao meu orientador, professor Kleber, por todos os conhecimentos passados nos últimos dois anos e meio durante a graduação e mestrado, pela confiança depositada em mim na execução deste trabalho e por me guiar na minha atual e futura carreira acadêmica.

Agradeço ao professor Paulo Praça, professor Wilkley Bezerra e professor Gustavo Medeiros, por participarem da banca examinadora.

Agradeço aos meus pais, Rosemary e Jean Jacques e aos meus irmãos Igor e Jayamme, por todo carinho e paciência que tiveram comigo nos últimos dois anos.

Agradeço aos meus amigos dos tempos de escola e de intercâmbio, pelas incontáveis horas de descontração e que muito me ajudaram a engrandecer como pessoa.

Agradeço à todos os membros do Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração de Sistemas de Energia (LAPIS), pelo companheirismo, discussões e troca de conhecimento sobre os mais diversos temas.

Agradeço ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), pelo fornecimento de equipamentos utilizados nesta pesquisa.

Agradeço aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará (UFC), em especial ao professor Fernando Antunes e a professora Ruth Leão, pelos ensinamentos passados dentro e fora de sala.

Agradeço à todos aqueles que indiretamente ou diretamente fizeram parte da minha formação.

“O sonho é que leva a gente para frente. Se a gente for seguir a razão, fica aquietado, acomodado.”

(Ariano Suassuna)

RESUMO

Este trabalho dá continuidade ao estudo de dois algoritmos de sincronização com aplicações em conversores de potência conectados à rede elétrica. O primeiro é uma estrutura detectora de sequência positiva que possui bom desempenho mesmo em cenários com alta distorção harmônica. O segundo, também conhecido como ISI-PLL, adiciona um filtro adaptativo a primeira estrutura visando melhorar a capacidade de filtragem em cenários com distorções subharmônicas e interharmônicas. Esta dissertação propõe uma expansão de ambas as estruturas para que também seja possível detectar componentes de sequência negativa. A informação da componente de sequência negativa pode ser utilizada para mecanismos de proteção do conversor ou para o controle do conversor, caso queira-se mantê-lo conectado à rede em cenários com desbalanço de tensão. Em um segundo momento, visando uma aplicação no monitoramento da rede elétrica, a estrutura é expandida de maneira genérica para que possam ser estimados componentes harmônicos presentes na rede em tempo real. Resultados de simulação são obtidos através do *software* MATLAB/SIMULINK e resultados experimentais são obtidos através da plataforma DSPACE 1103. Os resultados dos algoritmos de sincronização envolvem a comparação das suas respostas com outras populares na literatura técnica e indicam uma equivalência ou superioridade das mesmas. Objetivando comprovar a aplicabilidade das estruturas detectoras de sequência positiva e negativa, as mesmas são utilizadas como parte do controle de um conversor operando como STATCOM. Objetivos de controle do STATCOM envolvem a injeção de corrente capacitiva para regulação da tensão da rede no ponto de conexão e correção de fator de potência de uma carga predominantemente indutiva e cancelamento das oscilações de potência reativa instantânea em cenários de desbalanço da rede elétrica. Resultados de simulação são obtidos através do *software* PSCAD/EMTDC, enquanto que para resultados experimentais, o controle do conversor é feito através da plataforma DSPACE 1103, com o auxílio da interface gráfica ControlDesk.

Palavras-chave: Algoritmos de sincronização. *Phase-locked loop*. Detectores de sequência. Conversores estáticos. STATCOM.

ABSTRACT

This work is a follow up two synchronization algorithms with applications to grid-connected power converters. The first structure is a positive sequence detector with good performance in scenarios with high harmonic distortion. The second one, also known as ISI-PLL, adds an adaptive filter to the first structure in order to enhance its filtering capability in scenarios with subharmonic and interharmonic distortion. This work proposes to expand both structures so that they are able to detect negative sequence components as well. The negative sequence components can be used as a mechanism to protect the converter or to control it in scenarios with grid-voltage imbalance. Then, the structure is expanded once again in order to detect, in real time, any harmonic component in the input signal. Simulation results are obtained using the software MATLAB/SIMULINK whereas experimental results are obtained with the aid of the HIL DSPACE platform. The results involve the comparison between two well-known synchronization algorithms and the two proposed structures and suggest their equivalence or even superiority in multiple scenarios. Aiming to prove the applicability of the proposed structures, they are employed in the control structure of a grid-connected power converter that operates as a STATCOM. The converter objectives are grid-voltage regulation at the point of common coupling, power factor correction and canceling of oscillating reactive power components in scenarios with grid-voltage imbalance. Simulation results are carried out using the software PSCAD/EMTDC and experimental results are obtained using, again, the HIL DSPACE platform, with the aid of the electronic control unit ControlDesk.

Keywords: Synchronization algorithms. Phase-Locked loop. Sequence detector. Power converters. STATCOM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Tipos de algoritmos de sincronização.	26
Figura 2 – Estrutura básica de PLL.	34
Figura 3 – Estrutura do SRF-PLL.	35
Figura 4 – Modelo de pequenos sinais do SRF-PLL.	37
Figura 5 – Estrutura do MAF-PLL com FMM na malha interna.	38
Figura 6 – Diagrama de Bode do FMM e FPB para $T_w = 0,01$	39
Figura 7 – Estrutura do NF-PLL.	40
Figura 8 – Estrutura do dqDSC-PLL.	41
Figura 9 – Eixos do DSRF.	42
Figura 10 – Estrutura da célula de desacoplamento do DDSRF-PLL.	44
Figura 11 – Estrutura do DDSRF-PLL assumindo $n=1$ e $m=-1$	44
Figura 12 – Estrutura do SOGI-FLL.	45
Figura 13 – Estrutura do SOGI-QSG.	45
Figura 14 – Diagramas de Bode de (2.24) e (2.25) para diferentes valores de k	46
Figura 15 – Estrutura do estimador de frequência FLL.	47
Figura 16 – Resposta em frequência dos sinais de entrada do FLL.	47
Figura 17 – Estrutura do DSOGI-FLL.	48
Figura 18 – Estrutura completa do PLL desenvolvido por Moor Neto.	51
Figura 19 – Malha de frequência (filtro passa-baixa).	53
Figura 20 – Estrutura trifásica proposta em Araujo (2015).	54
Figura 21 – Filtro adaptativo utilizado no ISI-PLL.	55
Figura 22 – Diagrama de bode das Equações (3.12) e (3.13) para diferente valores de K_{FA}	55
Figura 23 – Trajetória da tensão de sequência positiva estimada para diferente valores de K_{MF}	56
Figura 24 – Frequência estimada para diferentes valores de K_{MF}	57
Figura 25 – Estrutura do PLL original com expansão para cálculo da sequência negativa.	60
Figura 26 – Estrutura do PLL com filtro adaptativo com expansão para cálculo da sequência negativa.	60
Figura 27 – Sinal trifásico de entrada V_{abc}	62
Figura 28 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.	63
Figura 29 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.	63

Figura 30 – Amplitude de sequência positiva estimada pelas estruturas.	64
Figura 31 – Amplitude de sequência negativa estimada pelas estruturas.	64
Figura 32 – Frequência estimada pelas estruturas.	65
Figura 33 – Erro do ângulo de fase de sequência positiva ($\hat{\theta}^{+1} - \theta^{+1}$) e negativa ($\hat{\theta}^{-1} - \theta^{-1}$).	65
Figura 34 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.	66
Figura 35 – Sinal trifásico de entrada V_{abc}	67
Figura 36 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.	67
Figura 37 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.	68
Figura 38 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.	69
Figura 39 – Sinal trifásico de entrada V_{abc}	70
Figura 40 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.	70
Figura 41 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.	70
Figura 42 – Sinal trifásico de entrada V_{abc}	71
Figura 43 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.	72
Figura 44 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.	72
Figura 45 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.	73
Figura 46 – Sinal trifásico de entrada V_{abc}	74
Figura 47 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.	74
Figura 48 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.	75
Figura 49 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.	75
Figura 50 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div).	77
Figura 51 – Osciloscópio #1: PLL proposto e Osciloscópio #2: PLL proposto com FA. CH1/CH3 - Sequência positiva/negativa estimada (1 p.u./div) e CH2/CH4 - Ângulo de Fase da sequência positiva/negativa estimado (180°/div).	78
Figura 52 – Osciloscópio #1: Sequência positiva estimada (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Sequência negativa estimada (1 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	78

Figura 53 – Erro de Frequência (0,5 Hz/div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	79
Figura 54 – Osciloscópio #1: Erro do ângulo de fase de sequência positiva (5°/div); Osciloscópio #2: Erro do ângulo de fase de sequência negativa (5°/div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	79
Figura 55 – Osciloscópio #1: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,05 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	80
Figura 56 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div).	80
Figura 57 – Osciloscópio #1: Sequência positiva estimada (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Sequência negativa estimada (1 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	81
Figura 58 – Osciloscópio #1: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,05 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	81
Figura 59 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: CH1-CH2 - Sequência positiva estimada (1 p.u./div) e CH3-CH4 - Sequência negativa estimada (1 p.u./div).	82
Figura 60 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	83
Figura 61 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	84
Figura 62 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	84

Figura 63 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	85
Figura 64 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL. . .	86
Figura 65 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	86
Figura 66 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL. . .	87
Figura 67 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.	87
Figura 68 – Estrutura genérica.	89
Figura 69 – Sinal de entrada trifásico.	90
Figura 70 – Sinais estimados pela estrutura.	90
Figura 71 – Detalhe dos sinais estimados pela estrutura.	91
Figura 72 – Erro dos sinais estimados.	91
Figura 73 – Representação simplificada do STATCOM e seu análogo, o compensador síncrono.	93
Figura 74 – Conversor conectado à rede elétrica.	94
Figura 75 – Alinhamento do vetor tensão da rede elétrica ao eixo síncrono d	95
Figura 76 – Estratégia de controle de corrente do conversor.	97
Figura 77 – Estratégia de controle de corrente simplificada.	97
Figura 78 – Diagramas de blocos da regulação do elo CC.	99
Figura 79 – Diagramas de blocos da estratégia de controle completa.	101
Figura 80 – Diagramas de blocos da estratégia de controle completa com PI-RES.	102
Figura 81 – Resposta em frequência do controlador ressonante ideal e não-ideal para diferentes valores de ω_{cr} . Ressonância definida em 360 Hz.	103

Figura 82 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada e malha aberta para diferentes valores de K_{ih} . Ressonância definida em 360 Hz e $\omega_{cr} = 5$ rad/s.	103
Figura 83 – Diagramas de blocos da estratégia de controle para situações de desbalanço na tensão da rede.	106
Figura 84 – Diagramas de blocos injeção de terceira harmônica.	107
Figura 85 – Sistema implementado na simulação e bancada experimental.	108
Figura 86 – Tensão da Rede e Sequência positiva estimada pelo PLL.	111
Figura 87 – Fase A da sequência positiva estimada pelo conversor e ângulo de fase estimado (normalizados).	111
Figura 88 – Correntes injetadas pelo conversor.	112
Figura 89 – Compensação de potência reativa capacitiva pelo conversor.	112
Figura 90 – Defasamento entre a corrente e a tensão de fase (compensação reativa capacitiva).	113
Figura 91 – Tensão no elo CC.	113
Figura 92 – Potência reativa da rede elétrica.	114
Figura 93 – Corrente da carga e corrente injetada pelo conversor.	114
Figura 94 – Corrente equivalente da rede elétrica e tensão de fase.	114
Figura 95 – Tensão de sequência positiva compensada.	115
Figura 96 – Potência reativa capacitiva injetada pelo conversor.	115
Figura 97 – Corrente da rede antes e após a regulação de tensão.	116
Figura 98 – Tensão no ponto de conexão.	116
Figura 99 – Estimação das componentes de sequência positiva e negativa da tensão da rede.	117
Figura 100 – Correntes do conversor para as diferentes estratégias de controle.	117
Figura 101 – Potência ativa instantânea para as diferentes estratégias de controle.	118
Figura 102 – Tensão no elo CC para as diferentes estratégias de controle.	118
Figura 103 – Potência reativa instantânea para as diferentes estratégias de controle.	118
Figura 104 – Bancada experimental.	119
Figura 105 – Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1-CH3 - Corrente do conversor (10 A/div) e CH4 - Tensão de fase da rede (100 V/div); Osciloscópio #2: CH1 - Tensão estimada pelo PLL (normalizada), CH2 - Ângulo de Fase (normalizado), CH3 - Potência Reativa (4 kvar/div) e CH4 - Tensão no elo CC (100 V/div).	121

Figura 106–Resultados obtidos analisador de energia Tektronix PA4000.	122
Figura 107–Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1 - Corrente da carga (20 A/div), CH2 - Corrente da rede (20 A/div), CH3 - Corrente do conversor (20 A/div) e CH4 - Tensão de fase (200 V/div); Osciloscópio #2: CH1 - Tensão estimada pelo PLL (Normalizada), CH2 - Potência reativa da carga (4 kvar/div), CH3 - Potência reativa do conversor (4 kvar/div) e CH4 - Tensão no elo CC (100 V/div).	123
Figura 108–Resultados obtidos analisador de energia Tektronix PA4000. Resultado #1: Somente carga. Resultado #2: Compensação feita pelo STATCOM	123
Figura 109–Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1 - Tensão de pico da rede (8V/div), CH2 - Tensão de fase (normalizada), CH3 - Potência reativa do conversor (4 kvar/div) e CH4 - Tensão no elo CC (100 V/div). Osciloscópio #2: CH1-3 Corrente da carga (10 A/div).	124
Figura 110–Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1 - Tensão de pico da rede (2 V/div) e CH3 - Potência reativa do conversor (4 kvar/div). Osciloscópio #2: CH1-3 - Corrente da rede (10 A/div). Osciloscópio #3: Tensão no elo CC (100 V/div).	125
Figura 111–Ilustração do funcionamento do algoritmo da janela deslizante com tamanho variável implementada em conjunto com um <i>buffer</i> circular de tamanho fixo.	136
Figura 112–Sinal trifásico para análise da subamostragem.	137
Figura 113–Análise da precisão da estrutura para diferentes índices de subamostragem n .	137
Figura 114–Inicialização da estrutura.	140
Figura 115–Cálculo do produto interno.	140
Figura 116–Implementação do filtro adaptativo.	141
Figura 117–Cálculo do ângulo de fase.	141
Figura 118–Cálculo da frequência e amplitude.	142
Figura 119–Variáveis de saída.	142

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classificação das variações de tensão conforme IEEE 1159 e PROREDE . . .	28
Tabela 2 – Comparação das estruturas apresentadas no Capítulo 2	49
Tabela 3 – Análise da escolha do parâmetro K_{MF}	57
Tabela 4 – Análise da TDH dos sinais estimados pelas estruturas estudadas.	64
Tabela 5 – Análise dos erros RMS máximos de cada estrutura (relativos ao sinal de entrada).	66
Tabela 6 – Análise da TWD dos sinais estimados pelas estruturas estudadas	68
Tabela 7 – Análise dos erros RMS máximos de cada estrutura (relativos ao sinal de entrada).	69
Tabela 8 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.	73
Tabela 9 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.	76
Tabela 10 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.	85
Tabela 11 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.	88
Tabela 12 – Especificações da rede elétrica	108
Tabela 13 – Especificações do STATCOM	109
Tabela 14 – Especificações dos controladores	109
Tabela 15 – Especificações da carga trifásica	110
Tabela 16 – Análise da TDH das correntes sintetizadas pelo STATCOM para diferentes valores de compensação reativa.	112

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CDSC-PLL	<i>Cascaded Delayed Signal Cancelation-Based - Phase-Locked Loop</i>
DDSRF-PLL	<i>Double Synchronous Reference Frame - Phase-Locked Loop</i>
DSC	<i>Delayed Signal Cancelation</i>
DSC-PLL	<i>Delayed Signal Cancelation-Based - Phase-Locked Loop</i>
DSOGI-FLL	<i>Dual Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop</i>
ECU	<i>Electronic Control Unit</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FA	Filtro Adaptativo
FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission System</i>
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i>
FMM	Filtro Média Móvel
FN	Filtro Notch
FPB	Filtro Passa-Baixa
I3H	Injeção de Terceiro Harmônico
ISI-PLL	<i>Interharmonic and Subharmonic Immune Phase-Locked Loop</i>
MAF-PLL	<i>Moving Average Filter - Phase-Locked Loop</i>
NF-PLL	<i>Notch Filter - Phase-Locked Loop</i>
PI	Proporcional-Integral
PI-RES	Proporcional-Integral-Ressonante
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PNSC	<i>Positive and Negative Sequence Calculator</i>
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PROREDE	Procedimentos de Rede
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root-Mean Square</i>
SOGI-FLL	<i>Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop</i>
SOGI-QSG	<i>Second Order Generalized Integrator Quadrature Signal Generator</i>
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame - Phase-Locked Loop</i>
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>

TDH	Taxa de Distorção Harmônica
TWD	<i>Total Wave Distortion</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
UPFC	<i>Unified Power Flow Controller</i>
UPQC	<i>Universal Power Quality Compensator</i>
VTCD	Variação de Tensão de Curta Duração

LISTA DE SÍMBOLOS

VARIÁVEIS

V, v	Tensão
I, i	Corrente
ω	Frequência angular nominal (da rede elétrica)
ω_1	Frequência angular real (da rede elétrica)
f	Frequência nominal (da rede elétrica)
f_1	Frequência real (da rede elétrica)
θ	Ângulo de fase
ϕ	Deslocamento angular
t	Tempo
h	Fator multiplicador da frequência fundamental (harmônica)
k	Constante do SOGI-QSG
Γ	Constante do FLL
k_{DDSRF}	Relação entre frequência de corte e frequência da rede (DDSRF-PLL)
ω_c	Frequência de corte do FPB
K_{MF}	Constante da malha de frequência da estrutura proposta
K_{FA}	Constante do filtro adaptativo da estrutura proposta
M	Número de amostras do buffer circular
N	Número de amostras da janela deslizante
N_{sub}	Número de amostras utilizadas da janela deslizante
n_{sub}	Índice de subamostragem da janela deslizante
L	Indutância
P, p	Potência ativa
Q, q	Potência reativa
C	Capacitância
m	Índice de modulação

f_s	Frequência de amostragem
f_{sw}	Frequência de chaveamento
i_{ripple}	Ondulação de corrente
t_{acom}	Tempo de acomodação

SOBRESCRITOS

1	Componente Fundamental
2, 3, 4...	Componentes Harmônicas
+	Sequência positiva
–	Sequência negativa
z	Sequência zero
^	Sinal estimado por um PLL
*	Variável de referência
–	Termo constante
~	Termo oscilante

SUBESCRITOS

a	Fase a
b	Fase b
c	Fase c
r	Relativo a rede elétrica
f	Relativo ao filtro de saída (comutação)
CC	Relativo ao lado CC do conversor
abc	Eixos estacionários abc
α	Eixo estacionário α
β	Eixo estacionário β
$\alpha\beta$	Eixos estacionários $\alpha\beta$
d	Eixo síncrono girante d
q	Eixo síncrono girante q
dq	Referencial síncrono girante dq

pk Valor de pico

rms Valor eficaz/rms

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	24
1.1	Identificação do problema	24
1.2	Qualidade de energia e rastreamento das variáveis elétricas da rede por algoritmos de sincronização	26
<i>1.2.1</i>	<i>Frequência das tensões da rede elétrica</i>	27
<i>1.2.2</i>	<i>Magnitude e ângulo de fase das tensões da rede elétrica</i>	27
<i>1.2.3</i>	<i>Componentes de sequência positiva e negativa das tensões da rede elétrica</i>	28
<i>1.2.4</i>	<i>Componentes harmônicas, subharmônicas e interharmônicas</i>	29
<i>1.2.5</i>	<i>Offset CC das tensões da rede elétrica</i>	30
1.3	Custo computacional	31
1.4	Motivações e contribuições do trabalho	31
1.5	Estrutura do trabalho	32
1.6	Lista de trabalhos aceitos ou publicados	33
2	ALGORITMOS DE SINCRONIZAÇÃO	34
2.1	Estrutura básica de um PLL	34
2.2	Algoritmos de sincronização trifásicos	35
<i>2.2.1</i>	<i>SRF-PLL</i>	35
<i>2.2.1.1</i>	<i>MAF-PLL</i>	38
<i>2.2.1.2</i>	<i>NF-PLL</i>	40
<i>2.2.1.3</i>	<i>DSC-PLL</i>	40
<i>2.2.1.4</i>	<i>DDSRF-PLL</i>	42
<i>2.2.2</i>	<i>SOGI-FLL e DSOGI-FLL</i>	45
<i>2.2.2.1</i>	<i>SOGI-FLL</i>	45
<i>2.2.2.2</i>	<i>DSOGI-FLL</i>	48
2.3	Comparação de desempenho das estruturas	49
2.4	Conclusão	49
3	ESTRUTURA DETECTORA DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA	50
3.1	PLL original	50
3.2	PLL com filtro adaptativo	53

3.3	Projeto dos parâmetros das estruturas	55
3.4	Expansão das estruturas para detecção de sequência negativa e positiva	57
3.5	Resultados de simulação	61
3.5.1	<i>Resposta em regime permanente</i>	62
3.5.1.1	<i>Caso 1: distorção harmônica</i>	62
3.5.1.2	<i>Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica</i>	66
3.5.1.3	<i>Caso 3: offset CC</i>	69
3.5.2	<i>Resposta em regime transitório</i>	70
3.5.2.1	<i>Caso 1: distorção harmônica</i>	71
3.5.2.2	<i>Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica</i>	74
3.6	Resultados experimentais	76
3.6.1	<i>Resposta em regime permanente</i>	76
3.6.1.1	<i>Caso 1: distorção harmônica</i>	77
3.6.1.2	<i>Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica</i>	80
3.6.1.3	<i>Caso 3: offset CC</i>	81
3.6.2	<i>Resposta em regime transitório</i>	82
3.6.2.1	<i>Caso 1: distorção harmônica</i>	83
3.6.2.2	<i>Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica</i>	86
3.7	Expansão da estrutura para detecção de componentes harmônicas genéricas	88
3.7.1	<i>Conclusão</i>	91
4	APLICAÇÃO DO ALGORITMO DE SINCRONIZAÇÃO	93
4.1	STATCOM	93
4.2	Estratégia de controle	94
4.2.1	<i>Controle orientado pela tensão da rede - controle de corrente</i>	94
4.2.2	<i>Regulação da tensão do elo-CC</i>	98
4.2.3	<i>Regulação de tensão e potência reativa</i>	100
4.2.4	<i>Estratégia de controle em cenários com distorção na tensão da rede</i>	101
4.2.5	<i>Estratégia de controle em cenários com desbalanço na tensão da rede</i>	104
4.3	Técnica de modulação e seleção da tensão no elo CC	107
4.4	Seleção do filtro de saída	107
4.5	Sistema implementado	108

4.6	Resultados de simulação	110
4.6.1	<i>Controle de potência reativa</i>	110
4.6.2	<i>Correção de fator de potência</i>	113
4.6.3	<i>Controle de tensão</i>	115
4.6.4	<i>Desbalanço de tensão</i>	116
4.7	Resultados experimentais	119
4.7.1	<i>Controle de potência reativa</i>	120
4.7.2	<i>Correção de fator de potência</i>	122
4.7.3	<i>Controle de tensão</i>	123
4.8	Conclusão	125
5	CONCLUSÕES	127
5.1	Conclusões da dissertação	127
5.2	Sugestões para trabalhos futuros	128
	REFERÊNCIAS	130
	APÊNDICES	135
	APÊNDICE A – Detalhes de Implementação Digital dos Algoritmos Propostos	135
A.1	Implementação do Produto Interno	135
A.2	Redução do esforço computacional do produto interno	136
	APÊNDICE B – Oscilações nos eixos de referência síncronos	138
	APÊNDICE C – Algoritmo da estrutura proposta com filtro adaptativo (ponto flutuante)	140

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo visa contextualizar o tema desta dissertação de mestrado. Primeiramente é identificada a importância de algoritmos de sincronização, bem como, detectores de sequência no monitoramento das variáveis da rede elétrica para estudos de qualidade de energia e no controle de conversores de potência conectados à rede elétrica. Em seguida, as contribuições do trabalho são expostas de maneira objetiva. Posteriormente, é destacada a metodologia de trabalho adotada nesta pesquisa e a estrutura do texto. Por último, são listados os trabalhos publicados pelo discente durante a participação no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

1.1 Identificação do problema

O aumento do consumo de energia elétrica causou um acréscimo significativo na geração distribuída de energia. As principais formas de geração distribuída advêm de fontes renováveis, como a geração eólica e a fotovoltaica. A Empresa de Pesquisa Energética (EPE) publicou uma nota técnica, onde é proposta uma meta para que, até 2030, 12% da geração de energia elétrica nacional sejam provenientes das gerações eólica e fotovoltaica (EPE, 2016). A popularização deste tipo de geração é devida, parcialmente, a utilização da eletrônica de potência que funciona como uma interface eficiente entre a geração e a rede elétrica. Esta área da engenharia elétrica sofreu uma revolução nas últimas décadas. O número de aplicações de eletrônica de potência, não apenas as aplicações na área de geração de energia, vêm aumentando consistentemente principalmente devido aos desenvolvimentos de dispositivos semicondutores e à tecnologia de microprocessadores (BLAABJERG *et al.*, 2004; BLAABJERG *et al.*, 2015).

A utilização da eletrônica de potência na geração distribuída é dada em estágios de conversão de energia elétrica. Estes estágios geralmente envolvem, mas não são limitados, a conversão de tensão e corrente de contínua (CC) para alternada (CA), ou vice-versa. A maioria das redes de transmissão e distribuição de energia elétrica são feitas em corrente alternada, por isto, para esta dissertação define-se como um conversor estático conectado à rede elétrica um dispositivo de eletrônica de potência com estágio CC/CA. Além da sua utilização na geração de energia, conversores conectados à rede elétrica também possuem outras aplicações, sendo as mais conhecidas o retificador ativo (WU *et al.*, 1991), para processos industriais, equipamentos *Flexible Alternating Current Transmission System* (FACTS) (HINGORANI *et*

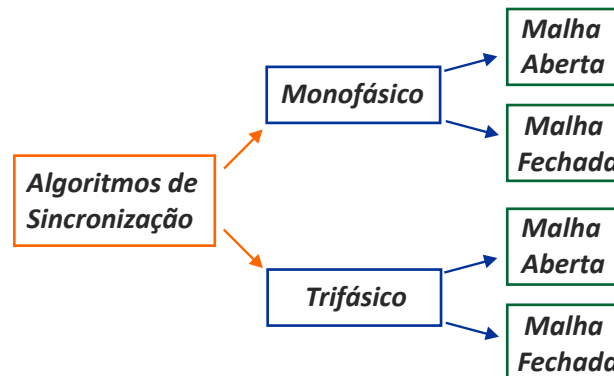
al., 2000), com destaque para estruturas conhecidas como *Static Synchronous Compensator* (STATCOM), *Universal Power Quality Compensator* (UPQC) e *Unified Power Flow Controller* (UPFC), e equipamentos *CUSTOM POWER* (HINGORANI, 1995).

Para obter uma boa controlabilidade de conversores conectados à rede elétrica, deve-se destacar a utilização dos algoritmos de sincronização. Algoritmos de sincronização são estruturas capazes de rastrear informações importantes da rede elétrica no ponto onde o conversor está conectado. Estas informações são geralmente relacionadas à tensão da rede elétrica, como ângulo de fase, frequência e amplitude. As informações obtidas pelo algoritmo de sincronização são utilizadas no controle dos conversores e devem ser fornecidas com precisão e rapidez para que não tenham uma influência negativa no desempenho dos controladores (BLAABJERG *et al.*, 2006). Com o aumento das obrigações advindas de códigos de rede mais rigorosos, conversores conectados à rede devem manter-se conectados de forma a garantir um mínimo de funcionalidade durante cenários adversos. Estes cenários podem ser a simples presença de componentes harmônicos de tensão na rede elétrica até situações de falta parcial ou total, ocasionando variações na magnitude da tensão da rede, sendo alguns exemplos conhecidos na literatura os afundamentos e interrupções de tensão. No primeiro caso, o algoritmo de sincronização deve ser capaz de rejeitar os componentes harmônicos presentes na rede, e informar precisamente apenas a componente fundamental da rede. Já no segundo caso, onde há desbalanço de tensão, tem-se o surgimento de componentes fundamentais de diferentes sequências (positiva, negativa e zero). Caso o sistema no qual o conversor esteja conectado à rede seja a três-fios, o algoritmo de sincronização deve rastrear componentes de sequência positiva e negativa. Caso o sistema seja a quatro-fios, o algoritmo de sincronização também deve rastrear a componente de sequência zero, caso haja a necessidade de controle da circulação de corrente de sequência zero.

Em Jaalam *et al.* (2016), classificam-se algoritmos de sincronização com relação as suas aplicações, monofásicas ou trifásicas, e, quanto a utilização de realimentação no sistema, malha aberta ou fechada. Exemplos de algoritmos em malha aberta utilizados para estimativas de sinais da rede são o detector de passagem por zero (WEIDENBRUG *et al.*, 1993) e os baseados na transformada de Fourier (MCGRATH *et al.*, 2002). Na última década, o foco de atenção dos estudos sobre algoritmos de sincronização voltaram-se para as estruturas em malha fechada, em específico as estruturas conhecidas como *Phase-Locked Loop* (PLL). Estruturas de PLL também podem ser classificadas quanto ao seu eixo de operação. Na literatura é possível encontrar tanto estruturas que utilizam os eixos estacionários, abc ou $\alpha\beta$, como as que utilizam os eixos

síncronos dq . A Figura 1 ilustra os diferentes tipos de algoritmos de sincronização discutidos.

Figura 1 – Tipos de algoritmos de sincronização.



Fonte: o próprio autor.

O desempenho de um algoritmo de sincronização é, usualmente, avaliado com relação à sua resposta em regime permanente e em regime transitório (GUO *et al.*, 2011). Respostas em regime permanente envolvem a rejeição de componentes harmônicos, sub e interharmônicos e rejeição do *offset* CC no sinal de entrada. Respostas em regime transitório são relacionadas à rapidez na qual a estrutura consegue, corretamente, rastrear variações de frequência, saltos de ângulo de fase e variação de magnitude. Por último, mas de grande importância, algoritmos de sincronização são partes cruciais para conversores conectados à rede, porém, são apenas uma parte da estrutura de controle. Com isso, o esforço computacional destas estruturas deve ser avaliado, uma vez que o controle completo do conversor deve ser possível de ser implementado em tempo real.

1.2 Qualidade de energia e rastreamento das variáveis elétricas da rede por algoritmos de sincronização

Algoritmos de sincronização são também utilizados no monitoramento em tempo real da condição da rede elétrica. As variáveis de tensão e corrente da rede elétrica não possuem parâmetros constantes, isto quer dizer que sua frequência, magnitude e ângulo de fase variam constantemente. Além disso, estas variáveis da rede elétrica também podem possuir componentes de frequência diferentes da fundamental. O estudo sobre os parâmetros da rede é conhecido como análise da qualidade de energia. Muitos países possuem regras claras sobre quais são os parâmetros sob os quais a rede elétrica deve operar. Nas seções a seguir, são discutidos sobre como os parâmetros da rede elétrica podem variar e o que dizem alguns dos órgãos nacionais e internacionais sobre as variações destes parâmetros.

1.2.1 Frequência das tensões da rede elétrica

A frequência da rede elétrica pode variar em valores próximos de seu valor nominal. Variações de frequência estão relacionadas ao desbalanço de potência gerada e potência consumida pela carga. A amplitude dessa variação e sua duração dependem das características da carga e da resposta da geração frente à variação da carga. No Brasil, segundo o módulo 8 do Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), (ANEEL, 2018), o sistema de distribuição e as instalações de geração devem ser operados em valores entre 59,9 Hz e 60,1 Hz. Nas condições mais extremas, os valores de frequência não podem ser inferiores a 56,5 Hz ou superiores a 66 Hz.

No sistema elétrico moderno, variações de frequência ocorrem mais comumente para cargas que são supridas por geradores isolados (DUGAN *et al.*, 1996), ou geração distribuída como no caso da geração eólica (LIN *et al.*, 2013).

O rastreamento da frequência da rede é uma das operações mais básicas dos algoritmos de sincronização. O mesmo deve ser capaz de estimar com precisão o valor da frequência e, caso haja variação no valor nominal, rastrear o novo valor com a mesma precisão.

1.2.2 Magnitude e ângulo de fase das tensões da rede elétrica

A dinamicidade da rede elétrica também ocasiona variações nas magnitudes das tensões da rede. Este é um dos focos principais de estudo na área de qualidade de energia, e de suma importância para o controle de conversores conectados à rede elétrica. Eventos de variação da magnitude da tensão da rede elétrica são usualmente caracterizados através da sua duração e do valor da tensão residual. Segundo IEEE Std. 1159 (2009), um evento de variação de tensão se dá quando o seu valor eficaz ultrapassa os limites de tensão 0,9 – 1,1 p.u.. O evento de variação de tensão pode então ser classificado a partir da duração do mesmo, sendo dividido nas categorias curta duração e longa duração. A Tabela 1 esclarece estas definições.

É importante ressaltar que a Tabela 1 é apenas uma simplificação da tabela real presente em IEEE Std. 1159 (2009). A tabela original subdivide a categoria curta duração em outros três períodos (0,5 – 30 ciclos, 30 ciclos – 3 seg. e 3 seg. – 1 min.).

No Brasil, segundo o submódulo 25.6 do Procedimentos de Rede (PROREDE), (ONS, 2009), as mesmas definições presentes em IEEE Std. 1159 (2009) são utilizadas para o nível de transmissão.

Tabela 1 – Classificação das variações de tensão conforme IEEE 1159 e PROREDE

Categoria	Denominação	Duração	Magnitude da Tensão
Curta Duração	Afundamento	0,5 ciclos - 1 min.	0,1 – 0,9 p.u.
	Elevação	0,5 ciclos - 1 min.	> 1,1 p.u.
	Interrupção	0,5 ciclos - 1 min.	< 0,1 p.u.
Longa Duração	Sobretensão	> 1 min.	0,1 – 0,9 p.u.
	Subtensão	> 1 min.	> 1,1 p.u.
	Interrupção sustentada	> 1 min.	< 0,1 p.u.

Fonte: o próprio autor.

Em nível de distribuição, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), através do módulo 8 do PRODIST, diverge da classificação de eventos de Variação de Tensão de Curta Duração (VTCD), dada anteriormente, com relação a sua duração. No PRODIST, considera-se como curta duração um período de até 3 minutos (em vez de 1 minuto, conforme a Tabela 1).

A origem da variação da magnitude da tensão da rede é devido a variação da magnitude da corrente circulando pelo sistema. As causas para variação da corrente são energização de grandes cargas e, principalmente, faltas no sistema (BOLLEN; GU, 2006). Dependendo da localização da falta e da condição do sistema no momento em que ela ocorre, a magnitude da tensão pode gerar as condições indicadas na Tabela 1 (IEEE Std. 1159, 2009).

Segundo Bollen (2000), o ângulo de fase da tensão da rede, usualmente, varia durante faltas no sistema (esta mudança no ângulo de fase é conhecida na literatura como salto de ângulo de fase). Isto se deve ao fato de que há uma variação da impedância equivalente no ponto em análise. O rastreamento do ângulo de fase é fundamental para a operação de conversores conectados à rede elétrica. Esta variável, que também é chamada de ângulo de sincronismo, é utilizada diretamente no controle do conversor e, conforme será visto no Capítulo 4, a sua correta estimativa é uma premissa básica para o correto funcionamento do conversor.

1.2.3 Componentes de sequência positiva e negativa das tensões da rede elétrica

Não é incomum no sistema elétrico trifásico, o cenário no qual há desbalanço de magnitude entre as correntes/tensões de fase. A principal razão do surgimento deste desbalanço é o desbalanço das cargas conectadas em cada fase, gerando um desbalanço entre as correntes, que por sua vez geram desbalanço de tensão (BOLLEN, 2000). O desbalanço também pode ser observado em faltas assimétricas, isto é, faltas monofásicas e bifásicas.

Em Fortescue (1918), é apresentada uma prova matemática no domínio da frequência, que sistemas desbalanceados podem ser expressos como uma combinação linear de diversos sis-

temas balanceados, chamados de componentes simétricos. O desbalanço de tensão na frequência fundamental pode então ser decomposto em três sistemas balanceados, sendo estes conhecidos como sistemas contendo sequência positiva, negativa e zero. O teorema de Fortescue, ou teorema das componentes simétricas, é comumente empregado em análise de faltas assimétricas.

A estimação das componentes de diferentes sequências em tempo real é de grande importância para o controle de conversores elétricos conectados à rede em situações de desbalanço de tensão. Para operações mais básicas, a estimação das variáveis relacionadas a sequência positiva é suficiente, porém, a detecção da sequência negativa é importante para a estimação do desbalanço. No módulo 8 do PRODIST, a razão entre a magnitude da tensão de sequência negativa e sequência positiva é utilizada para o cálculo do desequilíbrio, que por sua vez deve ser mantido abaixo de 3% para níveis de tensão abaixo de 1 kV e 2% entre 1 kV e 230 kV. Estes valores podem ser utilizados como um gatilho para desconectar o conversor da rede elétrica a fim de proteger os equipamentos. Caso queira-se manter o conversor conectado à rede quando haja desequilíbrios severos de tensão, e assim obter algum objetivo de controle específico, é necessário que sejam utilizadas estratégias de controle mais complexas que fazem uso das componentes de sequência negativa também (TIMBUS, 2007).

1.2.4 Componentes harmônicas, subharmônicas e interharmônicas

A forma de onda de tensão ou corrente da rede elétrica é, geralmente, uma senóide com frequência nominal definida (60 Hz no Brasil). Porém, no sistema elétrico moderno é comum que esta forma de onda apresente distorções devido a presença de cargas não lineares. Cargas não lineares são cargas que mesmo quando operando sob tensão sem distorções, geram correntes que possuem além da componente com frequência nominal da rede, componentes com outras frequências, que por sua vez distorcem a tensão da rede (BOLLEN, 2000).

Define-se como harmônico todos os componentes de tensão ou corrente que possuem frequências múltiplas inteiras da frequência nominal da rede. Alguns exemplos específicos de equipamentos que geram componentes harmônicos são retificadores e conversores para acionamento de máquinas (DUGAN *et al.*, 1996). Os componentes harmônicos advindos da presença de cargas não lineares podem causar o aumento de perdas e aquecimento em equipamentos como motores e transformadores, além de interferir em circuitos de comunicação (IEEE Std. 519, 2014).

Componentes de frequência múltiplas não inteira da frequência nominal do sistema

elétrico também podem surgir na tensão da rede elétrica. Estes componentes são definidos como interharmônicos e são gerados principalmente por cicloconvertidores, forno de indução industrial e cargas que utilizam arco elétrico (DUGAN *et al.*, 1996). Um caso especial de interharmônico ocorre quando a frequência do mesmo é inferior a frequência nominal da rede. Este tipo específico de interharmônico é conhecido na literatura como subharmônico.

Os algoritmos de sincronização em tempo real devem ser capazes de rejeitar as componentes de frequência diferente da fundamental ou, para a utilização no controle de estruturas mais complexas, estimar os componentes harmônicos de interesse (TEODORESCU *et al.*, 2011).

1.2.5 Offset CC das tensões da rede elétrica

O *offset* CC na tensão da rede pode ser introduzido durante faltas na rede, distúrbios geomagnéticos, efeito de retificação em meia-onda (assimetria de conversores estáticos) (DUGAN *et al.*, 1996; IEEE Std. 1159, 2009; GOLESTAN *et al.*, 2016).

O *offset* também pode surgir devido ao processo de medição e conversão analógica/digital (GOLESTAN *et al.*, 2016). Um exemplo claro de como surgem componentes CC nos sinais de interesse da rede é o caso do controle de conversores conectados à rede elétrica baseados em microprocessadores. Estes microprocessadores demandam que os sinais de entrada estejam em uma determinada faixa de tensão (0 até 3,3V no caso do DSP F28335 da Texas Instruments) para os canais de conversão analógico/digital. Portanto, é necessária a adição de componentes CC no sinal original, que após a conversão para sua forma digital deve ser retirado, o que nem sempre ocorre de maneira precisa, podendo ocasionar a incorreta operação do conversor.

A injeção de componentes CC em redes elétricas CA causam o aumento de saturação de transformadores e o aquecimento associado a esta saturação, aceleração da perda da isolação devido a um maior esforço e outras situações adversas (IEEE Std. 1159, 2009).

Em IEEE Std. 1547 (2018) são estabelecidos limites de injeção de corrente CC por conversores conectados à rede elétrica operando em geração distribuída. O limite definido é de 0,5% da corrente nominal no ponto de conexão à rede.

1.3 Custo computacional

As estruturas de sincronização utilizadas para o controle de conversores conectados à rede são apenas uma parte do controle. Desta maneira, é importante ressaltar que estas estruturas devem ser implementadas de tal forma que o seu custo computacional não seja alto o suficiente que cause uma depreciação no desempenho de controle do conversor. Algumas estruturas de sincronização possuem características que as fazem ser interessantes em cenários que necessitem de grande precisão da estrutura, mas ao mesmo tempo possuem uma complexidade estrutural alta de forma que aumenta-se muito o custo computacional, sendo inclusive incapaz de operar em tempo real em microprocessadores com frequência de operação mais baixa. Portanto é comum a análise do custo computacional da estrutura de sincronização e/ou o teste da sua operação em conjunto com o controle do conversor.

1.4 Motivações e contribuições do trabalho

Esta dissertação utiliza como base dois algoritmos de sincronização. O primeiro foi apresentado em Moor Neto (2008). Este algoritmo de sincronização é utilizado como um detector de sequência positiva, isto é, um algoritmo que indica o ângulo de fase, amplitude e frequência da componente fundamental de sequência positiva. Notando a pobre capacidade da estrutura em rejeitar componentes interharmônicos e subharmônicos, Araujo (2015) propôs uma modificação na estrutura original de forma a melhorar a precisão da estrutura nestes cenários específicos. Esta nova estrutura é conhecida na literatura como *Interharmonic and Subharmonic Immune Phase-Locked Loop (ISI-PLL)*. Os resultados presentes em Moor Neto (2008) mostram que esta estrutura possui uma boa capacidade de rejeição a harmônicos se comparado com outras estruturas conhecidas na literatura técnica. Já os resultados presentes em Araujo (2015) mostram que a estrutura modificada consegue uma capacidade de atenuação de componentes subharmônicos e interharmônicos superior as da literatura.

As duas estruturas possuem aplicações em conversores conectados à rede elétrica, porém, as mesmas possuem limitações de aplicação em cenários com desbalanço de tensão da rede, uma vez que apenas as componentes de sequência positiva são estimadas. Desta forma, esta dissertação mostrará a expansão de ambas as estruturas para que, além de detectar as componentes de sequência positiva, seja possível a detecção das componentes de sequência negativa, trazendo, assim, a sua inerente maior precisão para a detecção destas componentes

também. Estes resultados são comprovados através da comparação direta com outras estruturas presentes na literatura técnica. Além disso, a fim de generalizar a estrutura, é apresentada uma segunda expansão para que as estruturas sejam capazes de estimar quaisquer componentes harmônicas de interesse, como as de quinta e sétima ordem. Esta estimativa pode ser importante tanto para estratégias de controle de conversores como também para monitoramento em tempo real da tensão da rede elétrica.

As modificações propostas são validadas através de resultados de simulação, utilizando o simulador SIMULINK/MATLAB, e de resultados experimentais através da plataforma DSPACE 1103. Por fim, como outra forma de apresentar a validade do algoritmo, utiliza-se o mesmo no controle de um conversor conectado à rede elétrica. Este conversor opera com funcionalidades similares a um STATCOM. Para esta parte as simulações são feitas utilizando o software PSCAD/EMTDC, enquanto o controle do conversor para testes em bancada, também é feito através da plataforma DSPACE 1103.

1.5 Estrutura do trabalho

O trabalho está organizado como segue:

No Capítulo 1 tem-se a introdução, motivações e contribuições deste trabalho.

No Capítulo 2 há uma revisão sobre algoritmos de sincronização, dando destaque as estruturas trifásicas mais conhecidas da literatura.

No Capítulo 3 são apresentadas as estruturas originais desenvolvidas em MOOR NETO (2008) e Araujo (2015). Em seguida, a metodologia para expansão para obtenção da sequência negativa é apresentada. Seguindo a mesma linha, a expansão para a estimação de harmônicas de interesse também é apresentada. Por último, apresenta-se os resultados de simulação e experimentais obtidos.

No Capítulo 4 são introduzidas de maneira concisa, conceitos relacionados ao conversor conectado à rede operando como um STATCOM. Assuntos que são tratados neste capítulo envolvem a modelagem e implementação de controle do conversor e objetivos de controle, e, também são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos.

O Capítulo 5 conclui a dissertação e oferece algumas linhas de pesquisa que podem ser seguidas para futuros trabalhos utilizando os algoritmos de sincronização estudados.

1.6 Lista de trabalhos aceitos ou publicados

A colaboração do discente como aluno de mestrado e demais membros do PPGEE resultou nos seguintes trabalhos publicados:

FONSECA, J. M. L.; QUEIROZ, S. S.; LIMA, S. R.; LIMA, W. S.; ALMEIDA, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C. Performance analysis of synchronization algorithms for grid-connected power converters under sub and inter-harmonics distortion. **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. IEEE, 2018.

SILVA, P. H. P.; LIMA, F. K. A.; FONSECA, J. M. L.; BRANCO, C. G. C.; SCHMIDLIN JR., C. R. Synchronous compensator based on doubly fed induction generator to improve the power quality under unbalanced grid voltage conditions. **Energies**, v. 11, p. 2803, 2018.

DANTAS, J. L.; SILVA, P. H. P.; FONSECA, J. M. L.; BRANCO, C. G. C.; LIMA, F. K. A. A strategy to eliminate instantaneous active power oscillations and reduce high currents in the DFIG during asymmetric voltage sags. **Revista Eletrônica de Potência**, v. 24, p. 1-8, 2019.

LIMA, F. K. A.; MORAIS, E. E. C.; FONSECA, J. M. L.; BRANCO, C. G. C. Ancillary services from wind turbines based on doubly-fed induction generator. **Symposium CIGRÉ Aalborg 2019**. CIGRÉ, 2019.

MORAIS, E. E. C.; LIMA, F. K. A.; FONSECA, J. M. L.; BRANCO, C. G. C.; MACHADO, L. A. Providing ancillary services with wind turbines based on DFIG with a two-branch static converter. **Energies**, v. 12, p. 2490, 2019.

2 ALGORITMOS DE SINCRONIZAÇÃO

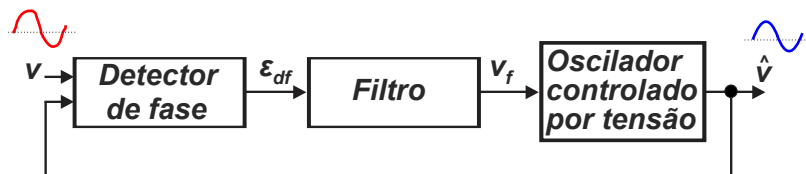
Este capítulo visa fazer um levantamento de algoritmos de sincronização em malha fechada mais conhecidos na literatura acadêmica. Apenas estruturas trifásicas serão apresentadas e um destaque maior será dado as estruturas conhecidas como *Double Synchronous Reference Frame - Phase-Locked Loop* (DDSRF-PLL) e *Dual Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop* (DSOGI-FLL), pois as mesmas serão utilizadas como parâmetro de comparação para as estruturas apresentadas no Capítulo 3.

