



MARIELLE JORDANE DA SILVA

**AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE ALGORITMOS DE
SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA**

**LAVRAS – MG
2019**

MARIELLE JORDANE DA SILVA

**AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE ALGORITMOS DE SINCRONISMO
COM A REDE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Lavras, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas e Automação, para a obtenção do título de Mestre.

Prof^a. Dr^a. Sílvia Costa Ferreira
Orientadora

Prof. Dr. Joaquim Paulo da Silva
Coorientador

**LAVRAS – MG
2019**

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema de Geração de Ficha Catalográfica da Biblioteca Universitária da UFLA, com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

Silva, Marielle Jordane da.

Avaliação de Desempenho de Algoritmos de Sincronismo com a Rede Elétrica / Marielle Jordane da Silva. - 2019.

144 p. : il.

Orientador(a): Sílvia Costa Ferreira.

Coorientador(a): Joaquim Paulo da Silva.

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Lavras, 2019.

Bibliografia.

1. Geração Distribuída. 2. Microrrede. 3. Algoritmos de Sincronismo. I. Ferreira, Sílvia Costa. II. Silva, Joaquim Paulo da. III. Título.

MARIELLE JORDANE DA SILVA

**AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DE ALGORITMOS DE SINCRONISMO
COM A REDE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Lavras, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas e Automação, para a obtenção do título de Mestre.

APROVADA em 30 de abril de 2019.
Dr^a. Sílvia Costa Ferreira UFLA
Dr. Joaquim Paulo da Silva UFLA
Dr. Vinícius Miranda Pacheco UFLA
Dr. Robson Bauwelz Gonzatti UNIFEI

Prof^a. Dr^a. Sílvia Costa Ferreira
Orientadora

Prof. Dr. Joaquim Paulo da Silva
Coorientador

**LAVRAS – MG
2019**

RESUMO

Os algoritmos de sincronismo desempenham um papel muito importante no controle de conversores de microrredes, sendo fundamentais para o controle de fluxo de potência entre esses conversores e a rede elétrica principal. Na operação ilhada, os algoritmos de sincronismo fornecem dados importantes de frequência e tensão para que os conversores operem de forma adequada em regime permanente, e também conectem-se e desconectem-se da rede elétrica principal. Assim, a avaliação de desempenho de tais algoritmos é de suma importância. Dessa forma, este trabalho propõe avaliar o desempenho de quatro algoritmos de sincronismo para conversores de microrrede, testando-os em diferentes condições de distúrbios de Qualidade de Energia Elétrica (QEE). Para o ajuste dos parâmetros da malha de controle destes algoritmos é adotada uma mesma metodologia e critérios de obtenção de ganhos, a fim de possibilitar uma comparação de forma igualitária para todos os algoritmos analisados. Nestes algoritmos são avaliadas a resposta dinâmica e a condição de regime permanente, perante as principais condições de distúrbio. Os resultados práticos e simulados apresentam a eficácia dos algoritmos no sincronismo com o sinal de tensão, mesmo na presença de distúrbios. No entanto, algumas limitações são encontradas nos algoritmos implementados, principalmente, no que se refere a resposta dinâmica.

Palavras-chave: Geração Distribuída. Microrrede. Algoritmos de sincronismo. Conversores eletrônicos.

ABSTRACT

The synchronism algorithms performance a very important role in the control of microgrid converters, being fundamental for the control of power flow between these converters and the main grid. In island operation, the synchronism algorithms provide important frequency and voltage values so that the converters operate properly on a steady state and are also concealed and disconnected from the main grid. Thus, the performance evaluation of such algorithms is very importante. Thus, this work proposes to evaluate the performance of four synchronism algorithms for microgrids converters, testing them under different conditions of Electric Power Quality (EPQ) disturbances. In order to adjust the control loop parameters of these algorithms, the same methodology and gain criteria are adopted, in order to allow an egalitarian comparison for all algorithms analyzed. In these algorithms the dynamic response and the steady state condition are evaluated, considering the main disturbance conditions. The practical and simulated results show the efficiency of the algorithms in synchronism with the voltage signal, even in the presence of disturbances. However, some limitations are found in the implemented algorithms, regarding the dynamic response.