2.1 Estrutura básica de um PLL

O conceito de PLL não é recente, o mesmo já fora empregado décadas atrás para a recepção síncrona de sinais de rádio (BELLESCIZE, 1932). Estruturas baseadas em PLL possuem aplicações em diversas áreas, como nas indústrias de comunicações e aeroespacial, porém este trabalho foca na utilização destas estruturas para sincronização dos sinais trifásicos da rede elétrica.

A estrutura básica de um PLL é formada por três blocos principais: detector de fase, filtro e oscilador controlado por tensão (BANERJEE, 2017). A Figura 2 ilustra a estrutura básica do PLL.

Figura 2 – Estrutura básica de PLL.



Fonte: adaptado de Teodorescu *et al.* (2011).

O detector de fase gera um sinal, ϵ_{df} , que representa a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída do oscilador controlado por tensão.

O sinal de saída do detector de fase passa por um filtro, geralmente um Filtro Passa-Baixa (FPB) ou, como será visto mais adiante, um controlador Proporcional-Integral (PI). O filtro é um bloco chave do PLL, uma vez que é o responsável por ditar a estabilidade, a capacidade de rejeitar ruídos e o tempo de assentamento (BANERJEE, 2017). O projeto do PLL envolve na correta escolha dos parâmetros do filtro e, através da escolha destes parâmetros, pode-se definir a largura de banda da resposta em frequência do PLL. Estruturas com largura de banda pequena

possuem uma maior estabilidade e capacidade de atenuação de ruídos, no entanto possuem respostas mais lentas. Já ao selecionar largura de banda maiores, a resposta será mais rápida, porém o sistema será menos estável e com pior atenuação de ruídos.

A saída do filtro é utilizada pelo oscilador controlado por tensão que é o responsável por gerar um sinal alternado de saída cuja frequência é definida pela saída do filtro.

O conceito com os três blocos básicos é empregado em diversos algoritmos de sincronização mais complexos. Algumas destas estruturas serão apresentadas nas seções subsequentes.

2.2 Algoritmos de sincronização trifásicos

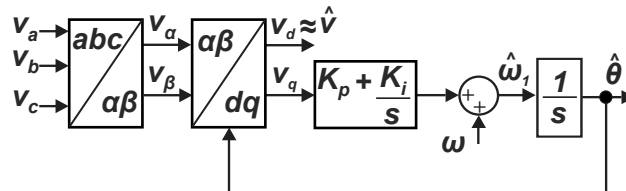
Nesta seção aborda-se alguns dos algoritmos trifásicos mais conhecidos na literatura acadêmica.

2.2.1 SRF-PLL

O *Synchronous Reference Frame - Phase-Locked Loop* (SRF-PLL), apresentado em Chung (2000), é, possivelmente, o algoritmo de sincronização mais conhecido na literatura. Diversas estruturas mais complexas utilizam o SRF-PLL como parte de sua estrutura, portanto, o entendimento de sua operação básica é de grande importância.

Conforme o nome em inglês deixa claro, a estrutura utiliza os eixos em referencial síncrono girante (dq). Ao utilizar a transformada de Park (PARK, 1933), os sinais da rede CA tornam-se componentes CC através do alinhamento do vetor espacial do sinal de entrada a um dos eixos girantes. A estrutura do SRF-PLL está ilustrada na Figura 3, onde é possível observar que o sinal de entrada é alinhado ao eixo síncrono d .

Figura 3 – Estrutura do SRF-PLL.



Fonte: adaptado de Chung (2000).

Na Figura 3, utiliza-se a transformada de Clarke (DUESTERHOEFT *et al.*, 1951), onde os eixos estacionários trifásicos (abc) são transformados para os eixos estacionários bifásicos ($\alpha\beta$), antes da utilização da transformada de Park. Considerando os sinais de entrada

expressos em (2.1), as Equações (2.2) e (2.3) são utilizadas para a mudança entre eixos de referência.

$$v_{abc}(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \text{sen}(2\pi ft + \phi) \\ V \text{sen}(2\pi ft + \phi - 2\pi/3) \\ V \text{sen}(2\pi ft + \phi + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

onde v_{abc} são os sinais de entrada, V é a amplitude máxima destes sinais, θ é o ângulo de fase (definido por $2\pi ft + \phi$), f é a frequência nominal da rede (em Hz) e ϕ é o deslocamento angular.

A partir das equações expressas previamente, pode-se escrever $v_d(t)$ e $v_q(t)$ como:

$$\begin{cases} v_d(t) = V \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ v_q(t) = V \text{sen}(\theta - \hat{\theta}) \end{cases}, \quad (2.4)$$

onde:

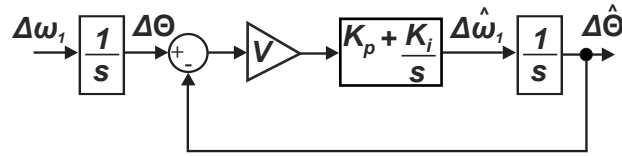
$$\begin{cases} \theta(t) = \int \omega_1 dt = \int (\omega + \Delta\omega_1) dt = \int \omega dt + \int \Delta\omega_1 dt = \theta + \Delta\theta \\ \hat{\theta}(t) = \int \hat{\omega}_1 dt = \int (\omega + \Delta\hat{\omega}_1) dt = \int \omega dt + \int \Delta\hat{\omega}_1 dt = \theta + \Delta\hat{\theta} \end{cases}. \quad (2.5)$$

As variáveis ω , ω_1 , representam a frequência nominal da rede e a frequência real da rede, respectivamente. Já $\Delta\omega_1$ e $\Delta\hat{\omega}_1$ são os desvios de frequência dados por $(\omega_1 - \omega)$ e $(\hat{\omega}_1 - \omega)$. As variáveis que são destacadas com acento circunflexo indicam valores estimados pelo SRF-PLL. Ao substituir (2.5) em (2.4), é possível encontrar as seguintes expressões:

$$\begin{cases} v_d(t) = V \cos(\Delta\theta - \Delta\hat{\theta}) \approx V \\ v_q(t) = V \text{sen}(\Delta\theta - \Delta\hat{\theta}) \approx V(\Delta\theta - \Delta\hat{\theta}) \end{cases}. \quad (2.6)$$

A partir destas equações, pode-se encontrar um modelo linearizado para a estrutura do SRF-PLL. O modelo é ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Modelo de pequenos sinais do SRF-PLL.



Fonte: adaptado de Chung (2000).

As funções de transferência que relacionam a frequência estimada da rede e frequência da rede, o ângulo de fase estimado e ângulo de fase da rede, e o erro do ângulo de fase estimado e ângulo da rede são expressas como:

$$\frac{\Delta\hat{\omega}_1(s)}{\Delta\omega_1(s)} = \frac{V(K_p s + K_i)}{s^2 + V K_p s + V K_i} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.7)$$

$$\frac{\Delta\hat{\theta}(s)}{\Delta\theta(s)} = \frac{V(K_p s + K_i)}{s^2 + V K_p s + V K_i} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.8)$$

$$\frac{(\Delta\hat{\theta} - \Delta\theta)(s)}{\Delta\theta(s)} = \frac{s^2}{s^2 + V K_p s + V K_i} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.9)$$

onde ω_n é a frequência natural, enquanto que ζ é o fator de amortecimento, ambos definidos em Chung (2000) (considerando V unitário) como:

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{K_i} \\ \zeta = K_p / \sqrt{4K_i} \end{cases}. \quad (2.10)$$

Conforme visto na Equação (2.10), a resposta dinâmica do sistema pode ser definida a partir dos valores de K_p e K_i . Para definir os valores destes parâmetros, Teodorescu *et al.* (2011) recomenda a Equação (2.11), que é uma aproximação apresentada em Franklin *et al.* (1994) para o tempo de assentamento t_s (dentro de 1%) de uma equação de segunda ordem clássica (sem zeros).

$$\begin{cases} t_s = 4,6\tau \\ \tau = 1/\zeta\omega_n \end{cases}. \quad (2.11)$$

Portanto, pode-se encontrar os valores de K_p e K_i como:

$$\begin{cases} K_p = 2\zeta\omega_n = 9,2/t_s \\ K_i = 2,3K_p/t_s\zeta^2 \end{cases}. \quad (2.12)$$

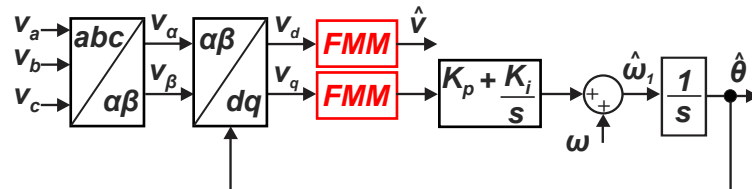
É importante ressaltar que as funções de transferência (2.7) e (2.8) possuem um zero, enquanto que os valores encontrados em (2.12) são baseados em uma função de transferência de segunda ordem sem zeros. Como todos os parâmetros envolvidos são positivos, tem-se um zero no semi-plano esquerdo, o que faz com que a resposta do sistema torne-se mais rápida e com aumento do sobressinal (FRANKLIN *et al.*, 1994).

O SRF-PLL possui uma boa resposta com relação a precisão do ângulo de fase estimado e da frequência estimada em condições ideais da rede, porém em cenários com desbalanço dos sinais de entrada e/ou presença de harmônicos, o seu desempenho decai rapidamente. Desta forma, diversas estruturas baseadas no SRF-PLL foram apresentadas na literatura de forma a obter melhores respostas em cenários adversos. Algumas das estruturas são apresentadas a seguir.

2.2.1.1 MAF-PLL

Com a intenção de melhorar o desempenho da estrutura do SRF-PLL original, uma estrutura que utiliza filtro na malha interna da estrutura original deste PLL trifásico vêm sendo estudada em diversos trabalhos, como em Robles *et al.* (2010). A estrutura apresentada nesta seção é o *Moving Average Filter - Phase-Locked Loop* (MAF-PLL), ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Estrutura do MAF-PLL com FMM na malha interna.



Fonte: adaptado de Golestan *et al.* (2014).

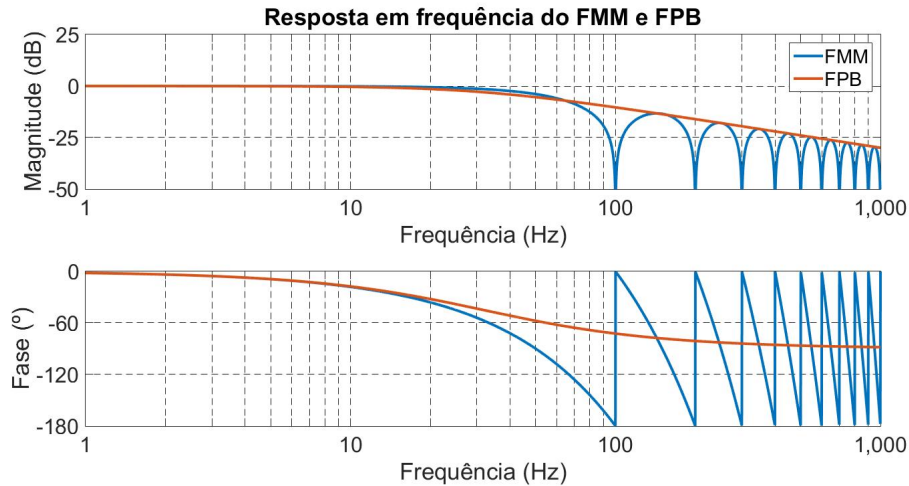
A estrutura do MAF-PLL indicada possui um Filtro Média Móvel (FMM) na sua malha interna. A função de transferência do filtro é dada pela Equação (2.13), enquanto que o diagrama de Bode é indicado na Figura 6.

$$H_{MAF}(s) = \frac{\hat{x}(s)}{x(s)} = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s}, \quad (2.13)$$

onde x e \hat{x} são a entrada e saída do FMM, respectivamente, e T_w é o comprimento da janela de filtragem. Pode-se observar pelo diagrama de Bode que a estrutura possui ganho unitário para

frequências próximas de zero e bloqueia completamente componentes de frequência múltiplas de $1/T_w$ Hz.

Figura 6 – Diagrama de Bode do FMM e FPB para $T_w = 0,01$.



Fonte: o próprio autor.

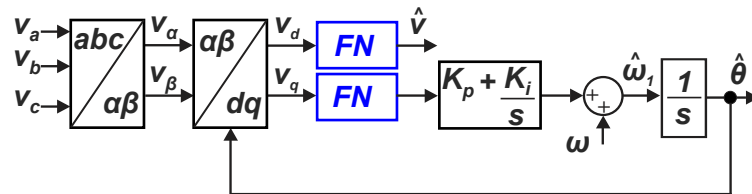
A estrutura do MAF-PLL com FMM na malha interna melhora a capacidade de filtragem da estrutura SRF-PLL original, porém deixa sua resposta dinâmica mais lenta, principalmente ao utilizar um valor para a largura da janela $T_w = 1/f$, onde f é a frequência nominal, em Hz, do sinal de entrada (GOLESTAN *et al.*, 2014). Um outro problema relacionado ao MAF-PLL é a implementação digital da Equação (2.13) quando há a variação na frequência do sinal de entrada. Como T_w é dependente da frequência de entrada, é necessário que a estimação de frequência do MAF-PLL seja adaptativa para que a estrutura continue com uma boa capacidade de filtragem.

Com relação ao primeiro problema, a resposta dinâmica da estrutura pode ser melhorada com a utilização de $T_w = 1/(6f)$, desta forma a resposta do MAF-PLL torna-se mais ágil, porém apenas os harmônicos ímpares não-múltiplos de três serão cancelados (isto ocorre devido ao fato destes harmônicos tornarem-se harmônicos múltiplos de seis nos eixos de referência síncronos, conforme pode ser visto no Apêndice B). Uma estratégia onde utiliza-se o FMM não dentro do SRF-PLL, mas como um pré-filtro é indicada em Robles *et al.* (2010). Esta diferente topologia possui desempenho superior mesmo em condições extremamente adversas. Além disso, a estrutura presente em Robles *et al.* (2010) possui um detector de frequência dedicado, tornando a estrutura adaptativa em frequência. Os trabalhos presentes em Golestan *et al.* (2014) e Golestan *et al.* (2016) apresentam uma análise detalhada de ambas as estruturas, juntamente com outras soluções para melhorar o desempenho das mesmas.

2.2.1.2 NF-PLL

Outra estrutura baseada no SRF-PLL é o *Notch Filter - Phase-Locked Loop* (NF-PLL). A estrutura do NF-PLL é muito similar ao MAF-PLL, com a diferença que substitui-se o FMM por um Filtro Notch (FN), que é um filtro rejeita-banda. O NF-PLL é apresentado na Figura 7.

Figura 7 – Estrutura do NF-PLL.



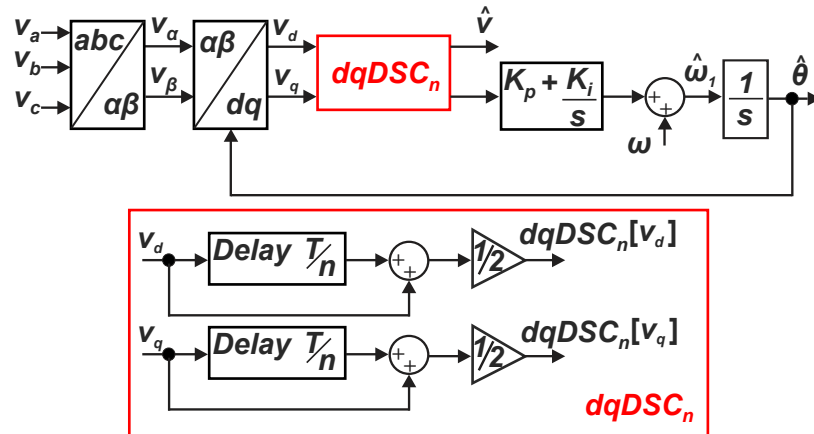
Fonte: adaptado de Golestan *et al.* (2017).

Segundo Golestan *et al.* (2017), a fim de ter o melhor desempenho possível com relação a redução de harmônicos, pode-se utilizar múltiplos FN em cascata ou em paralelo. Como o NF-PLL opera nos eixos síncronos, recomenda-se a utilização de pelo menos três FN, com frequências centradas em $2\omega_1$, $6\omega_1$ e $12\omega_1$. Dessa forma, pode-se eliminar as componentes oscilantes geradas a partir do desbalanço de tensão da rede trifásica, além de eliminar os harmônicos ímpares não múltiplos de três até o harmônico de ordem 13 de sequência positiva (ver Apêndice B).

2.2.1.3 DSC-PLL

Conforme pode ser visto no Apêndice B, ao transformar sinais de entrada trifásicos para os eixos síncronos de sequência positiva, i.e. dq^{+1} , tem-se componentes contínuos correspondentes a componente fundamental do sinal trifásico, enquanto que qualquer componente harmônico de ordem n que possa estar presente neste sinal terá oscilações na ordem $n - 1$ em dq^{+1} . Através do uso da simetria de meia-onda dos componentes harmônicos, pode-se cancelá-los através da soma do sinal nos eixos síncronos com uma versão atrasada do mesmo. Esta operação é chamada de *Delayed Signal Cancelation* (DSC) e o algoritmo de sincronização baseado na sua utilização é chamado de *Delayed Signal Cancelation-Based - Phase-Locked Loop* (DSC-PLL) (WANG; LI, 2011), ilustrado na Figura 8.

Figura 8 – Estrutura do dqDSC-PLL.



Fonte: adaptado de Wang e Li (2011).

O operador dqDSC nos eixos síncronos é definido por:

$$dqDSC_n[v](t) = \frac{v(t) + v(t - T/n)}{2}. \quad (2.14)$$

Onde T é o período do sinal de entrada e n é o fator de atraso. A função de transferência da Equação (2.14) é dada por:

$$\frac{dqDSC_n[v](s)}{v(s)} = \frac{1 + e^{(-T/n)s}}{2}. \quad (2.15)$$

Pode-se calcular a magnitude e ângulo de fase como sendo:

$$\frac{dqDSC_n[v](j\omega)}{v(j\omega)} = \left| \cos\left(\frac{\omega T}{2n}\right) \right| \angle -\left(\frac{\omega T}{2n}\right). \quad (2.16)$$

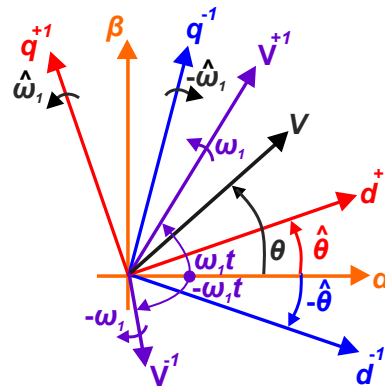
Ao selecionar valores específicos de n , pode-se cancelar determinadas componentes harmônicas da rede ($\omega = h2\pi/T$). Por exemplo, ao selecionar $n = 2$, é possível cancelar os harmônicos $h = \pm 2, \pm 6, \pm 10, \dots$, nos eixos síncronos, o que correspondem a $h = -1, +3, -5, +7, -9, +11$ nos eixos estacionários (WANG; LI, 2011).

Uma estratégia bastante comum na literatura é a utilização das operações DSC em cascata. O chamado *Cascaded Delayed Signal Cancelation-Based - Phase-Locked Loop* (CDSC-PLL) pode ser utilizado para eliminar diversos harmônicos específicos. Por exemplo, o $dqCDSC_{2,4,8,16,32}$ -PLL elimina todos os harmônicos (independente da sequência) até $h = 30$ (WANG; LI, 2011). Na literatura também é possível observar a implementação da estrutura em $\alpha\beta$, conhecido como $\alpha\beta$ CDSC-PLL.

2.2.1.4 DDSRF-PLL

O DDSRF-PLL é um PLL capaz de estimar os componentes de seqüência positiva e negativa através do uso de duas transformações para os eixos síncronos dq^{+1} e dq^{-1} , ilustradas na Figura 9. Como existe um acoplamento entre as diferentes seqüências, o DDSRF-PLL usa uma célula de desacoplamento de forma a extrair estas componentes (RODRÍGUEZ *et al.*, 2007).

Figura 9 – Eixos do DSRF.



Fonte: adaptado de Rodríguez *et al.* (2007).

Considerando um vetor em $\alpha\beta$ contendo componentes de seqüência positiva e negativa expresso por:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{+1}(t) + \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{-1}(t) = V^{+1}(t) \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t + \phi^{+1}) \\ \sin(\omega_1 t + \phi^{+1}) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega_1 t + \phi^{-1}) \\ \sin(-\omega_1 t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Através da transformada de Park, pode-se projetar os sinais CA de entrada nos eixos dq^{+1} e dq^{-1} . Considerando que o ângulo de seqüência positiva estimado seja igual ao ângulo de fase do eixo dq^{+1} , isto é, $\hat{\theta} = \hat{\omega}_1 t = \omega_1 t$, tem-se as seguintes expressões nos eixos síncronos:

$$\mathbf{v}_{dq^{+1}}(t) = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}}(t) \\ v_{q^{+1}}(t) \end{bmatrix} = [T_{dq^{+1}}] \cdot \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) = V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega_1 t) \\ \cos(-2\omega_1 t) \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

$$\mathbf{v}_{dq^{-1}}(t) = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}}(t) \\ v_{q^{-1}}(t) \end{bmatrix} = [T_{dq^{-1}}] \cdot \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega_1 t) \\ \cos(2\omega_1 t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

onde $[T_{dq^{+1}}]$ e $[T_{dq^{-1}}]$ são as transformadas de Park para a seqüência positiva e negativa, respectivamente (já definidas de maneira genérica para θ em (2.3)).

Pode-se observar que os sinais obtidos possuem termos constantes e termos oscilantes. A amplitude do termo oscilante do eixo dq^{+1} é igual a amplitude do termo constante de dq^{-1} , enquanto que a amplitude do termo constante de dq^{+1} é igual a amplitude do termo oscilante de dq^{-1} . Em Rodríguez *et al.* (2007) propõe-se a utilização de uma célula computacional capaz de eliminar as oscilações causadas pelo acoplamento dos sinais de sequência positiva e negativa. Diferentemente da análise anterior, a análise apresentada em Rodríguez *et al.* (2007), utiliza sinais com frequência genérica n e m e os eixos genéricos dq^n e dq^m .

$$v_{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = v_{\alpha\beta}^n(t) + v_{\alpha\beta}^m(t) = V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega_1 t + \phi^n) \\ \sin(n\omega_1 t + \phi^n) \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega_1 t + \phi^m) \\ \sin(m\omega_1 t + \phi^m) \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Portanto, ao projetar os sinais de entrada genéricos nos eixos dq^n e dq^m , tem-se os seguintes termos constantes (indicados com $-$) e oscilantes (indicados com \sim):

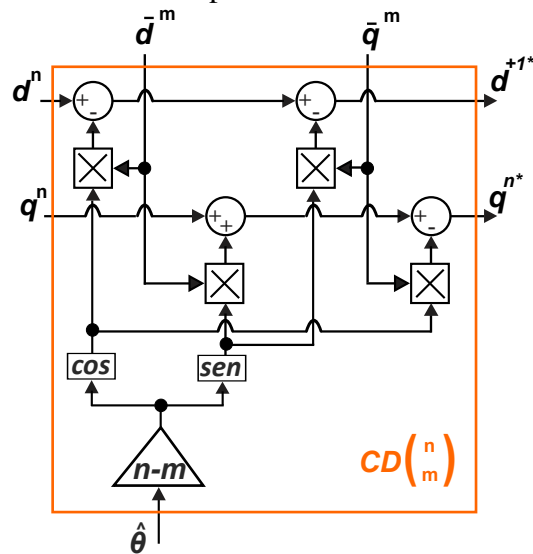
$$v_{dq^n}(t) = \begin{bmatrix} v_{dq^n}(t) \\ v_{dq^n}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_{dq^n}(t) \\ \bar{v}_{dq^n}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{dq^n}(t) \\ \tilde{v}_{dq^n}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{V^n \begin{bmatrix} \cos(\phi^n) \\ \sin(\phi^n) \end{bmatrix}}_{\text{Termo Constante}} + \underbrace{V^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega_1 t) \\ -\sin((n-m)\omega_1 t) \end{bmatrix} + V^m \sin(\phi^m) \begin{bmatrix} \sin((n-m)\omega_1 t) \\ \cos((n-m)\omega_1 t) \end{bmatrix}}_{\text{Termos Oscilantes}}, \quad (2.21)$$

$$v_{dq^m}(t) = \begin{bmatrix} v_{dq^m}(t) \\ v_{dq^m}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_{dq^m}(t) \\ \bar{v}_{dq^m}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{dq^m}(t) \\ \tilde{v}_{dq^m}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{V^m \begin{bmatrix} \cos(\phi^m) \\ \sin(\phi^m) \end{bmatrix}}_{\text{Termo Constante}} + \underbrace{V^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega_1 t) \\ -\sin((n-m)\omega_1 t) \end{bmatrix} + V^n \sin(\phi^n) \begin{bmatrix} -\sin((n-m)\omega_1 t) \\ \cos((n-m)\omega_1 t) \end{bmatrix}}_{\text{Termos Oscilantes}}. \quad (2.22)$$

Onde \bar{v}_{dq^m} , \bar{v}_{dq^m} , \bar{v}_{dq^n} e \bar{v}_{dq^n} são termos constantes que devem ser estimados. A estimação é feita através de um FPB que, posteriormente, são realimentados à célula de desacoplamento. A seleção da frequência de corte ω_c do filtro é definida através da análise do tempo de resposta e capacidade de filtragem. Em Rodríguez *et al.* (2007), utiliza-se uma relação entre a frequência de corte do FPB, ω_c , e a frequência nominal da rede, ω , para definir um valor ideal da frequência de

corrente. No trabalho, é dito que para valores de $k_{DDSRF} \leq 0,707$, onde $k_{DDSRF} = \omega_c / \omega$ tem-se uma resposta bem amortecida e sem sobressinal. A recomendação do trabalho original é a utilização de $k_{DDSRF} = 0,707$, porém para sinais muito distorcidos, pode-se utilizar valores menores em detrimento da velocidade da resposta. Finalmente, para a obtenção do ângulo de fase $\hat{\theta}$, utiliza-se a mesma estrutura do SRF-PLL, convencional. Os parâmetros K_p e K_i podem ser encontrados a partir de (2.12).

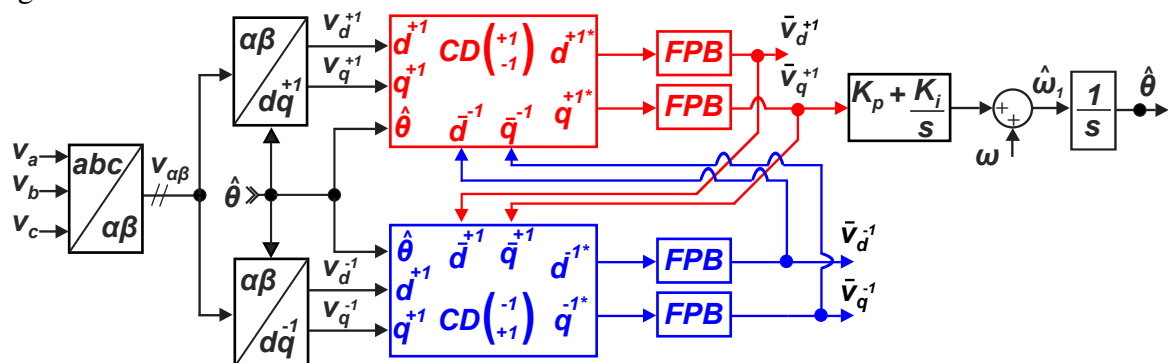
Figura 10 – Estrutura da célula de desacoplamento do DDSRF-PLL.



Fonte: adaptado de Rodríguez *et al.* (2007).

Conclui-se que a estrutura é uma evolução do SRF-PLL, uma vez que através do desacoplamento e da presença do filtro, é possível obter uma boa resposta com relação a atenuação de componentes harmônicos e também com relação a eliminação do acoplamento em situações de desbalanço (RODRÍGUEZ *et al.*, 2007).

Figura 11 – Estrutura do DDSRF-PLL assumindo n=1 e m=-1.



Fonte: adaptado de Rodríguez *et al.* (2007).

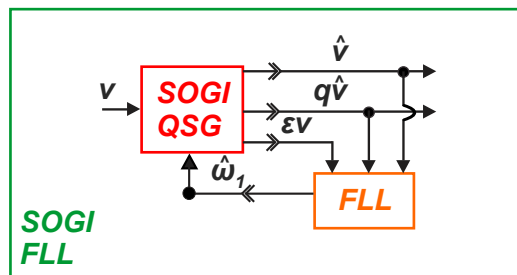
2.2.2 SOGI-FLL e DSOGI-FLL

Nesta seção apresenta-se inicialmente um método de sincronização monofásico com capacidade de filtragem adaptativa, chamado *Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop* (SOGI-FLL). A partir da estrutura monofásica, a estrutura trifásica, conhecida como DSOGI-FLL é apresentada.

2.2.2.1 SOGI-FLL

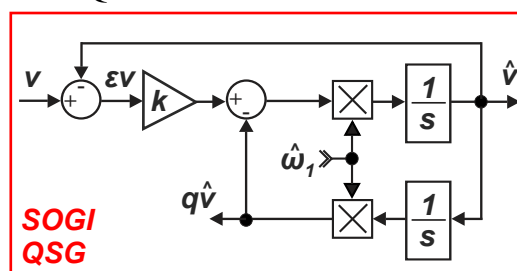
A estrutura do SOGI-FLL, apresentada em Rodriguez *et al.* (2012), é ilustrada na Figura 12. Nela, é possível observar seus dois blocos principais, o *Second Order Generalized Integrator Quadrature Signal Generator* (SOGI-QSG), apresentado originalmente em Rodriguez *et al.* (2006), e o *Frequency-Locked Loop* (FLL). A estrutura do SOGI-QSG é ilustrada na Figura 13.

Figura 12 – Estrutura do SOGI-FLL.



Fonte: adaptado de Rodriguez *et al.* (2012).

Figura 13 – Estrutura do SOGI-QSG.



Fonte: adaptado de Rodriguez *et al.* (2006).

A partir da Figura 13, as seguintes funções de transferências que relacionam o sinal de entrada v e os sinais de saída \hat{v} e $q\hat{v}$, além do sinal de erro, podem ser obtidas:

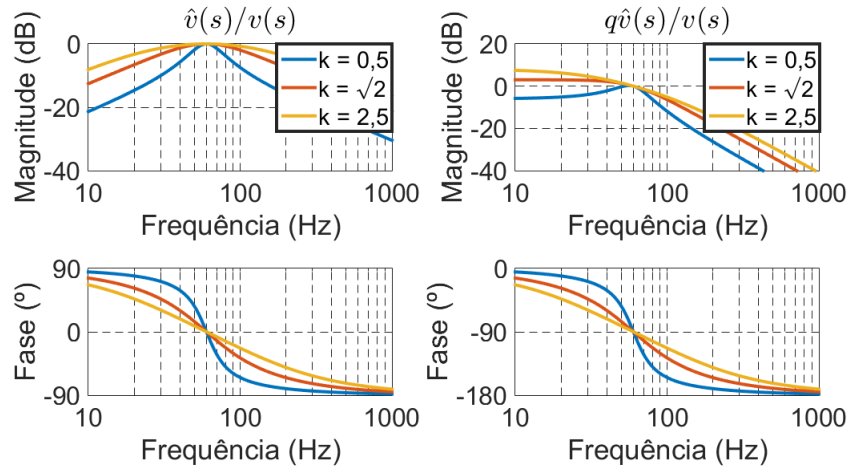
$$\frac{\varepsilon_v(s)}{v(s)} = \frac{s^2 + \hat{\omega}_1^2}{s^2 + k\hat{\omega}_1 s + \hat{\omega}_1^2}, \quad (2.23)$$

$$\frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\hat{\omega}_1 s}{s^2 + k\hat{\omega}_1 s + \hat{\omega}_1^2}, \quad (2.24)$$

$$\frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k\hat{\omega}_1^2}{s^2 + k\hat{\omega}_1 s + \hat{\omega}_1^2}. \quad (2.25)$$

O SOGI-QSG é um filtro passa-banda que possui duas variáveis de saída, \hat{v} e $q\hat{v}$. A primeira variável é uma versão filtrada do sinal de entrada, enquanto que $q\hat{v}$ é um sinal defasado de 90° em relação à \hat{v} , ou seja, um sinal em quadratura. As equações indicam que a largura de banda do SOGI-QSG é definida unicamente pela variável k , enquanto que $\hat{\omega}_1$ define a frequência central do filtro passa-banda. Os diagramas de Bode das funções de transferência (2.24) e (2.25), ilustrados na Figura 14, ajudam no entendimento destas informações.

Figura 14 – Diagramas de Bode de (2.24) e (2.25) para diferentes valores de k .



Fonte: o próprio autor.

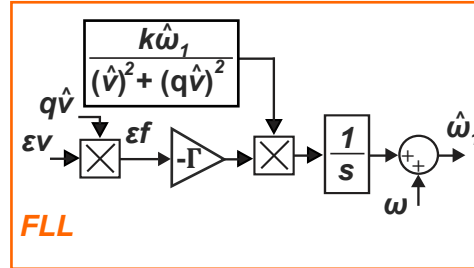
Segundo a modelagem apresentada em Rodriguez *et al.* (2012), o valor de k pode ser escolhido a partir da seguinte equação que relaciona esta variável com o tempo de assentamento da estrutura:

$$t_{s(SOGI)} = \frac{10}{k\hat{\omega}_1}. \quad (2.26)$$

Portanto, das informações previamente discutidas, tem-se um compromisso da estrutura do SOGI-QSG. Ao selecionar um valor de k pequeno, diminui-se a largura de banda, porém o tempo de assentamento, $t_{s(SOGI)}$ é aumentado, enquanto que para um maior valor de k , o tempo de assentamento é reduzido, porém a largura de banda é maior e, por consequência, há o deterioramento da capacidade de filtragem.

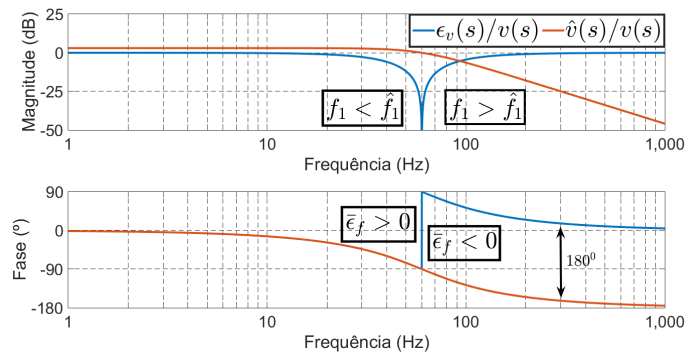
A estrutura do FLL do SOGI-FLL é apresentada na Figura 15. A resposta em frequência dos sinais de entrada do FLL são ilustradas na Figura 16.

Figura 15 – Estrutura do estimador de frequência FLL.



Fonte: adaptado de Rodriguez *et al.* (2012).

Figura 16 – Resposta em frequência dos sinais de entrada do FLL.



Fonte: o próprio autor.

A partir da Figura 16, nota-se que a função de transferência $\epsilon_v(s)/v(s)$ e $q\hat{v}(s)/v(s)$ estão em fase quando a frequência estimada pelo FLL é maior que a frequência da rede ($f_1 < \hat{f}_1$) e em oposição de fase quando é menor ($f_1 > \hat{f}_1$). Portanto, ao definir $\epsilon_f = (\epsilon_v)(q\hat{v})$, tem-se que o valor médio de ϵ_f será negativo quando $f_1 > \hat{f}_1$, positivo quando $f_1 < \hat{f}_1$ e zero quando $f_1 = \hat{f}_1$. Em Rodriguez *et al.* (2012), define-se uma constante, Γ , que cancela este valor constante através da modificação do valor de $\hat{\omega}_1$ (e, por consequência \hat{f}_1). A partir da modelagem presente em Rodriguez *et al.* (2012), recomenda-se a escolha de Γ a partir da seguinte relação com o tempo de assentamento do FLL:

$$t_{s(FLL)} = \frac{5}{\Gamma}. \quad (2.27)$$

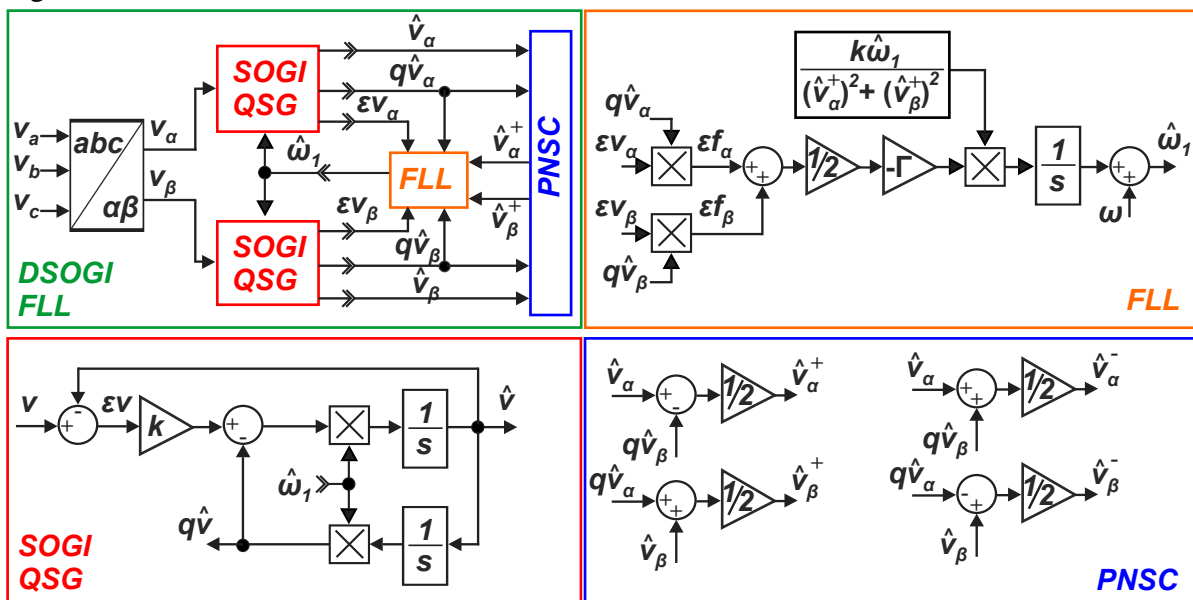
Com a presença do rastreamento da frequência feito pelo FLL, a estrutura completa do SOGI-FLL adquire a adaptabilidade em frequência e, ao mesmo tempo, o filtro passa-banda do SOGI-QSG torna-se adaptativo com frequência central dada pelo FLL. Em Teodorescu *et al.*

(2011), argumenta-se que a estrutura do SOGI-FLL possui uma resposta superior às estruturas baseadas no SRF-PLL, uma vez que utiliza-se a frequência da rede como variável primária de rastreamento que, por sua vez, é uma variável mais estável que o ângulo de fase (variável primária de rastreamento das estruturas baseadas no SRF-PLL).

2.2.2.2 DSOGI-FLL

A estrutura do DSOGI-FLL é a estrutura trifásica baseada nas estruturas do SOGI-QSG e FLL. Os sinais trifásicos da rede em abc são transformados para os eixos estacionários $\alpha\beta$. A partir disso, cada um destes sinais passa por um SOGI-QSG. Os sinais filtrados de saída do SOGI-QSG são utilizados em uma estrutura chamada *Positive and Negative Sequence Calculator* (PNSC). A estrutura do PNSC é um separador de sequência baseado na transformação de Lyon, (LYON, 1937), que é uma expansão da teoria das componentes simétricas para o domínio do tempo. Por último, tem-se a estrutura adaptada do FLL para o DSOGI-FLL. Como tem-se duas estruturas SOGI-QSG, calcula-se a média entre εf_α e εf_β . A Figura 17 ilustra a estrutura completa do DSOGI-FLL.

Figura 17 – Estrutura do DSOGI-FLL.



Fonte: adaptado de Rodriguez *et al.* (2012).

Segundo Rodriguez *et al.* (2012), os parâmetros k e Γ , podem ser projetados utilizando as mesmas equações da estrutura SOGI-FLL.

O DSOGI-FLL é uma estrutura muito robusta e é apta a estimar os componentes de sequência positiva, negativa e a frequência do sinal trifásico de entrada de maneira precisa

e rápida, atenuando consideravelmente as distorções presentes. Levando em consideração sua resposta dinâmica e considerando a facilidade de implementação e de projeto dos seus parâmetros, é justificada a popularidade da estrutura na literatura especializada.

2.3 Comparação de desempenho das estruturas

As estruturas escolhidas para serem apresentadas neste capítulo são conhecidas por sua boa resposta frente às diversas imposições severas feitas nas análises dos pesquisadores das mesmas. A Tabela 2 apresenta algumas comparações com relação as estruturas apresentadas neste capítulo. As informações para a montagem da tabela são baseadas nos trabalhos Golestan *et al.* (2017), Jaalam *et al.* (2016) e Guo *et al.* (2011).

Tabela 2 – Comparação das estruturas apresentadas no Capítulo 2

Algoritmo	Complexidade Estrutural	Rejeição às distorções	Rejeição aos desequilíbrios
SRF-PLL	Baixa	Baixa	Baixa
MAF-PLL	Média	Alta	Alta
NF-PLL	Média	Alta	Alta
DSC-PLL	Média	Alta	Alta
DDSRF-PLL	Alta	Alta	Alta
DSOGI-FLL	Média	Alta	Alta

Fonte: adaptado de Golestan *et al.* (2017), Jaalam *et al.* (2016) e Guo *et al.* (2011).

2.4 Conclusão

Este capítulo fez um pequeno levantamento de algoritmos de sincronização trifásicos. Apresentou-se primeiramente o SRF-PLL, que é comumente utilizado como base por diversos outros algoritmos mais robustos, como o MAF-PLL, o NF-PLL, o DSC-PLL e o DDSRF-PLL. Após a apresentação destas estruturas que operam nos eixos síncronos, apresentou-se a estrutura conhecida como DSOGI-FLL, que também possui uma boa resposta em cenários com distorção e desbalanço de tensão. As estruturas do DDSRF-PLL e DSOGI-FLL são utilizadas como comparação para as estruturas apresentadas no Capítulo 3, portanto alguns detalhes quanto a determinação dos seus parâmetros para obtenção da melhor resposta são apresentadas.

3 ESTRUTURA DETECTORA DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA

Este capítulo apresenta com detalhes as estruturas objeto de estudo desta dissertação. O PLL aqui apresentado foi inicialmente concebido em Moor Neto (2008), enquanto que modificações feitas em Araujo (2015) tornaram a estrutura mais robusta com relação a sua capacidade de filtragem de distorções subharmônicas e interharmônicas. Ambas as estruturas são capazes de estimar apenas as componentes de sequência positiva do sinal de entrada. Portanto, após apresentar as estruturas originais, é apresentada a proposta de expansão da estrutura, de forma que seja possível estimar também as componentes de sequência negativa. Por fim, uma expansão para estimar componentes harmônicas genéricas de diferentes sequências também é apresentada.

3.1 PLL original

A estrutura original é um PLL trifásico capaz de detectar as componentes de sequência positiva do sinal de entrada. Em Moor Neto (2008), a estrutura é utilizada para detectar as componentes de sequência positiva de corrente e tensão que, por sua vez, são utilizadas na estratégia de controle de um UPQC. O PLL original de Moor Neto (2008) possui modelagem tanto nos eixos estacionários abc como em $\alpha\beta$. A análise feita neste trabalho tomará como ponto de partida a modelagem feita em $\alpha\beta$. A estrutura original é ilustrada na Figura 18.

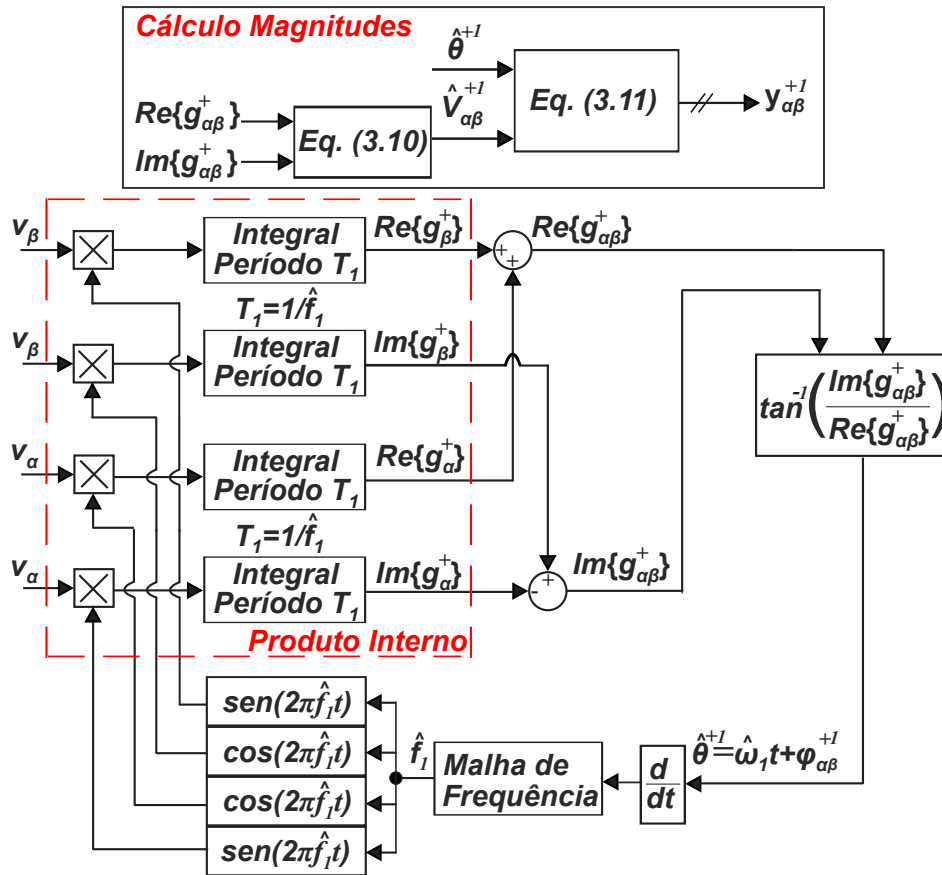
Seja um vetor instantâneo apresentando somente sequência positiva, nos eixos $\alpha\beta$, definido conforme a seguinte expressão:

$$v_{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \\ V \cos(2\pi f_1 t + \phi_1 - \pi/2) \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Considerando que a estrutura estima corretamente a frequência dos sinais de entrada, isto é, $\hat{f}_1 = f_1$, pode-se definir um subespaço complexo das componentes de sequência positiva em $\alpha\beta$ (definido pela base canônica de sequência positiva, que é utilizada de maneira similar na obtenção de v_d e v_q na Equação (2.3)) (MOOR NETO, 2008) como sendo:

$$\begin{cases} e^{-(2\pi\hat{f}_1 t)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) - j\sin(2\pi\hat{f}_1 t) \\ e^{-(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) - j\sin(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) \end{cases}. \quad (3.2)$$

Figura 18 – Estrutura completa do PLL desenvolvido por Moor Neto.



Fonte: adaptado de Moor Neto (2008).

Um sinal de entrada bifásico qualquer ($v_{\alpha\beta}$) é projetado neste subespaço complexo para a obtenção das componentes fundamentais. Esta projeção, também chamada de produto interno (MOOR NETO, 2008), é definida como:

$$g_{\alpha\beta}^+(t) = \begin{bmatrix} g_{\alpha}^+(t) \\ g_{\beta}^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} dt \\ \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2)} dt \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

onde $T_1 = 1/\hat{f}_1$. Substituindo as exponenciais por suas funções trigonométricas equivalentes, presentes em (3.2), e separando as componentes em partes reais e imaginárias, tem-se¹:

$$\begin{cases} Re\{g_{\alpha}^+(t)\} = \int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ Re\{g_{\beta}^+(t)\} = \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) dt = \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \sin(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ Im\{g_{\alpha}^+(t)\} = -\int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t) \sin(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ Im\{g_{\beta}^+(t)\} = -\int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \sin(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) dt = \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt \end{cases}. \quad (3.4)$$

¹ A implementação digital deste cálculo é explicada, com detalhes, no Apêndice A.

O resultado de $g_{\alpha\beta}^+(t)$ é nulo para qualquer componente do sinal de entrada com frequência múltipla de \hat{f}_1 , portanto, a projeção do sinal de entrada bifásico nos respectivos subespaços complexos resultará apenas na componente fundamental (considerando que o sinal é composto apenas por componentes fundamentais e harmônicos).

As partes reais e imaginárias equivalentes de $g_{\alpha\beta}^+(t)$, são determinadas pela suas somas:

$$\begin{bmatrix} Re\{g_{\alpha\beta}^+(t)\} \\ Im\{g_{\alpha\beta}^+(t)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Re\{g_{\alpha}^+(t)\} + Re\{g_{\beta}^+(t)\} \\ Im\{g_{\alpha}^+(t)\} + Im\{g_{\beta}^+(t)\} \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Em seguida, pode-se estimar o ângulo de fase utilizando a função arcotangente:

$$\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1}(t) = \tan^{-1} \left(\frac{Im\{g_{\alpha\beta}^+(t)\}}{Re\{g_{\alpha\beta}^+(t)\}} \right) = (2\pi\hat{f}_1 t + \hat{\phi}_{\alpha\beta}^{+1}). \quad (3.6)$$

Caso a frequência estimada pelo PLL seja diferente da frequência do sinal de entrada ($\hat{f}_1 \neq f_1$), tem-se um desvio de frequência dado por $\Delta f_1 = \hat{f}_1 - f_1$. Logo o ângulo de sincronismo real da rede é, $\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1} = 2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi\Delta f_1 + \phi_{\alpha\beta}^{+1}$. Derivando esta expressão e isolando o termo Δf_1 , tem-se:

$$\Delta f_1 = \frac{\frac{d\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1}}{dt} - 2\pi\hat{f}_1}{2\pi}. \quad (3.7)$$

A partir de (3.7) é possível calcular a correção da frequência ao integrar o lado direito da equação em relação ao intervalo de tempo Δt :

$$\hat{f}_1(t) = K_{MF} \int \left(\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_{\alpha\beta}^{+1}}{dt} - \hat{f}_1(t) \right) dt + f, \quad (3.8)$$

onde K_{MF} é um ganho com unidade rad^{-1} , adequando-se assim as unidades de ambos os lados e, f é uma estimativa inicial do valor da frequência da rede (frequência nominal em Hz). A resposta em frequência é então dada por:

$$\frac{\hat{f}_1(s)}{\hat{\omega}_1(s)} = \frac{K_{MF}}{s + 2\pi K_{MF}}. \quad (3.9)$$

De (3.9), observa-se que a estrutura também funciona como um FPB onde a entrada $\hat{\omega}_1$ é a derivada do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1}$.

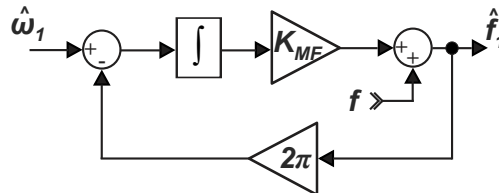
Esta frequência estimada pela malha de controle é utilizada para a obtenção das funções cossenoidais e senoidais do cálculo do produto interno, conforme indicado em (3.4). A Figura 19 ilustra o FPB.

Finalmente, para estimar a amplitude do sinal de sequência positiva utiliza-se a expressão presente em (3.10). Já para encontrar os sinais CA de sequência positiva, utiliza-se (3.11).

$$\hat{V}_{\alpha\beta}^{+1} = [Re\{g_{\alpha\beta}^{+1}(t)\}cos(\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1}(t)) + Im\{g_{\alpha\beta}^{+1}(t)\}sen(\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1}(t))], \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} y_{\alpha}^{+1}(t) = \hat{V}_{\alpha\beta}^{+1}(t)cos(\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1}(t)) \\ y_{\beta}^{+1}(t) = \hat{V}_{\alpha\beta}^{+1}(t)cos(\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{+1}(t) - \pi/2) \end{cases} \quad (3.11)$$

Figura 19 – Malha de frequência (filtro passa-baixa).



Fonte: adaptado de Moor Neto (2008).

3.2 PLL com filtro adaptativo

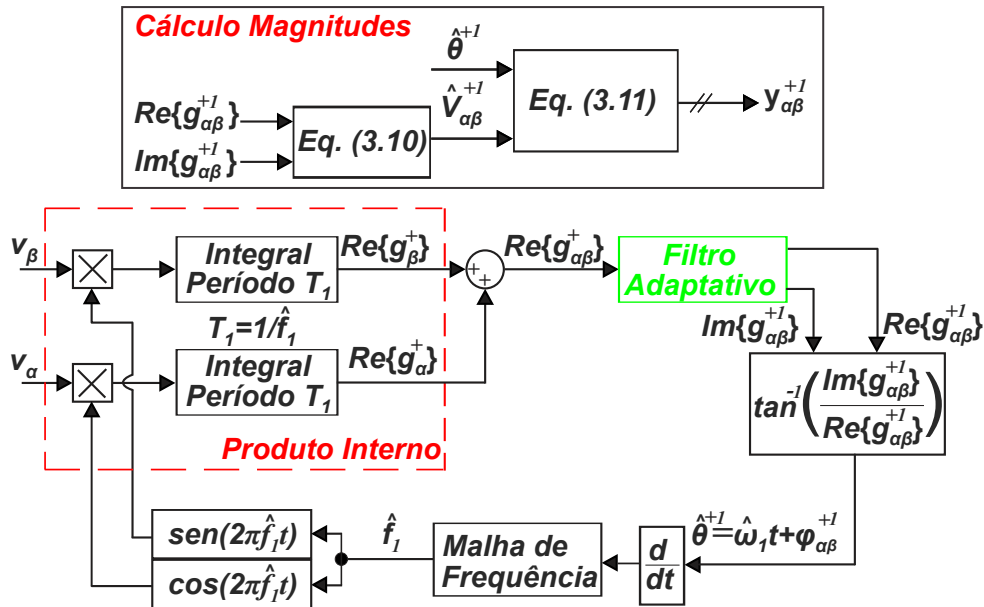
O PLL proposto em Moor Neto (2008) possui apenas um parâmetro para ser selecionado, K_{MF} . Em Araujo (2015), notou-se que a estrutura original (mesmo para valores pequenos de K_{MF}) possui uma queda drástica de desempenho em cenários com distorções subharmônicas e interharmônicas. Isto é devido ao fato do cálculo da projeção, indicado na Equação (3.4), não anular componentes múltiplos não inteiros da frequência fundamental. Portanto, Araujo (2015) propôs a adição de um Filtro Adaptativo (FA) na estrutura do algoritmo original, conforme ilustrado na Figura 20. A nova estrutura é nomeada como ISI-PLL em Fonseca *et al.* (2018), porém, neste trabalho, opta-se por chamar tal estrutura de PLL com filtro adaptativo.

Assim como o filtro adaptativo presente no DSOGI-FLL, o utilizado em Araujo (2015) é um filtro passa-banda com frequência central variável. Esta estrutura é uma adaptação do apresentado em Benhabib e Saadate (2005), conhecido também como *self tuning filter*. A estrutura do filtro é apresentada na Figura 21.

Os sinais de saída, definidos como \hat{x}_{α} e \hat{x}_{β} , onde $\hat{x}_{\alpha} = Re\{g_{\alpha\beta}^{+1}(t)\}$ e $\hat{x}_{\beta} = Im\{g_{\alpha\beta}^{+1}(t)\}$, tem suas funções de transferência explicitadas em (3.12) e (3.13).

$$\frac{\hat{x}_{\alpha}(s)}{x_{\alpha}}(s) = \frac{K_{FA}(s+1)}{s^2 + s(K_{FA} + 1) + K_{FA} + \hat{\omega}_1^2}, \quad (3.12)$$

Figura 20 – Estrutura trifásica proposta em Araujo (2015).



Fonte: adaptado de Araujo (2015).

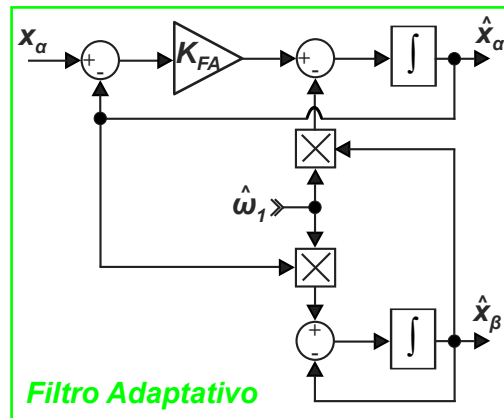
$$\frac{\hat{x}_{\beta}}{x_{\alpha}}(s) = \frac{K_{FA} \hat{\omega}_1}{s^2 + s(K_{FA} + 1) + K_{FA} + \hat{\omega}_1^2}. \quad (3.13)$$

Os diagramas de Bode das funções de transferência (3.12) e (3.13) são apresentados na Figura 22.

Pode-se observar nos diagramas de Bode que os sinais de saída apresentam uma defasagem de 90° para a frequência central alimentada à estrutura do filtro pelo PLL. Este sinal é equivalente a parte imaginária da saída do produto interno na estrutura do PLL original. Desta forma, na estrutura modificada não há a necessidade do cálculo da parte imaginária uma vez que esta é fornecida pela própria estrutura do filtro adaptativo. Além disso, o diagrama de Bode mostra a grande atenuação dos componentes harmônicos, interharmônicos e subharmônicos, deixando clara a sua capacidade de filtragem para valores menores de K_{FA} (ex.: 100). A modelagem a partir do filtro adaptativo segue a estrutura original, portanto utiliza-se o mesmo equacionamento presente em (3.6)-(3.11).

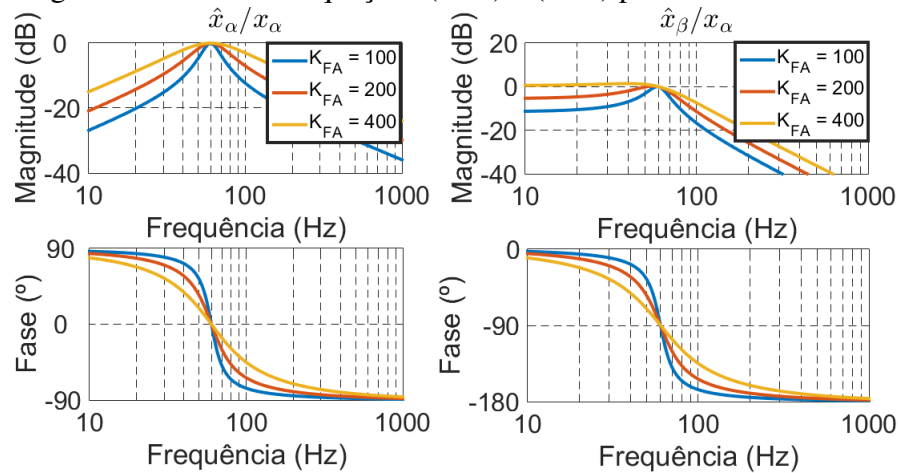
Diante do que foi comentado nesta seção, pode-se observar alguns aspectos sobre a estrutura modificada. Primeiramente, há uma redução do esforço computacional da estrutura, uma vez que, o cálculo da parte imaginária não se faz mais presente no algoritmo do produto interno, que possui uma alta demanda computacional (o filtro adaptativo pode ser implementado em poucas linhas de código, enquanto que o algoritmo utilizado para o cálculo do produto interno é mais complexo e é apresentado no Apêndice A). Segundo, a estrutura do filtro adaptativo

Figura 21 – Filtro adaptativo utilizado no ISI-PLL.



Fonte: adaptado de Araujo (2015).

Figura 22 – Diagrama de bode das Equações (3.12) e (3.13) para diferente valores de K_{FA} .



Fonte: o próprio autor.

adiciona ao PLL como um todo, mais um parâmetro ajustável para melhorar o seu desempenho com relação à rejeição de componentes com frequência diferente da fundamental. Ao reduzir a largura de banda do filtro adaptativo, isto é, ao selecionar valores menores para K_{FA} , aumenta-se a capacidade de filtragem, porém há o aumento no tempo de acomodação da estrutura do PLL (sinais de sequência positiva estimados, frequência e ângulo de fase).

3.3 Projeto dos parâmetros das estruturas

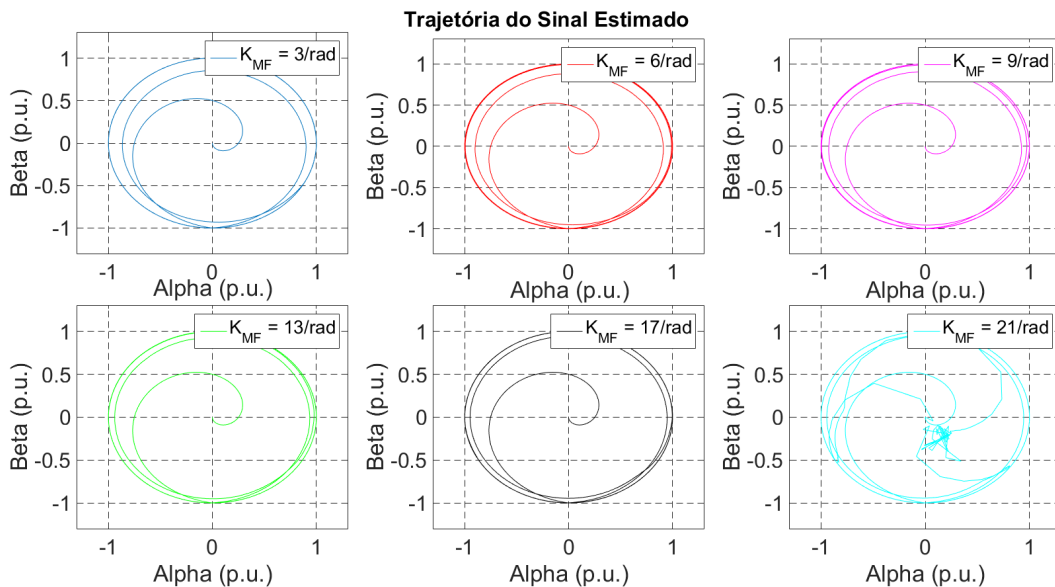
Conforme comentado nas seções anteriores, a dinâmica da estrutura original é definida simplesmente por um parâmetro K_{MF} . Já a estrutura com filtro adaptativo possui um segundo parâmetro, K_{FA} . Diferentemente das estruturas vistas no Capítulo 2, o PLL estudado possui não-linearidades, que não envolvem apenas funções trigonométricas, como a estratégia de cálculo do produto interno. Segundo Araujo (2015) e Moor Neto (2008), a obtenção de um modelo linearizado para o algoritmo não refletiria em uma conformidade aceitável nos

resultados. Portanto, os dois trabalhos utilizaram uma forma empírica para a obtenção dos valores destes parâmetros. Em Moor Neto (2008), utilizou-se do ângulo de fase estimado e amplitude estimada pelo PLL para traçar a trajetória em um plano de quatro quadrantes considerando $X = \hat{V}^{+1} \cos(\hat{\theta}^{+1})$ e $Y = \hat{V}^{+1} \sin(\hat{\theta}^{+1})$. Desta forma, saindo de um ponto de partida na origem (0,0), a trajetória é traçada até entrar em regime dentro de um círculo de raio unitário. Várias curvas são traçadas para diferentes valores de K_{MF} em um cenário onde é feita a estimação da sequência positiva com um sinal de entrada com distorções harmônicas.

Também em Moor Neto (2008), uma outra análise é feita a partir da resposta transitória da frequência. Ao promover uma alteração na frequência do sinal de entrada e um salto no ângulo de fase, é possível analisar o tempo de resposta para a estabilização no novo valor de frequência.

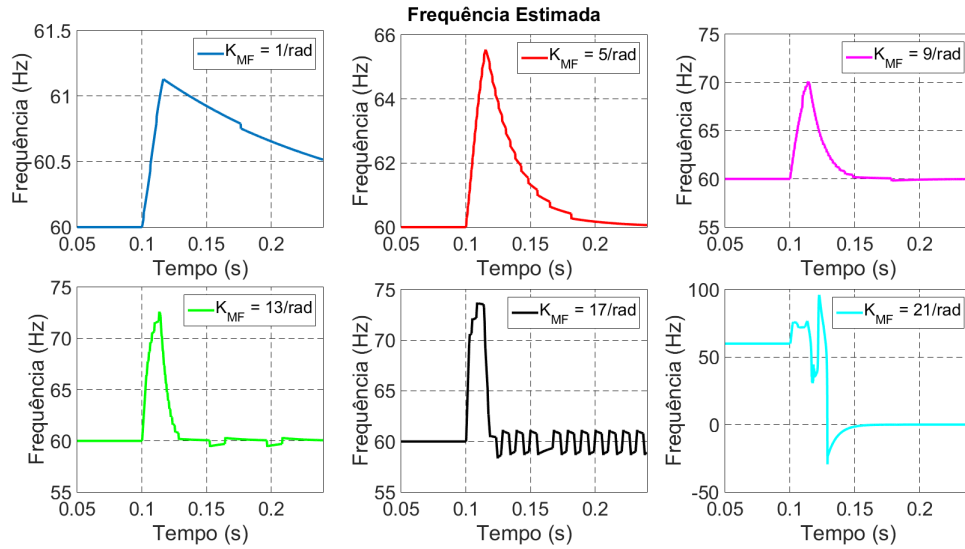
A Figura 23 ilustra o gráfico da trajetória do sinal estimado pelo PLL, enquanto que a Figura 24 ilustra o rastreamento da frequência em um cenário onde o sinal de entrada é definido como tendo, além do componente na frequência fundamental $V^{+1} = 1 \angle 0^\circ$ p.u., as componentes harmônicas $V^{-5} = 0.1 \angle 0^\circ$ p.u. e $V^{+7} = 0.05 \angle 0^\circ$ p.u. em regime permanente. Para a análise do transitório, utiliza-se de um salto no ângulo de fase de 65° e dois degraus em frequência, primeiramente de 60 Hz para 66 Hz e, em seguida, novamente para 60 Hz. A resposta é analisada para diferentes valores de K_{MF} .

Figura 23 – Trajetória da tensão de sequência positiva estimada para diferente valores de K_{MF} .



Fonte: o próprio autor.

Figura 24 – Frequência estimada para diferentes valores de K_{MF} .



Fonte: o próprio autor.

Considerando a precisão (indicadas pelo erro do sinal de sequência positiva de amplitude unitária), rapidez e estabilidade (indicadas, principalmente, na Figura 24) da resposta da trajetória e frequência, pode-se criar a Tabela 3, onde indica-se o tempo de acomodação e se existe ou não erro em regime na estimação da frequência. A partir desta tabela, tem-se que, assim como em Moor Neto (2008), a melhor resposta encontrada é para $K_{MF} = 9/rad$.

Tabela 3 – Análise da escolha do parâmetro K_{MF} .

Análise	$K_{MF} = 3$	$K_{MF} = 6$	$K_{MF} = 9$	$K_{MF} = 13$	$K_{MF} = 17$	$K_{MF} = 21$
Tempo de acomodação	(> 250 ms)	(> 200 ms)	50 ms	30 ms	15 ms	-
Erro em regime da frequência	Não	Não	Não	Sim	Sim	Sim

Fonte: o autor.

Em Araujo (2015), a estratégia utilizada para definir o valor de K_{FA} também é da trajetória do sinal estimado pelo PLL. Para este caso, considerou-se a resposta do sistema quando há distorções interharmônicas e o valor considerado como melhor resposta, segundo Araujo (2015), é o de $K_{FA} = 100$.

3.4 Expansão das estruturas para detecção de sequência negativa e positiva

Na Seção 3.1, para a obtenção do sinal de sequência positiva (através do cálculo do produto interno) utiliza-se um subespaço complexo baseado nas componentes de sequência positiva, conforme (3.2). De maneira similar, para a estimação das componentes de sequência negativa, pode-se utilizar de um subespaço complexo baseado nas componentes de sequência

negativa. A diferença entre os cálculos está no subespaço complexo referente ao eixo β . Para a sequência positiva, este eixo está 90° atrasado em relação ao eixo α , já para a sequência negativa o eixo está 90° adiantado. Por conveniência, em conjunto com as equações de cálculo do produto interno de sequência negativa, serão expostas as equações para o cálculo do produto interno de sequência positiva (os sobrescritos + e - fazem as distinção das variáveis de diferentes sequências). Portanto, para a sequência positiva tem-se o seguinte subespaço complexo:

$$\begin{cases} e^{-(2\pi\hat{f}_1 t)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) \\ e^{-(2\pi\hat{f}_1 t - \frac{\pi}{2})} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \frac{\pi}{2}) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (3.14)$$

Analogamente, pode-se definir uma referência contendo apenas a componente fundamental de sequência negativa de tal forma que os seguintes subespaços complexos sejam obtidos:

$$\begin{cases} e^{-(2\pi\hat{f}_1 t)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) \\ e^{-(2\pi\hat{f}_1 t - \frac{\pi}{2})} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t + \frac{\pi}{2}) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (3.15)$$

O produto interno para ambos os casos (em relação a um sinal de entrada bifásico genérico $v_{\alpha\beta}$), é calculado como:

$$\begin{cases} g_{\alpha\beta}^+(t) = \begin{bmatrix} g_{\alpha}^+(t) \\ g_{\beta}^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} dt \\ \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2)} dt \end{bmatrix} \\ g_{\alpha\beta}^-(t) = \begin{bmatrix} g_{\alpha}^-(t) \\ g_{\beta}^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} dt \\ \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t + \pi/2)} dt \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.16)$$

O resultado dos produtos internos nas coordenadas bifásicas, $g_{\alpha\beta}^{+-}(t)$, é composto por partes reais, $Re\{g_{\alpha\beta}^{+-}(t)\}$, e imaginárias, $Im\{g_{\alpha\beta}^{+-}(t)\}$, sendo as primeiras descritas por:

$$\begin{cases} Re\{g_{\alpha}^+(t)\} = \int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ Re\{g_{\beta}^+(t)\} = \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) dt = \\ \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ Re\{g_{\alpha}^-(t)\} = \int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ Re\{g_{\beta}^-(t)\} = \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t + \pi/2) dt = \\ - \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t) \text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) dt \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Im}\{g_{\alpha}^{+}(t)\} = -\int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t)\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t)dt \\ \text{Im}\{g_{\beta}^{+}(t)\} = -\int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t)\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2)dt = \\ \int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t)\text{cos}(2\pi\hat{f}_1 t)dt \\ \text{Im}\{g_{\alpha}^{-}(t)\} = -\int_{t-T_1}^t v_{\alpha}(t)\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t)dt \\ \text{Im}\{g_{\beta}^{-}(t)\} = -\int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t)\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t + \pi/2)dt = \\ -\int_{t-T_1}^t v_{\beta}(t)\text{cos}(2\pi\hat{f}_1 t)dt \end{array} \right. \quad (3.18)$$

De (3.17), conclui-se que $Re(g_{\alpha}^{+}(t)) = Re(g_{\alpha}^{-}(t))$ e $Re(g_{\beta}^{+}(t)) = -Re(g_{\beta}^{-}(t))$, enquanto que de (3.18), conclui-se que $Im(g_{\alpha}^{+}(t)) = Im(g_{\alpha}^{-}(t))$ e $Im(g_{\beta}^{+}(t)) = -Im(g_{\beta}^{-}(t))$. Esta é uma conclusão importante uma vez que com os mesmos valores de saída dos produtos internos originais indicados em (3.4), é possível obter as partes reais e imaginárias dos produtos internos para a sequência negativa.

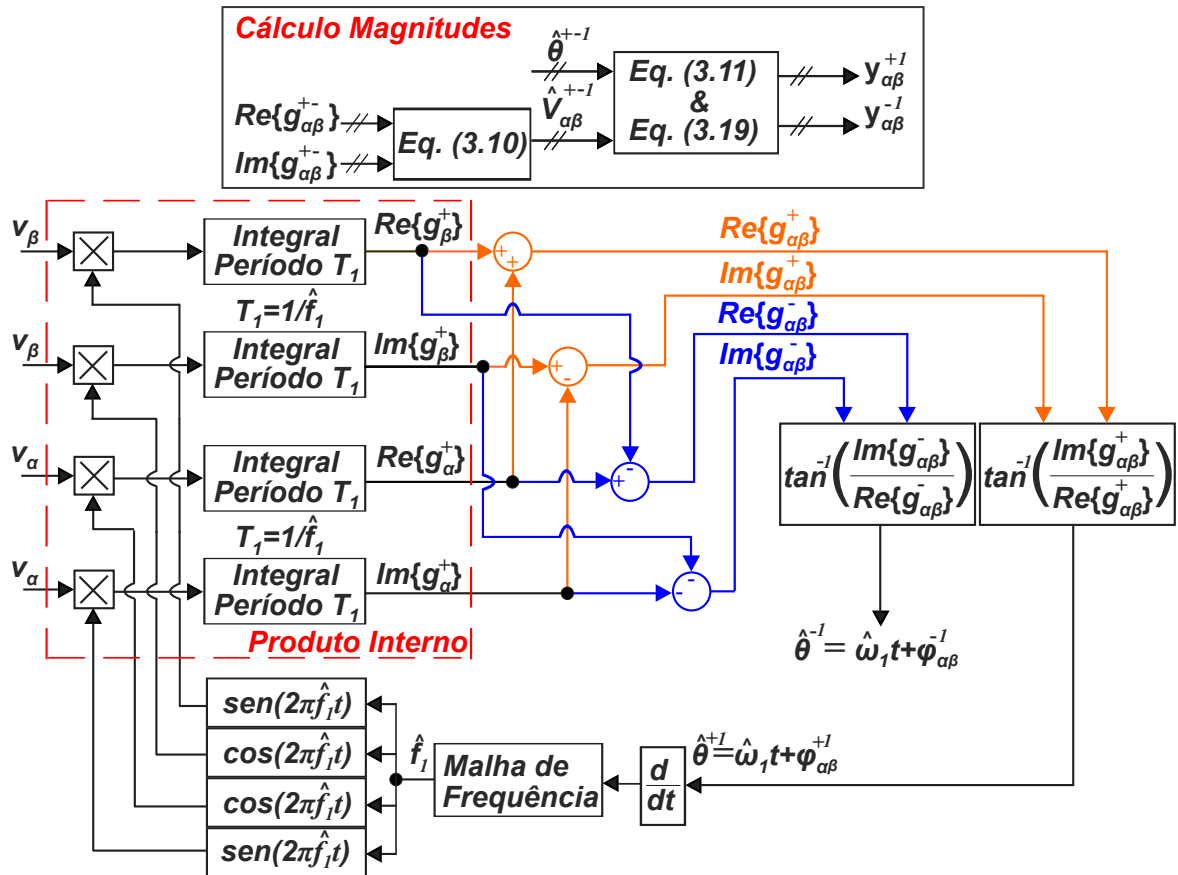
O restante da modelagem segue conforme indicado na Seção 3.1 e 3.2 (duplicando as equações para a estimação dos componentes de sequência negativa, i.e. o método de cálculo do ângulo de fase e amplitude do sinal de sequência negativa), com exceção da estimação das componentes CA de sequência negativa que é calculada por:

$$\left\{ \begin{array}{l} y_{\alpha}^{-1}(t) = \hat{V}_{\alpha\beta}^{-1}(t)\text{cos}(\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{-1}(t)) \\ y_{\beta}^{-1}(t) = \hat{V}_{\alpha\beta}^{-1}(t)\text{cos}(\hat{\theta}_{\alpha\beta}^{-1}(t) + \pi/2) \end{array} \right. \quad (3.19)$$

Especificamente para a estrutura com filtro adaptativo, lembra-se que não há a necessidade do cálculo das componentes imaginárias do produto interno uma vez que o filtro adaptativo estima este sinal. A estrutura do filtro, por sua vez, é duplicada para que as componentes imaginárias de sequência negativa sejam estimadas. Por último, o cálculo da frequência é feito puramente baseado na malha das componentes de sequência positiva.

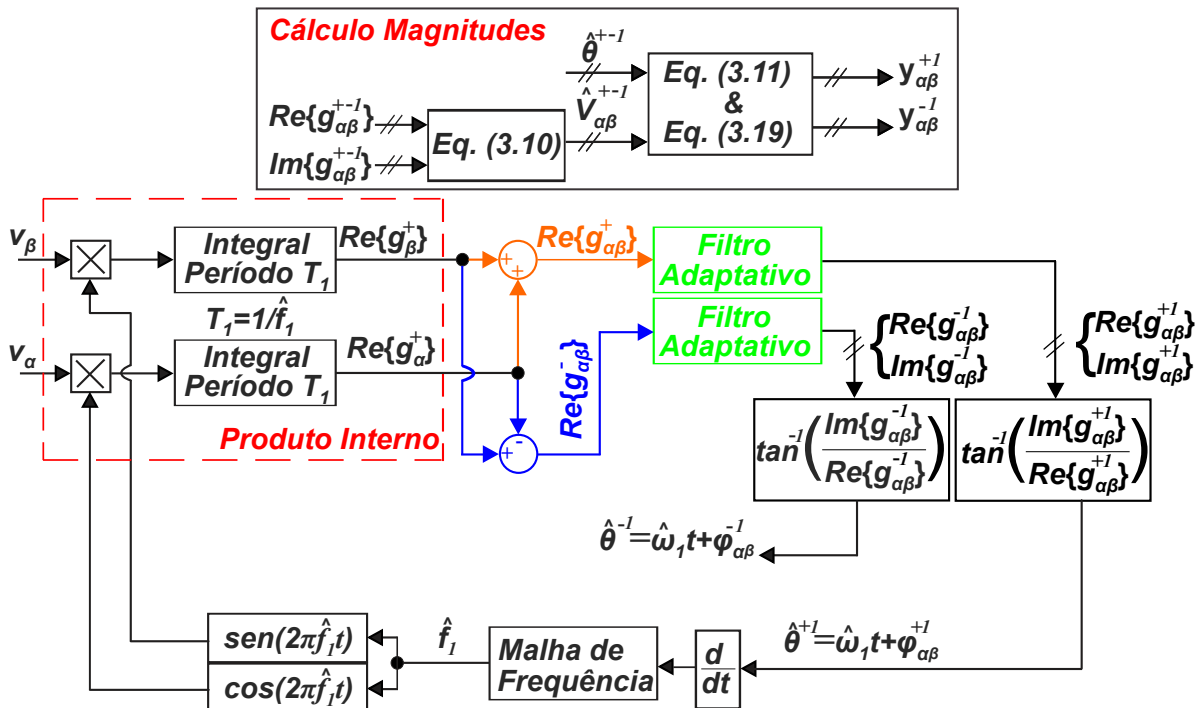
A Figura 25 ilustra a adaptação na estrutura do PLL original para a obtenção do componente fundamental de sequência positiva e negativa. A Figura 26 ilustra a adaptação na estrutura do PLL com filtro adaptativo para a obtenção do componente fundamental de sequência positiva e negativa.

Figura 25 – Estrutura do PLL original com expansão para cálculo da sequência negativa.



Fonte: o próprio autor.

Figura 26 – Estrutura do PLL com filtro adaptativo com expansão para cálculo da sequência negativa.



Fonte: o próprio autor.

3.5 Resultados de simulação

A avaliação de desempenho das estruturas estudadas é feita comparando-se à duas outras estruturas apresentadas no Capítulo 2, o DDSRF-PLL e o DSOGI-FLL. Os parâmetros utilizados para o DSOGI-FLL são $k = 0,25$ e $\Gamma = 25$, valores estes calculados a partir da consideração de $t_{s(SOGI)} = 200$ ms, em (2.26), e $t_{s(FLL)} = 200$ ms, em (2.27). Os parâmetros do DDSRF-PLL utilizados são $K_p = 46$, $K_i = 2116$, calculados a partir de (2.12) considerando $t_s = 200$ ms e $\zeta = 0,5$. Já o FPB da estrutura possui frequência de corte de $\omega_c = 0,1(2\pi 60)$, o que equivale à $k_{DDSRF} = 0,1$. Conforme indicado na Seção 3.3, o PLL proposto baseado na estrutura original utiliza $K_{MF} = 9$, enquanto que a estrutura com filtro adaptativo utiliza o mesmo valor de K_{MF} e $K_{FA} = 100$. A escolha destes valores parte da premissa da obtenção dos melhores resultados com relação a rejeição de distorções harmônicas, subharmônicas e interharmônicas. Por consequência, as respostas transitórias das estruturas serão relativamente lentas. A implementação digital é feita através do *software* SIMULINK/MATLAB. A frequência de amostragem de todas as estruturas é de $f_s = 10$ kHz.

Os resultados de simulação se dividem em relação a resposta em regime permanente e transitório. Sinais de interesse e ilustrados em figuras são as componentes de sequência positiva e negativa estimadas, suas respectivas amplitudes, ângulos de fase e frequência fundamental. Em Araujo (2015), apresenta-se uma maneira quantitativa de analisar o sinal estimado de sequência positiva e negativa através do cálculo do erro *Root-Mean Square* (RMS). O cálculo é feito pela diferença entre os sinais reais das componentes fundamentais de sequência positiva e negativa e os respectivos sinais estimados pelas estruturas ($\hat{V}^{+1} - V^{+1}$ e $\hat{V}^{-1} - V^{-1}$). Este cálculo facilita a análise pois condensa toda a informação do sinal estimado, portanto, não é necessário analisar separadamente as variáveis de frequência, ângulo de fase e amplitude.

Os resultados em regime permanente se subdividem em três casos. O primeiro caso considera a resposta das estruturas estudadas para o caso onde há distorção harmônica nos sinais de entrada. O segundo caso considera um sinal de entrada com distorção subharmônica e interharmônica. Por fim, visando mostrar a capacidade de rejeição ao *offset* CC das duas estruturas propostas, considera-se um cenário com sinais de entrada possuindo *offset*.

Os resultados em regime transitório se subdividem em dois casos. O primeiro caso considera a resposta das estruturas no caso da injeção de distorção harmônica e componentes de sequência negativa, saltos de ângulo de fase e degrau de frequência. O mesmo cenário é visto no segundo caso, com exceção da adição das distorções subharmônicas e interharmônicas.

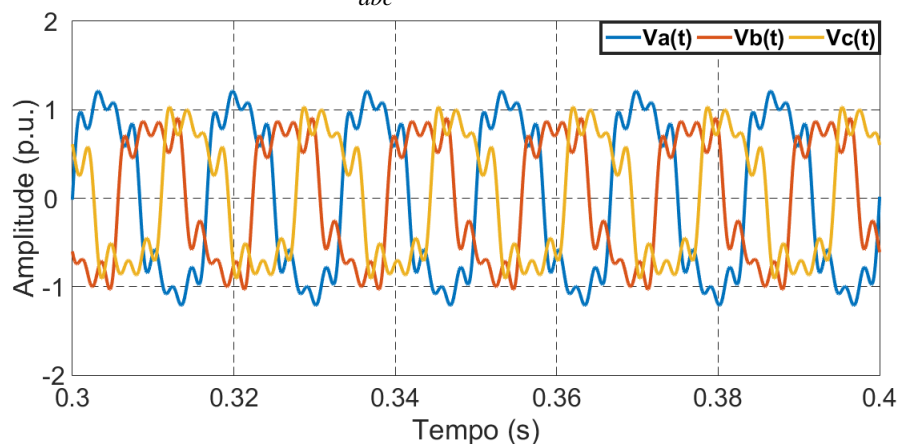
3.5.1 Resposta em regime permanente

São analisados três casos para a comparação de desempenho das estruturas estudadas. No primeiro caso tem-se um sinal trifásico de entrada com diversas componentes harmônicas de sequência convencionais, sendo estas: $V^{-2} = 0,1$ p.u., $V^{z3} = 0,2$ p.u., $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u.. Além disso, o sinal trifásico na frequência fundamental de sequência positiva possui amplitude de $V^{+1} = 1,0$ p.u., enquanto o de sequência negativa possui amplitude de $V^{-1} = 0,2$ p.u.. No segundo caso, tem-se o mesmo cenário, porém com a inclusão de distorções subharmônicas e interharmônicas. A distorção subharmônica possui amplitude 0,1 p.u. em 30 Hz e a distorção interharmônica com amplitude 0,1 p.u. em 90 Hz. Por último, para testar a capacidade de rejeição ao *offset* CC no sinal de entrada, adiciona-se um *offset* de 0,5 p.u. a um sinal composto por componentes fundamentais de sequência positiva e negativa com amplitudes de $V^{+1} = 1,0$ p.u. e $V^{-1} = 0,2$ p.u.. Este cenário é contemplado apenas para indicar que as estruturas apresentadas neste capítulo são capazes de rejeitar completamente o *offset*. Sendo assim, não há comparação com as demais estruturas.

3.5.1.1 Caso 1: distorção harmônica

Os sinais de entrada considerando as distorções citadas na Seção 3.5.1 estão ilustrados na Figura 27.

Figura 27 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} .

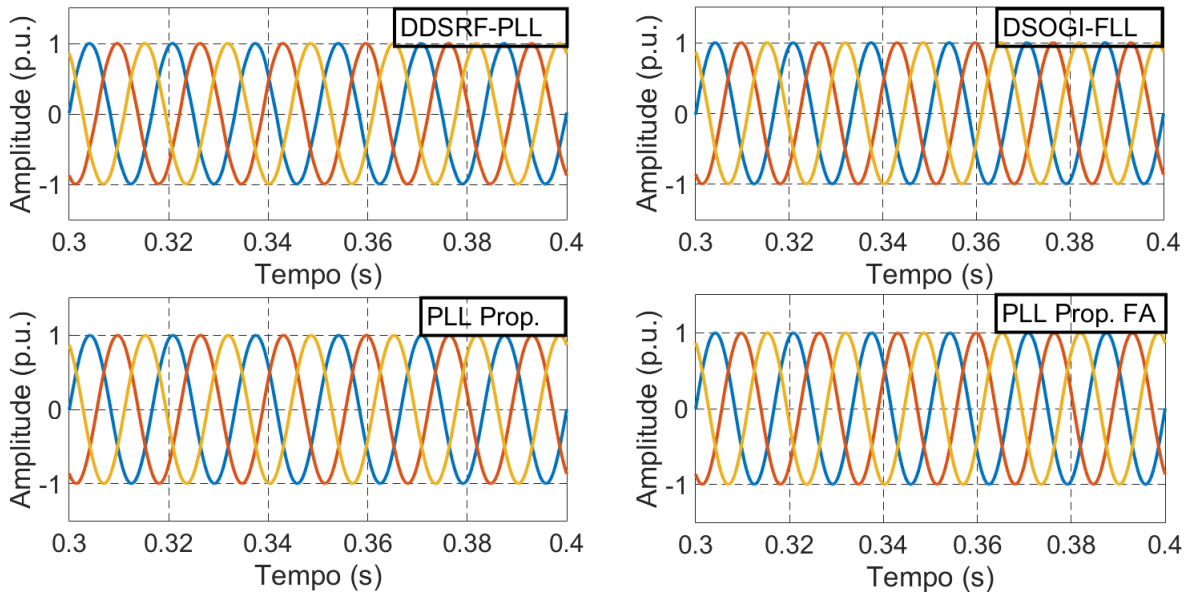


Fonte: o próprio autor.

As componentes fundamentais de sequência positiva e negativa estimadas pelas estruturas podem ser vistas nas Figuras 28 e 29, respectivamente. Especificamente na Figura 29, é possível observar que a expansão para detecção da sequência negativa pelas estruturas

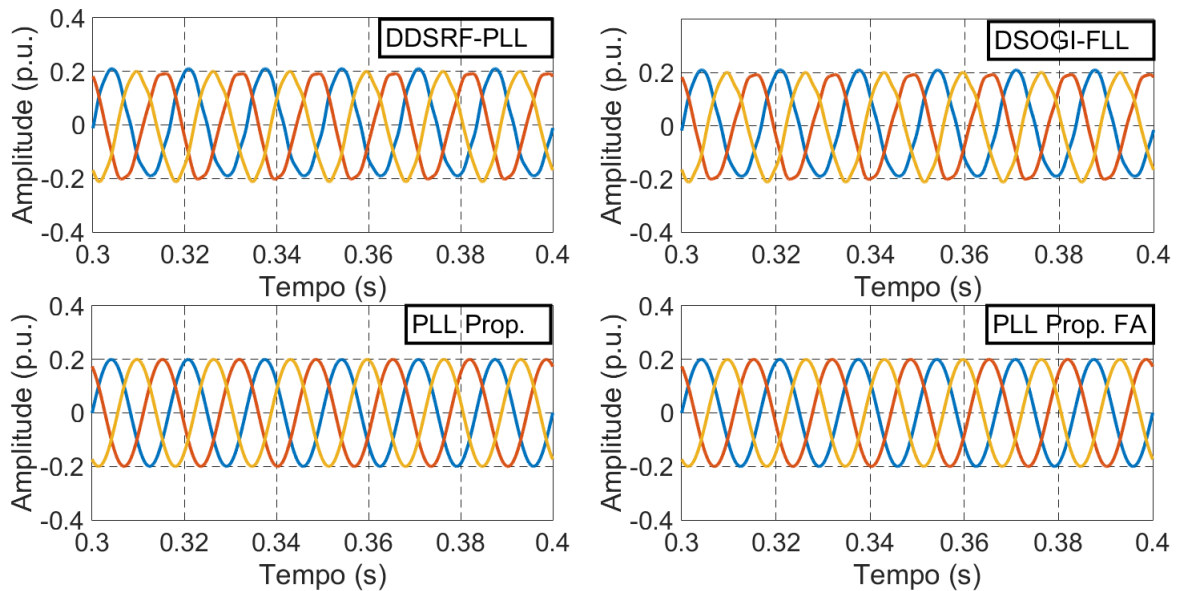
estudadas é feita de maneira apropriada.

Figura 28 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

Figura 29 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

A fim de analisar a capacidade de rejeição às componentes harmônicas pelas estruturas estudadas, analisa-se a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) dos sinais estimados pelos PLLs na Tabela 4 (sequência positiva e negativa).

Tabela 4 – Análise da TDH dos sinais estimados pelas estruturas estudadas.

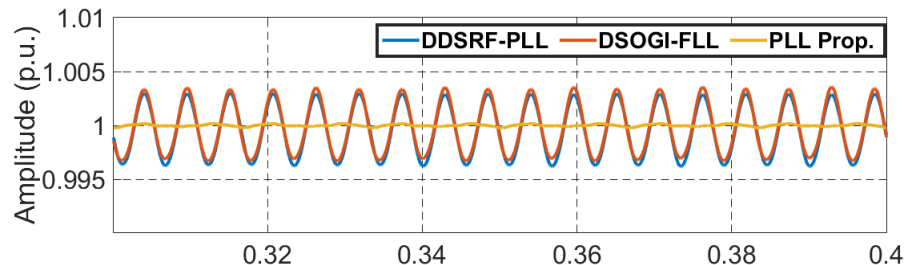
Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.	PLL prop. FA
V^{+1}	1,20 %	0,58 %	0,06 %	0,06 %
V^{-1}	6,18 %	5,71 %	0,04 %	0,04 %

Fonte: o autor.

Observa-se da Tabela 4, a capacidade superior das estruturas estudadas frente ao DDSRF-PLL e DSOGI-FLL. O PLL proposto baseado na estrutura original é capaz de atenuar grande parcela das distorções harmônicas convencionais, portanto a adição do filtro adaptativo possui uma influência mínima na capacidade de atenuação a este tipo de distorção. A utilização da estrutura com o filtro adaptativo não possui vantagem caso tenha-se um cenário com apenas distorções harmônicas. Por esta razão, os resultados de simulação em cenários com distorção harmônica em regime permanente são apresentados apenas para a estrutura sem filtro adaptativo, DDSRF-PLL e DSOGI-FLL.

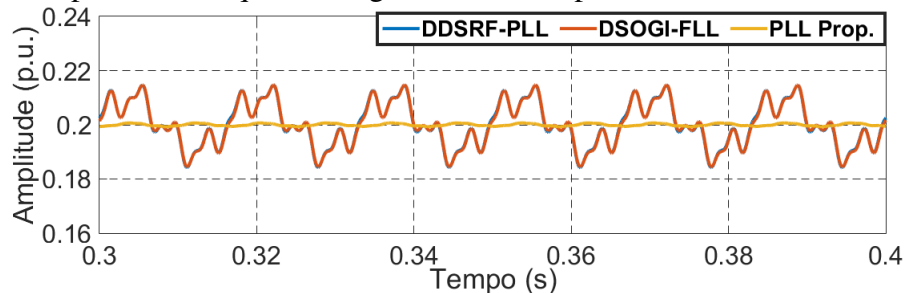
As Figuras 30 e 31 mostram a amplitude dos sinais estimados por cada estrutura. Pode-se observar que as estruturas do DSOGI-FLL e DDSRF-PLL possuem oscilações de maior amplitude que a estrutura do PLL proposta tanto para a sequência positiva como para a negativa.

Figura 30 – Amplitude de sequência positiva estimada pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

Figura 31 – Amplitude de sequência negativa estimada pelas estruturas.

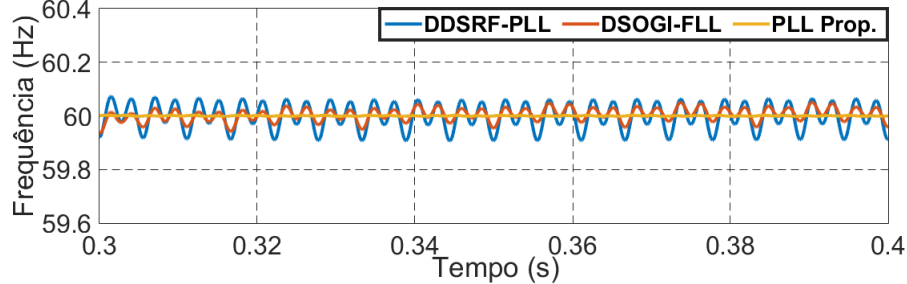


Fonte: o próprio autor.

A Figura 32 mostra a frequência estimada por cada estrutura. Nota-se que a estrutura

proposta possui a melhor resposta, porém as demais estruturas possuem oscilações inferiores a 0,05 Hz.

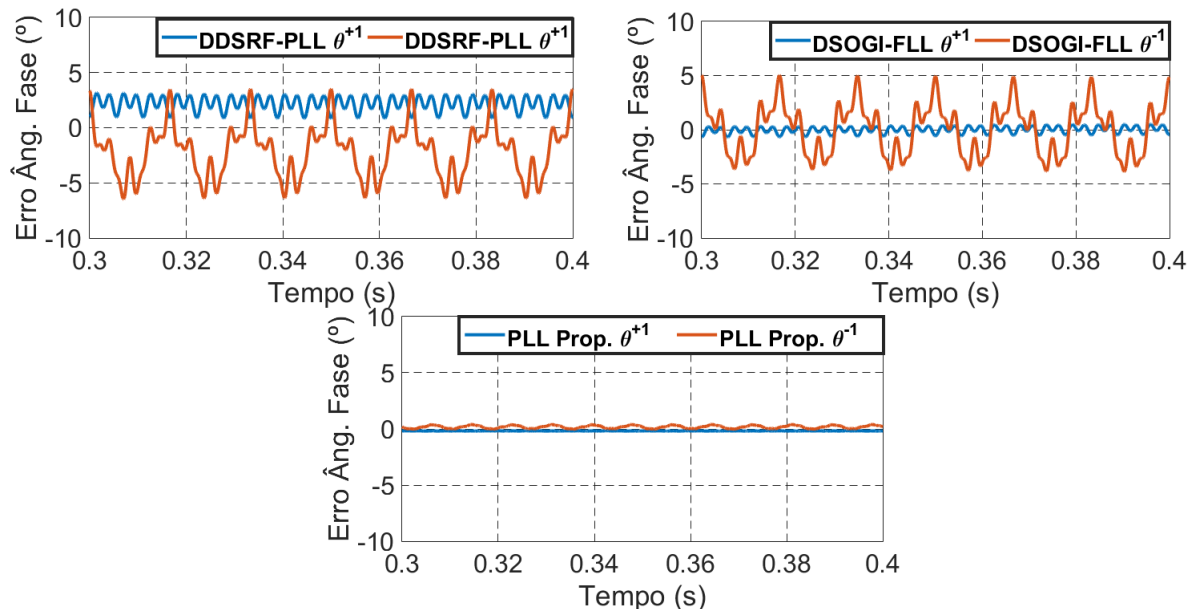
Figura 32 – Frequência estimada pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

Outro sinal objeto de estudo é o ângulo de fase dos sinais estimados. Para isto, calcula-se a diferença entre os sinais estimados pelas estruturas em relação aos sinais reais, isto é, $\hat{\theta}^{+1} - \theta^{+1}$ e $\hat{\theta}^{-1} - \theta^{-1}$. Pode-se observar que, novamente, a estrutura estudada possui uma melhor precisão frente ao DSOGI-FLL e DDSRF-PLL, principalmente na estimação de $\hat{\theta}^{-1}$ que em ambos os casos possui um erro inferior a 1° . Já as estruturas DSOGI-FLL e DDSRF-PLL possuem altas oscilações, principalmente na estimação da sequência negativa.

Figura 33 – Erro do ângulo de fase de sequência positiva ($\hat{\theta}^{+1} - \theta^{+1}$) e negativa ($\hat{\theta}^{-1} - \theta^{-1}$).

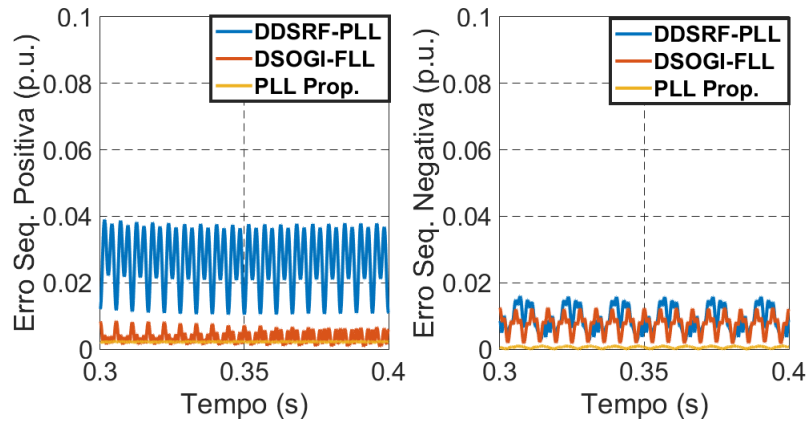


Fonte: o próprio autor.

Por último, tem-se o erro RMS das estruturas estudadas na Figura 34. Pode-se observar que a estrutura proposta possui um erro RMS inferior as demais tanto para a sequência positiva como para a sequência negativa. Estes resultados estão destacados na Tabela 5, onde os

erros RMS relativos ao sinal de entrada (erro encontrado em p.u. dividido pela amplitude do sinal de entrada) são indicados.

Figura 34 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 5 – Análise dos erros RMS máximos de cada estrutura (relativos ao sinal de entrada).

Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.
Erro V^{+1}	3,8%	0,65%	0,22%
Erro V^{-1}	7,5%	6 %	0,4 %

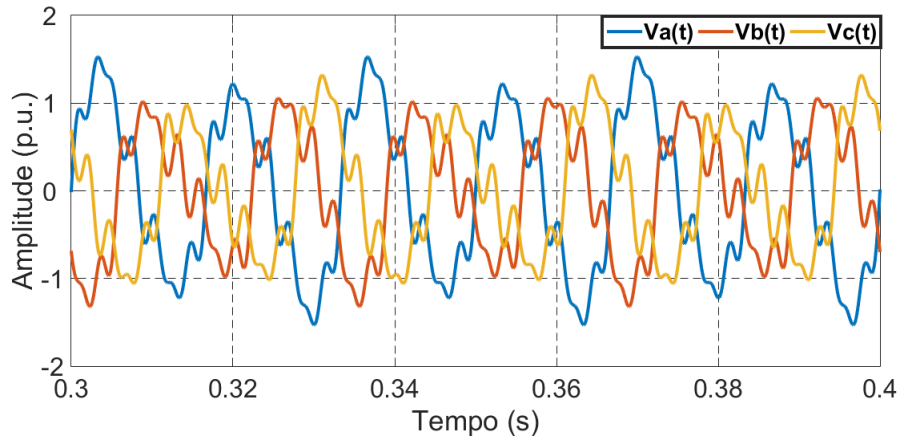
Fonte: o autor.

Conclui-se que há a superioridade de desempenho das estruturas estudadas quando comparadas com as estruturas do DSOGI-FLL e DDSRF-PLL em um cenário de distorção harmônica em regime permanente. Vale lembrar que, pelo menos no caso deste tipo de distorção em regime permanente, não há uma vantagem clara que justifique a utilização da estrutura com filtro adaptativo. Conclui-se também que a estratégia para a detecção de sequência negativa proposta para as duas estruturas neste capítulo é feita corretamente.

3.5.1.2 Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica

A Figura 35 ilustra o sinal de entrada V_{abc} para o caso de distorção interharmônica. Conforme comentado na Seção 3.5.1, este sinal é composto pelos componentes fundamentais $V^{+1} = 1,0$ p.u. e $V^{-1} = 0,2$ p.u.. A distorção subharmônica considerada possui amplitude de 0,1 em 30 Hz, enquanto a distorção interharmônica possui amplitude de 0,1 em 90 Hz. Além disso, tem-se ainda as seguintes distorções harmônicas, $V^{-2} = 0,1$ p.u., $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u..

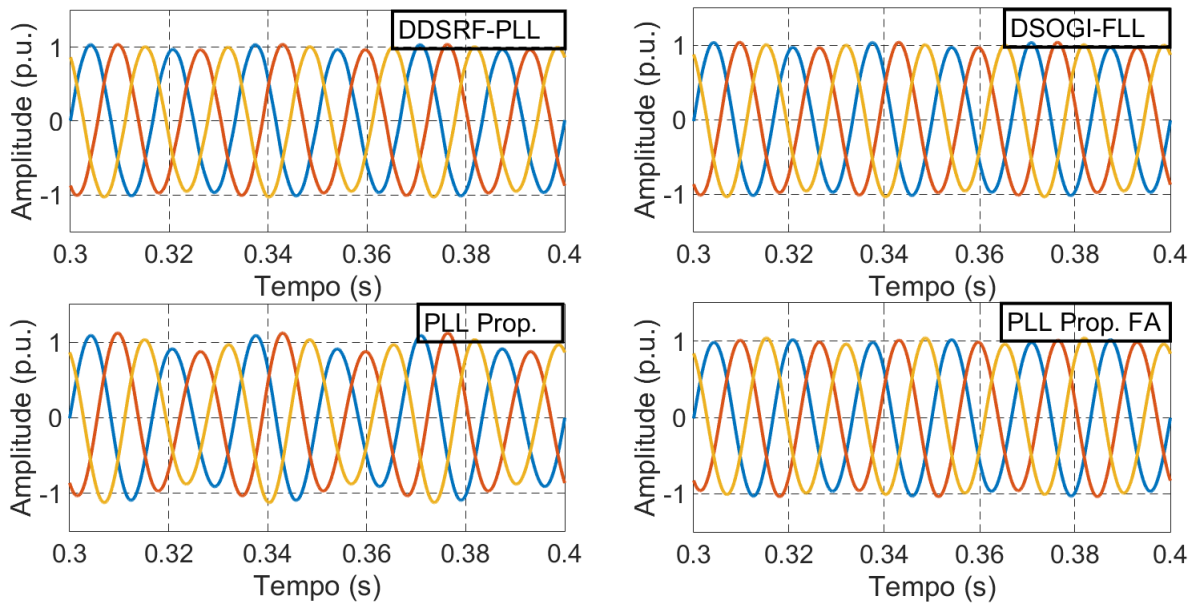
Figura 35 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} .



Fonte: o próprio autor.

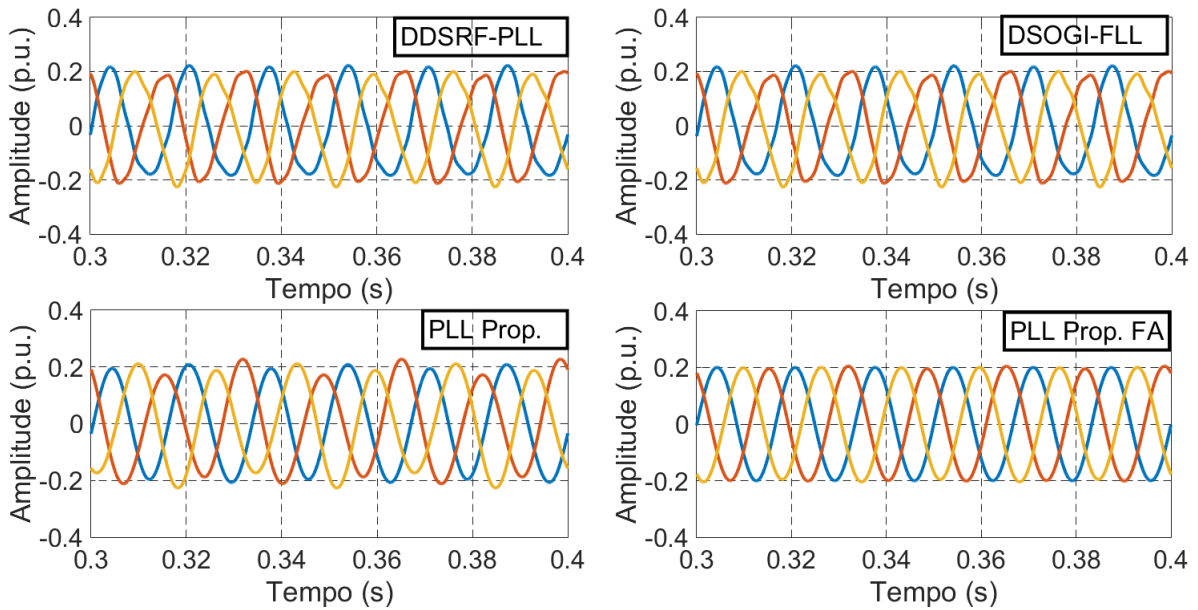
As componentes fundamentais de sequência positiva e negativa estimadas pelas estruturas são ilustradas nas Figuras 36 e 37. Observa-se nestas figuras que as estimações das componentes fundamentais possuem erros maiores dos que os apresentados no caso onde tem-se apenas distorções harmônicas. Isto se deve a presença das componentes de frequência subharmônica e interharmônica, que não são devidamente atenuadas.

Figura 36 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

Figura 37 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

Diferentemente do caso da distorção harmônica, as componentes subharmônicas e interharmônicas possuem frequências não-múltiplas da fundamental. Portanto, não utiliza-se o algoritmo de cálculo do TDH para estimar a taxa de distorção dos sinais estimados pelos PLLs, uma vez que este só considera os múltiplos inteiros da frequência fundamental. A solução utilizada é o cálculo do *Total Wave Distortion* (TWD) que é feito levando em consideração toda a faixa espectral, sem fazer distinção de múltiplos inteiros da fundamental. A Tabela 6 indica os valores de TWD obtidos para cada uma das estruturas.

Tabela 6 – Análise da TWD dos sinais estimados pelas estruturas estudadas

Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.	PLL prop. FA
V^{+1}	3,29 %	3,00 %	9,02 %	2,82 %
V^{-1}	11,57 %	11,07 %	12,36 %	3,33 %

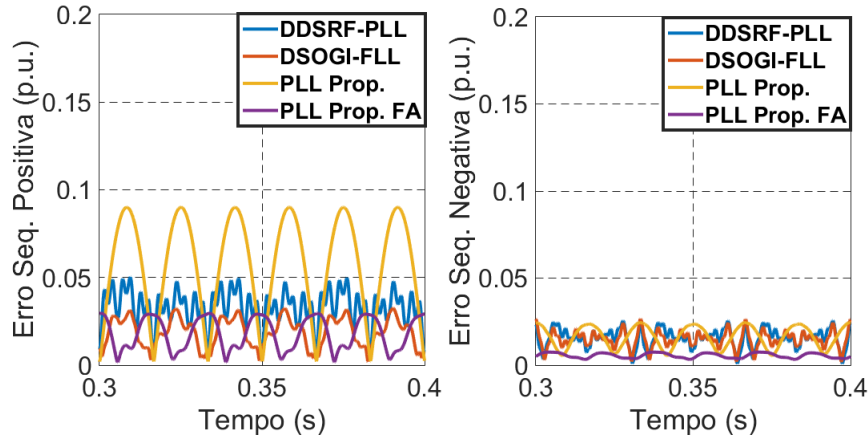
Fonte: o autor.

Dois informações importantes podem ser obtidas através da Tabela 6. Primeiramente, pode-se observar que a estrutura proposta, baseada na original de Moor Neto (2008), possui uma queda de desempenho significativa quando adiciona-se as componentes de frequência subharmônica e interharmônica ao sinal de entrada. Segundo, a estrutura proposta com o filtro adaptativo possui a melhor capacidade de atenuação das distorções presentes no sinal de entrada, isto fica muito evidente no resultado obtido para a estimação da sequência negativa.

Por último, a Figura 38 mostra o erro obtido para todas as estruturas neste cená-

rio. Para o caso da sequência positiva, observa-se uma resposta muito próxima da estrutura DSOGI-FLL e a estrutura com filtro adaptativo. Já o erro para a sequência negativa indica uma superioridade na resposta da estrutura com filtro adaptativo se comparada as demais. Estas informações estão contidas na Tabela 7.

Figura 38 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 7 – Análise dos erros RMS máximos de cada estrutura (relativos ao sinal de entrada).

Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.	PLL prop. FA
Erro V^{+1}	5%	3,1%	9%	2,9%
Erro V^{-1}	12,8 %	13,2 %	12,2 %	3,5 %

Fonte: o autor.

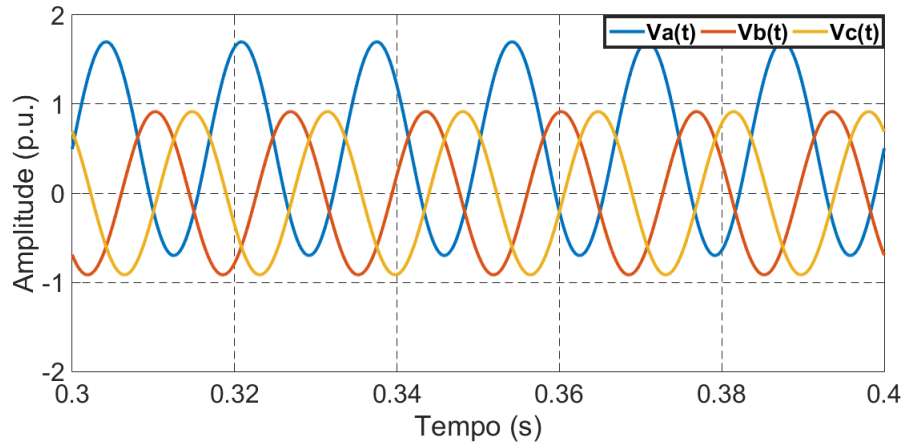
Conclui-se neste cenário que a inclusão do filtro adaptativo é extremamente necessária para a melhora do desempenho da estrutura quando tem-se distorções subhamônicas e interhamônicas. Além disso, apesar do DSOGI-FLL também possuir uma boa resposta para a sequência positiva, a estrutura com filtro adaptativo mostrou-se superior as demais.

3.5.1.3 Caso 3: *offset CC*

O sinal de entrada para o caso 3, não possui nenhum tipo de distorção, apenas as componentes fundamentais de sequência positiva e negativa e um *offset CC* com amplitude equivalente a 0,5 p.u. na fase A. O sinal de entrada é ilustrado na Figura 39.

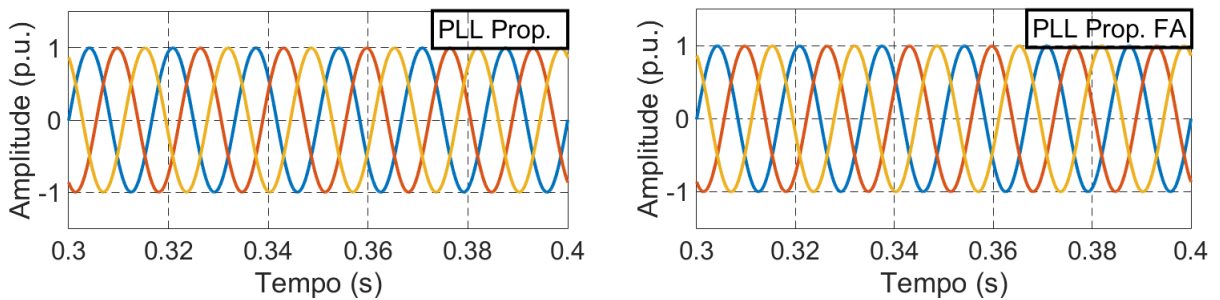
As Figuras 40 e 41 ilustram os sinais estimados pelas estruturas estudadas neste capítulo. Pode-se concluir desta seção que as estruturas estudadas possuem um comportamento adequado quanto ao *offset CC*, uma vez que este é completamente rejeitado.

Figura 39 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} .



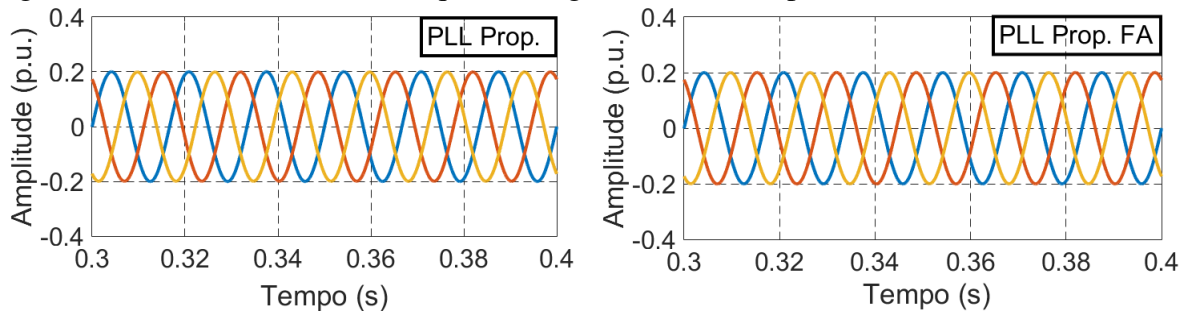
Fonte: o próprio autor.

Figura 40 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

Figura 41 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

3.5.2 Resposta em regime transitório

São analisados dois casos para a comparação de desempenho em regime transitório das estruturas estudadas. No primeiro caso tem-se um sinal trifásico de entrada com diversas componentes harmônicas de sequência convencionais, sendo estas: $V^{-2} = 0,2$ p.u., $V^{z3} = 0,2$ p.u., $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u.. Além disso, o sinal trifásico na frequência fundamental de

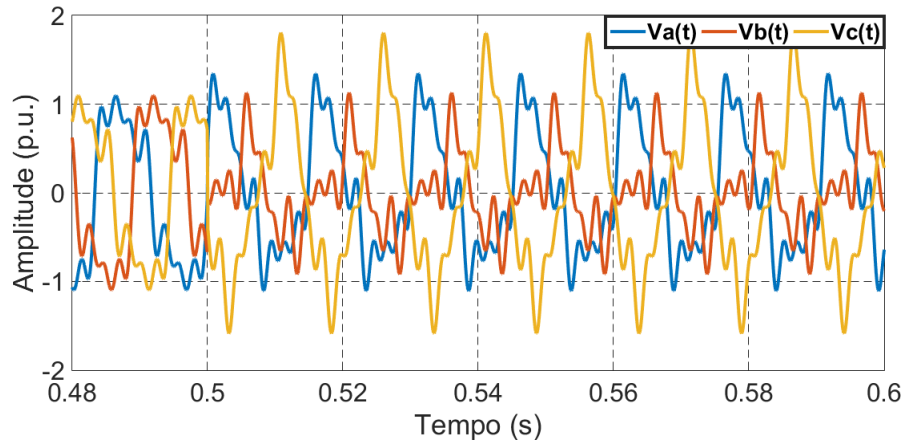
sequência positiva possui amplitude de $V^{+1} = 1,0$ p.u., enquanto não há a presença de sequência negativa. Em $t = 0,5$ s, promove-se uma variação na amplitude de V^{+1} para $0,8$ p.u., um salto no seu respectivo ângulo de fase (θ^{+1}) de $+60^\circ$, um degrau na frequência fundamental de 60 Hz para 66 Hz e a adição da componente fundamental de sequência negativa $V^{-1} = 0,4$ p.u., com respectivo ângulo de fase $\theta^{-1} = -45^\circ$.

No segundo caso, tem-se um sinal trifásico de entrada com distorção subharmônicas de $0,1$ p.u. em 30 Hz e distorção interharmônica de $0,1$ p.u. em 90 Hz. Distorções harmônicas convencionais também estão presentes com $V^{-2} = 0,2$ p.u., $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u.. Considera-se ainda neste sinal antes de ser modificado, $V^{+1} = 1,0$ p.u. e $V^{-1} = 0$ p.u.. De maneira similar ao caso 1, promove-se a variação da amplitude de V^{+1} para $0,8$ p.u., salto no ângulo de fase θ^{+1} de 60° , degrau na frequência fundamental de 60 para 66 Hz e a adição da componente fundamental de sequência negativa $V^{-1} = 0,4$ p.u., com ângulo de fase de $\theta^{-1} = -45^\circ$.

3.5.2.1 Caso 1: distorção harmônica

Os sinais de entrada considerando o cenário definido na Seção 3.5.2 são indicados na Figura 42. A transição do sinal de entrada é observada em $t = 0,5$ s.

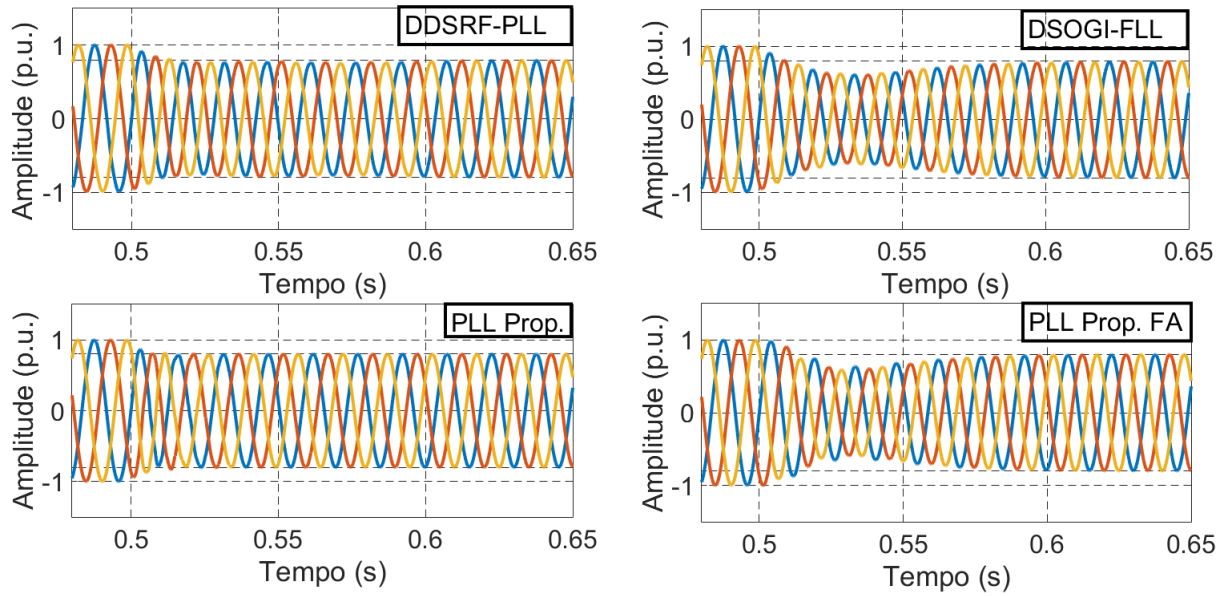
Figura 42 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} .



Fonte: o próprio autor.

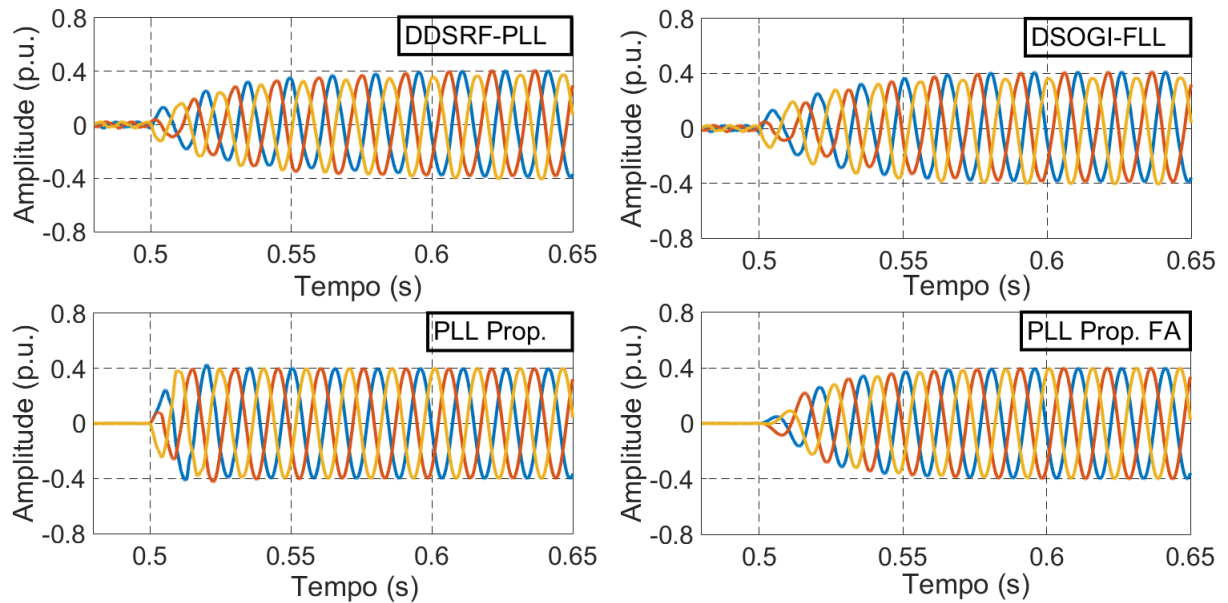
Os sinais estimados por cada uma das estruturas durante o transitório podem ser observados nas Figuras 43 e 44.

Figura 43 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

Figura 44 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.



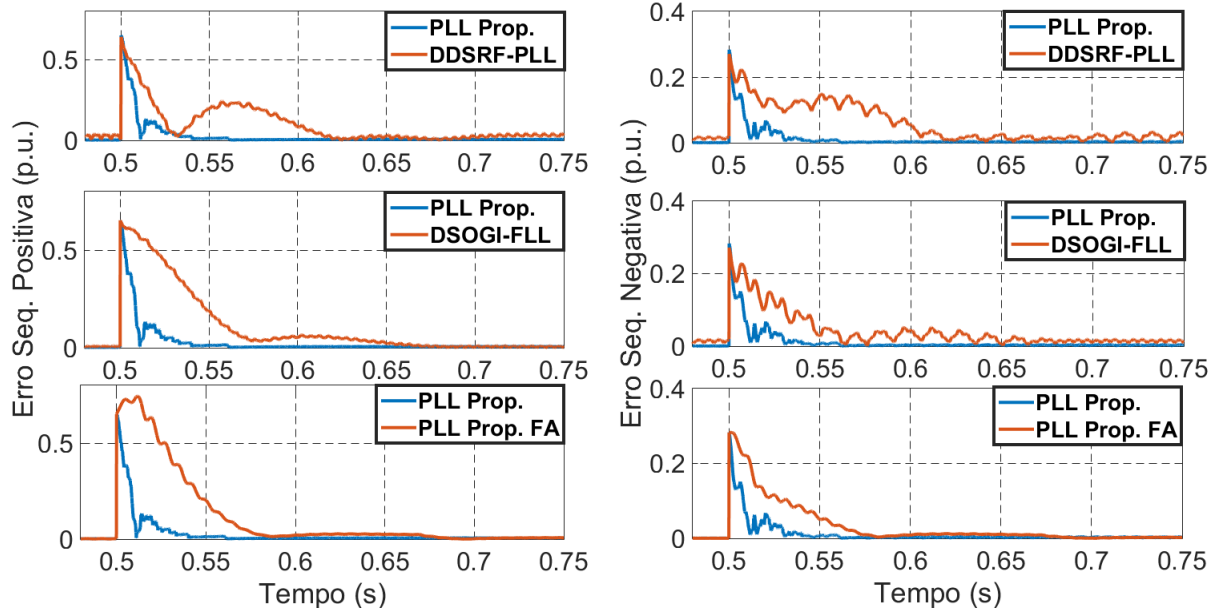
Fonte: o próprio autor.

Nota-se que a estrutura do DDSRF-PLL e DSOGI-FLL possuem respostas mais lentas que a estrutura proposta. Além disso, a adição do filtro adaptativo na estrutura torna a sua resposta mais sistema mais lenta.

Especificamente na Figura 45, tem-se que o PLL proposto possui, por uma boa margem, a resposta mais rápida (aproximadamente 60 ms), contrastando com as outras estruturas que possuem resposta mais lenta (> 100 ms). As informações sobre o sobressinal, tempo de

acomodação e erro em regime permanente para este cenário estão resumidas na Tabela 8.

Figura 45 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 8 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.

Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.	PLL prop. FA
Sobressinal (seq. positiva)	40 %	40,9 %	40,7 %	45 %
Sobressinal (seq. negativa)	33,8 %	30,9 %	35 %	35 %
t_{acom} (seq. positiva)	200 ms	180 ms	60 ms	172 ms
t_{acom} (seq. negativa)	150 ms	170 ms	60 ms	180 ms
Erro V^{+1}	4,25 %	1,37 %	0,75 %	0,75 %
Erro V^{-1}	7 %	5 %	1 %	1 %

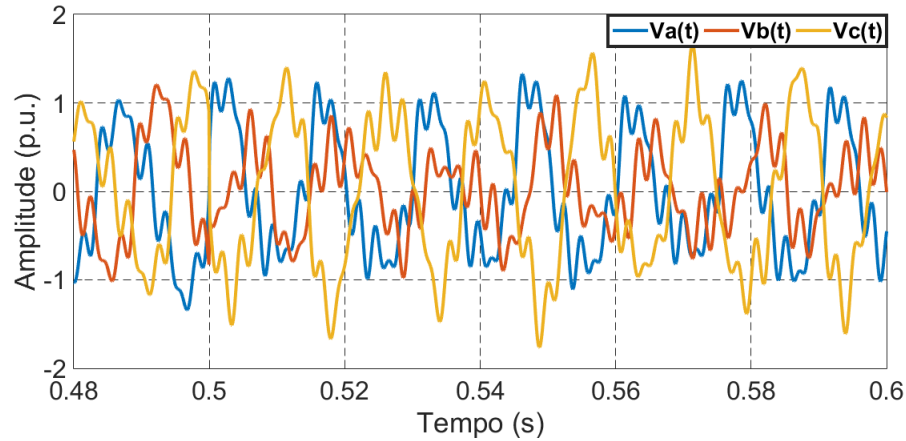
Fonte: o autor.

Conclui-se deste cenário que a estrutura do PLL proposta neste capítulo possui uma resposta mais rápida que a estrutura do DDSRF-PLL, DSOGI-FLL e a com proposta com filtro adaptativo. Vale ressaltar que as distorções introduzidas em $t = 0,5$ s são muito similares ao caso da distorção harmônica em regime permanente e, conforme encontrado na Tabela 8, tem-se que as estruturas propostas são mais precisas. Portanto, a estrutura proposta (sem filtro adaptativo) é superior nestes dois quesitos.

3.5.2.2 Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica

O sinal de entrada trifásico considerando o caso 2, definido na Seção 3.5.2, é ilustrado na Figura 46.

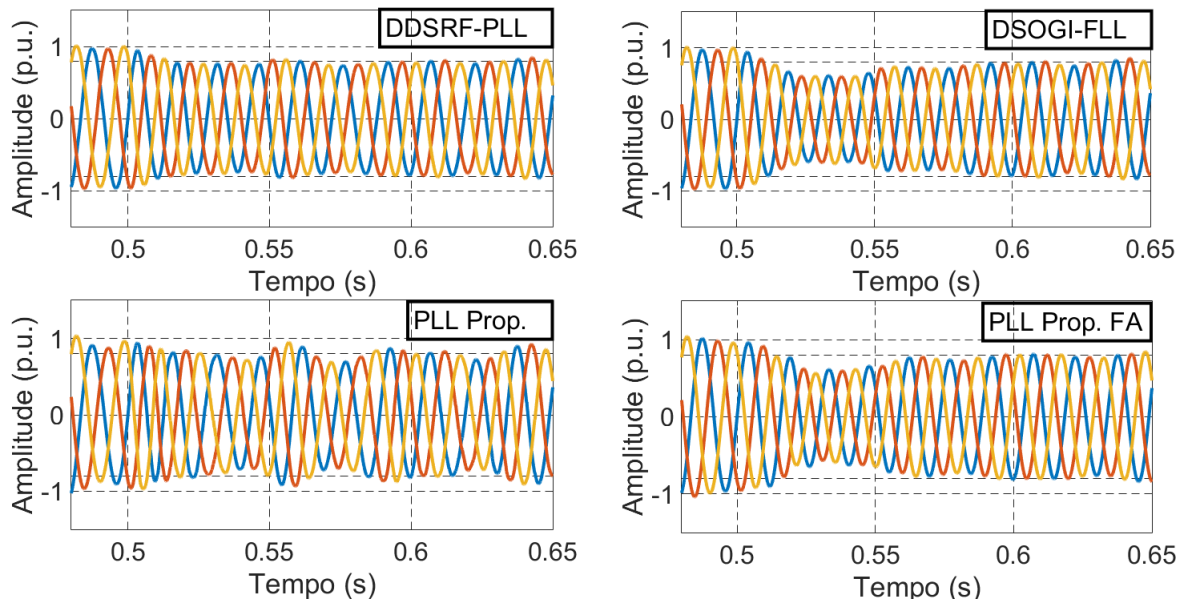
Figura 46 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} .



Fonte: o próprio autor.

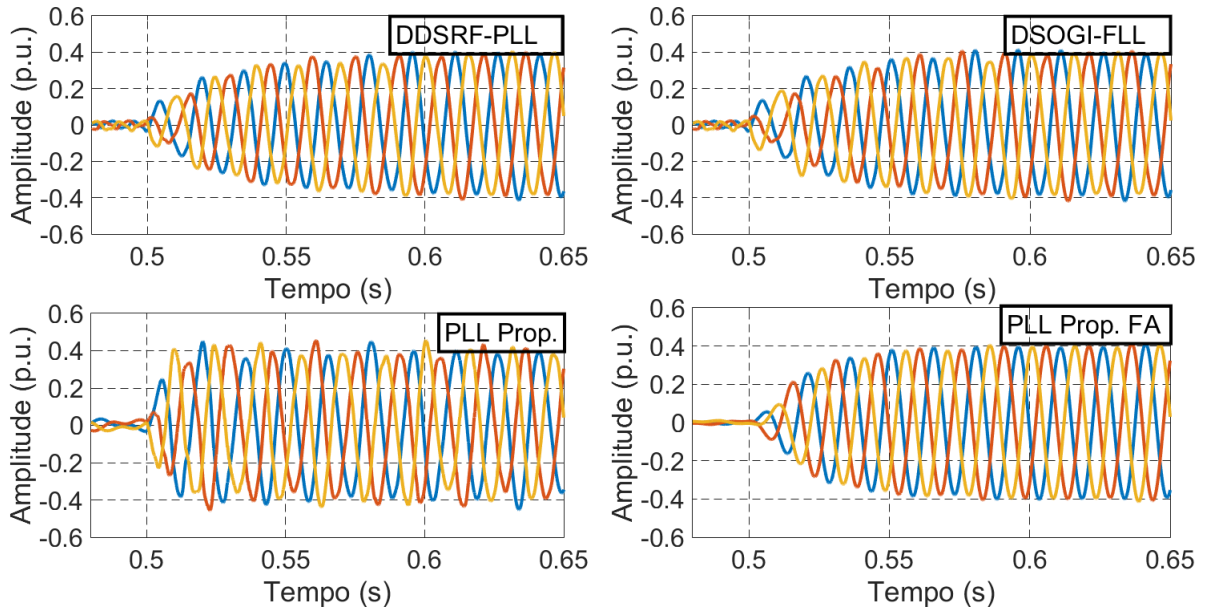
Os sinais estimados pelas estruturas durante o transitório são observados nas Figuras 47 e 48.

Figura 47 – Sinais trifásicos de sequência positiva estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

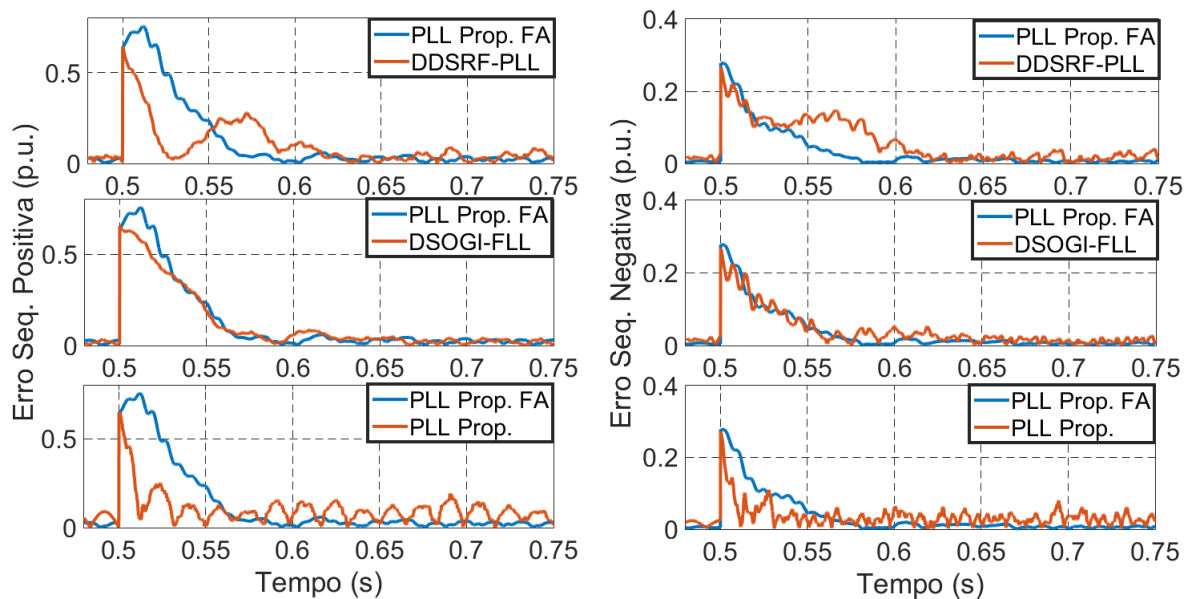
Figura 48 – Sinais trifásicos de sequência negativa estimados pelas estruturas.



Fonte: o próprio autor.

O erro do sinal pode ser observado na Figura 49, onde fica claro a resposta mais lenta da estrutura modificada com filtro adaptativo frente a estrutura original. Observa-se porém, que a resposta da estrutura modificada é tão rápida quanto o DSOGI-FLL, enquanto que a estrutura do DDSRF-PLL possui a pior resposta considerando o erro em regime permanente e tempo de acomodação. As informações sobre o sobressinal, tempo de acomodação e erro em regime permanente para este cenário estão resumidas na Tabela 9.

Figura 49 – Comparação do erro de sequência positiva e negativa entre as estruturas estudadas.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 9 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.

Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.	PLL prop. FA
Sobressinal (seq. positiva)	40,3 %	40,6 %	40,6 %	46,9 %
Sobressinal (seq. negativa)	33,4 %	33,8 %	34,8 %	34,8 %
t_{acom} (seq. positiva)	150 ms	150 ms	50 ms	140 ms
t_{acom} (seq. negativa)	140 ms	140 ms	40 ms	130 ms
Erro V^{+1}	10 %	5,3 %	19,4 %	4,7 %
Erro V^{-1}	9,3 %	7 %	20 %	2,3 %

Fonte: o autor.

Conclui-se que o PLL proposto possui uma resposta mais rápida, porém, como o mesmo é incapaz de atenuar as distorções subharmônicas e interharmônicas, não apresenta um resultado satisfatório (como observado para o caso em regime permanente). Ao adicionar o filtro adaptativo, tem-se uma resposta mais adequada, porém adiciona-se um atraso. Este atraso leva a resposta da estrutura modificada a ter um tempo de acomodação próximo a estrutura do DSOGI-FLL e menor do que o DDSRF-PLL. Entretanto, vale ressaltar o resultado obtido em regime permanente: a estrutura com filtro adaptativo possui uma precisão maior que as demais quando o regime permanente é retomado.

3.6 Resultados experimentais

Os algoritmos de sincronização apresentados anteriormente são implementados em um mesmo experimento na plataforma dSPACE 1103. A plataforma é integrada ao ambiente MATLAB/Simulink, portanto, os algoritmos podem ser implementados utilizando este *software* e a plataforma é a responsável por compilar e reproduzir o código em tempo real. A plataforma possui dezesseis entradas A/D e oito saídas D/A. Através da *Electronic Control Unit* (ECU) ControlDesk, os sinais podem ser visualizados e capturados em tempo real, porém, para os resultados obtidos utiliza-se as saídas D/A e dois osciloscópios de quatro canais modelo DSO1014 da Agilent Technologies. A frequência de operação para os resultados obtidos é de 8 kHz.

3.6.1 Resposta em regime permanente

Assim como nos resultados de simulação, os mesmos cenários são considerados (distorção harmônica, interharmônica e *offset* CC). Por conveniência, os cenários são especificados novamente.

No caso da distorção harmônica tem-se um sinal trifásico de entrada com as seguintes componentes harmônicas: $V^{-2} = 0,1$ p.u., $V^{z3} = 0,2$ p.u., $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u..

Além disso, o sinal trifásico na frequência fundamental de sequência positiva possui amplitude de $V^{+1} = 1,0$ p.u., enquanto o de sequência negativa possui amplitude de $V^{-1} = 0,2$ p.u..

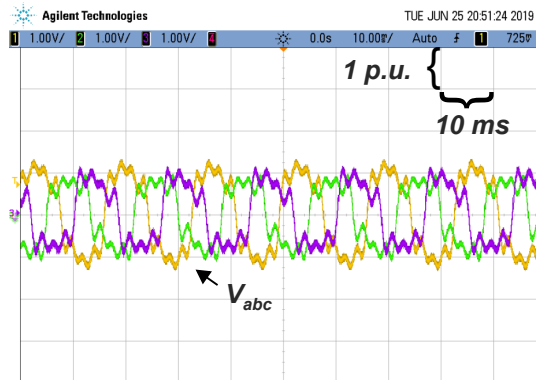
No caso da distorção interharmônica, tem-se o mesmo cenário, porém com a inclusão de distorções subharmônicas e interharmônicas. A distorção subharmônica possui amplitude 0,1 p.u. em 30 Hz e a distorção interharmônica com amplitude 0,1 p.u. em 90 Hz.

No caso do cenário com *offset* CC, adiciona-se um *offset* de $0,5$ p.u. a fase a um sinal composto por componentes fundamentais de sequência positiva e negativa com amplitudes de $V^{+1} = 1,0$ p.u. e $V^{-1} = 0,2$ p.u.. Assim como nos resultados de simulação, este cenário é contemplado apenas para indicar que os algoritmos de sincronização apresentados neste capítulo são capazes de rejeitar completamente o *offset*.

3.6.1.1 Caso 1: distorção harmônica

O sinal de entrada trifásico para o cenário de distorção harmônica é apresentado na Figura 50.

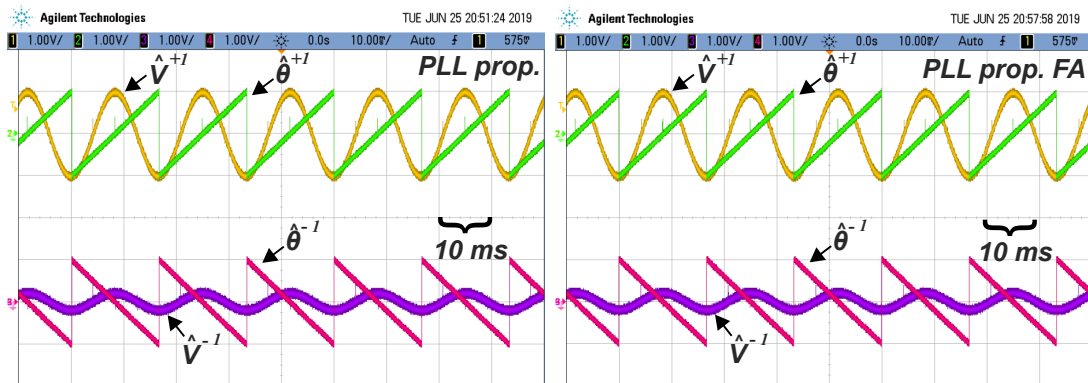
Figura 50 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div).



Fonte: o próprio autor.

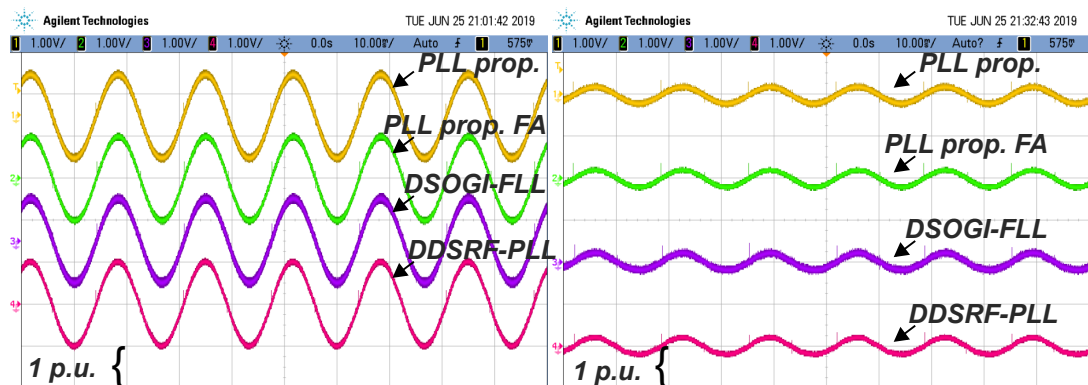
A Figura 51 indica a estimação da componente de sequência positiva e negativa, e seus respectivos ângulos de fase. É importante destacar que o ângulo de fase da sequência negativa varia de 180° a -180° , uma vez que o vetor tensão de sequência negativa gira no sentido inverso ao de sequência positiva. A Figura 52 indica a estimação da componente de sequência positiva e negativa da fase A para todas as estruturas.

Figura 51 – Osciloscópio #1: PLL proposto e Osciloscópio #2: PLL proposto com FA. CH1/CH3 - Sequência positiva/negativa estimada (1 p.u./div) e CH2/CH4 - Ângulo de Fase da sequência positiva/negativa estimado (180°/div).



Fonte: o próprio autor.

Figura 52 – Osciloscópio #1: Sequência positiva estimada (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Sequência negativa estimada (1 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.

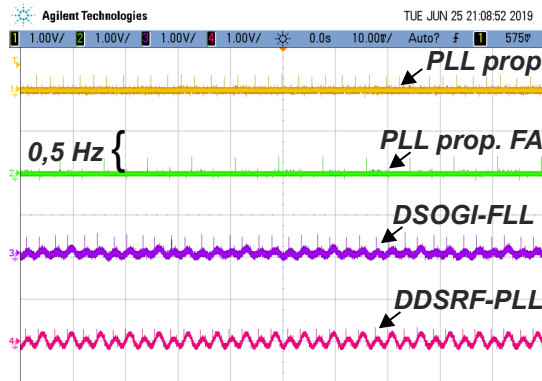


Fonte: o próprio autor.

A Figura 53 ilustra o erro de frequência (a diferença entre a frequência fundamental estimada e frequência fundamental do sinal de entrada) para cada um dos algoritmos de sincronização implementados. Pode-se observar que as estruturas implementadas possuem alta precisão, porém, considerando a amplitude do erro em relação a frequência de 60 Hz, tem-se que todas as estruturas possuem um bom desempenho.

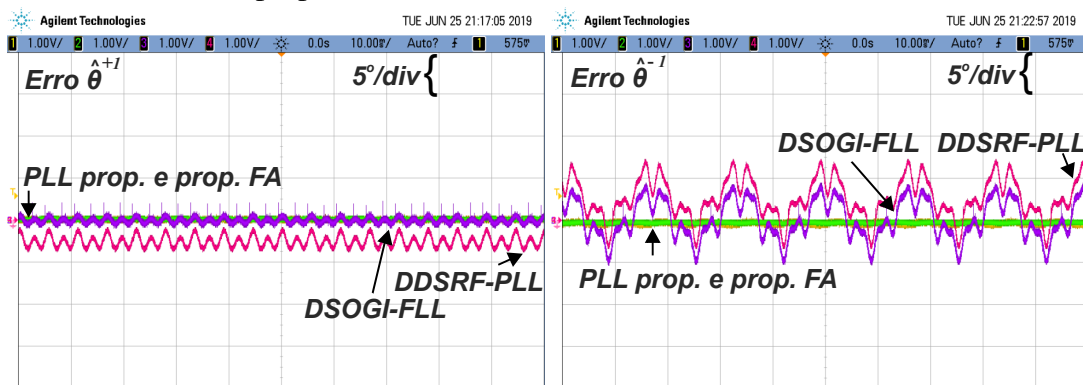
A Figura 54 ilustra o erro do ângulo de fase (a diferença entre a fase de sequência positiva/negativa estimada e o ângulo de fase real de sequência positiva/negativa) para cada um dos algoritmos de sincronização implementados. Observa-se novamente a superioridade dos algoritmos de sincronização frente ao DSOGI-FLL e DDSRF-PLL. A diferença entre as duas estruturas fica ainda mais óbvia no caso da sequência negativa, onde o erro é superior a 5°.

Figura 53 – Erro de Frequência (0,5 Hz/div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

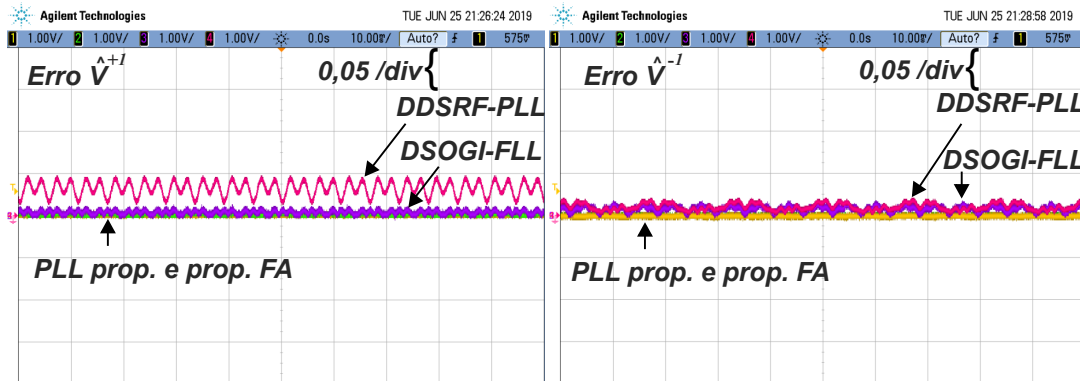
Figura 54 – Osciloscópio #1: Erro do ângulo de fase de sequência positiva ($5^\circ/\text{div}$); Osciloscópio #2: Erro do ângulo de fase de sequência negativa ($5^\circ/\text{div}$). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

Por fim, tem-se o erro RMS das componentes de sequência positiva e negativa para cada uma das estruturas na Figura 55. Os resultados obtidos são praticamente idênticos aos obtidos em simulação, onde há uma maior precisão das estruturas propostas neste capítulo. Os erros em regime permanente são muito próximos dos obtidos na Tabela 5, para os resultados de simulação.

Figura 55 – Osciloscópio #1: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,05 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.

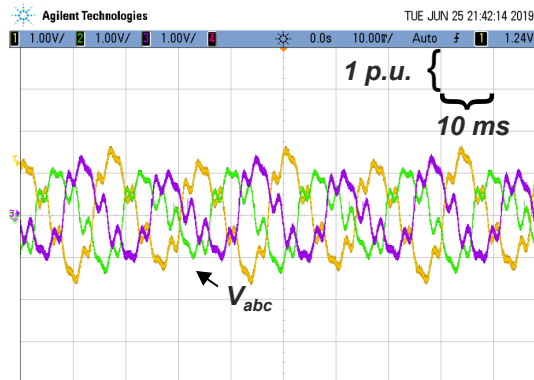


Fonte: o próprio autor.

3.6.1.2 Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica

O sinal de entrada trifásico para o cenário de distorção interharmônica é apresentado na Figura 56.

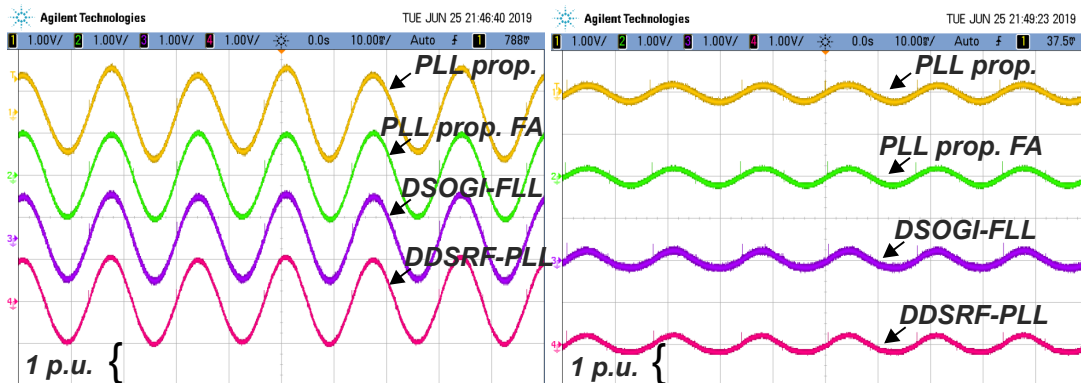
Figura 56 – Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div).



Fonte: o próprio autor.

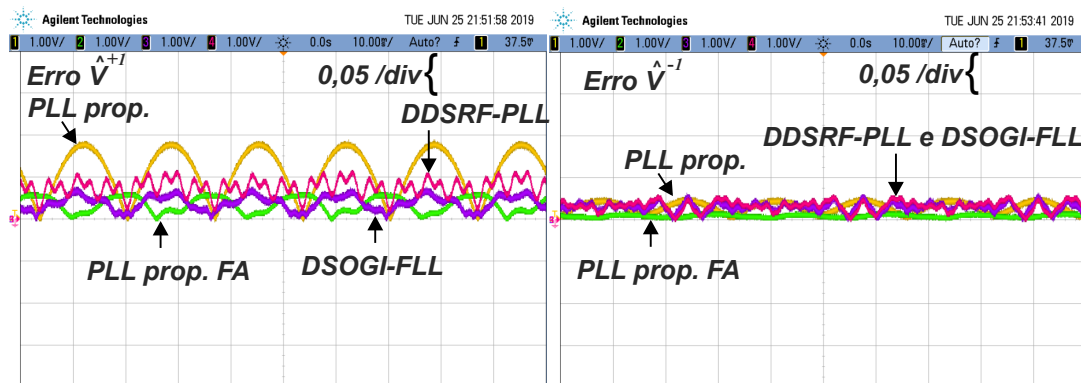
Os sinais de sequência positiva e sequência negativa estimados pelas estruturas propostas são apresentados na Figura 57. Neste resultado, pode-se observar que há uma distorção mais acentuada para a estrutura proposta (em amarelo). O cenário apresentado na Figura 57, fica ainda mais claro na Figura 58. Observa-se que o erro do PLL proposto é bem maior que o da estrutura com filtro adaptativo (em verde), justificando a modificação da estrutura no cenário onde há distorção interharmônica. O erro em regime apresentado para cada uma das estruturas é quase idêntico ao apresentado na Tabela 7, para os resultados de simulação.

Figura 57 – Osciloscópio #1: Sequência positiva estimada (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Sequência negativa estimada (1 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

Figura 58 – Osciloscópio #1: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,05 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.

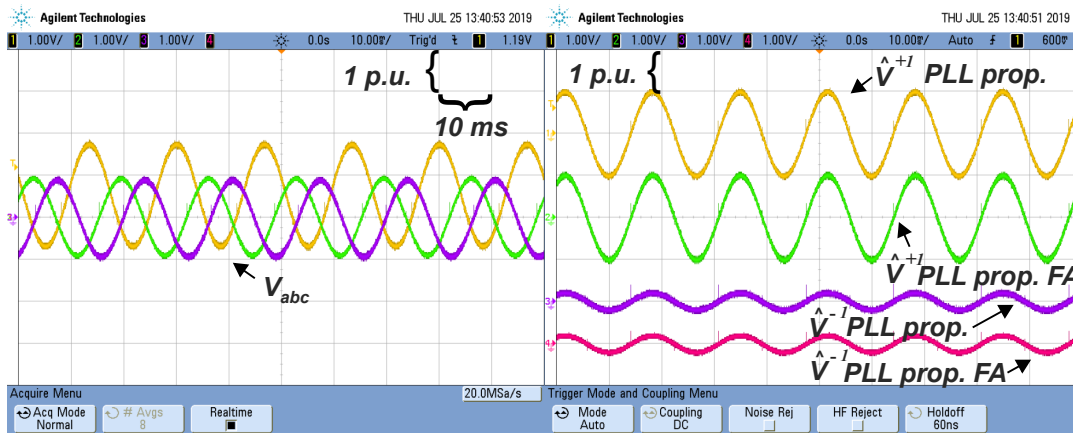


Fonte: o próprio autor.

3.6.1.3 Caso 3: *offset CC*

O cenário do *offset CC* é apresentado na Figura 59 onde o sinal contendo componentes de sequência positiva, negativa e *offset CC* (apenas para fase A) são indicados, bem como as estimações de componentes de sequência positiva e negativa pela estrutura proposta (amarelo e roxo) e proposta com filtro adaptativo (verde e rosa). Observa-se que o algoritmo é capaz de rejeitar completamente o *offset*.

Figura 59 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: CH1-CH2 - Sequência positiva estimada (1 p.u./div) e CH3-CH4 - Sequência negativa estimada (1 p.u./div).



Fonte: o próprio autor.

3.6.2 Resposta em regime transitório

Os mesmos cenários apresentados nos resultados de simulação são considerados nos resultados experimentais. Por conveniência, estes cenários são especificados novamente.

No primeiro caso tem-se um sinal trifásico de entrada com as seguintes componentes harmônicas: $V^{-2} = 0,2$ p.u., $V^{z3} = 0,2$ p.u., $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u.. O sinal trifásico na frequência fundamental de sequência positiva possui amplitude de $V^{+1} = 1,0$ p.u., enquanto não há a presença de sequência negativa. Em um determinado instante de tempo, ocorre a variação na amplitude de V^{+1} para $0,8$ p.u., um salto no seu respectivo ângulo de fase (θ^{+1}) de $+60^\circ$, um degrau na frequência fundamental de 60 Hz para 66 Hz e a adição da componente fundamental de sequência negativa $V^{-1} = 0,4$ p.u., com respectivo ângulo de fase $\theta^{-1} = -45^\circ$.

No segundo caso, tem-se um sinal trifásico de entrada com distorção subharmônicas de $0,1$ p.u. em 30 Hz e distorção interharmônica de $0,1$ p.u. em 90 Hz. Distorções harmônicas convencionais também estão presentes com $V^{-2} = 0,2$ p.u., $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u.. Considera-se as componentes de sequência positiva e negativa como sendo $V^{+1} = 1,0$ p.u. e $V^{-1} = 0$ p.u.. De maneira similar ao caso 1, há a variação da amplitude de V^{+1} para $0,8$ p.u., salto no ângulo de fase θ^{+1} de 60° , degrau na frequência fundamental de 60 para 66 Hz e a adição da componente fundamental de sequência negativa $V^{-1} = 0,4$ p.u., com ângulo de fase de $\theta^{-1} = -45^\circ$.

Devido a limitação no número de saídas D/A, foram necessários dois testes para a obtenção dos resultados de sequência positiva e negativa.

Por último, para recordar o instante onde há a modificação do sinal de entrada, utiliza-se o valor agregado filtrado (frequência de corte em 50 Hz) do sinal trifásico de entrada definido como:

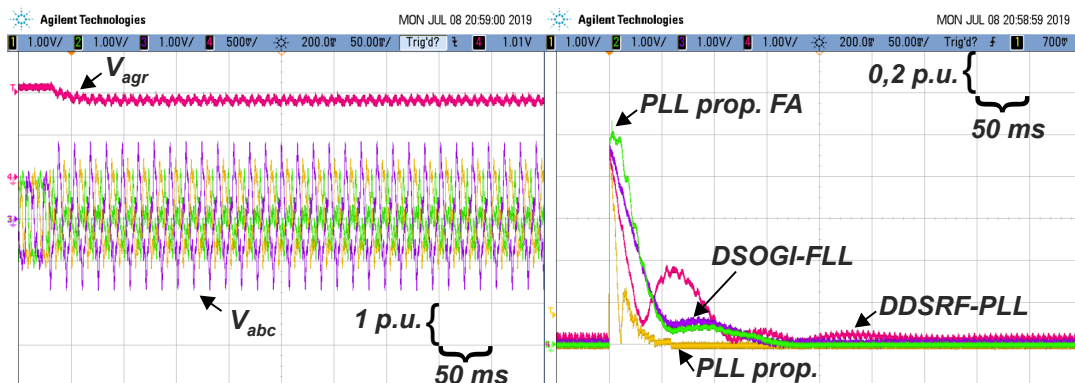
$$v_{agr}(t) = \sqrt{\frac{2}{3} (v_a^2(t) + v_b^2(t) + v_c^2(t))}. \quad (3.20)$$

Este sinal é então utilizado como *trigger* do osciloscópio.

3.6.2.1 Caso 1: distorção harmônica

O sinal trifásico de entrada no instante em que há a variação do mesmo e o erro de sequência positiva para cada estrutura, estão indicados na Figura 60.

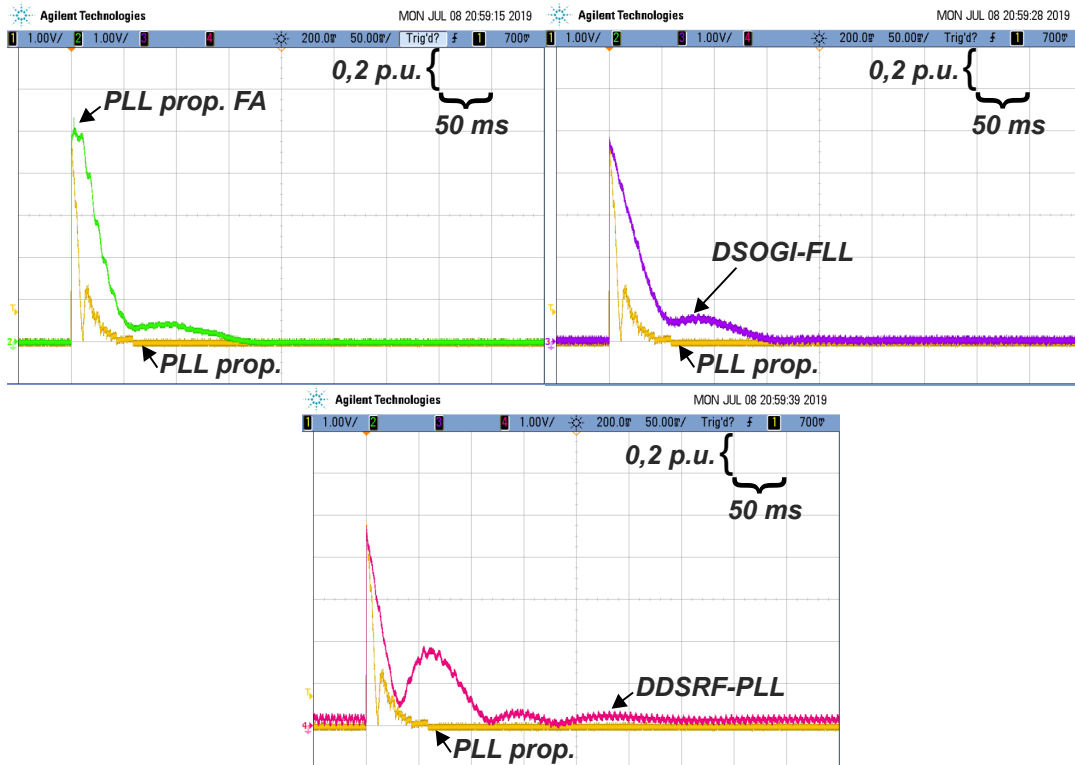
Figura 60 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

Observa-se que o PLL proposto (em amarelo), possui a resposta mais rápida que as demais (aproximadamente 60 ms), enquanto que a resposta do PLL proposto com FA (em verde) é próxima ao do DSOGI-FLL (em roxo). A comparação de cada uma das estruturas em relação a estrutura proposta baseada na original pode ser observada com detalhes na Figura 61.

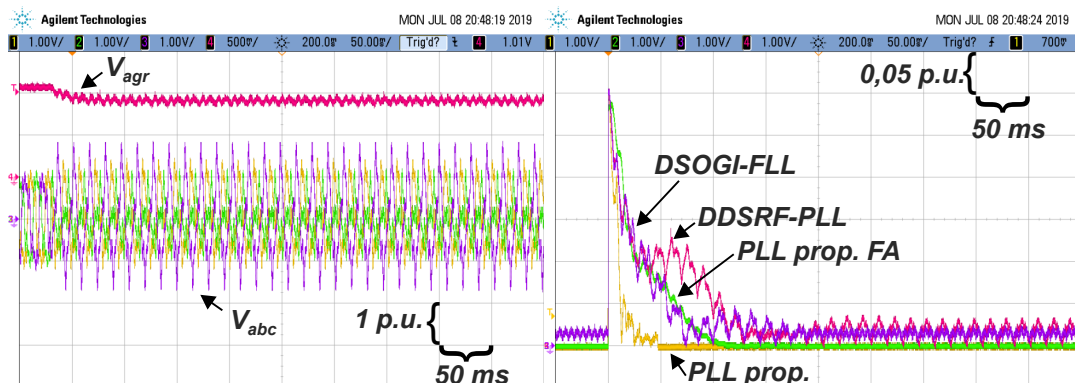
Figura 61 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

O sinal trifásico de entrada no instante em que há a variação do mesmo e o erro de sequência negativa para cada estrutura estão indicados na Figura 62.

Figura 62 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.

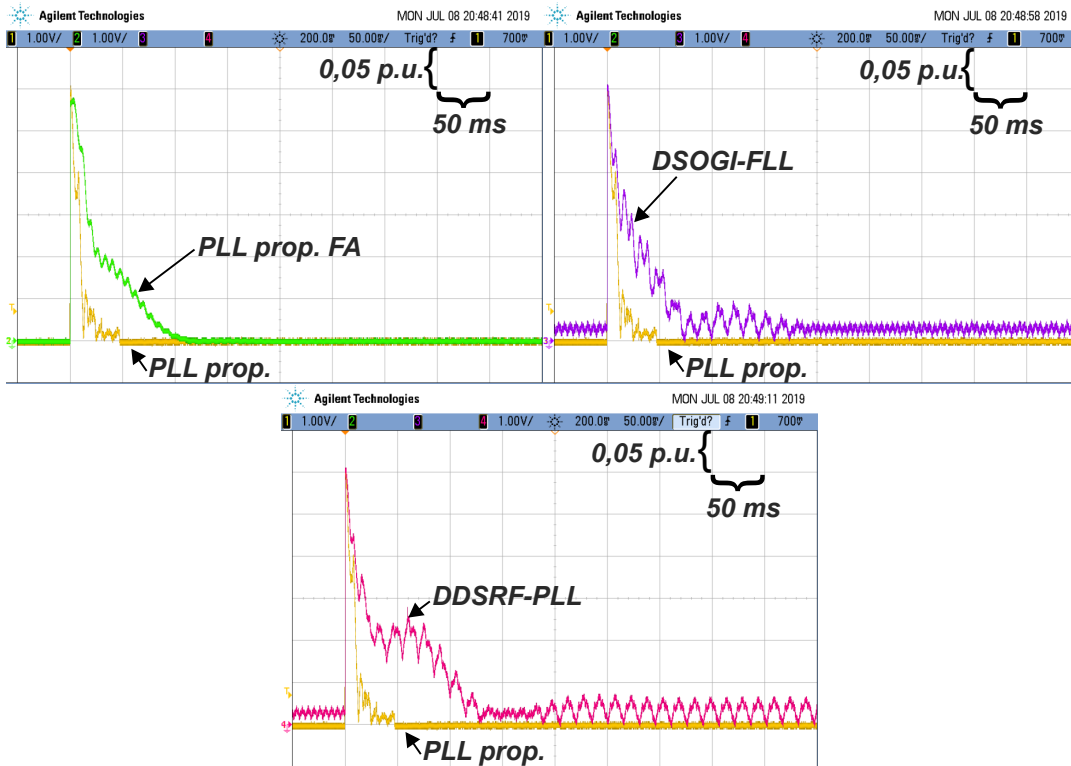


Fonte: o próprio autor.

Novamente, a estrutura proposta (em amarelo) possui a resposta mais rápida. Diferentemente do resultado obtido para a sequência positiva, a estrutura com filtro adaptativo (em

verde) possui uma precisão maior que o DSOGI-FLL (em roxo). A comparação de cada estrutura com relação ao PLL proposto pode ser observada com detalhes na Figura 63.

Figura 63 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

Como os instantes de tempo onde há a modificação do sinal de entrada são diferentes aos dos resultados obtidos na simulação, tem-se uma modificação na dinâmica de todas as estruturas, por esta razão, a Tabela 10 indica os sobressinais e os tempos de acomodação obtidos para cada estrutura para as diferentes sequências. Os erros em regime permanente são os mesmos dos indicados para os resultados de simulação e são repetidos na Tabela 10.

Tabela 10 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.

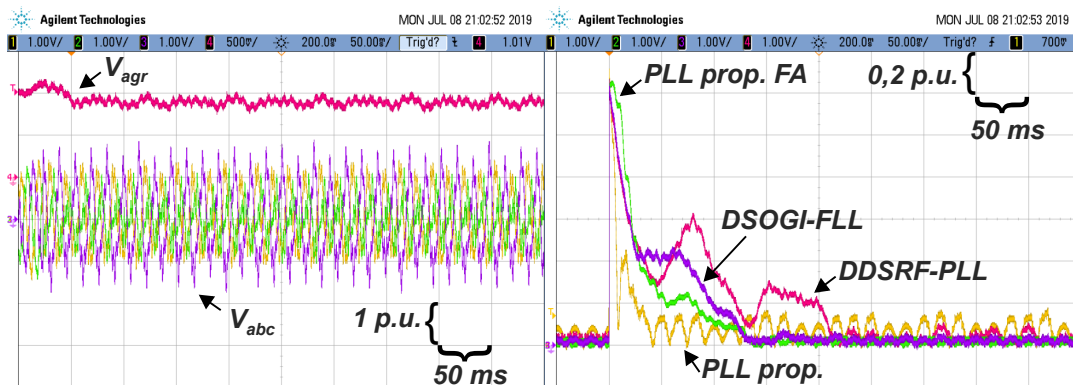
Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.	PLL prop. FA
Sobressinal (seq. positiva)	59 %	60 %	59 %	64 %
Sobressinal (seq. negativa)	38 %	38 %	37 %	35 %
t_{acom} (seq. positiva)	(> 200 ms)	160 ms	60 ms	170 ms
t_{acom} (seq. negativa)	200 ms	180 ms	50 ms	125 ms
Erro V^{+1}	4,3 %	1,4 %	0,8 %	0,8 %
Erro V^{-1}	7 %	5 %	1 %	1 %

Fonte: o autor.

3.6.2.2 Caso 2: distorção subharmônica e interharmônica

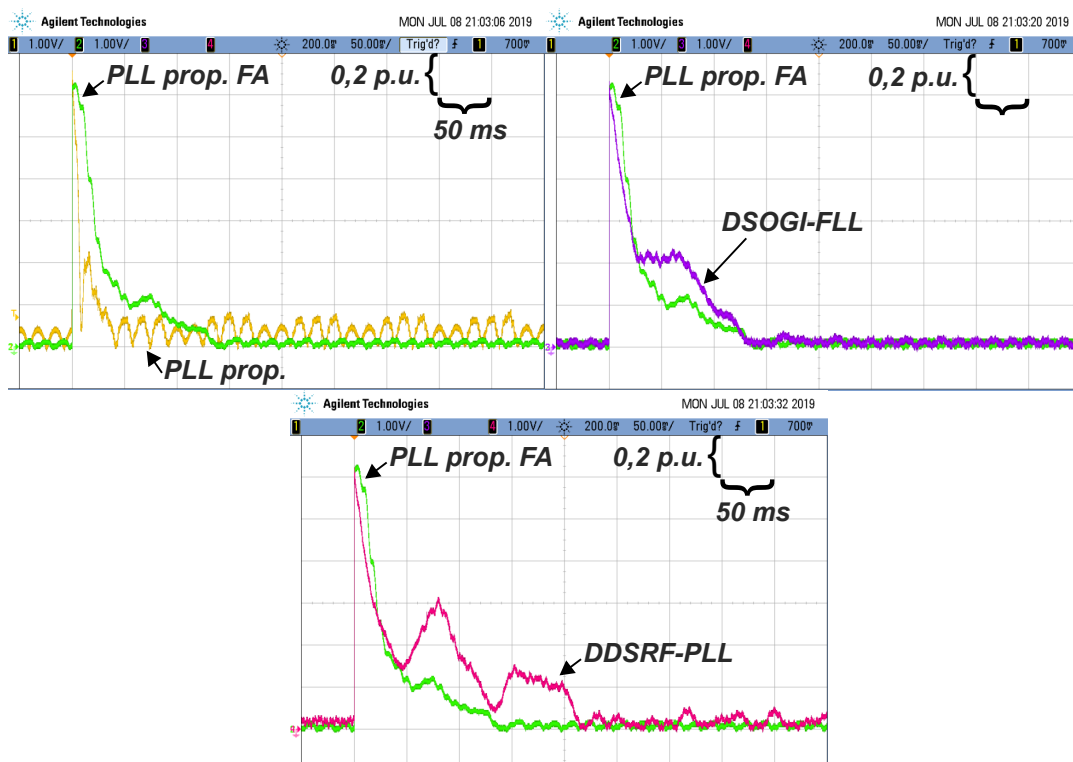
O sinal trifásico de entrada para o caso 2 e o erro de sequência positiva para cada estrutura estão indicados na Figura 64. A Figura 65 mostra com detalhes a comparação entre a estrutura com filtro adaptativo e as demais.

Figura 64 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

Figura 65 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência positiva (0,2 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.

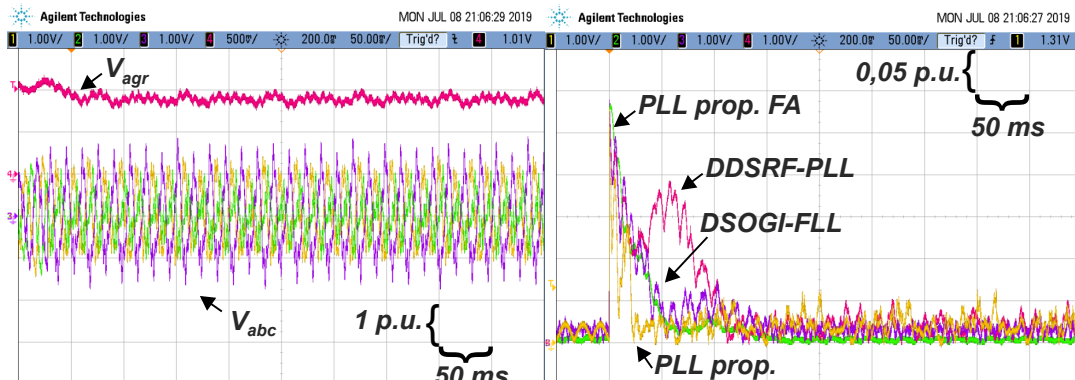


Fonte: o próprio autor.

Observa-se que o PLL proposto (em amarelo) possui uma resposta rápida, porém com maior erro em regime. O DSOGI-FLL (em roxo) e PLL (em verde) com filtro adaptativo possuem maior precisão, porém são mais lentos.

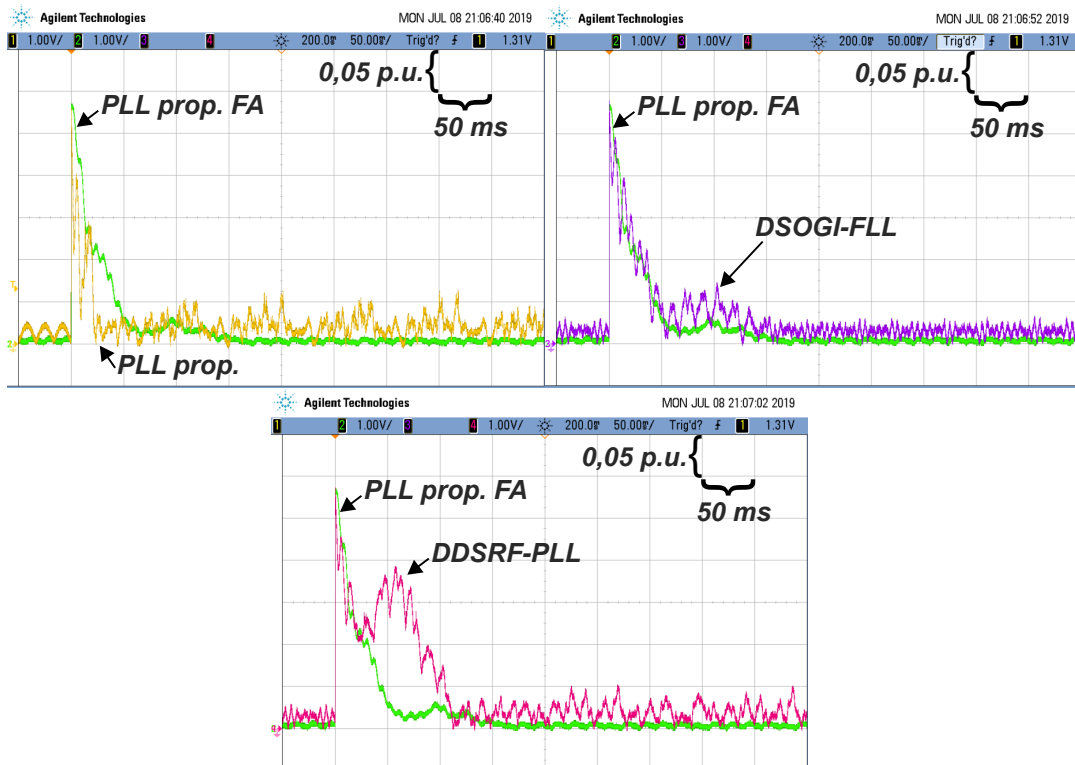
As Figuras 66 e 67 indicam o mesmo cenário para a sequência negativa.

Figura 66 – Osciloscópio #1: Sinal trifásico de entrada V_{abc} (1 p.u./div); Osciloscópio #2: Erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

Figura 67 – Detalhe da comparação do erro rms do sinal de sequência negativa (0,05 p.u./div). CH1 - PLL proposto, CH2 - PLL proposto com FA, CH3 - DSOGI-FLL e CH4 - DDSRF-PLL.



Fonte: o próprio autor.

Conforme esperado, a estrutura proposta com filtro adaptativo possui uma resposta consideravelmente mais lenta que a do PLL sem o filtro. A resposta da estrutura com filtro adaptativo se assemelha, com relação ao tempo de acomodação, as estruturas do DDSRF-PLL (em rosa) e DSOGI-FLL (em roxo), porém, assim como o obtido em regime permanente, o PLL com filtro adaptativo possui uma maior precisão. A Tabela 11 resume os principais parâmetros obtidos nos resultados experimentais.

Tabela 11 – Análise do sobressinal, tempo de acomodação e erro RMS em regime permanente.

Sinal	DDSRF-PLL	DSOGI-FLL	PLL prop.	PLL prop. FA
Sobressinal (seq. positiva)	81 %	82 %	81 %	78 %
Sobressinal (seq. negativa)	35 %	36 %	35 %	35 %
t_{acom} (seq. positiva)	(> 200 ms)	160 ms	50 ms	150 ms
t_{acom} (seq. negativa)	150 ms	150 ms	50 ms	160 ms
Erro V^{+1}	10 %	5,3 %	19,4 %	4,7 %
Erro V^{-1}	9,3 %	7 %	20 %	2,3 %

Fonte: o autor.

3.7 Expansão da estrutura para detecção de componentes harmônicas genéricas

Na Seção 3.4, apresentou-se uma estratégia para a detecção da componente fundamental de sequência positiva e negativa a partir da definição dos seus respectivos subespaços complexos (Equações (3.14) e (3.15)). Pode-se generalizar, a partir destas equações, diversos subespaços complexos genéricos, expandindo a estrutura para que sejam estimados diversos componentes harmônicos de interesse. De maneira mais generalista possível, define-se subespaços complexos de sequência negativa e positiva, conforme:

$$\begin{cases} e^{-(2\pi h \hat{f}_1 t)} = \cos(2\pi h \hat{f}_1 t) - j\text{sen}(2\pi h \hat{f}_1 t) \\ e^{-(2\pi h \hat{f}_1 t - \frac{\pi}{2})} = \cos(2\pi h \hat{f}_1 t - \frac{\pi}{2}) - j\text{sen}(2\pi h \hat{f}_1 t - \frac{\pi}{2}) \end{cases}, \quad (3.21)$$

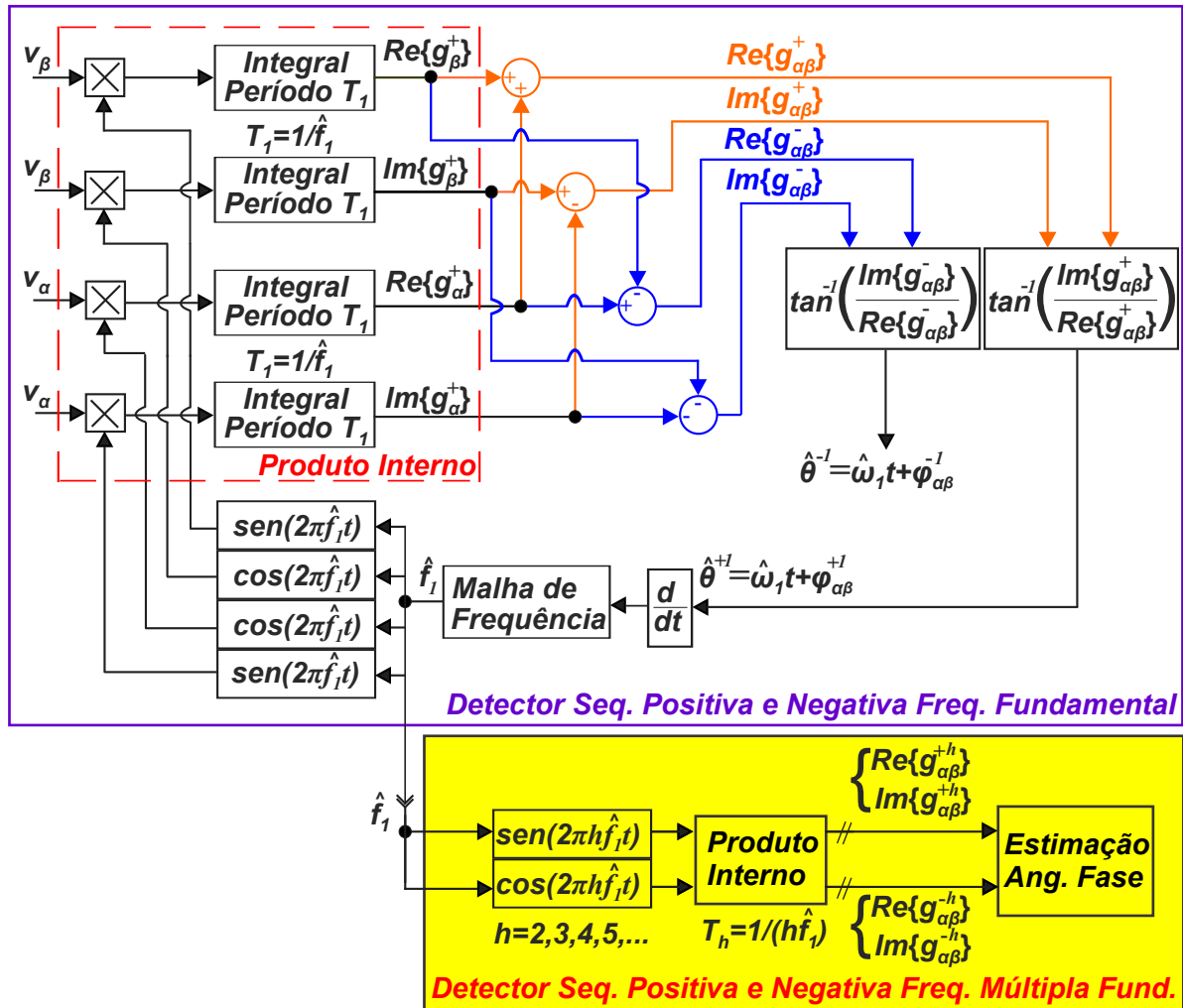
para sequência positiva, e:

$$\begin{cases} e^{-(2\pi h \hat{f}_1 t)} = \cos(2\pi h \hat{f}_1 t) - j\text{sen}(2\pi h \hat{f}_1 t) \\ e^{-(2\pi h \hat{f}_1 t + \frac{\pi}{2})} = \cos(2\pi h \hat{f}_1 t + \frac{\pi}{2}) - j\text{sen}(2\pi h \hat{f}_1 t + \frac{\pi}{2}) \end{cases}, \quad (3.22)$$

para sequência negativa. A variável h representa um múltiplo qualquer da componente fundamental, i.e. $h = 2, 3, 4, \dots$. Portanto, quando a estrutura original opera corretamente e, por consequência, há a correta estimação da frequência fundamental \hat{f}_1 , tem-se que é possível fazer o cálculo do produto interno para, a partir disto estimar qualquer componente de frequência múltipla desta fundamental, de maneira similar as equações presentes na Seção 3.4.

A Figura 68 ilustra uma maneira na qual é possível estimar as componentes harmônicas a partir da detecção de frequência fundamental presente na estrutura original de Moor Neto (2008), já incluindo a modificação para detecção da componente fundamental de sequência negativa apresentada nesta dissertação. Analogamente, é possível fazer a mesma modificação na estrutura proposta por Araujo (2015).

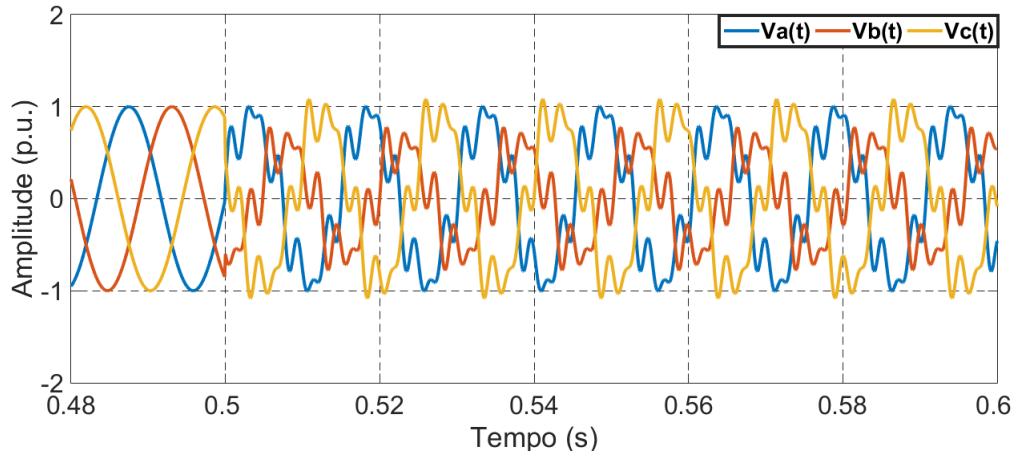
Figura 68 – Estrutura genérica.



Fonte: o próprio autor.

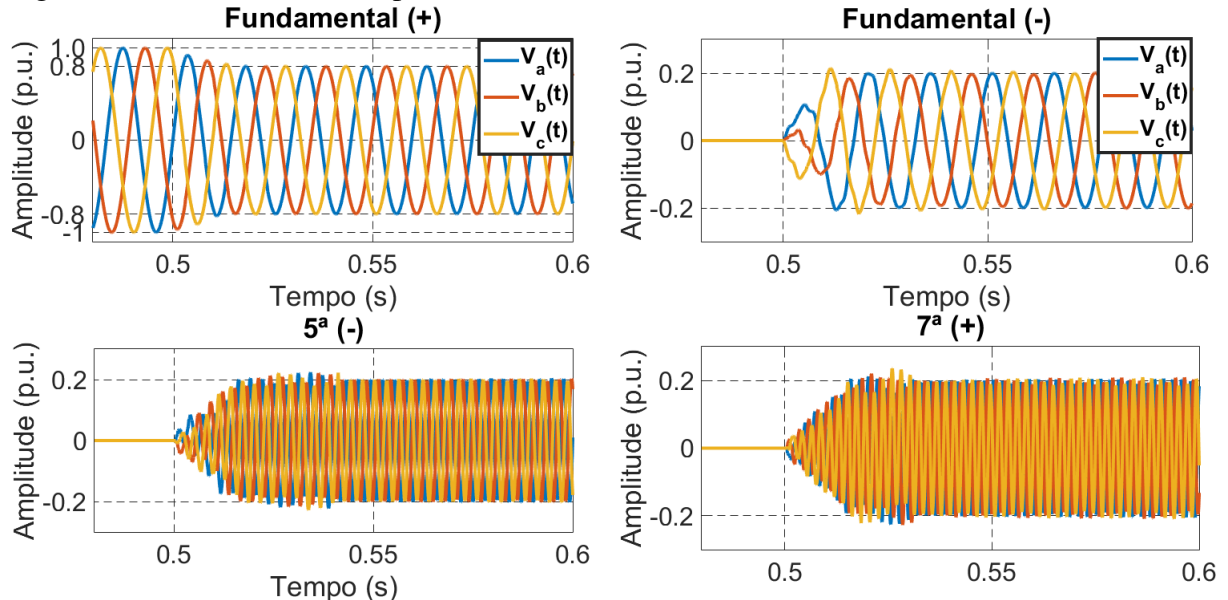
Para validar a estratégia, a seguinte simulação é realizada: tem-se originalmente um cenário onde o sinal de entrada é dado por $V_{abc} : V^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., e em $t = 0,5$ este sinal é modificado para $V_{abc} : V^{+1} = 0,8\angle 23^\circ$ p.u., $V^{-1} = 0,2\angle 45^\circ$, $V^{-5} = 0,2$ p.u. e $V^{+7} = 0,2$ p.u., com um salto de frequência fundamental de 60 Hz para 66 Hz. A Figura 69 ilustra o sinal de entrada antes e depois da modificação imposta. Já as Figuras 70 e 71 ilustram as estimações feitas pela estrutura proposta.

Figura 69 – Sinal de entrada trifásico.



Fonte: o próprio autor.

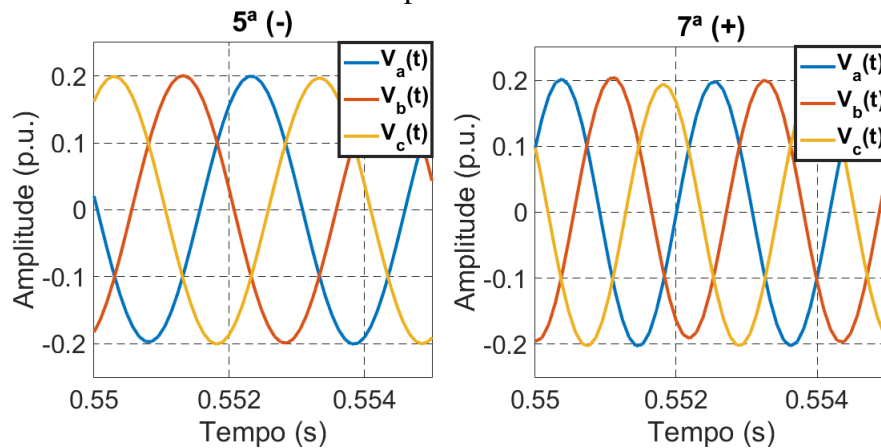
Figura 70 – Sinais estimados pela estrutura.



Fonte: o próprio autor.

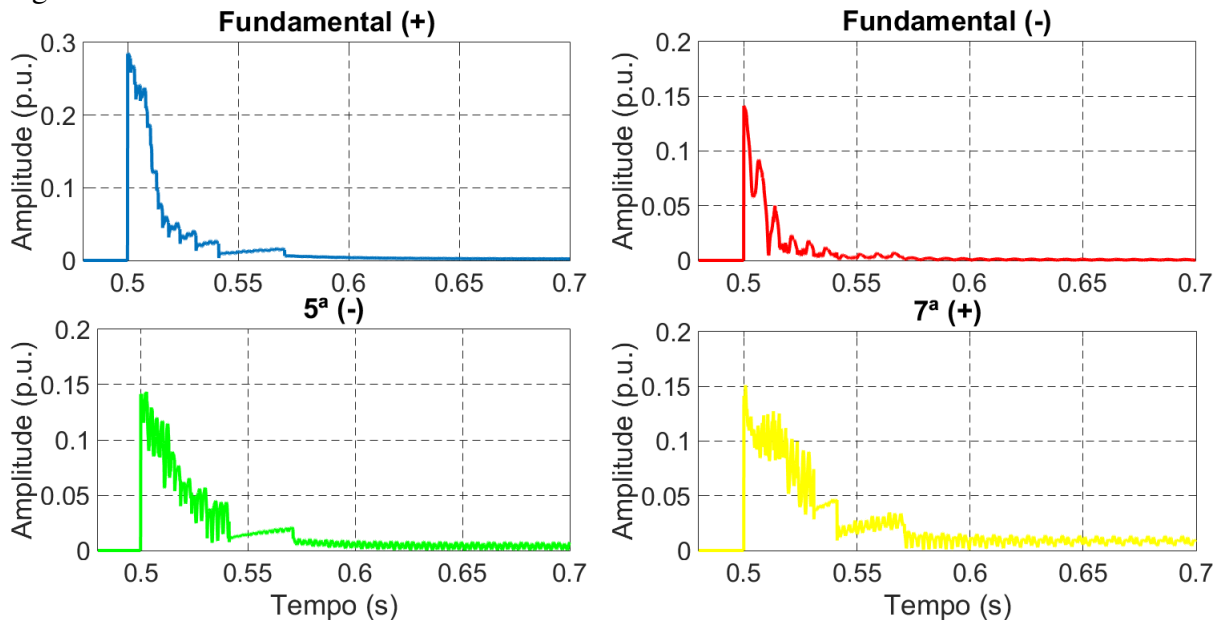
A partir das Figuras 70 e 71, pode-se observar que a estrutura de fato consegue estimar não apenas as componentes fundamentais, mas também as componentes harmônicas de quinta e sétima ordem. Vale ressaltar, que a simulação é feita com uma frequência de amostragem de $f_s = 8$ kHz. Isto faz com que a estimação de componentes de alta frequência possua uma imprecisão mais alta que as componentes de frequência mais baixa, conforme visto na Figura 72. Esta condição é discutida com mais detalhes no Apêndice A, onde é mostrado a implementação digital do algoritmo do produto interno. Para a estimação da componente harmônica de sétima ordem, por exemplo, a precisão é equivalente a detecção da fundamental com um índice de subamostragem igual a 7.

Figura 71 – Detalhe dos sinais estimados pela estrutura.



Fonte: o próprio autor.

Figura 72 – Erro dos sinais estimados.



Fonte: o próprio autor.

3.7.1 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a estrutura desenvolvida em Moor Neto (2008) e a modificação desta estrutura proposta em Araujo (2015). A modificação na estrutura é baseada na adição de um filtro adaptativo que é capaz de melhorar o desempenho com relação a atenuação de distorções subharmônicas e interharmônicas. Além disso, a estrutura modificada possui um custo computacional inferior a estrutura original devido a não necessidade do cálculo de duas variáveis específicas no algoritmo do produto interno que, dentre os blocos das estruturas, possui o maior custo computacional.

Ambas as estruturas possuem originalmente apenas o cálculo da sequência positiva, portanto, após a apresentação das estruturas originais, foi apresentada uma maneira de obter-se as

componentes de sequência negativa para ambas as estruturas. A adição do cálculo da sequência negativa não aumenta consideravelmente o custo computacional da estrutura uma vez que as variáveis necessárias para o cálculo da mesma já são existentes no cálculo da sequência positiva, bastando a modificação de alguns sinais.

Para validar a expansão das estruturas estudadas, são obtidos resultados de simulações e experimentais comparando o desempenho das mesmas frente as estruturas do DDSRF-PLL e DSOGI-FLL, apresentadas no Capítulo 2.

Cenários em regime permanente envolvem distorções harmônicas, subharmônicas e interharmônicas. No caso da distorção harmônica, as estruturas estudadas neste capítulo provaram-se superiores em todos os quesitos se comparadas as estruturas do DDSRF-PLL e DSOGI-FLL. Vale ainda destacar que para este tipo de distorção a estrutura proposta e a estrutura proposta com filtro adaptativo possuem respostas muito próximas. Para distorções subharmônicas e interharmônicas, observa-se que, assim como visto em Araujo (2015), a estrutura apresentada em Moor Neto (2008), possui desempenho inferior a estrutura com o filtro adaptativo, justificando o uso desta no cenário com este tipo específico de distorção. Além disso, foi mostrado que esta estrutura com filtro possui desempenho superior as do DDSRF-PLL e DSOGI-FLL para sequência positiva e negativa.

Os cenários com transitório nos sinais de entrada envolvem variações nas amplitudes das componentes fundamentais de sequência positiva e negativa, salto nos ângulos de fase e degrau na frequência fundamental. Observa-se que a estrutura com filtro adaptativo gera um atraso na resposta (tempo de acomodação maior que a estrutura sem filtro). Portanto, conclui-se que a estrutura modificada com filtro adaptativo pode ser uma boa solução para cenários com distorção subharmônica e interharmônica, porém, deve-se levar em consideração que modificações das variáveis pertinentes ao sinal trifásico de entrada (amplitude, frequência e ângulo de fase) serão rastreadas mais lentamente que na estrutura sem filtro.

Por último, uma segunda expansão da estrutura é feita para que seja possível detectar qualquer componente harmônica genérica. Resultados de simulação mostraram a eficácia da estrutura proposta, porém vale destacar a perda de precisão quando estima-se as componentes harmônicas de frequência mais alta com frequência de amostragem (f_s) baixa.

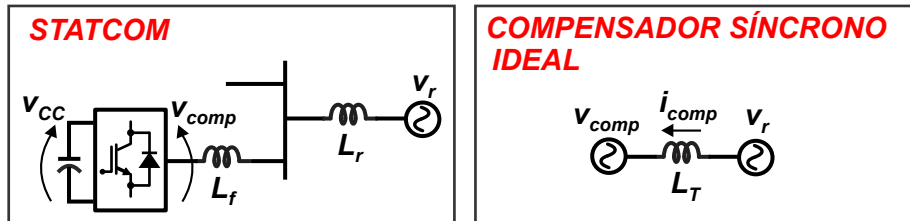
4 APLICAÇÃO DO ALGORITMO DE SINCRONIZAÇÃO

Este capítulo trata da aplicação do algoritmo de sincronização, apresentado no Capítulo 3, em um conversor de potência conectado à rede elétrica operando como um STATCOM. Tem-se neste capítulo uma introdução sobre este dispositivo FACTS, objetivos de controle, estratégias de controle e, por fim, a apresentação de resultados de simulação e experimentais.

4.1 STATCOM

O STATCOM é um dispositivo FACTS que é conectado em paralelo à rede elétrica e que funciona de maneira similar a um compensador síncrono fazendo compensação reativa (HINGORANI *et al.*, 2000). A Figura 73 ilustra a conexão do STATCOM à rede elétrica (representação simplificada omitindo alguns componentes) e a sua representação análoga como compensador síncrono.

Figura 73 – Representação simplificada do STATCOM e seu análogo, o compensador síncrono.



Fonte: o próprio autor.

O conversor estático ilustrado na Figura 73 sintetiza tensão de saída e, para a análise apresentada a seguir, pode ser visto como uma fonte de tensão. Ao substituir o conversor por uma fonte, tem-se uma representação similar a de uma máquina síncrona conectada à rede elétrica. A partir deste circuito mais simplificado, é possível encontrar expressões para o valor de potência ativa e reativa trocada entre as duas fontes.

$$P = \frac{V_r V_{comp}}{\omega_1 L_T} \text{sen}(\delta), \quad (4.1)$$

$$Q = \frac{V_r}{\omega_1 L_T} (V_r - V_{comp} \text{cos}(\delta)), \quad (4.2)$$

onde δ é o ângulo de abertura entre as duas fontes de tensão, e L_T é a indutância total do sistema, dada pela soma $L_f + L_r$ (indutância do filtro de saída do conversor e indutância da rede, respectivamente).

De (4.1) e (4.2), pode-se fazer duas observações importantes. Caso o ângulo δ seja negativo, i.e., V_{comp} atrasado em relação a V_r , haverá potência ativa circulando na direção do compensador (o contrário ocorre quando $\delta > 0$). Este caso não é de grande importância, uma vez que, como citado anteriormente, a função do compensador síncrono, assim como o seu equivalente estático, é a compensação reativa. Caso $\delta = 0$, não há circulação de potência ativa porém, neste cenário é possível controlar a potência reativa através do controle da magnitude de V_{comp} . Caso $|V_{comp}| > |V_r|$, haverá compensação reativa capacitiva (I_{comp} adiantado em relação à V_r). Já se $|V_{comp}| < |V_r|$ haverá compensação reativa indutiva (I_{comp} atrasado em relação à V_r).

Através da compensação reativa feita pelo STATCOM, traçam-se dois objetivos claros de controle: regulação de tensão e compensação de fator de potência no ponto de conexão.

Apesar do STATCOM ter sido objetivado como um equipamento para conexão em redes de transmissão, através da introdução do conceito *CUSTOM POWER*, a sua utilização em níveis de distribuição também tornou-se objeto de diversos estudos (ENCARNAÇÃO, 2009). O dispositivo STATCOM operando a nível de distribuição é conhecido na literatura como dSTATCOM.

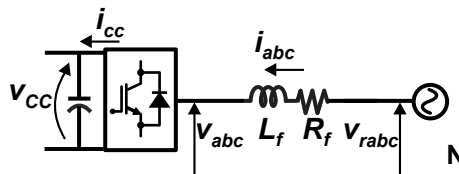
4.2 Estratégia de controle

A seção a seguir mostra a estratégia de controle utilizada para o conversor de potência conectado à rede elétrica. Será apresentada a modelagem matemática, estratégias de controle e respectivos diagramas de blocos.

4.2.1 Controle orientado pela tensão da rede - controle de corrente

Para a análise da estratégia de controle do conversor, utiliza-se como referência a Figura 74.

Figura 74 – Conversor conectado à rede elétrica.



Fonte: o próprio autor.

O controle do conversor é feito através de uma técnica conhecida como *Voltage-oriented control*, ou seja, controle orientado pela tensão que, no caso do conversor conectado à

rede elétrica, utiliza-se como referência o vetor tensão da rede. A tensão da rede é definida pelo seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} v_{ra}(t) = V_r \text{sen}(\omega_1 t) \\ v_{rb}(t) = V_r \text{sen}(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ v_{rc}(t) = V_r \text{sen}(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{cases}, \quad (4.3)$$

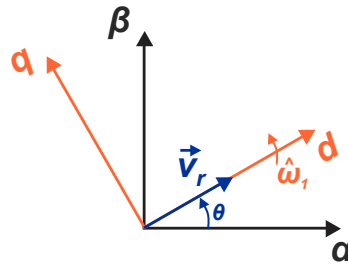
onde V_r é o valor de pico da tensão e ω_1 é a frequência angular da rede elétrica (para manter a simplicidade, o deslocamento angular do vetor tensão da rede ϕ é desconsiderado).

Assim, utilizando a definição de vetor espacial as tensões da rede elétrica podem ser representadas através do seguinte vetor espacial:

$$\vec{v}_r(t) = V_r e^{j\omega_1 t}. \quad (4.4)$$

No controle vetorial orientado pela tensão da rede, utiliza-se o referencial síncrono dq , e alinha-se o vetor tensão ao eixo direto d . Essa condição faz com que a componente de eixo direto da tensão (v_{rd}) seja igual a V_r , enquanto que a componente no eixo de quadratura (v_{rq}) seja nula. A Figura 75 ilustra a situação descrita anteriormente.

Figura 75 – Alinhamento do vetor tensão da rede elétrica ao eixo síncrono d .



Fonte: o próprio autor.

O PLL é o responsável por prover as informações necessárias para a estratégia do controle vetorial orientado pela tensão. Através da correta operação do algoritmo de sincronização tem-se $\theta = \hat{\theta}$ e $\omega_1 = \hat{\omega}_1$.

Aplicando a estratégia nas equações dinâmicas do circuito apresentado na Figura 74, é possível encontrar as seguintes equações no referencial síncrono:

$$\begin{cases} v_{rd} = R_f i_d + L_f \frac{di_d}{dt} - \omega_1 L_f i_q + v_d \\ v_{rq} = R_f i_q + L_f \frac{di_q}{dt} + \omega_1 L_f i_d + v_q \end{cases}, \quad (4.5)$$

onde v_d , v_q , i_d e i_q são as tensões sintetizadas pelo conversor do conversor e corrente no eixo de referência síncrono. Pode-se observar de (4.5) que existe um acoplamento entre as correntes i_d e i_q , sendo que o mesmo deve ser retirado pela estratégia de controle. A Equação (4.5) pode ser rearranjada conforme a expressão:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = v_{rd} - R_f i_d - v_d + \omega_1 L_f i_q \\ L_f \frac{di_q}{dt} = v_{rq} - R_f i_q - v_q - \omega_1 L_f i_d \end{cases} \quad (4.6)$$

Da expressão (4.6), tem-se que v_d e v_q são entradas de controle, v_{rd} e v_{rq} são distúrbios e i_d e i_q são variáveis de estado.

O conversor estático considerado neste trabalho é o de dois níveis, dessa forma, através do modelo médio desta topologia de conversor em dq , apresentado em Yazdani e Iravani (2010), tem-se que as tensões sintetizadas pelo conversor são dadas pelas seguintes expressões:

$$\begin{cases} v_d = \frac{V_{CC}}{2} m_d \\ v_q = \frac{V_{CC}}{2} m_q \end{cases}, \quad (4.7)$$

onde m_d e m_q são os índices de modulação no eixo síncrono dq e V_{CC} é a tensão do barramento CC. Pode-se definir m_d e m_q conforme (4.8), a fim de desacoplar as correntes.

$$\begin{cases} m_d = \frac{2}{V_{CC}} (-u_d + \omega_1 i_q + v_{rd}) \\ m_q = \frac{2}{V_{CC}} (-u_q - \omega_1 i_d + v_{rq}) \end{cases}, \quad (4.8)$$

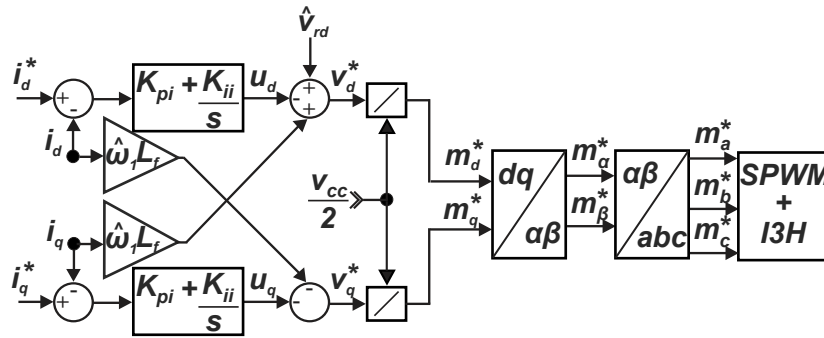
onde u_d e u_q são entradas de controle criadas (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Substituindo (4.8) em (4.7) e, logo em seguida, substituindo o resultado em (4.6) tem-se:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = -R_f i_d + u_d \\ L_f \frac{di_q}{dt} = -R_f i_q + u_q \end{cases}. \quad (4.9)$$

Portanto, as variáveis de estado i_d e i_q podem ser controladas por u_d e u_q . Além disso, observa-se da Equação (4.9) que o sistema é de primeira ordem e desacoplado.

A Figura 76 ilustra o diagrama de blocos do controle de corrente do conversor. Da Figura 76, tem-se que u_d e u_q são saídas de um controlador PI convencional. Este compensador pode ser utilizado uma vez que todas as variáveis envolvidas no sistema são consideradas contínuas em regime permanente (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

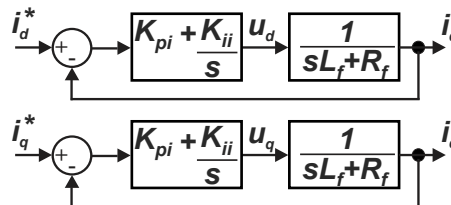
Figura 76 – Estratégia de controle de corrente do conversor.



Fonte: o próprio autor.

Em regime permanente, a partir da Equação (4.9), ilustra-se os seguintes diagramas de blocos simplificados representantes do controle de corrente.

Figura 77 – Estratégia de controle de corrente simplificada.



Fonte: o próprio autor.

Até então, a modelagem considera um sistema completamente ideal. Diversos outros fatores podem ser considerados, o que acarreta na mudança da planta do sistema completo. Algumas das considerações mais comuns são a adição de um FPB na leitura da corrente e o *delay* introduzido pelo conversor. Fazendo as devidas considerações, tem-se a nova planta:

$$H_s(s) = \frac{1}{sL_f + R_f} \frac{1}{s\tau_{fc} + 1} \frac{1}{s\tau_d + 1}, \quad (4.10)$$

onde τ_{fc} é a constante de tempo do FPB, definida como $\tau_{fc} = 1/\omega_c$ e τ_d é a constante de tempo relacionada ao atraso do conversor (amostragem e modulação). Alguns trabalhos, como em (REZNIK, 2013), somam as constantes de tempo para que a função de transferência equivalente seja de segunda ordem. A partir da obtenção dessa função de segunda ordem pode-se utilizar, por exemplo, o método simétrico ótimo ou amplitude ótima para a sintonia dos parâmetros do controlador PI (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

Uma metodologia mais simples para a definição dos parâmetros do controlador PI (e que é utilizada neste trabalho), é a desconsideração das funções de transferências do FPB e do conversor (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Esse cenário parte do princípio que os polos do FPB e do conversor possuem uma menor influência na planta do sistema, i.e., o polo relacionado

a função de transferência do filtro do conversor é consideravelmente mais lento, portanto ele domina a resposta do sistema. A função de transferência em malha fechada considerando o controlador PI e a planta de primeira ordem é dada por:

$$\frac{PI(s)\frac{1}{sL_f+R_f}}{1+PI(s)\frac{1}{sL_f+R_f}} = \frac{1}{\tau_i s + 1}, \quad (4.11)$$

onde a resposta em malha fechada é aproximada a uma função de primeira ordem com constante de tempo τ_i . Para que esta igualdade seja verdade, tem-se que o controlador PI deve ser dado por:

$$PI(s) = \frac{R_f/\tau_i}{s} + \frac{L_f}{\tau_i}. \quad (4.12)$$

Assim sendo, pode-se selecionar os parâmetros do controlador PI da malha de corrente através das expressões:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pi} = \frac{L_f}{\tau_i} \\ K_{ii} = \frac{R_f}{\tau_i} \end{array} \right., \quad (4.13)$$

O valor de τ_i pode ser selecionado de forma que obtenha-se uma resposta rápida para o controle de corrente, porém lenta o suficiente para que a largura de banda do sistema em malha fechada tenha frequência consideravelmente inferior a frequência de chaveamento. Valores comuns apresentados na literatura para a frequência da largura de banda são de 10 a 20 vezes menor que a frequência de chaveamento (LISERRE *et al.*, 2004; BLASKO; KAURA, 1997).

4.2.2 Regulação da tensão do elo-CC

As referências de corrente utilizadas no controle de corrente apresentado na Figura 76 podem ser dadas a partir das equações de potência ativa e reativa injetada/consumida pelo conversor:

$$p = \frac{3}{2}v_{rd}i_d. \quad (4.14)$$

$$q = -\frac{3}{2}v_{rd}i_q. \quad (4.15)$$

O STATCOM tem como objetivo a regulação de potência reativa, portanto, com exceção da troca de potência para manter a regulação do elo CC, não há troca de potência ativa entre o conversor e a rede. A potência ativa no lado CC é dada conforme a seguinte expressão:

$$P_{cc} = V_{cc}I_{cc}. \quad (4.16)$$

Igualando as Equações (4.16) e (4.14) e substituindo v_d pela Equação (4.7), tem-se que a corrente I_{cc} é dada por:

$$I_{cc} = \frac{3}{4}m_d i_d. \quad (4.17)$$

Além disso, tem-se que I_{cc} também pode ser dada pela expressão:

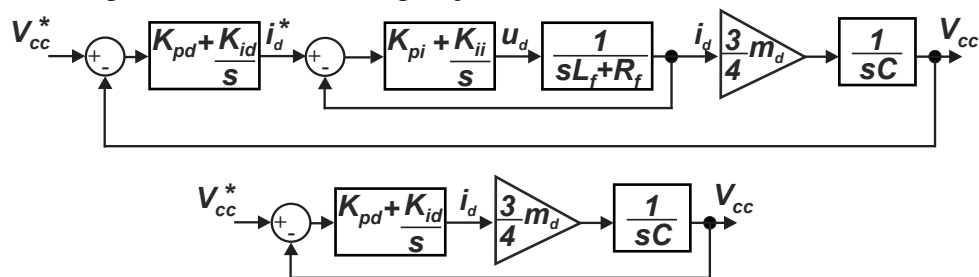
$$I_{cc} = C \frac{dV_{cc}}{dt}. \quad (4.18)$$

Substituindo (4.18) em (4.17) e aplicando a transformada de Laplace, encontra-se a seguinte função de transferência que relaciona a tensão no elo CC, V_{cc} , e corrente do conversor i_d (PENA *et al.*, 1996).

$$\frac{V_{cc}(s)}{I_d(s)} = \frac{3 m_d}{4 sC}. \quad (4.19)$$

Os diagramas de blocos apresentados na Figura 78, indicam o sistema em malha fechada da regulação do elo CC.

Figura 78 – Diagramas de blocos da regulação do elo CC.



Fonte: o próprio autor.

O primeiro diagrama é uma versão completa onde a malha interna do controle de corrente é representada. Conforme indicado em (4.11), o controle de corrente em malha fechada pode ser aproximado por uma função de primeira ordem, portanto o controlador PI do elo CC pode ser sintonizado para uma função de segunda ordem.

O segundo diagrama é uma versão mais simplificada, onde a função de primeira ordem resultante do controle de corrente em malha fechada é desprezado. Essa é uma alternativa

aceitável contanto que a frequência da largura de banda do regulador CC seja consideravelmente mais baixa que a do controlador de corrente, garantindo o desacoplamento entre a malha interna e externa (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

4.2.3 Regulação de tensão e potência reativa

Conforme apresentada na Equação (4.15) a potência reativa injetada/consumida pelo conversor é controlada através da corrente do conversor i_q . Fazendo simples manipulações em (4.15), pode-se definir valores de corrente de referência i_q^* , como sendo:

$$i_q^* = -\frac{2}{3} \frac{q^*}{v_{rd}}. \quad (4.20)$$

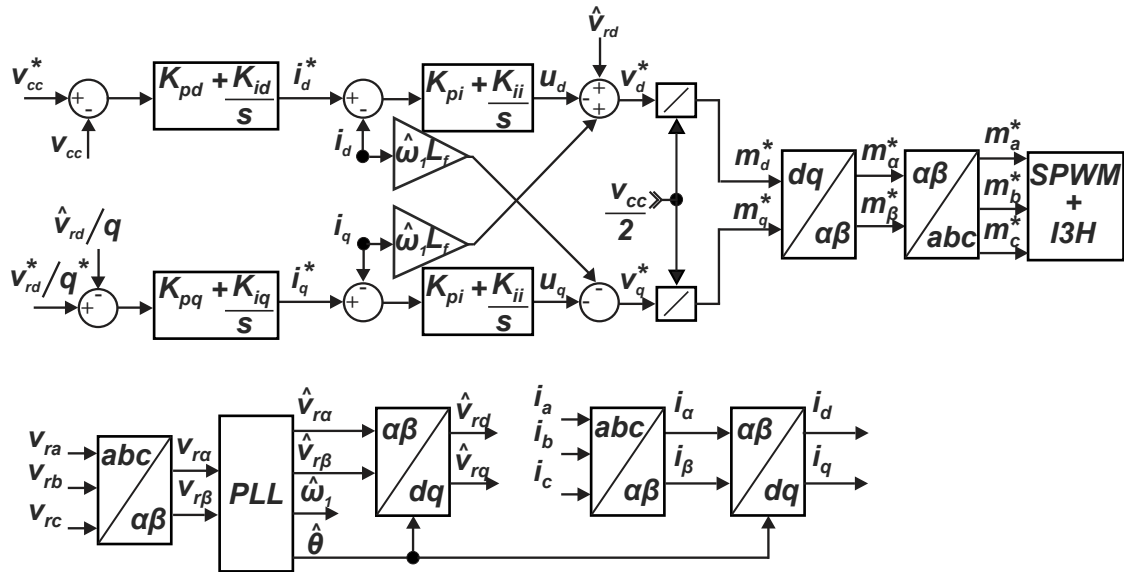
Uma vez que a expressão anterior não possui realimentação, é possível que o valor de referência de corrente obtido leve a pequenos erros em regime, portanto, é comum a utilização de um controlador PI para garantir que o erro seja nulo.

O valor de referência q^* pode ser um valor qualquer dentro dos limites de operação do conversor. Conforme dito na Seção 4.1, um dos objetivos de controle do STATCOM é a correção de fator de potência. Portanto, um valor de referência que pode ser adotado é aquele que garanta, por exemplo, o fator de potência unitário no ponto de conexão onde uma carga esteja conectada. A partir da leitura das correntes das cargas e da tensões no ponto de conexão, pode-se calcular a potência reativa de referência através da teoria de potência ativa e reativa instantânea (AKAGI *et al.*, 2017).

Em conformidade com o que foi dito na Seção 4.1, outro objetivo de controle do STATCOM é a regulação de tensão no ponto de conexão. A compensação ocorre devido a injeção de corrente reativa em oposição de fase às correntes reativas das cargas conectadas em paralelo ao STATCOM. Isto faz com que a corrente total seja reduzida e, por consequência, aumenta-se o nível de tensão no ponto de conexão. Para este cenário, a referência para o controle é a sequência positiva da tensão no ponto de conexão que pode ser obtida através do PLL. Assim como na compensação reativa, utiliza-se um controlador PI para garantir o erro em regime permanente nulo.

O diagrama de blocos contemplando toda a estrutura de controle (controle de corrente, controle da tensão no elo CC e controle de potência/tensão no ponto de conexão) é apresentado na Figura 79.

Figura 79 – Diagramas de blocos da estratégia de controle completa.



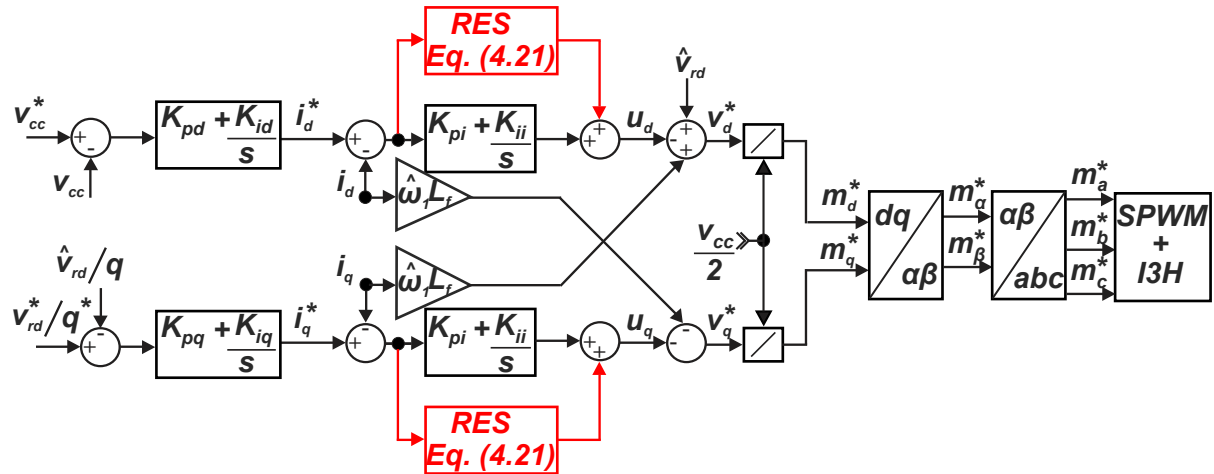
Fonte: o próprio autor.

4.2.4 Estratégia de controle em cenários com distorção na tensão da rede

A tensão da rede elétrica está sujeita a distorções harmônicas, o que faz com que surjam componentes harmônicos na corrente do conversor, caso o controlador PI de corrente seja projetado para um baixo valor de frequência de largura de banda. A alternativa mais simples para contornar este problema é o aumento da frequência da largura de banda através do aumento do ganho de K_{pi} , porém este aumento pode levar o sistema a instabilidade (TEODORESCU *et al.*, 2006). Diversas alternativas ao controle de corrente convencional em dq (Figura 79) são apresentadas na literatura, porém a estratégia utilizada neste trabalho é a do controlador Proporcional-Integral-Ressonante (PI-RES) (LISERRE *et al.*, 2006). A Figura 80 ilustra o controle de corrente utilizando este controlador.

Enquanto o controlador PI opera no rastreamento da corrente de referência, que é um sinal contínuo em dq , o controlador ressonante é o responsável por compensar componentes harmônicos que surgem devido a distorção da tensão da rede elétrica. O controlador ressonante atua tanto na sequência positiva como na negativa para uma determinada frequência de ressonância. Usualmente, componentes harmônicos mais significativos na tensão da rede são $h = -5$ e $h = +7$ e, conforme visto no Apêndice B, quando levado para os eixos síncronos girantes de sequência positiva, estas oscilações tornam-se oscilações em $6\omega t$. Desta forma, pode-se utilizar apenas um controlador ressonante com esta frequência para compensar distorções nos eixos estacionários em duas frequências diferentes. Caso queira-se compensar diversos harmônicos, é possível adicionar múltiplas estruturas ressonantes em paralelo ao controlador PI original.

Figura 80 – Diagramas de blocos da estratégia de controle completa com PI-RES.



Fonte: o próprio autor.

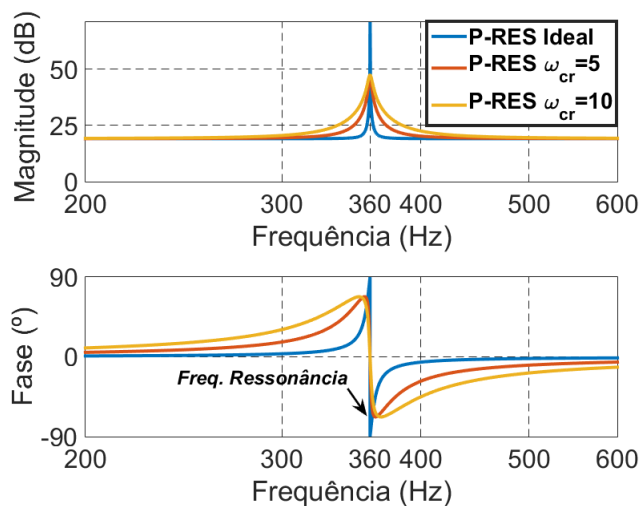
Conforme visto na Figura 80, o controlador ressonante é implementado em paralelo ao controlador PI. O controlador ressonante possui duas implementações distintas como apresentado em Teodorescu *et al.* (2006) possui duas implementações. A primeira implementação é conhecida como ideal, enquanto que a segunda é conhecida como não ideal. As funções de transferências são apresentadas a seguir:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_r = \frac{2K_{ih}s}{s^2 + (h\omega_1)^2} \quad \rightarrow \text{Ideal} \\ C_r = \frac{2K_{ih}\omega_{cr}s}{s^2 + 2\omega_{ch}s + (h\omega_1)^2} \quad \rightarrow \text{Não-ideal} \end{array} \right. , \quad (4.21)$$

onde K_{ih} é o ganho da função ressonante. Quando em conjunto com um controlador proporcional, o controlador P+RES apresenta ganho tendendo ao infinito na frequência de ressonância (TEODORESCU *et al.*, 2006). Isto pode causar problemas na implementação digital deste tipo de controlador. A forma conhecida como não-ideal é comumente utilizada para contornar este problema. Além disso, de (4.21), tem-se o parâmetro ω_{cr} que pode ser escolhido para aumentar a largura de banda no pico de ressonância e melhorar o desempenho do controlador em cenários de variação da frequência da rede.

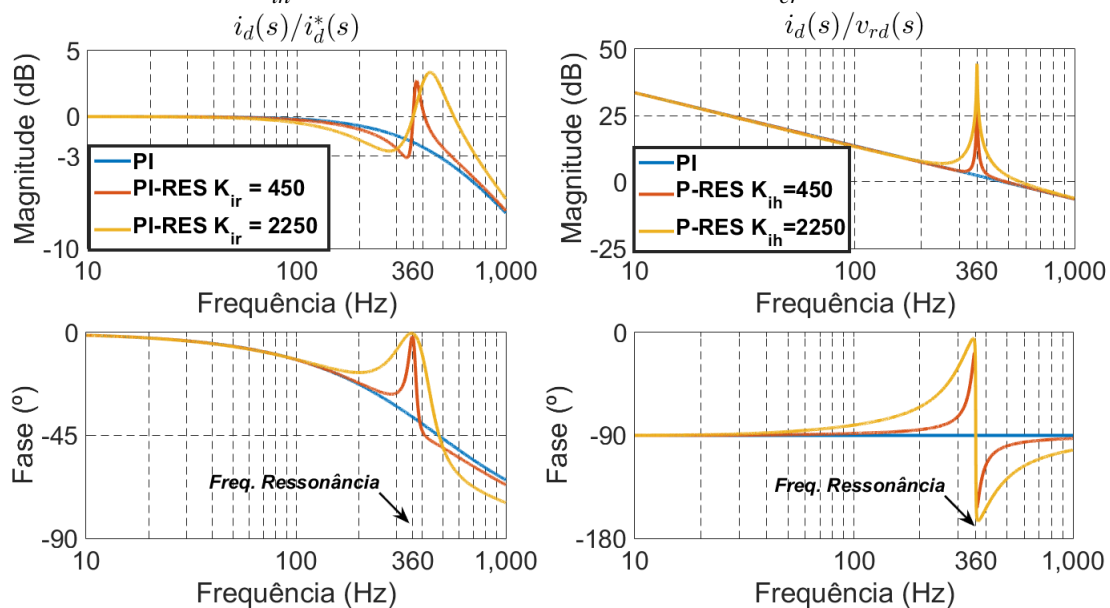
Segundo Teodorescu *et al.* (2006), valores convencionais para ω_{cr} são de 5 a 15 rad/s. Nesta dissertação, utiliza-se $\omega_{cr} = 5$ rad/s. O valor de K_{ih} é obtido de forma empírica. Conforme indicado na Figura 82, ao aumentar K_{ih} , não apenas aumenta-se a frequência da largura de banda do sistema em malha fechada, como é possível amplificar sinais indesejados. Em contraste ao controlador PI, observa-se que o controlador PI-RES oferece ganho unitário na frequência de ressonância e erro de fase mínimo. Os valores escolhidos estão presentes na Tabela 14.

Figura 81 – Resposta em frequência do controlador ressonante ideal e não-ideal para diferentes valores de ω_{cr} . Ressonância definida em 360 Hz.



Fonte: o próprio autor.

Figura 82 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada e malha aberta para diferentes valores de K_{ih} . Ressonância definida em 360 Hz e $\omega_{cr} = 5$ rad/s.



Fonte: o próprio autor.

4.2.5 Estratégia de controle em cenários com desbalanço na tensão da rede

O desbalanço da tensão da rede elétrica causa o surgimento de oscilações na corrente do conversor e, por consequência, nas potências ativas e reativas do sistema rede elétrica-conversor. Segundo Song e Nam (1999), quando há o desbalanço de tensão, as potências ativas e reativas associadas ao conversor podem ser descritas como:

$$p = P_0 + P_{c2}\cos(2\omega_1 t) + P_{s2}\sin(2\omega_1 t), \quad (4.22)$$

$$q = Q_0 + Q_{c2}\cos(2\omega_1 t) + Q_{s2}\sin(2\omega_1 t). \quad (4.23)$$

onde P_0 e Q_0 são os termos constantes da potência ativa e reativa instantânea, respectivamente, enquanto P_{c2} , P_{s2} , Q_{c2} e Q_{s2} são os termos oscilantes (em $2\omega t$). Segundo Song e Nam (1999), estes termos podem ser calculados como:

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ Q_0 \\ P_{c2} \\ P_{s2} \\ Q_{c2} \\ Q_{s2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{rd}^{+1} & v_{rq}^{+1} & v_{rd}^{-1} & v_{rq}^{-1} \\ v_{rq}^{+1} & -v_{rd}^{+1} & v_{rq}^{-1} & -v_{rd}^{-1} \\ v_{rd}^{-1} & v_{rq}^{-1} & v_{rd}^{+1} & v_{rq}^{+1} \\ v_{rq}^{-1} & -v_{rd}^{-1} & -v_{rq}^{+1} & v_{rd}^{+1} \\ v_{rd}^{-1} & -v_{rd}^{-1} & v_{rq}^{+1} & -v_{rd}^{+1} \\ v_{rd}^{-1} & -v_{rq}^{-1} & v_{rd}^{+1} & v_{rq}^{+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{+1} \\ i_q^{+1} \\ i_d^{-1} \\ i_q^{-1} \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Conforme o equacionamento apresentado, tem-se seis variáveis a serem controladas e apenas quatro variáveis de controle. No trabalho de (SONG; NAM, 1999), (4.24) é utilizada para encontrar correntes de referência de sequência positiva e negativa para o controle de um conversor operando como um retificador ativo. Logo, considerou-se que P_{c2} e P_{s2} nulos para que as oscilações de tensão no elo CC sejam eliminadas, Q_0 nulo para ter-se fator de potência (médio) unitário, enquanto que a referência P_0 é obtida através da malha de regulação da tensão do elo CC.

Neste trabalho, o objetivo traçado é a eliminação das oscilações da potência reativa instantânea, i.e., Q_{c2} e Q_{s2} nulos. A potência reativa instantânea média Q_0 pode ser escolhida dentro dos limites de potência do conversor, já P_0 é obtido através da malha de regulação da tensão do elo CC. Como desvantagem, tem-se que não haverá o controle das oscilações de

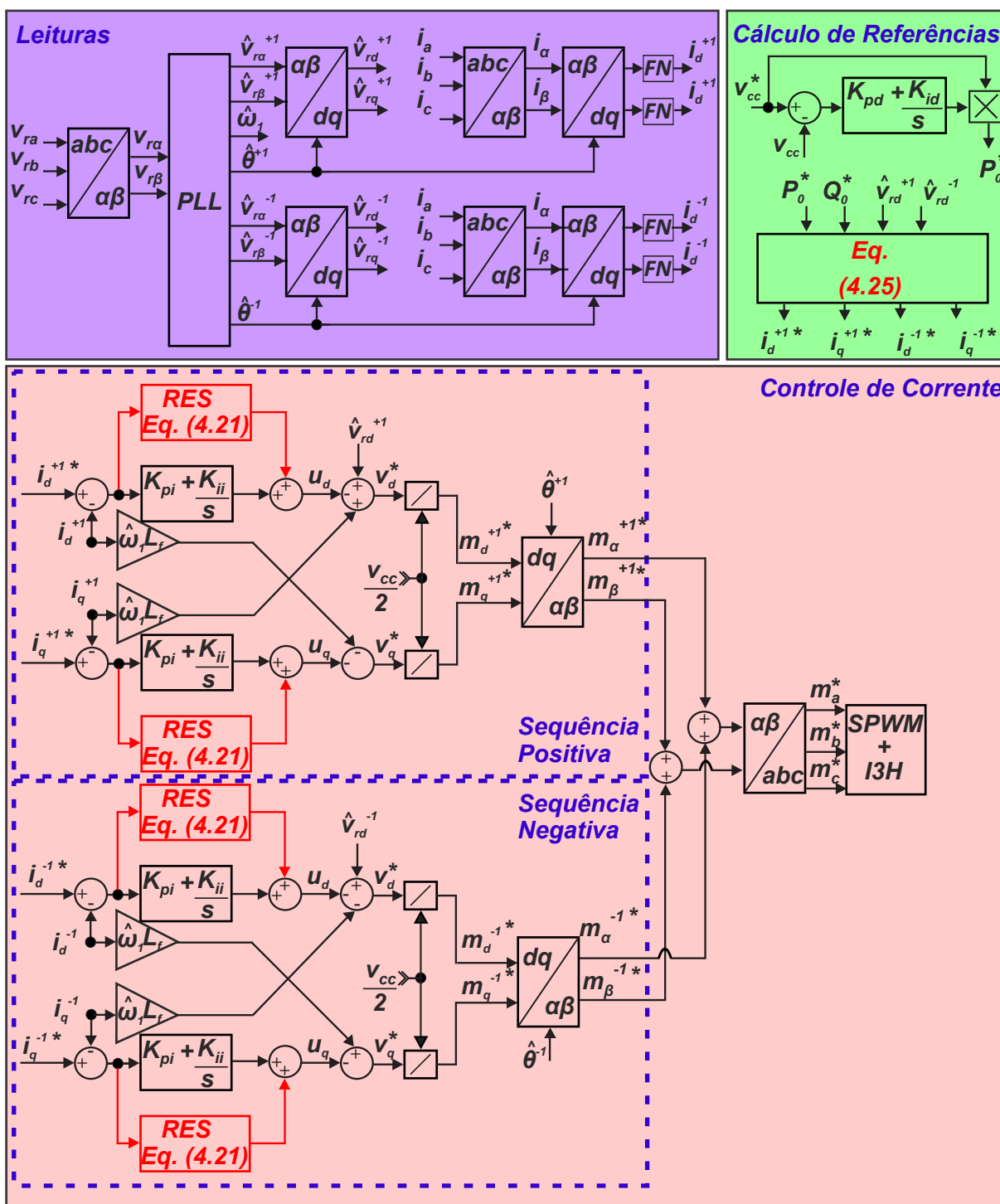
potência ativa, portanto, a tensão do elo CC terá oscilações. As referências de corrente para alcançar este objetivo de controle são calculadas a partir de (4.24) como:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d^{+1*} = \frac{2}{3} \frac{v_{rd}^{+1} P_0^*}{(v_{rd}^{+1})^2 + (v_{rd}^{-1})^2} \\ i_q^{+1*} = \frac{2}{3} \frac{-v_{rd}^{+1} Q_0^*}{(v_{rd}^{+1})^2 - (v_{rd}^{-1})^2} \\ i_d^{-1*} = \frac{2}{3} \frac{v_{rd}^{-1} P_0^*}{(v_{rd}^{+1})^2 + (v_{rd}^{-1})^2} \\ i_q^{-1*} = \frac{2}{3} \frac{v_{rd}^{-1} Q_0^*}{(v_{rd}^{+1})^2 - (v_{rd}^{-1})^2} \end{array} \right. , \quad (4.25)$$

Vale destacar de (4.25) que os termos referentes as tensões de sequência positiva e negativa no eixo em quadratura foram desconsideradas uma vez que considera-se a utilização de um detector de sequência positiva e negativa, portanto, o vetor tensão de sequência positiva e o vetor tensão de sequência negativa são alinhados aos seus respectivos eixos girantes d^{+1} e d^{-1} .

A estratégia de controle calculada utilizada é similar a apresentada nas seções anteriores, porém, as malhas de controle de corrente são duplicadas uma vez que há a necessidade do controle das correntes de sequência negativa. O diagrama de blocos ilustrado na Figura 83 mostra a estrutura de controle completa implementada (com a adição dos controladores ressonantes para compensação da distorção na tensão da rede elétrica), destacando as variáveis de sequência positiva e negativa utilizadas. É importante notar que o desbalanço de tensão da rede gera oscilações em $2\omega_1$ nas correntes do conversor. Assim como em Song e Nam (1999), estas correntes passam primeiramente por um filtro notch sintonizado em 120 Hz antes de serem alimentadas ao controle de corrente.

Figura 83 – Diagramas de blocos da estratégia de controle para situações de desbalanço na tensão da rede.



Fonte: o próprio autor.

4.3 Técnica de modulação e seleção da tensão no elo CC

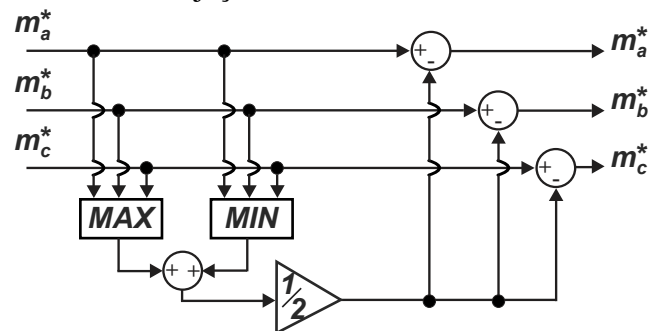
Conforme indicado na Figura 79 a estratégia de modulação utilizada neste trabalho é a *Pulse Width Modulation* (PWM). Segundo (LISERRE *et al.*, 2004), a seleção do valor de referência mínimo para o nível de tensão no elo CC para este tipo de modulação é:

$$V_{cc} = \sqrt{3}V_{r(pk)}. \quad (4.26)$$

Ainda segundo (LISERRE *et al.*, 2004), o valor de referência é usualmente selecionado com um acréscimo de 15% do valor obtido em (4.26). Caso seja utilizada modulação vetorial, o acréscimo seria de apenas 10%, uma vez que o valor máximo do índice de modulação nesta estratégia é de $m = 1,15$ em vez de $m = 1$ na estratégia de modulação PWM senoidal.

Em Yazdani e Iravani (2010) e Abad *et al.* (2011), uma técnica conhecida como Injeção de Terceiro Harmônico (I3H) é utilizada como uma alternativa ao PWM senoidal convencional. Assim como a estratégia de modulação vetorial, ao utilizar I3H, o índice de modulação máximo é de $m = 1,15$, portanto há a redução no valor de referência mínimo para o nível de tensão do elo CC. A Figura 84 ilustra uma maneira simplificada para a injeção de terceira harmônica a partir dos sinais modulantes senoidais.

Figura 84 – Diagramas de blocos injeção de terceira harmônica.



Fonte: adaptado de Abad *et al.* (2011).

4.4 Seleção do filtro de saída

Para reduzir a distorção em alta frequência devido a comutação do conversor, é utilizado um filtro L de saída. Conforme apresentado em Ponnaluri e Brickwedde (2001), o valor selecionado para a indutância é dada pela expressão:

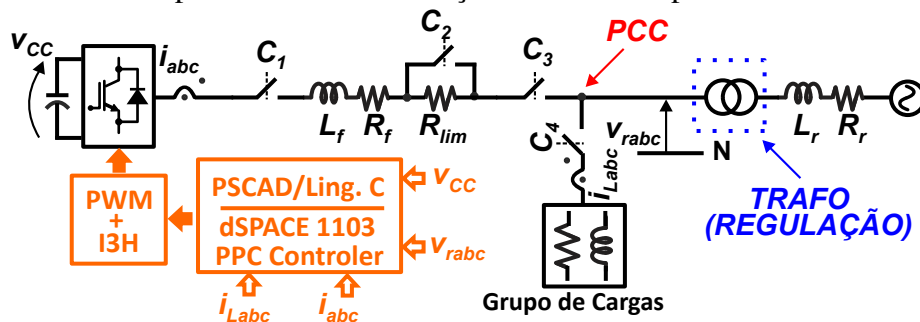
$$L_f = \frac{V_{r(rms)}}{2\sqrt{6}f_{sw}i_{ripple}}, \quad (4.27)$$

onde L_f é o filtro de comutação, f_{sw} é a frequência de chaveamento e i_{ripple} é o *ripple* da corrente máxima, usualmente considerada entre 5 a 20% da corrente máxima de operação do conversor (nesta dissertação, utiliza-se 10%).

4.5 Sistema implementado

O sistema implementado e objeto de estudo deste capítulo, tanto na simulação quanto na bancada experimental, é ilustrado na Figura 85.

Figura 85 – Sistema implementado na simulação e bancada experimental.



Fonte: o próprio autor.

A Tabela 12 indica os parâmetros relacionados a rede elétrica. Os valores da impedância da rede são estimativas feitas a partir dos dados da impedância equivalente no ponto de entrega da subestação Pici UFC e da análise presente em (MORAIS, 2011). Devido ao fato que a impedância da rede é baixa se comparada ao nível de potência do conversor (potência de curto-circuito alta), para o cenário em que o STATCOM deve regular a tensão no ponto de conexão utiliza-se um transformador em série com a rede para torná-la mais fraca e, obtenha-se resultados visualmente mais expressivos.

Tabela 12 – Especificações da rede elétrica

Especificações	Valores
Tensão de fase da rede	220 V_{rms}
Frequência da rede	60 Hz
Frequência da rede	60 Hz
Indutância equivalente da rede	300 μ H
Resistência equivalente da rede	0,2 Ω
Transformador (regulação de tensão)	3 mH
Relação de transformação	220/220 V
Conexão do transformador	Y-Y

Fonte: o autor.

A Tabela 13 apresenta as especificações do STATCOM. O valor da tensão do elo CC é obtido conforme apresentado na Seção 4.3. Já o valor do filtro de saída é obtido conforme Seção 4.4. O valor da resistência de saída é obtido através de medição entre o conversor e o ponto de conexão na bancada experimental. Uma resistência de pré-carregamento é utilizada para reduzir a corrente de *in-rush* durante o início de operação do conversor, evitando o disparo da proteção. Durante este processo, o conversor opera como um retificador trifásico não controlado. Após o estabelecimento da tensão no barramento durante esta operação, há o *bypass* dos resistores e o controle/chaveamento do conversor é iniciado.

Tabela 13 – Especificações do STATCOM

Especificações	Valores
Potência nominal do STATCOM	8 kvar
Frequência de chaveamento/amostragem	10 kHz
Tensão do elo CC	600 V
Capacitância do elo CC	340 μ F
Indutância do filtro de comutação	3 mH
Resistência de saída	0,6 Ω
Resistência de pré-carregamento	48,4 Ω

Fonte: o autor.

A Tabela 14 indica todos os parâmetros referentes aos controladores do STATCOM.

Tabela 14 – Especificações dos controladores

Especificações	Valores	Especificações	Valores
Controlador de Corrente		Controlador da tensão no elo CC	
Frequência da largura de banda	500 Hz	Frequência da largura de banda	12,5 Hz
τ_i	$3,18 \times 10^{-3}$	-	-
K_{pi}	9	K_{pd}	0,025
K_{ii}	1800	K_{id}	0,05
ω_{cr}	5 rad/s	-	-
K_{i6}	450	-	-
K_{i2} (Desbalanço)	900	-	-
Controlador de q		Controlador de V	
Frequência da largura de banda	50 Hz	Frequência da largura de banda	50 Hz
K_{pq}	$-6,79 \times 10^{-4}$	K_{pq}	0
K_{iq}	$-4,12 \times 10^{-2}$	K_{iq}	39,16

Fonte: o autor.

Por último, uma carga composta por motores de indução trifásicos (operando a vazio) e resistências é considerada para os testes envolvendo regulação de tensão no ponto de conexão e correção de fator de potência. Os dados da carga são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 – Especificações da carga trifásica

Especificações	Valores
Motores de Indução	0,7 kW / 5,6 kvar
Conjunto de resistências	6 kW

Fonte: o autor.

4.6 Resultados de simulação

O sistema representado na Figura 85 é implementado no *software* PSCAD/EMTDC. Os parâmetros do sistema são os declarados na seção anterior. O *software* utiliza a linguagem Fortran porém, é possível utilizar o compilador *GNU Compiler Collection* (GCC) que converte o código em Fortran em C para compilação, permitindo assim a utilização da linguagem C para a escrita do código do PLL e do controle do STATCOM.

São considerados três cenários para os resultados de simulação. O primeiro envolve o controle de potência "livre", isto é, segue-se uma referência arbitrária de potência a ser definida (dentro dos limites de potência do conversor). O segundo cenário é o de correção de fator de potência. Através da leitura das correntes da carga, é calculada a potência reativa da mesma, e esta é utilizada como referência a ser compensada pelo STATCOM. Por último, o cenário de regulação de tensão no ponto de conexão é feito através da utilização da conexão da carga em uma rede enfraquecida para que a tensão naquele ponto seja reduzida. O STATCOM é o responsável por regular a tensão para um valor de referência estabelecido.

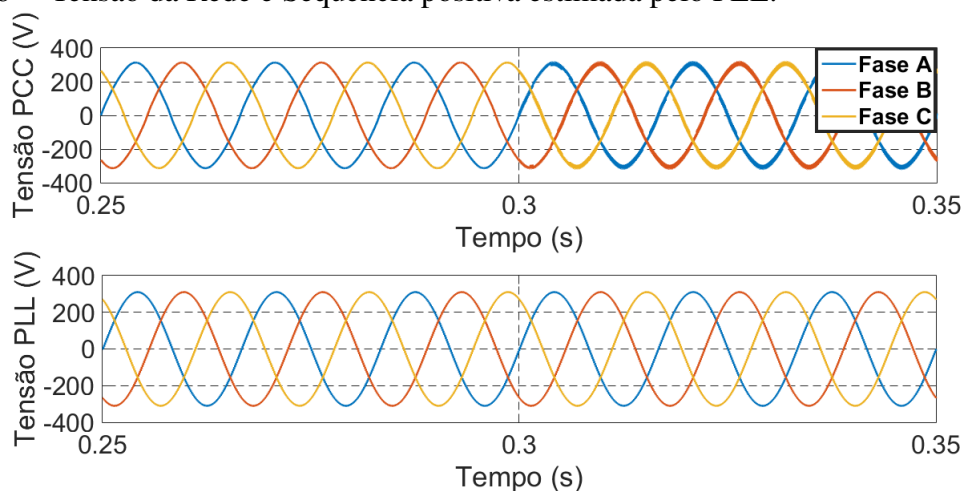
4.6.1 Controle de potência reativa

O primeiro caso considerado é o controle de potência. Nesta simulação, considera-se a tensão da rede com um TDH de 2%. Os componentes harmônicos considerados são 5º, 7º, 11º, 13º, 17º e 19º, sendo o componente de 5º harmônico uma amplitude percentual da componente fundamental de 1,5%.

A simulação é feita como segue, em $t = 0,2$ s, o conversor operando como retificador não controlado é conectado à rede através de um resistência de pré-carregamento em série. Em $t = 0,3$ s o conversor começa a regular a tensão do barramento CC, levando para o valor nominal de 600 V. A partir disso, o conversor começa a fazer a compensação de potência reativa capacitiva, através do rastreamento das potências de referência -2 kvar, -4 kvar, -6 kvar e -8 kvar em $t = 0,5$ s, $t = 1$ s, $t = 1,5$ s e $t = 2$ s, respectivamente.

A Figura 86 ilustra o rastreo da componente de sequência positiva feita pela estrutura de sincronização antes e depois do início de chaveamento do conversor em $t = 0,3$ s. Assim como indicado nos capítulos anteriores, é possível observar que a estrutura é capaz de rejeitar componentes harmônicos presentes na rede elétrica.

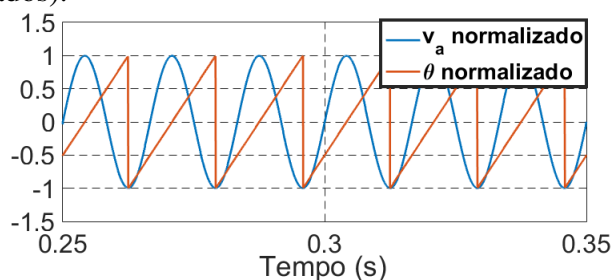
Figura 86 – Tensão da Rede e Sequência positiva estimada pelo PLL.



Fonte: o próprio autor.

A Figura 87 indica o rastreo da componente fundamental de sequência positiva da fase A e seu respectivo ângulo de fase.

Figura 87 – Fase A da sequência positiva estimada pelo conversor e ângulo de fase estimado (normalizados).



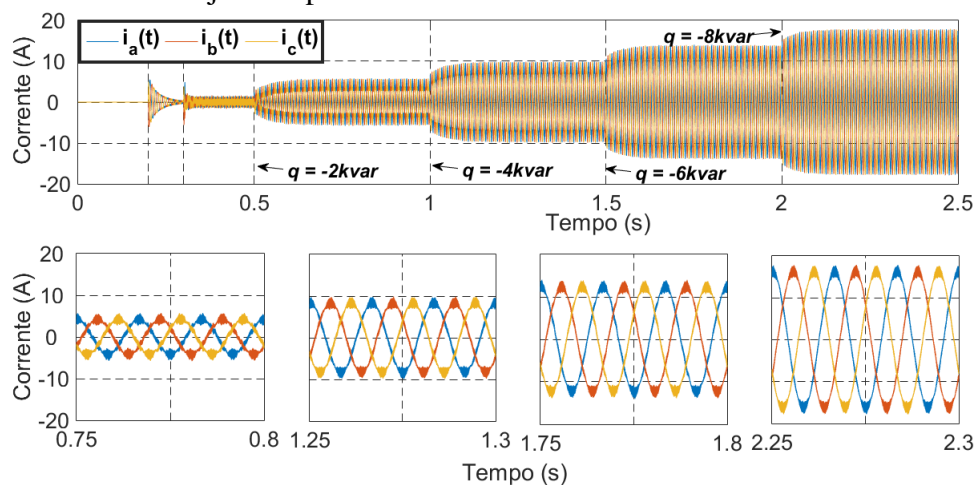
Fonte: o próprio autor.

A Figura 88 ilustra as correntes sintetizadas pelo STATCOM para os diferentes níveis de potência de referência durante a simulação, além de ilustrar detalhadamente alguns ciclos de rede em cada cenário.

Segundo (IEEE Std. 519, 2014), para o nível de tensão de operação (< 69 kV) e considerando o pior caso de potência de curto-circuito (rede mais fraca possível), a máxima distorção de correntes injetadas à rede elétrica é de 5%. A fim de avaliar se o STATCOM injeta correntes com distorção dentro destes limites para seu pior cenário (menor carga), o cálculo da

TDH é feito e apresentado na Tabela 16.

Figura 88 – Correntes injetadas pelo conversor.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 16 – Análise da TDH das correntes sintetizadas pelo STATCOM para diferentes valores de compensação reativa.

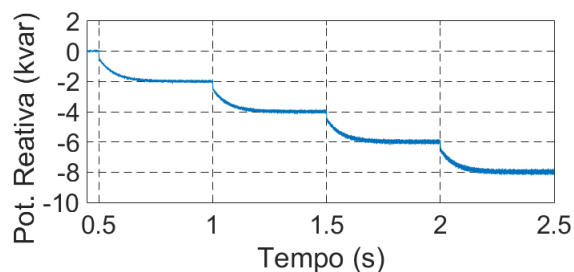
Sinal	-2 kvar	-4 kvar	-6 kvar	-8 kvar
i_{abc}	3,5 %	1,6 %	1,3 %	0,8 %

Fonte: o autor.

Observa-se desta tabela que as correntes injetadas estão dentro dos limites estabelecidos em (IEEE Std. 519, 2014).

A compensação feita pelo conversor é ilustrada na Figura 89. Uma vez que a compensação é feita em malha fechada, não há erro em regime permanente.

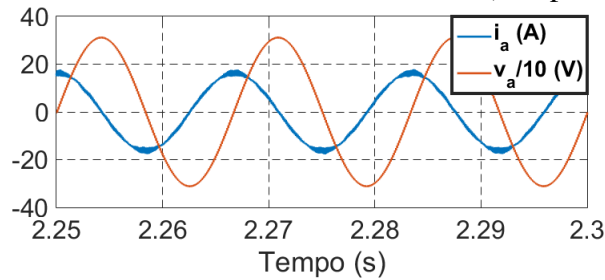
Figura 89 – Compensação de potência reativa capacitiva pelo conversor.



Fonte: o próprio autor.

A Figura 90 detalha a compensação reativa ao mostrar o defasamento entre a tensão da rede e a corrente injetada pelo conversor. Como a corrente está adiantada em relação a tensão da rede, tem-se uma compensação capacitiva.

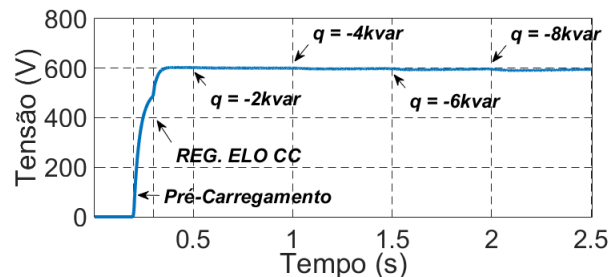
Figura 90 – Defasamento entre a corrente e a tensão de fase (compensação reativa capacitiva).



Fonte: o próprio autor.

A Figura 91 ilustra a regulação do barramento em 600 V durante os procedimentos adotados na simulação.

Figura 91 – Tensão no elo CC.



Fonte: o próprio autor.

4.6.2 Correção de fator de potência

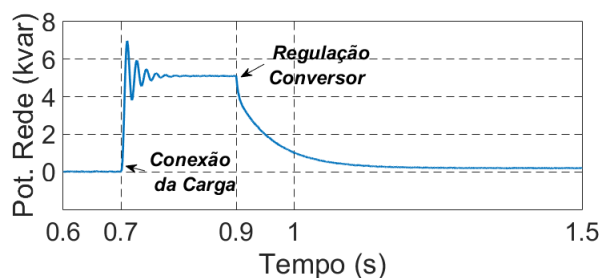
Para a correção de fator de potência, um conjunto de cargas compostas por motores de indução trifásicos e resistências é considerado. Na simulação, a carga é conectada no mesmo ponto de conexão do conversor no tempo de simulação $t = 0,7$ s. Após a conexão da carga, no tempo de simulação $t = 0,9$ s, o STATCOM entra em ação para regular o fator de potência. A potência do conjunto de cargas é apresentada na Tabela 15 da Seção 4.5.

Diferentemente da seção anterior, onde um valor de potência arbitrária é utilizada, para a correção do fator de potência, o valor de referência é obtido através da leitura da corrente da carga i_{Labc} e, através da teoria p-q, calcula-se o valor de potência de referência.

$$q_{fp}^* = - (v_{r\beta} i_{L\alpha} - v_{r\alpha} i_{L\beta}). \quad (4.28)$$

A potência reativa da rede elétrica durante o processo de conexão da carga e durante a regulação feita pelo conversor é ilustrada na Figura 92.

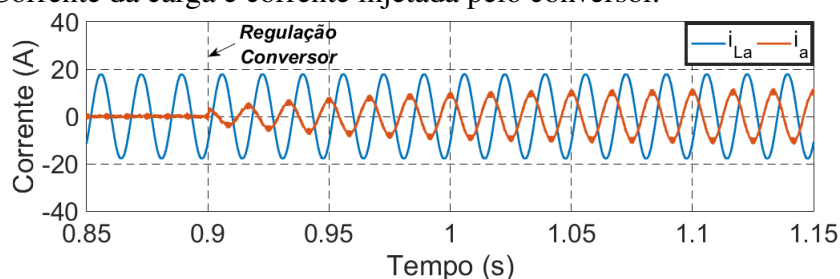
Figura 92 – Potência reativa da rede elétrica.



Fonte: o próprio autor.

A Figura 93 ilustra as correntes da carga e do conversor durante o processo da correção do fator de potência.

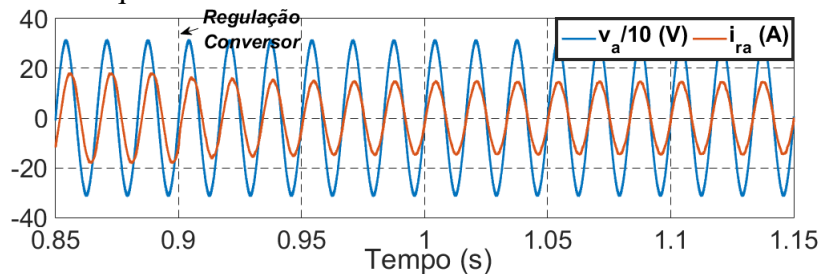
Figura 93 – Corrente da carga e corrente injetada pelo conversor.



Fonte: o próprio autor.

Por fim, a Figura 94 indica a corrente equivalente da rede elétrica (soma das correntes do conversor e carga) antes da entrada da correção do fator de potência feita pelo conversor e após a correção. Observa-se que a corrente gradualmente fica em fase em relação à tensão da rede. Além disso, como a parcela reativa indutiva da carga é suprimida, tem-se a redução da amplitude da corrente da rede. O fator de potência estimado é de 0,999.

Figura 94 – Corrente equivalente da rede elétrica e tensão de fase.



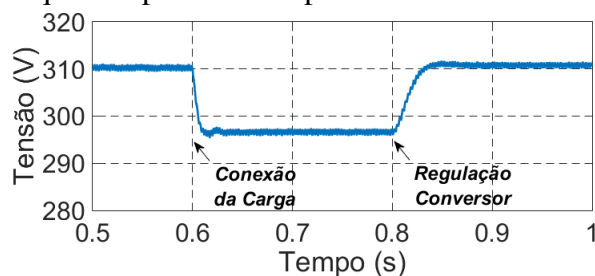
Fonte: o próprio autor.

4.6.3 Controle de tensão

Para a regulação de tensão, utiliza-se um transformador para enfraquecer a rede elétrica e obter uma queda de tensão mais notória ao conectar a carga. Por consequência, através do STATCOM é possível restaurar o nível de tensão para um valor pré-determinado (utiliza-se 311 V na simulação). A conexão da carga é feita no tempo de simulação $t = 0,6$ s, enquanto que a regulação é iniciada em $t = 0,8$ s.

A Figura 95 ilustra a tensão de sequência positiva no ponto de conexão durante a conexão da carga e após a regulação do conversor.

Figura 95 – Tensão de sequência positiva compensada.

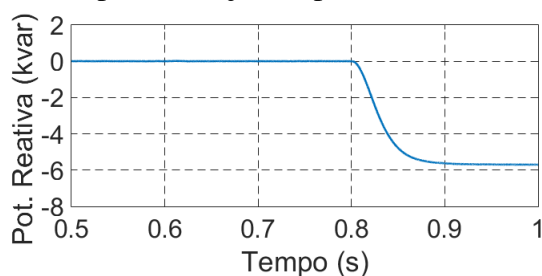


Fonte: o próprio autor.

Observa-se que quando a carga é conectada há uma queda da tensão no ponto de conexão de 310 V para 296 V. Após a regulação feita pelo conversor a tensão é restaurada para 311 V.

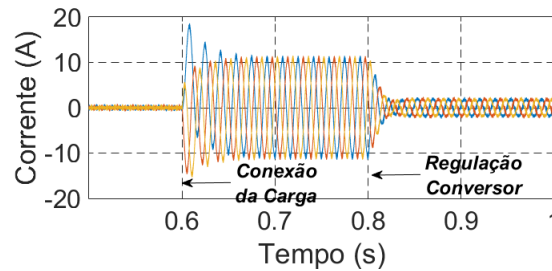
Para obter a restauração da tensão no ponto de conexão, foi necessária a injeção de potência capacitiva de aproximadamente -6 kvar, conforme ilustra a Figura 96. A corrente da rede (carga e conversor) é ilustrada na Figura 97

Figura 96 – Potência reativa capacitiva injetada pelo conversor.



Fonte: o próprio autor.

Figura 97 – Corrente da rede antes e após a regulação de tensão.



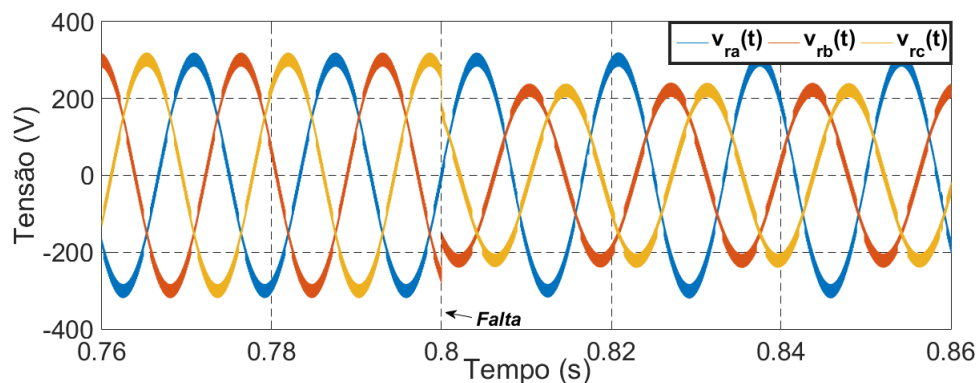
Fonte: o próprio autor.

4.6.4 Desbalanço de tensão

A simulação considerada mostra a operação do STATCOM em um cenário com desbalanço acentuado da tensão da rede elétrica. A estratégia de controle implementada para este cenário é a apresentada na Seção 4.2.5, onde através do controle da corrente de sequência negativa, mantêm-se a potência reativa instantânea sem oscilações. Para comparação, utiliza-se a estratégia de controle convencional, onde há apenas o controle da corrente de sequência positiva e ignorando qualquer desbalanço (apresentado na Figura 79).

A simulação implementada considera o conversor compensando potência reativa ($q = -5$ kvar), quando no tempo de simulação $t = 0,8$ s, ocorre uma redução na amplitude da tensão nas fases B e C de 100 % para 71 %, enquanto que a fase A mantém-se constante. A Figura 98 mostra as tensões da rede elétrica no instante em que o cenário descrito anteriormente ocorre. Já a Figura 99 indica a estimação das componentes de sequência positiva e negativa feita pelo PLL.

Figura 98 – Tensão no ponto de conexão.

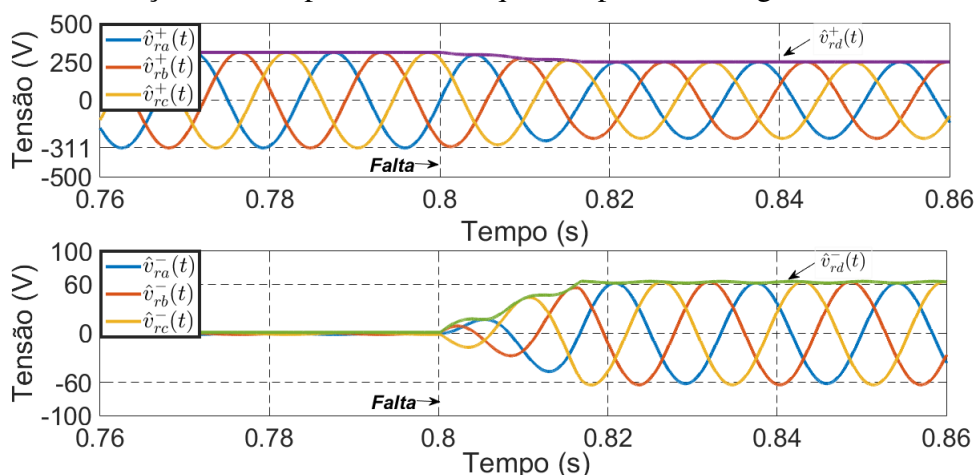


Fonte: o próprio autor.

As correntes do conversor para a estratégia convencional e para a estratégia com eliminação da potência reativa instantânea, são apresentadas na Figura 100.

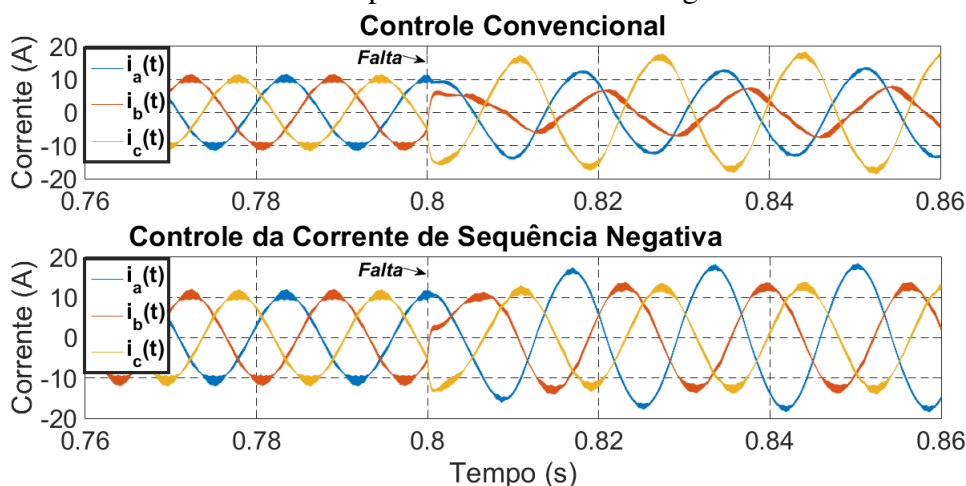
A potência ativa instantânea para as duas estratégias é apresentada na Figura 101. Observa-se que para ambos os casos a mesma continua com grande oscilação causada pelo

Figura 99 – Estimação das componentes de sequência positiva e negativa da tensão da rede.



Fonte: o próprio autor.

Figura 100 – Correntes do conversor para as diferentes estratégias de controle.

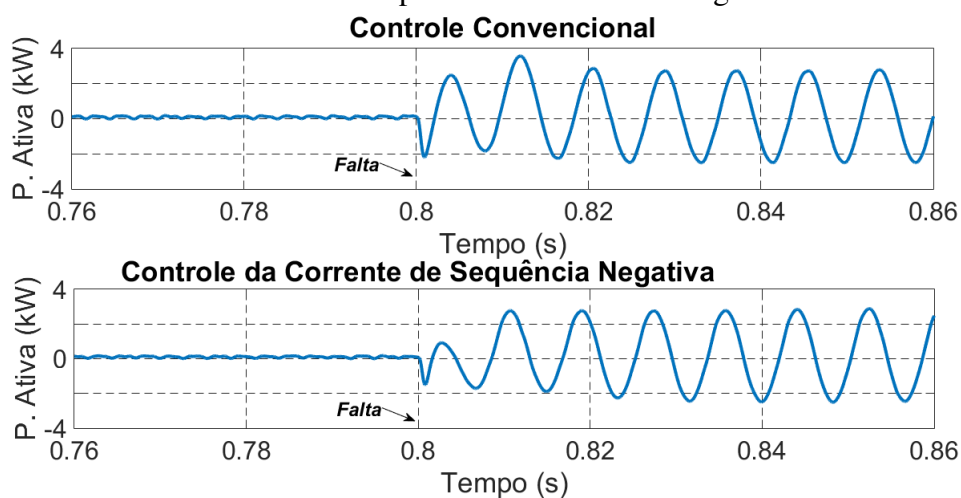


Fonte: o próprio autor.

desbalanço da tensão da rede. Estas oscilações de potência ativa causam oscilações na tensão do elo CC, conforme indicado na Figura 102. As oscilações de tensão do elo CC poderiam ser completamente suprimidas se, ao invés das oscilações de potência reativa, as oscilações de potência ativa fossem eliminadas.

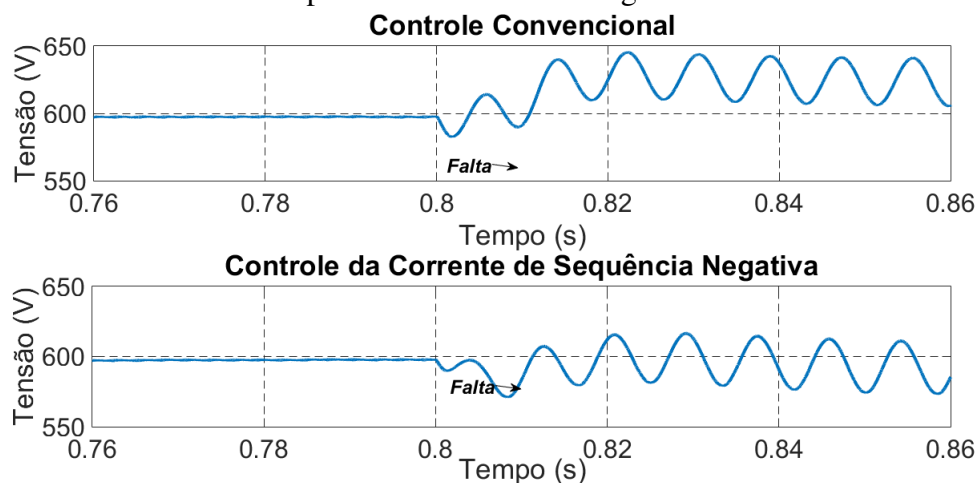
Por fim, a Figura 103 mostra a potência reativa instantânea para as duas estratégias de controle consideradas. Caso não haja o controle das correntes de sequência negativa, haverá oscilações de potência reativa. Estas oscilações são suprimidas ao utilizar a estratégia presente na Seção 4.2.5.

Figura 101 – Potência ativa instantânea para as diferentes estratégias de controle.



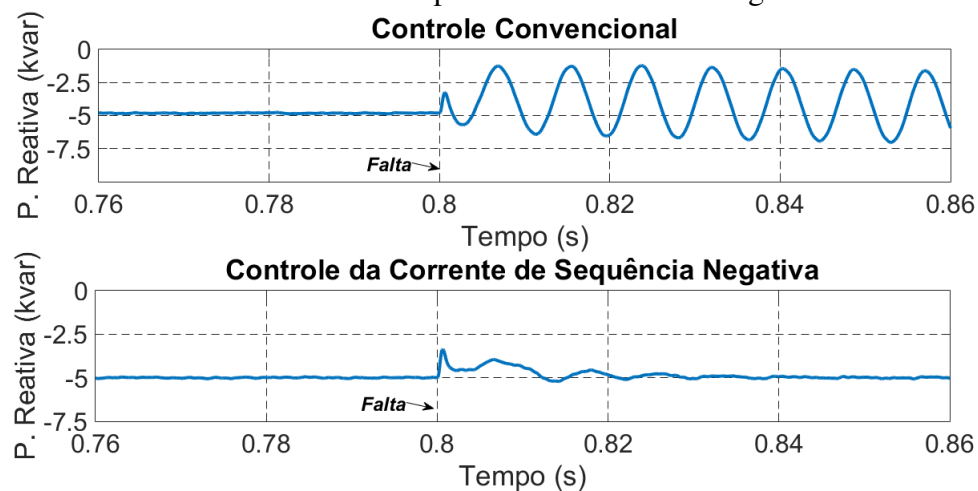
Fonte: o próprio autor.

Figura 102 – Tensão no elo CC para as diferentes estratégias de controle.



Fonte: o próprio autor.

Figura 103 – Potência reativa instantânea para as diferentes estratégias de controle.

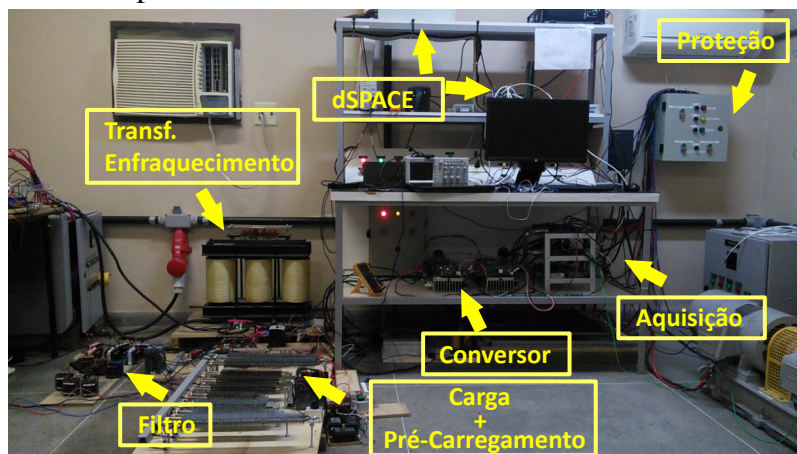


Fonte: o próprio autor.

4.7 Resultados experimentais

Para a obtenção dos resultados experimentais, utilizou-se a plataforma dSPACE 1103 para a realização do controle do conversor. O controle é implementado utilizando o *software* Matlab/Simulink e, através da ECU ControlDesk as estratégias de controle como controle de potência, correção de fator de potência e regulação de tensão, são selecionadas em tempo real. A Figura 104 mostra a bancada desenvolvida para a obtenção dos resultados experimentais, localizada no Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência & Integração a Sistemas de Energia (LAPIS) no Departamento de Engenharia Elétrica da UFC.

Figura 104 – Bancada experimental.



Fonte: o próprio autor.

Os resultados são obtidos através de dois osciloscópios digitais de quatro canais modelo DSO1014 da Agilent Technologies. Um osciloscópio é utilizado para a medição de sinais reais de corrente e tensão. O segundo osciloscópio recebe sinais da saída digital do dSPACE 1103. Os sinais medidos por esse osciloscópio são tensão de sequência positiva estimada pelo PLL, tensão de pico de sequência positiva estimada pelo PLL, potência da carga e potência injetada pelo conversor.

Para a análise das correntes e tensões, utiliza-se o analisador de energia PA4000 da empresa Tektronix. Com este equipamento é possível fazer obter os valores, em tempo real, da potência da carga e do conversor e, principalmente, é possível analisar o TDH das correntes sintetizadas pelo conversor.

Conforme indicado na Tabela 15, além das resistências, utiliza-se também motores de indução operando a vazio. Para o acionamento dos motores, utiliza-se a estratégia de partida estrela-triângulo. A estratégia é utilizada para limitar a corrente de partida do motor e, por

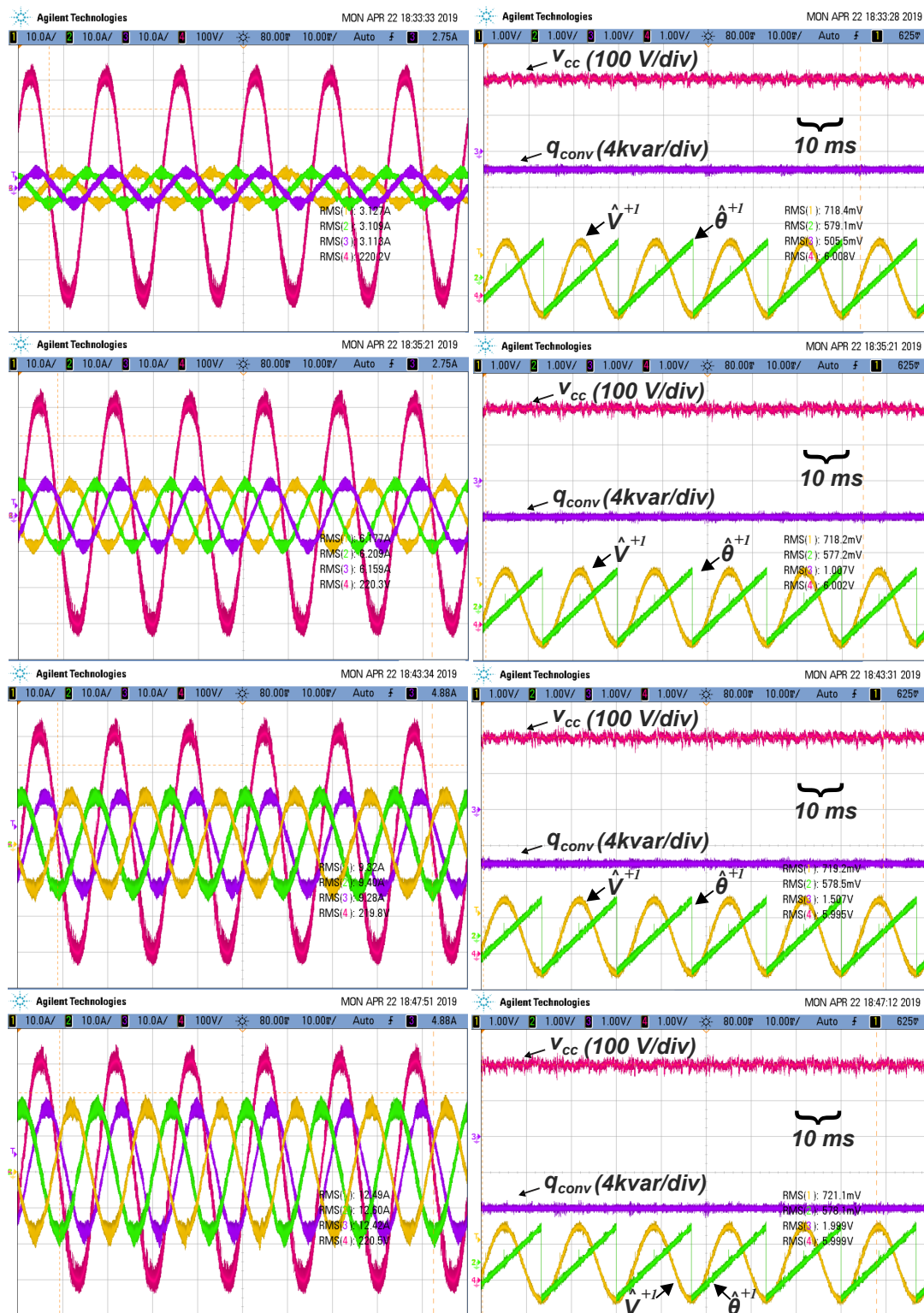
consequência, não haver o disparo da proteção no quadro de circuitos do laboratório.

4.7.1 Controle de potência reativa

Os resultados apresentados na Figura 105 mostram diversos sinais na compensação reativa para os valores de potência de -2 kvar, -4 kvar, -6 kvar e -8 kvar. Pode-se observar claramente a defasagem entre a corrente e tensão da rede elétrica, indicando a compensação reativa capacitiva. Além disso, pode-se destacar o rastreamento da componente fundamental da tensão da rede elétrica para a sincronização do STATCOM e a regulação, tanto da tensão no elo CC, como da potência de referência.

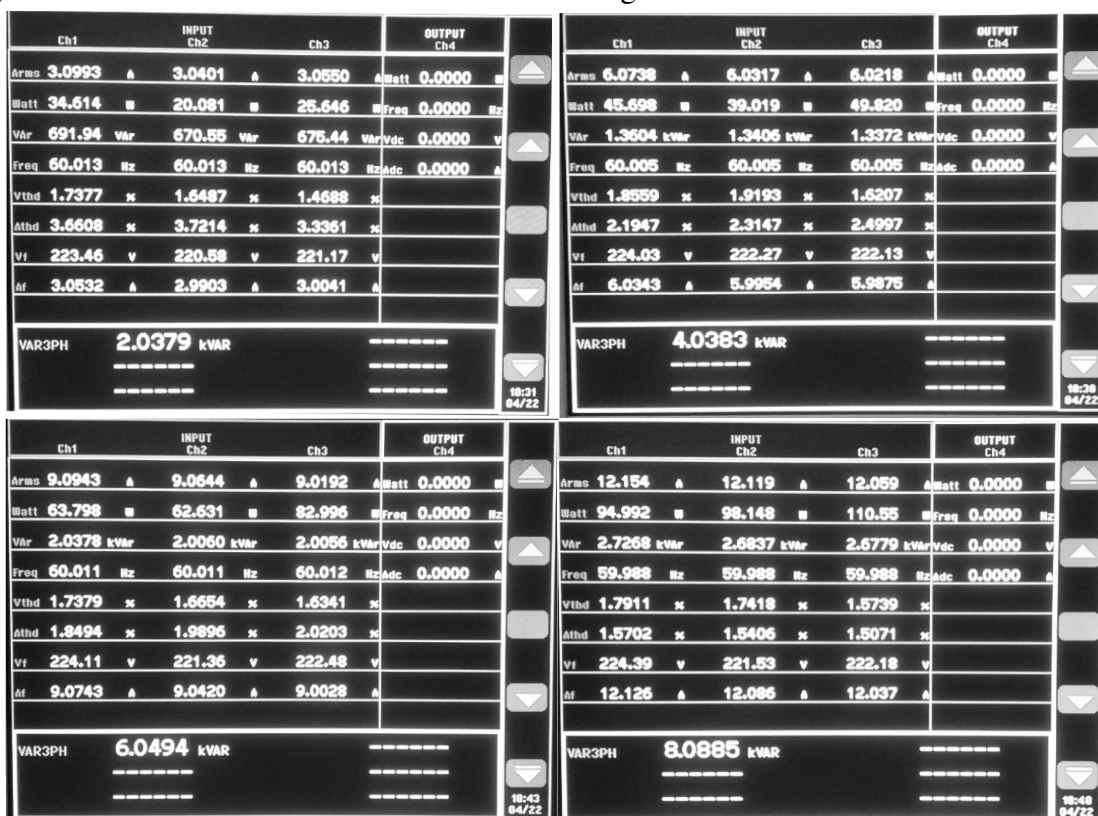
A Figura 106 indica as leituras feitas pelo analisador de energia. É possível notar que para o caso de menor carga (-2 kvar), as correntes possuem um TDH de no máximo 3,72 %. Já para o cenário de maior carga (-8 kvar), as correntes possuem um TDH de 1,57 %. Segundo (IEEE Std. 519, 2014), estes valores de distorção são considerados aceitáveis. O analisador de energia também fornece informação quanto a distorção da tensão no ponto de conexão. A distorção fica entre valores de 1,47-1,92%.

Figura 105 – Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1-CH3 - Corrente do conversor (10 A/div) e CH4 - Tensão de fase da rede (100 V/div); Osciloscópio #2: CH1 - Tensão estimada pelo PLL (normalizada), CH2 - Ângulo de Fase (normalizado), CH3 - Potência Reativa (4 kvar/div) e CH4 - Tensão no elo CC (100 V/div).



Fonte: o próprio autor.

Figura 106 – Resultados obtidos analisador de energia Tektronix PA4000.



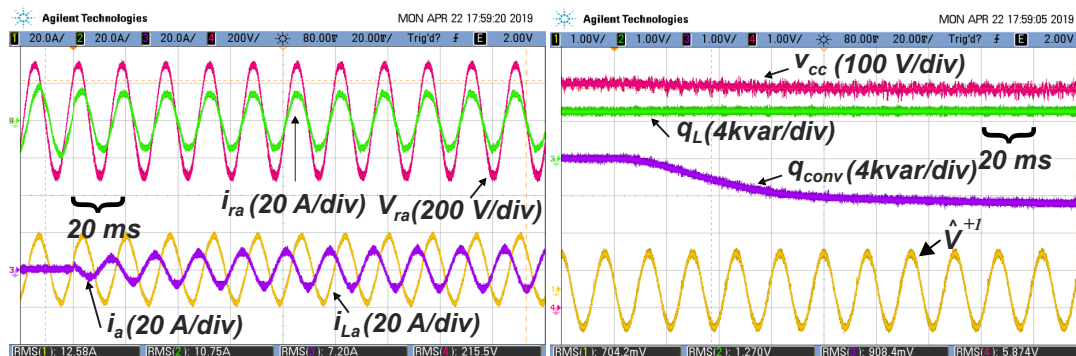
Fonte: o próprio autor.

4.7.2 Correção de fator de potência

A Figura 107 indica os resultados obtidos para a compensação do fator de potência no ponto de conexão. A carga é considerada já em regime permanente, i.e., após os transitórios de acionamento dos motores de indução operando a vazio.

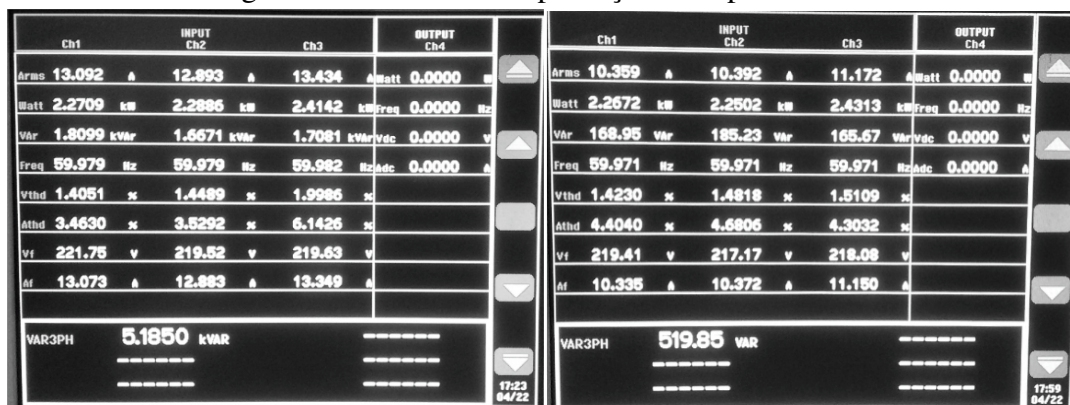
A Figura 108 indica os valores de potência reativa somente da carga e após a compensação feita pelo STATCOM. Em conjunto com a leitura da potência ativa do sistema, pode-se estimar que o fator antes da correção é de 0,782, enquanto que após a correção, o fator de potência é de aproximadamente 0,997, validando a estratégia implementada.

Figura 107 – Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1 - Corrente da carga (20 A/div), CH2 - Corrente da rede (20 A/div), CH3 - Corrente do conversor (20 A/div) e CH4 - Tensão de fase (200 V/div); Osciloscópio #2: CH1 - Tensão estimada pelo PLL (Normalizada), CH2 - Potência reativa da carga (4 kvar/div), CH3 - Potência reativa do conversor (4 kvar/div) e CH4 - Tensão no elo CC (100 V/div).



Fonte: o próprio autor.

Figura 108 – Resultados obtidos analisador de energia Tektronix PA4000. Resultado #1: Somente carga. Resultado #2: Compensação feita pelo STATCOM



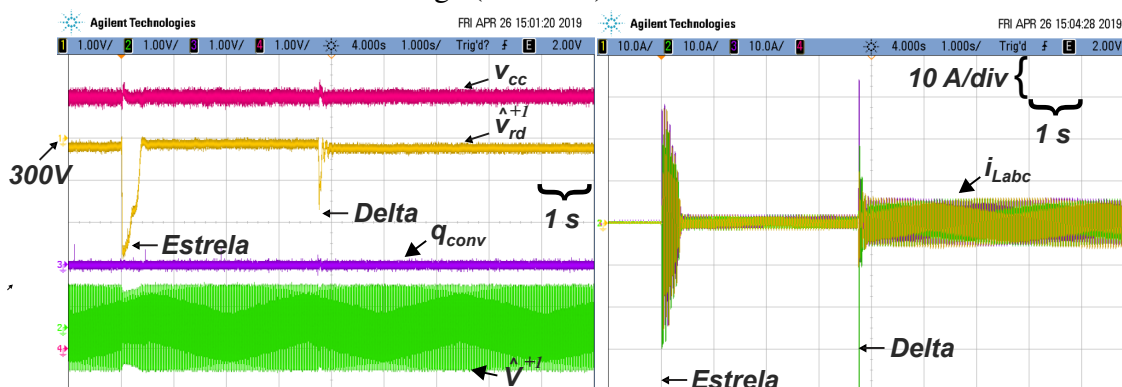
Fonte: o próprio autor.

4.7.3 Controle de tensão

Para a regulação de tensão no ponto de conexão, é importante ressaltar que a rede elétrica real possui grandes variações durante o dia. Isto quer dizer que em determinados momentos do dia é possível que a tensão da rede esteja abaixo ou acima da tensão nominal. Observações feitas durante ensaios indicam que durante a noite a tensão da rede é acima da nominal, chegando a valores de pico acima de 315 V. Já durante a tarde observou-se situações onde a tensão chegava a valores próximos de 304 V. Como os resultados obtidos foram durante o período da tarde, o segundo cenário comentado anteriormente é observado para a tensão da rede elétrica.

A Figura 109 indica a conexão da carga, composta apenas pelos motores de indução, à rede elétrica. Observou-se que a conexão conjunta da carga e da regulação do elo CC do STATCOM levava a tensão de pico da rede para um valor abaixo de 296 V.

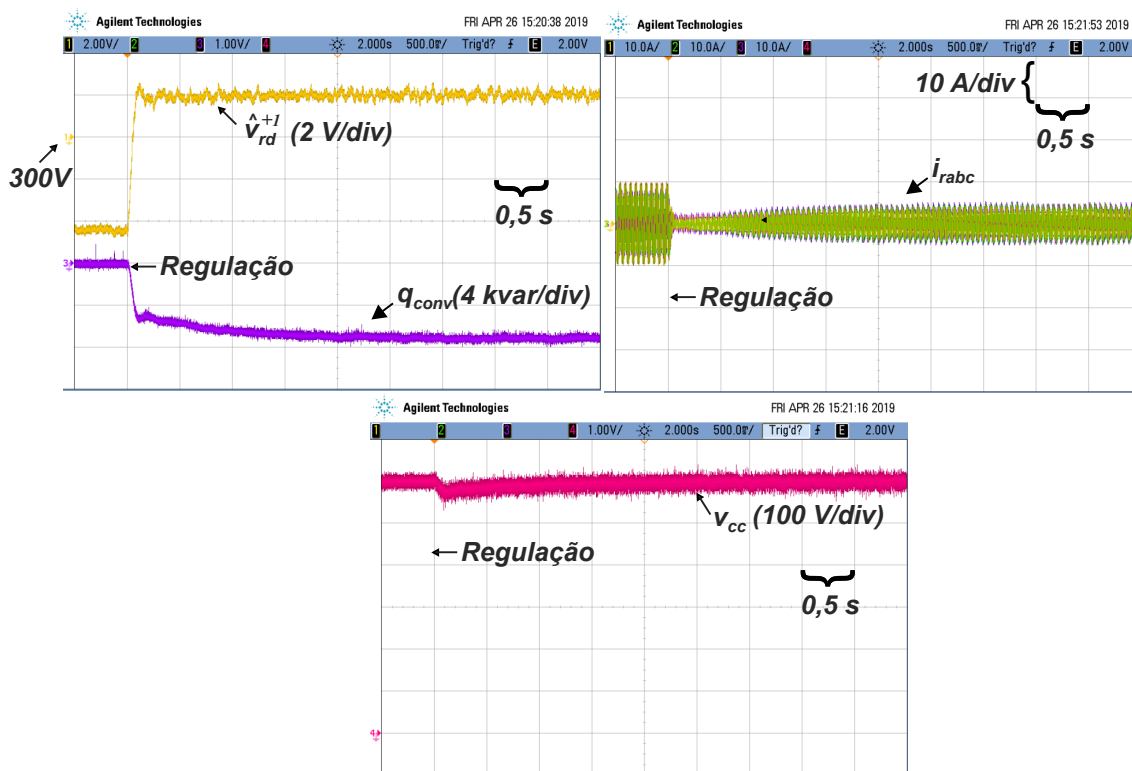
Figura 109 – Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1 - Tensão de pico da rede (8V/div), CH2 - Tensão de fase (normalizada), CH3 - Potência reativa do conversor (4 kvar/div) e CH4 - Tensão no elo CC (100 V/div). Osciloscópio #2: CH1-3 Corrente da carga (10 A/div).



Fonte: o próprio autor.

A Figura 110 indica a regulação da tensão no ponto de conexão feita pelo conversor. Observa-se que foi possível elevar a tensão da rede para 302 V. A potência reativa capacitiva necessária para alcançar este valor é próxima de -8 kvar. Este resultado contrasta com o obtido em simulação, uma vez que com -6 kvar foi possível reestabelecer a tensão da rede em aproximadamente 311 V. Uma justificativa plausível para a diferença é devido ao fato que a combinação de impedância equivalente da rede e transformador possui valor inferior ao estimado na Tabela 12. Este pode ser o caso uma vez que os dados para a estimação da rede são relativamente antigos (uma diferença de quase 10 anos da data deste trabalho) e que a impedância estimada do transformador pode não ser precisa. Uma segunda justificativa pode ser devido a imprecisão na leitura do sinal da tensão da rede. Como a rede torna-se fraca, a tensão no ponto de conexão possui uma maior distorção em alta frequência quando o conversor está chaveando que, se não devidamente filtrada, pode gerar imprecisões na amostragem.

Figura 110 – Resultados experimentais obtidos. Osciloscópio #1: CH1 - Tensão de pico da rede (2 V/div) e CH3 - Potência reativa do conversor (4 kvar/div). Osciloscópio #2: CH1-3 - Corrente da rede (10 A/div). Osciloscópio #3: Tensão no elo CC (100 V/div).



Fonte: o próprio autor.

4.8 Conclusão

Este capítulo apresentou a utilização das estruturas estudadas no Capítulo 3 no controle de um conversor conectado à rede elétrica operando como um STATCOM. Primeiramente foi apresentado o princípio de funcionamento do STATCOM e seus objetivos de controle: correção de fator de potência e regulação da tensão no ponto de conexão.

Logo em seguida, a estratégia de controle implementada é apresentada. O controle é feito através dos eixos síncronos girantes dq , o que torna sinais alternados em sinais contínuos, viabilizando a utilização de controladores PI. Apesar disso, a utilização deste tipo de controlador pode não ser interessante em cenários onde há distorção da tensão da rede. Isto se deve ao fato de que as distorções da tensão da rede podem causar a injeção de correntes distorcidas pelo conversor. A alternativa utilizada nesta dissertação é o uso da técnica conhecida como PI-RES no controlador de corrente.

O sistema implementado é descrito com detalhes, incluindo a motivação da escolha

de especificações do conversor, da rede elétrica e de controladores.

Os resultados de simulação, utilizando o *software* PSCAD/EMTDC, e experimentais, implementados na plataforma dSPACE 1103, mostram o funcionamento do STATCOM utilizando os algoritmos de sincronização estudados. O funcionamento é considerado satisfatório, uma vez que todos os objetivos de controle foram alcançados.

5 CONCLUSÕES

Neste capítulo apresenta-se as conclusões desta dissertação e sugestões de trabalhos futuros.

5.1 Conclusões da dissertação

Neste trabalho foi proposta a expansão de dois algoritmos de sincronização para que sejam capazes de rastrear componentes de sequência positiva e negativa da tensão da rede elétrica. As estruturas originais possuem como premissa básica a projeção de um sinal trifásico em um subespaço complexo bifásico de sequência positiva, desta forma, a expansão é feita através da definição de um novo subespaço complexo de sequência negativa. A modelagem feita indica que para o cálculo das projeções no subespaço de sequência negativa, não há cálculos adicionais, portanto, não há aumento significativo no custo computacional.

Para validar a estratégia, comparou-se o desempenho das novas estruturas com outros algoritmos de sincronização populares na literatura especializada. Os resultados mostraram que a estrutura sem filtro adaptativo é adequada para cenários onde apenas a distorção harmônica é presente, uma vez que ela não só possui a mais rápida resposta dinâmica, como também possui a capacidade de rejeitar harmônicos completamente. Caso tenha-se distorções subharmônicas e interharmônicas, assim como destacado em Araujo (2015), a estrutura que possui a maior precisão e capacidade de filtragem é a proposta com filtro adaptativo. Vale destacar que para resultados em regime transitório, a estrutura proposta com filtro adaptativo possui um tempo de acomodação próximo ao do DSOGI-FLL, porém, para em regime permanente, a precisão na estimação da componente de sequência negativa da estrutura proposta é superior. Estes resultados validam a aplicação desta estrutura nos cenários onde há distorção subharmônica e interharmônica.

Visando generalizar estes algoritmos, uma nova expansão é feita a fim de rastrear não apenas componentes fundamentais, mas também componentes harmônicos de qualquer frequência. Os resultados mostraram a viabilidade da utilização destas estruturas para obter com precisão as informações relevantes aos componentes harmônicos em tempo real. Esta estrutura pode ser uma alternativa interessante para o monitoramento da distorção da tensão da rede elétrica em tempo real e também para estratégias de controle de conversores conectados à rede elétrica que utilizam da estimação das componentes harmônicas.

Por último, as estruturas detectoras de sequência positiva e negativa apresentadas nesta dissertação são utilizadas no controle de um conversor conectado à rede elétrica operando como um STATCOM. Esta situação visa indicar a viabilidade da utilização das estruturas no controle do conversor tanto em simulação, onde analisa-se o correto funcionamento do sistema implementado, como em experimentos, onde verifica-se a possibilidade da utilização da estrutura em conjunto com o controle do STATCOM em tempo real. Os objetivos de controle do STATCOM envolveram a compensação de potência reativa (incluindo correção de fator potência) e regulação da tensão no ponto de conexão do conversor. Os resultados mostraram-se satisfatórios para os cenários considerados, uma vez que os objetivos de controle foram alcançados e os sistemas foram implementados em bancada experimental com êxito. Por último, a operação do conversor em cenários de desbalanço de tensão foram analisadas. Neste cenário, faz-se o uso completo das estruturas propostas, uma vez que existem componentes de sequência positiva e negativa, e estas são utilizadas em uma estratégia de controle que visa a eliminação das componentes oscilantes de potência reativa injetada. Os resultados indicaram que o objetivo foi alcançado de maneira satisfatória, confirmando que as estruturas propostas são apropriadas para aplicação no controle do STATCOM no cenário contemplado.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

Alguns trabalhos recentes consideram a utilização de algoritmos de sincronização com estruturas estimadoras de frequência conhecidas como *Type-2 FLL*. Estas estruturas são capazes de rastrear variações de frequência em rampa no sinal de entrada. Assim como as estruturas conhecidas como *Type-1 FLL*, os algoritmos de sincronização estudados nesta dissertação são capazes de rastrear variações de frequência em degrau. Uma sugestão de trabalho futuro seria a modificação da estrutura original para que a mesma também seja capaz de estimar com precisão a frequência quando há variações em rampa.

Assim como os trabalhos anteriores de Moor Neto (2008) e Araujo (2015), os parâmetros dos algoritmos de sincronização estudados foram definidos de maneira empírica. Um trabalho futuro poderia buscar uma modelagem precisa da estrutura de cálculo do produto interno e, por consequência, do algoritmo de sincronização como um todo. Desta forma, seria possível encontrar valores ótimos para os parâmetros dos PLLs. Ainda relacionado ao algoritmo de sincronização, pode-se investigar a viabilidade da utilização da estrutura genérica para estimação em tempo real das componentes harmônicas apresentada na Seção 3.7.

Com relação a utilização do algoritmo de sincronização no controle do STATCOM, sugere-se a implementação em bancada da condição de operação com tensões de fase da rede elétrica desbalanceadas. Além da estratégia para eliminação da oscilação de potência reativa, outras estratégias mais complexas que poderiam ser implementadas são as propostas em Teodorescu *et al.* (2011). Estas estratégias utilizam informações pertinentes as componentes de sequência negativa, que podem ser estimadas conforme apresentado nesta dissertação.

REFERÊNCIAS

- ABAD, G.; LOPEZ, J.; RODRIGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. **Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 85.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica: Módulo 8: Qualidade de Energia Elétrica**. Brasil, 2018.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. v. 62.
- ARAUJO, R. G. **Estruturas de PLL (PHASE-LOCKED LOOP) monofásica e trifásica com alta rejeição a sub e inter-harmônicas**. 2015. 137 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2015.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID controllers: theory, design, and tuning**. [S.l.]: Instrument society of America Research Triangle Park, NC, 1995. v. 2.
- BANERJEE, D. **PLL Performance, Simulation, and Design 5th Edition**. DOG EAR PUB LLC, 2017. ISBN 9781457551772. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=i9DxswEACAAJ>>. Acesso em: 10 mai. 2019.
- BELLESCIZE, H. La réception synchrone. *L'Onde Électrique*, v. 11, p. 230–240, 1932.
- BENHABIB, M. C.; SAADATE, S. A new topology for a modular active power filter. In: IEEE. **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005**. [S.l.], 2005. v. 2, p. 827–832.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, 2004.
- BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; TIMBUS, A. V. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 53, n. 5, 2006.
- BLAABJERG, F.; YANG, Y.; MA, K.; WANG, X. Power electronics-the key technology for renewable energy system integration. In: IEEE. **2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.], 2015. p. 1618–1626.
- BLASKO, V.; KAURA, V. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter. **IEEE transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 116–123, 1997.
- BOLLEN, M. H. **Understanding power quality problems**. [S.l.]: IEEE press, 2000.
- BOLLEN, M. H.; GU, I. Y. **Signal processing of power quality disturbances**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2006. v. 30.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. **Lectures on power electronics**, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.

CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. **IEEE Transactions on Power electronics**, v. 15, n. 3, p. 431–438, 2000.

DESTRO, R.; MATAKAS, L.; KOMATSU, W.; AMA, N. R. N. Implementation aspects of adaptive window moving average filter applied to pll—comparative study. In: **IEEE. 2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.], 2013. p. 730–736.

DUESTERHOEFT, W.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, IEEE**, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951.

DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W.; SANTOSO, S. **Electrical power systems quality**. [S.l.]: mcgraw-Hill New York, 1996.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **O Compromisso do Brasil no Combate às Mudanças Climáticas: Produção e uso de energia**. Brasil, 2016.

ENCARNAÇÃO, L. F. **Compensador síncrono estático multinível em média tensão para sistemas de distribuição**. 2009. 155 f. Tese (Doutorado) — COPPE, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2009.

FONSECA, J. M.; QUEIROZ, S. S.; LIMA, S. R.; LIMA, W. da S.; ALMEIDA, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C. Performance analysis of synchronization algorithms for grid-connected power converters under sub and inter-harmonics distortion. In: **IEEE. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2018. p. 2952–2958.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, XXXVII, n. 2, p. 1027–1140, July 1918. ISSN 0096-3860.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A.; POWELL, J. D. **Feedback control of dynamic systems**. [S.l.]: Addison-Wesley Reading, MA, 1994. v. 3.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; GHAREHPETIAN, G. B. Five approaches to deal with problem of dc offset in phase-locked loop algorithms: Design considerations and performance evaluations. **IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE**, v. 31, n. 1, p. 648–661, 2016.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Three-phase pll: A review of recent advances. **IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE**, v. 32, n. 3, p. 1894–1907, 2017.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VIDAL, A.; YEPES, A. G.; DOVAL-GANDOY, J. Pll with maf-based prefiltering stage: small-signal modeling and performance enhancement. **IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE**, v. 31, n. 6, p. 4013–4019, 2016.

GOLESTAN, S.; RAMEZANI, M.; GUERRERO, J. M.; FREIJEDO, F. D.; MONFARED, M. Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines. **IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE**, v. 29, n. 6, p. 2750–2763, 2014.

GUO, X.-Q.; WU, W.-Y.; GU, H.-R. Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review. **Przeegląd Elektrotechniczny**, v. 87, n. 4, p. 182–187, 2011.

HINGORANI, N. G. Introducing custom power. **IEEE spectrum**, IEEE, v. 32, n. 6, p. 41–48, 1995.

HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L.; EL-HAWARY, M. **Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems**. [S.l.]: IEEE press New York, 2000. v. 1.

IEEE Std. 1159. IEEE recommended practice for monitoring electric power quality. **IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)**, p. c1–81, June 2009.

IEEE Std. 1547. IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. **IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)**, p. 1–138, April 2018.

IEEE Std. 519. IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1–29, June 2014.

JAALAM, N.; RAHIM, N.; BAKAR, A.; TAN, C.; HAIDAR, A. M. A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 59, p. 1471–1481, 2016.

LIN, J.; SUN, Y.; SONG, Y.; GAO, W.; SORENSEN, P. Wind power fluctuation smoothing controller based on risk assessment of grid frequency deviation in an isolated system. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 2, p. 379–392, April 2013. ISSN 1949-3029.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; DELL'AQUILA, A. Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase pwm voltage source converter. **International Journal of Electronics**, Taylor & Francis, v. 91, n. 8, p. 445–460, 2004.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 21, n. 3, p. 836–841, 2006.

LYON, W. V. **Applications of the Method of Symmetrical Components**. [S.l.]: McGraw-Hill, New York, 1937.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; GALLOWAY, J. Improved power converter line synchronisation using an adaptive discrete fourier transform (dft). In: IEEE. **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 2002. v. 2, p. 821–826.

MOOR NETO, J. A. **Contribuições para o desenvolvimento do condicionador unificado de energia (UPQC - Unified Power Quality Conditioner)**. 2008. 226 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — COPPE, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2008.

MORAIS, E. E. C. **Estudo e projeto de filtros passivos para atenuação de harmônicos em instalações elétricas industriais** 2011. 122 f. TCC (Graduação em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. **Procedimentos de Rede: Módulo 25.6, indicadores de qualidade de energia elétrica - frequência e tensão**. Brasil, 2009.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines-ii. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 52, n. 2, p. 352–354, June 1933. ISSN 0096-3860.

- PENA, R.; CLARE, J.; ASHER, G. Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. **IEEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 143, n. 3, p. 231–241, 1996.
- PONNALURI, S.; BRICKWEDDE, A. Generalized system design of active filters. In: **IEEE. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 2001. v. 3, p. 1414–1419.
- REZNIK, A. **Analysis and Design of a Smart-Inverter for Renewable Energy Interconnection to the Grid** 2013. 127 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Colorado School of Mines, Golden, Estados Unidos da América, 2013.
- ROBLES, E.; CEBALLOS, S.; POU, J.; MARTIN, J. L.; ZARAGOZA, J.; IBANEZ, P. Variable-frequency grid-sequence detector based on a quasi-ideal low-pass filter stage and a phase-locked loop. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 25, n. 10, p. 2552–2563, 2010.
- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; MUNOZ-AGUILAR, R. S.; ETXEBERRIA-OTADUI, I.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 1, p. 99–112, 2012.
- RODRÍGUEZ, P.; POU, J.; BERGAS, J.; CANDELA, J. I.; BURGOS, R. P.; BOROYEVICH, D. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 584–592, 2007.
- RODRIGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; CANDELA, I.; TIMBUS, A. V.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: **IEEE. 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 2006. p. 1–7.
- SONG, H.-S.; NAM, K. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 46, n. 5, p. 953–959, 1999.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2011.
- TIMBUS, A. **Grid monitoring and advanced control of distributed power generation systems** 2007. 223 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Institute of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg, Dinamarca, 2007.
- WANG, Y. F.; LI, Y. W. Three-phase cascaded delayed signal cancellation pll for fast selective harmonic detection. **IEEE Transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 60, n. 4, p. 1452–1463, 2011.

WEIDENBRUG, R.; DAWSON, F. P.; BONERT, R. New synchronization method for thyristor power converters to weak ac-systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 40, n. 5, p. 505–511, 1993.

WU, R.; DEWAN, S. B.; SLEMON, G. R. Analysis of an ac-to-dc voltage source converter using pwm with phase and amplitude control. **IEEE Transactions on industry Applications**, IEEE, v. 27, n. 2, p. 355–364, 1991.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2010. v. 34.

APÊNDICE A – DETALHES DE IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DOS ALGORITMOS PROPOSTOS

O algoritmo proposto em Moor Neto (2008) e suas modificações, tanto a proposta em Araujo (2015) como a desta dissertação, possuem partes não lineares cuja implementações devem ser clarificadas, sendo a principal o algoritmo do produto interno.

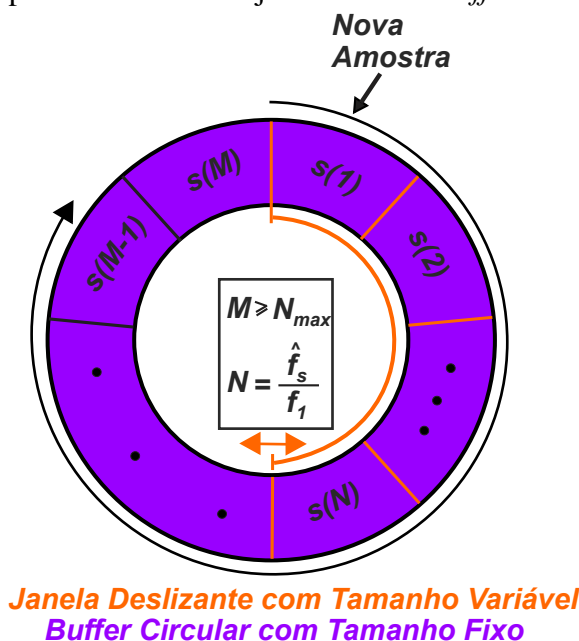
A.1 Implementação do Produto Interno

O cálculo do produto interno é a parte mais importante dos algoritmos estudados. Através das variáveis calculadas no produto interno, tem-se os sinais de sequência positiva e negativa estimados, que por sua vez são utilizados para a estimação dos seus respectivos ângulos de fase e da frequência fundamental.

Conforme indicado na Equação (3.16), o cálculo do produto interno, que é o resultado da projeção do sinal trifásico de entrada em um subespaço complexo de sequência positiva e negativa estimado, é feito durante um período da componente fundamental estimada $T_1 = 1/\hat{f}_1$. Este cálculo é feito baseado no algoritmo da janela deslizante de tamanho variável utilizando um *buffer* circular de tamanho fixo, conforme Destro *et al.* (2013). Utilizando este algoritmo, pode-se calcular as integrais da Equação (3.16), como sendo um somatório com N amostras, onde $N = f_s/\hat{f}_1$. Nesta equação f_s é a frequência de amostragem do sinal em Hz. O *buffer* circular de tamanho fixo é capaz de armazenar M amostras do sinal de entrada, portanto tem-se que $M \geq N_{max}$, onde N_{max} é o comprimento da janela deslizante para a menor frequência possível que deseja ser rastreada. Por exemplo, caso queira-se rastrear uma frequência mínima de 30 Hz com uma frequência de amostragem $f_s = 3$ kHz, tem-se que o número mínimo de amostras a serem utilizadas é igual a 100. Este número porém, impediria que pequenas variações frequência (abaixo de 30 Hz), sejam rastreadas corretamente, portanto, é recomendável a utilização de um *buffer* circular fixo com capacidade de armazenamento superior a 100 amostras ($M > 100$). A Figura 111 ilustra o funcionamento da janela deslizante de tamanho variável utilizando um *buffer* circular.

Das Equações (3.17) e (3.18), tem-se ainda a necessidade do cálculo de sinais senoidais e cossenoidais com argumento $2\pi\hat{f}_1 t$. O cálculo destas funções é feito através de *look-up tables* previamente definidas e, assim como em Moor Neto (2008), utiliza-se um número de pontos em potência de 2. Destaca-se que ao aumentar o número de pontos, e por consequência

Figura 111 – Ilustração do funcionamento do algoritmo da janela deslizante com tamanho variável implementada em conjunto com um *buffer* circular de tamanho fixo.



Fonte: o próprio autor.

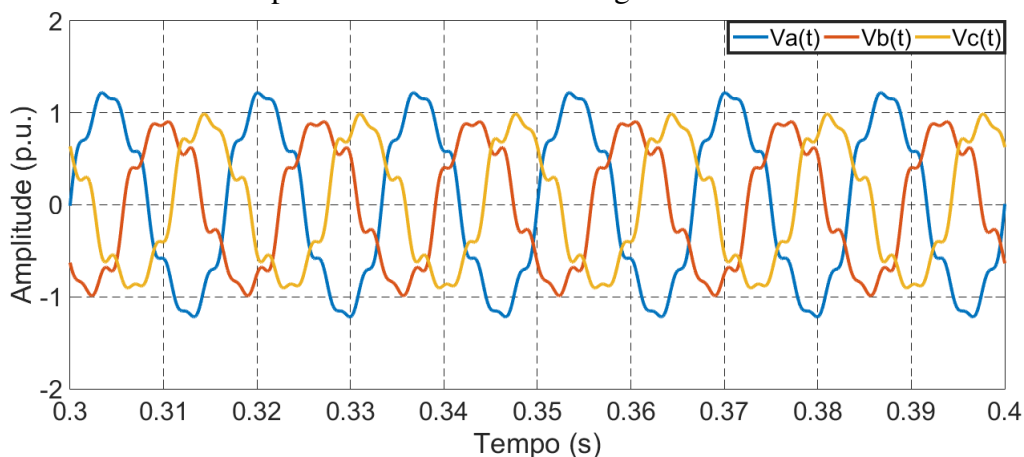
aumentando a precisão do resultado destas funções trigonométricas, maior será a memória alocada para armazenar os dados da *look-up table*.

A.2 Redução do esforço computacional do produto interno

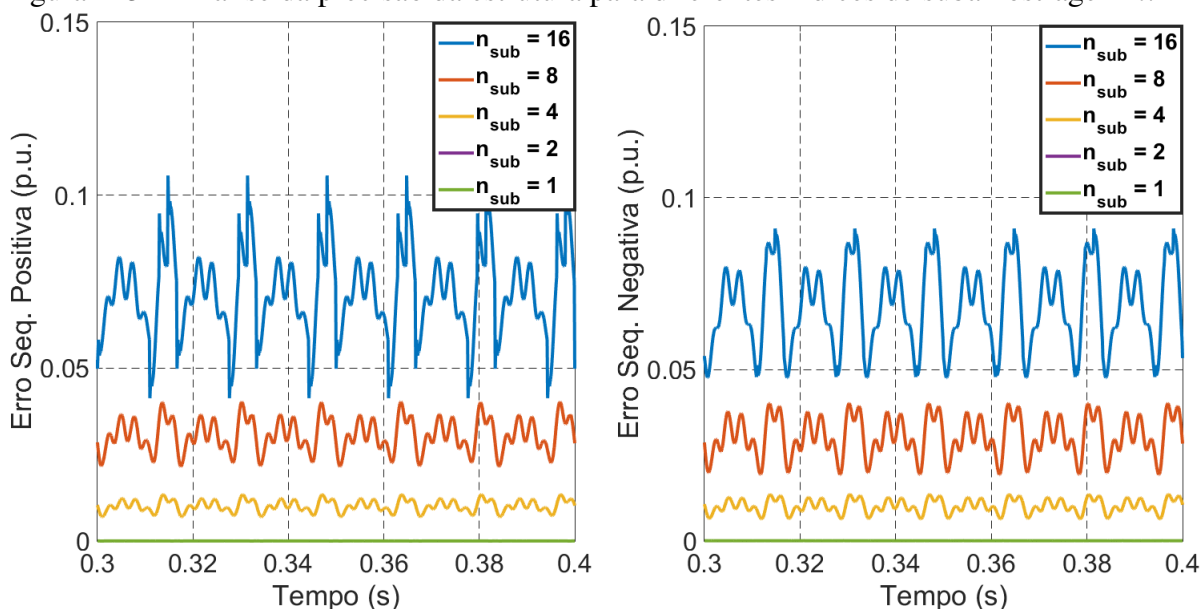
A implementação do algoritmo de cálculo do produto interno aumenta consideravelmente o esforço computacional da estrutura do PLL. Uma maneira de reduzir este esforço computacional, e o uso de memória, é através da subamostragem do cálculo do produto interno, isto é, utilizar $N_{sub} = N/n_{sub}$, onde n_{sub} é o índice de subamostragem e N_{sub} é o número de amostras utilizadas da janela deslizante. Ao aumentar o índice de subamostragem tem-se uma diminuição no número de computações a serem feitas, porém, aumenta-se a imprecisão nos resultados. Além disso, conforme descrito em Moor Neto (2008), a diminuição do número de amostras também pode impactar na resposta dinâmica do PLL, fazendo com que valores mais altos de K_{MF} e K_{FA} gerem instabilidade da estrutura. A Figura 113 ilustra a precisão da estrutura para diferentes valores de n em um cenário com distorções harmônicas, sendo este $V^{+1} = 1,0$ p.u., $V^{-1} = 0,2$ p.u., $V^{-2} = 0,07$ p.u., $V^{z3} = 0,04$ p.u., $V^{-5} = 0,1$ p.u. e $V^{+7} = 0,1$ p.u..

Da Figura 113, pode-se notar que a cada vez que dobra-se a subamostragem, aproximadamente também é dobrado o erro em regime da estrutura. Considerando a amplitude do sinal de sequência positiva V^{+1} , tem-se que para $n_{sub} = 16$ há um erro em regime que ultrapassa 0,1

Figura 112 – Sinal trifásico para análise da subamostragem.



Fonte: o próprio autor.

Figura 113 – Análise da precisão da estrutura para diferentes índices de subamostragem n .

Fonte: o próprio autor.

p.u., isto é, aproximadamente 10% do sinal. Para a sequência negativa, tem-se que a amplitude V^{-1} equivale a 0,2 p.u., portanto para $n_{sub} = 16$, o erro em regime chega a ultrapassar 40% da amplitude total do sinal. Para este caso em específico, obteve-se uma resposta de $n_{sub} = 1$ praticamente igual a $n_{sub} = 2$. No decorrer desta dissertação, não houve a necessidade da utilização de subamostragem, porém, caso seja necessário a sua utilização, não recomenda-se a utilização de valores acima de $n_{sub} = 4$.

APÊNDICE B – OSCILAÇÕES NOS EIXOS DE REFERÊNCIA SÍNCRONOS

Uma situação recorrente em algoritmos de sincronização e estratégias de controle de conversores elétricos conectados à rede elétrica, é a utilização da transformada de Park para mudança dos eixos estacionários, abc ou $\alpha\beta$, para os eixos síncronos, dq^{+1} (e em alguns casos dq^{-1}). De maneira mais simplista, a transformada de Park transforma sinais alternados em contínuos, entretanto, esta é uma condição onde é assumido que o sinal de entrada é composto apenas pela componente de mesma frequência e mesma sequência dos eixos síncronos. Este não é o caso para sinais que possuem componentes de frequência harmônica diferentes da fundamental. Caso não haja nenhuma filtragem, um sinal com distorção harmônica nos eixos estacionários possuirá oscilações quando utiliza-se a transformada de Park.

Seja um vetor girante \vec{V}^h com frequência genérica múltipla da fundamental $h\omega_1$, onde $h = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, nos eixos estacionários ($\alpha\beta$) definido conforme (B.1), caso n seja positivo ou conforme (B.2), caso h seja negativo. Para facilitar a análise os ângulos de fase são ignorados, isto é $\phi^h = 0$.

$$\begin{cases} v_\alpha(t) = V_h \text{sen}(h\omega t) \\ v_\beta(t) = V_h \text{sen}(h\omega t - \pi/2) = -V_h \text{cos}(h\omega t) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{cases} v_\alpha(t) = V_h \text{sen}(h\omega t) \\ v_\beta(t) = V_h \text{sen}(h\omega t + \pi/2) = V_h \text{cos}(h\omega t) \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Ao projetar este vetor no eixo síncrono dq^{+1} , que gira no sentido anti-horário com frequência ω , tem-se a seguinte transformação $\alpha\beta \rightarrow dq^{+1}$:

$$\begin{bmatrix} v_{dh}(t) \\ v_{qh}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{cos}(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \text{cos}(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{cos}(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \text{cos}(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \text{sen}(h\omega t) \\ \pm V_h \text{cos}(h\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

A Equação Matricial (B.3) resulta na expressão:

$$\begin{cases} v_{dh}(t) = \pm V_h \text{sen}((h-1)\omega t) \\ v_{qh}(t) = \pm V_h \text{cos}((h-1)\omega t) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Distorções harmônicas (nos eixos estacionários) muito comuns nas tensões da redes elétricas são aquelas geradas por retificadores não controlados, sendo $h = -5, +7, -11, +13, \dots$

De (B.4), observa-se que as oscilações $h = -5, +7$, tornam-se oscilações em $6\omega t$ em dq^{+1} . Similarmente, oscilações $h = -11, +13$, tornam-se oscilações em $12\omega t$ em dq^{+1} . Além disso, quando há a presença de componentes de sequência negativa com frequência fundamental, isto é $h = -1$, tem-se oscilações em $2\omega t$. Estas conclusões são importantes pois são utilizadas em algoritmos de sincronização como MAF-PLL, NF-PLL e DSC-PLL (em dq). Esta informação também é relevante para a estratégia de controle conhecida como PI-RES, utilizada nesta dissertação para a injeção de correntes balanceadas e com o mínimo de distorção possível em situações de desbalanço e presença de harmônicos na tensão da rede elétrica.

APÊNDICE C – ALGORITMO DA ESTRUTURA PROPOSTA COM FILTRO ADAPTATIVO (PONTO FLUTUANTE)

Figura 114 – Inicialização da estrutura.

```

1 function [Vpos_a1, Vpos_b1, Vpos_c1, Vneg_a1, Vneg_b1, Vneg_c1, freqf, theta_p, theta_n]= fcn(vsa,vsb,vscl)
2 persistent element input inputq Valpha Vbeta vap_est vbp_est vcp_est theta_est theta_est_1 freq_est dif_fase dif_fase_1 ...
3 dif_faseCOR dif_faseCOR_1 proj_real proj_imag gal_re gbe_re inc_f cos_func sin_func arg_rad arg_radSTEP period_est it_count ...
4 indice SFA_alRE SFA_alRE_1 xal_xal_1 xal_neg_xal_neg_1 SFA_allM_1 SFA_beREN SFA_belMN SFA_beREN_1 SFA_belMN_1 ...
5 SFA_alREN SFA_allMN SFA_alREN_1 SFA_allMN_1 SFA_allM wr SFA_beRE SFA_beRE_1 xalbe_xalbe_1 SFA_belM_1 SFA_belM ...
6 Vnorm Fss freq_nom buff_size Kmf Kfa proj_real_N proj_imag_N vap_est_N vcp_est_N vbp_est_N...
7 theta_est_N fase_estimada_anteriorN dif_fase_N dif_fase_N_1 dif_faseCOR_N dif_faseCOR_N_1 SFA_alRE_2 SFA_allM_2 xal_2 SFA_beRE_2
SFA_belM_2...
8 xalbe_2 SFA_alREN_2 SFA_allMN_2 SFA_beREN_2 SFA_belMN_2 xal_neg_2
9
10 if isempty(element) %Inicialização das variáveis auxiliares e fixas
11 element = 0; input = zeros(1,300); inputq = zeros(1,300); Valpha = 0; Vbeta = 0; vap_est = 0;
12 vbp_est = 0; vcp_est = 0; theta_est = 0; theta_est_1 = 0; freq_est = 0; dif_fase = 0; dif_fase_1 = 0;
13 dif_faseCOR = 0; dif_faseCOR_1 = 0; proj_real = 0; proj_imag = 0; gal_re = 0;
14 gbe_re = 0; inc_f = 0; cos_func = 0; sin_func = 0; arg_rad = 0; arg_radSTEP = 0; period_est = 0;
15 it_count = 1; ii = 0; indice = 0; SFA_alRE = 0; SFA_alRE_1 = 0; xal = 0; xal_1 = 0; SFA_allM_1 = 0;
16 SFA_allM = 0; wr = 0; SFA_beRE = 0; SFA_beRE_1 = 0; xalbe = 0; xalbe_1 = 0; SFA_belM_1 = 0;
17 SFA_belM = 0; SFA_alRE_2 = 0; SFA_allM_2 = 0; xal_2 = 0; SFA_beRE_2 = 0; SFA_belM_2 = 0;
18 xalbe_2 = 0; SFA_alREN_2 = 0; SFA_allMN_2 = 0; SFA_beREN_2 = 0; SFA_belMN_2 = 0; xal_neg_2 = 0;
19 SFA_alREN = 0; SFA_alREN_1 = 0; SFA_allMN_1 = 0; SFA_allMN = 0; SFA_beREN = 0; SFA_beREN_1 = 0;
20 SFA_belMN_1 = 0; SFA_belMN = 0; xal_neg = 0; xal_neg_1 = 0; proj_real_N = 0; proj_imag_N = 0;
21 vap_est_N = 0; vbp_est_N = 0; vcp_est_N = 0; theta_est_N = 0; fase_estimada_anteriorN = 0;
22 dif_fase_N = 0; dif_fase_N_1 = 0; dif_faseCOR_N = 0; dif_faseCOR_N_1 = 0;
23 Vnorm = 1; Fss = 10000; freq_nom = 60; buff_size = 300; Kmf = 9; Kfa = 100;
24 end
25

```

Fonte: o próprio autor.

Figura 115 – Cálculo do produto interno.

```

26 Valpha = (double(vsa)-0.5*(double(vsb)+double(vsc)))*sqrt(2/3);
27 Vbeta = (double(vsb)-double(vsc))*sqrt(3)/2*sqrt(2/3);
28 if(it_count==1)
29     freq_est = freq_nom;
30     period_est = round(Fss/freq_est);
31 end
32 input(element+1) = Valpha;
33 inputq(element+1) = Vbeta;
34 gal_re = 0;
35 gbe_re = 0;
36 proj_real = 0;
37 proj_imag = 0;
38 arg_rad = 2*pi*freq_est/Fss;
39 for(ii=0:(period_est-1))
40     arg_radSTEP = arg_rad*ii;
41     cos_func = cos(arg_radSTEP); %guarda valores de senoides e cossenoides
42     sin_func = sin(arg_radSTEP);
43
44     indice = buff_size + (element - period_est)+ii; %janela deslizante
45     indice = mod(indice,buff_size);
46
47     gal_re = gal_re + input(indice+1)*cos_func; %valores de saída do produto interno
48     gbe_re = gbe_re + inputq(indice+1)*sin_func;
49 end
50 xal = 1*gal_re; xalbe = 1*gbe_re; xal_neg = -1*gbe_re;

```

Fonte: o próprio autor.

Figura 116 – Implementação do filtro adaptativo.

```

51
52 SFA_alRE = (xal*((1/Fss)^2+2*(1/Fss))*Kfa+xal_1*(2*Kfa*(1/Fss)^2)+xal_2*(-2*(1/Fss)*Kfa+Kfa*(1/Fss)^2)-SFA_alRE_1*(-8+2*(1/Fss)^2)*K
(Kfa+wr^2))-SFA_alRE_2*(4-2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
53 SFA_allM = ((xal+xal_2)*Kfa*wr*(1/Fss)^2+xal_1*(2*Kfa*wr*(1/Fss)^2)-SFA_allM_1*(-8+2*(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))-SFA_allM_2*(4-2*(1/Fss)*K
(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
54 SFA_beRE = (xalbe*((1/Fss)^2+2*(1/Fss))*Kfa+xalbe_1*(2*Kfa*(1/Fss)^2)+xalbe_2*(-2*(1/Fss)*Kfa+Kfa*(1/Fss)^2)-SFA_beRE_1*(-8+2*(1/Fss)^2)*K
(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))-SFA_beRE_2*(4-2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
55 SFA_belM = ((xalbe+xalbe_2)*Kfa*wr*(1/Fss)^2+xalbe_1*(2*Kfa*wr*(1/Fss)^2)-SFA_belM_1*(-8+2*(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))-SFA_belM_2*(4-2*(1/Fss)*K
(1/Fss)^2*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
56 SFA_alREN = (xal*((1/Fss)^2+2*(1/Fss))*Kfa+xal_1*(2*Kfa*(1/Fss)^2)+xal_2*(-2*(1/Fss)*Kfa+Kfa*(1/Fss)^2)-SFA_alREN_1*(-8+2*(1/Fss)^2)*K
(Kfa+wr^2))-SFA_alREN_2*(4-2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
57 SFA_allMN = ((xal+xal_2)*Kfa*wr*(1/Fss)^2+xal_1*(2*Kfa*wr*(1/Fss)^2)-SFA_allMN_1*(-8+2*(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))-SFA_allMN_2*(4-2*(1/Fss)*K
(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
58 SFA_beREN = (xal_neg*((1/Fss)^2+2*(1/Fss))*Kfa+xal_neg_1*(2*Kfa*(1/Fss)^2)+xal_neg_2*(-2*(1/Fss)*Kfa+Kfa*(1/Fss)^2)-SFA_beREN_1*(-8+2*(1/Fss)^2)*K
(-8+2*(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))-SFA_beREN_2*(4-2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
59 SFA_belMN = ((xal_neg+xal_neg_2)*Kfa*wr*(1/Fss)^2+xal_neg_1*(2*Kfa*wr*(1/Fss)^2)-SFA_belMN_1*(-8+2*(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))-SFA_belMN_2*(4-2*(1/Fss)*K
(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2))/(4+2*(1/Fss)*(Kfa+1)+(1/Fss)^2*(Kfa+wr^2));
60
61 SFA_alRE_2 = SFA_alRE_1; SFA_alRE_1 = SFA_alRE; SFA_allM_2 = SFA_allM_1; SFA_allM_1 = SFA_allM;
62 SFA_beRE_2 = SFA_beRE_1; SFA_beRE_1 = SFA_beRE; SFA_belM_2 = SFA_belM_1; SFA_belM_1 = SFA_belM;
63 SFA_alREN_2 = SFA_alREN_1; SFA_alREN_1 = SFA_alREN; SFA_allMN_2 = SFA_allMN_1; SFA_allMN_1 = SFA_allMN;
64 SFA_beREN_2 = SFA_beREN_1; SFA_beREN_1 = SFA_beREN; SFA_belMN_2 = SFA_belMN_1; SFA_belMN_1 = SFA_belMN;
65 xal_2 = xal_1; xal_1 = xal; xalbe_2 = xalbe_1; xalbe_1 = xalbe; xal_neg_2 = xal_neg_1; xal_neg_1 = xal_neg;
66

```

Fonte: o próprio autor.

Figura 117 – Cálculo do ângulo de fase.

```

67 proj_real = (SFA_alRE + SFA_beRE);
68 proj_imag = (SFA_allM + SFA_belM);
69 proj_real = proj_real/period_est;
70 proj_imag = proj_imag/period_est;
71 proj_real_N = (SFA_alREN + SFA_beREN);
72 proj_imag_N = (SFA_allMN + SFA_belMN);
73 proj_real_N = proj_real_N/period_est;
74 proj_imag_N = proj_imag_N/period_est;
75
76 % Seq. Pos
77 theta_est_1 = theta_est;
78 theta_est = atan2(proj_imag,proj_real);
79 dif_fase_1 = dif_fase;
80 dif_fase = (theta_est-theta_est_1);
81 if (abs(dif_fase)>=pi)
82     dif_fase = dif_fase_1;
83 end
84 dif_faseCOR_1 = dif_faseCOR;
85 dif_faseCOR = dif_fase - arg_rad;
86 % Seq. Neg
87 fase_estimada_anteriorN = theta_est_N;
88 theta_est_N = atan2(proj_imag_N,proj_real_N);
89 dif_fase_N_1 = dif_fase_N;
90 dif_fase_N = (theta_est_N-fase_estimada_anteriorN);
91 if (abs(dif_fase_N)>=pi)
92     dif_fase_N = dif_fase_N_1;
93 end
94 dif_faseCOR_N_1 = dif_faseCOR_N;
95 dif_faseCOR_N = dif_fase_N - arg_rad;
96

```

Fonte: o próprio autor.

Figura 118 – Cálculo da frequência e amplitude.

```

97 vap_est = (1*proj_real)*0.81649658092772603273242802490196;
98 vbp_est = (-proj_real*(0.5) + (0.86602540378443864676372317075294)*proj_imag)*0.81649658092772603273242802490196;
99 vcp_est = (-proj_real*(0.5) - (0.86602540378443864676372317075294)*proj_imag)*0.81649658092772603273242802490196;
100
101 vap_est_N = (1*proj_real_N)*0.81649658092772603273242802490196;
102 vbp_est_N = (-proj_real_N*(0.5) - (0.86602540378443864676372317075294)*proj_imag_N)*0.81649658092772603273242802490196;
103 vcp_est_N = (-proj_real_N*(0.5) + (0.86602540378443864676372317075294)*proj_imag_N)*0.81649658092772603273242802490196;
104
105 if(it_count > period_est)
106     inc_f = (dif_faseCOR + dif_faseCOR_1)/2;
107     freq_est = freq_est + Km*inc_f;
108     period_est = round(Fss/(freq_est));
109 end
110 wr = 2*pi*freq_est;
111

```

Fonte: o próprio autor.

Figura 119 – Variáveis de saída.

```

112 Vpos_a1 = vap_est*Vnorm; Vpos_b1 = vbp_est*Vnorm; Vpos_c1 = vcp_est*Vnorm;
113 Vneg_a1 = vap_est_N*Vnorm; Vneg_b1 = vbp_est_N*Vnorm; Vneg_c1 = vcp_est_N*Vnorm;
114
115 freqf = freq_est;
116 theta_p = theta_est;
117 theta_n = (-theta_est_N);
118 %%%% Contador de iteracoes p/ produto interno
119 if (it_count < (buff_size+1))
120     it_count = it_count+1;
121 end
122 element = element + 1;
123 %     element_extra = it_count;
124 if (element==(buff_size))
125     element = 0;
126 end
127 end

```

Fonte: o próprio autor.