Keywords: Distributed Generation. Microgrid. Synchronization algorithms. Electronic Converters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Afundamento de Tensão.	17
Figura 2 - Desequilíbrio de tensão.....	19
Figura 3 - Distorção harmônica da tensão e da corrente.	20
Figura 4 - Variação na frequência fundamental.	21
Figura 5 - Classificação dos algoritmos de sincronismo.	23
Figura 6 – Esquema básico de um PLL.	24
Figura 7 - Diagrama fasorial da Transformada Clarke.....	26
Figura 8 - Diagrama Fasorial Transformada de Park.	27
Figura 9 - Malha de controle de um PLL baseado em Referência Síncrona.	29
Figura 10 -Malha de controle de um Park-PLL.....	33
Figura 11 - Esquema geral de um Filtro Adaptativo.	37
Figura 12 - Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS.....	38
Figura 13 - PLL com ANF-LMS.....	39
Figura 14 - Diagrama em Blocos do Algoritmo do Filtro Adaptativo Sintonizado.	41
Figura 15 - Diagrama simplificado do SRF-PLL.	49
Figura 16 - Diagrama simplificado do Park-PLL.....	56
Figura 17 - Diagrama simplificado do ANF-PLL	61
Figura 18 - Esquema do ANF-E com um subfiltro de 5° harmônico.....	68
Figura 19 - Esquema para obtenção da tensão.	72
Figura 20 - Circuito para realização da variação de fase.....	73
Figura 21 - Circuito para realização do afundamento na tensão.	73
Figura 22 - Sensor Hall e Circuito de Acionamento.	75
Figura 23 - Diagrama em blocos da implementação prática dos algoritmos de sincronismo.....	75
Figura 24 - DSP TMS320F28027F.	76
Figura 25 - Diagrama de Bode dos Algoritmos de Sincronismo, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	81
Figura 26 - Resposta ao Degrau dos Algoritmos de Sincronismo, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	82
Figura 27 - Tensão fundamental da rede, na condição nominal.	84
Figura 28 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada), na condição nominal para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	85
Figura 29 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase pelos algoritmos de sincronismo, em regime permanente, na condição nominal, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	86
Figura 30 - Tensão da rede com a presença de harmônicos de 3ª ordem.	88
Figura 31 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada), com sinal de tensão com harmônico, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	89

Figura 32 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, para a condição com harmônico de 3° ordem, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	90
Figura 33 - Tensão de uma fase da rede com variação de frequência de 60 para 62 Hz.	91
Figura 34 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada) na presença de variação de frequência, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	92
Figura 35 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, perante uma variação na frequência do sinal de tensão da entrada, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	93
Figura 36 - Tensão de uma fase da rede com variação na fase de 0 para 30°	94
Figura 37 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada) na presença de variação de fase, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	95
Figura 38 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, perante uma variação na fase do sinal de tensão da entrada, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	96
Figura 39 - Tensão de uma fase da rede com afundamento.	97
Figura 40 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada) na presença de afundamento, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	98
Figura 41 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, perante um afundamento no sinal de tensão de entrada, para : (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	99
Figura 42 - Protótipo para a implementação prática dos algoritmos de sincronismo...	102
Figura 43 - Sinal de Tensão da Rede.....	103
Figura 44 - Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo na condição nominal, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	104
Figura 45- Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na condição nominal, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	105
Figura 46 - Sincronismo dos algoritmos com a rede, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	107
Figura 47 - Sinal de tensão com harmônico.	108
Figura 48 – Componentes harmônicas presentes no sinal de tensão utilizado como referência para os algoritmos de sincronismo.	108
Figura 49 - Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo, na presença de harmônicos no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	109
Figura 50 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de harmônicos no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	110
Figura 51 - Sincronismo dos algoritmos perante harmônicos no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	111
Figura 52 - Sinal de tensão com variação de frequência.	112
Figura 53 - Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo, na presença de variação de frequência no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	113

Figura 54 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de variação de frequência no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	114
Figura 55 - Sincronismo dos algoritmos perante uma variação de frequência no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	115
Figura 56 - Tensão fundamental (linha preta) e tensão defasada de 25° (linha cinza).	116
Figura 57 - Tensão com variação de fase.	117
Figura 58 – Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo na presença de variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	118
Figura 59 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	119
Figura 60 - Sincronismo dos algoritmos perante uma variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	120
Figura 61 - Tensão com afundamento.	121
Figura 62 – Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo na presença de afundamento no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.	122
Figura 63 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de afundamento no sinal de tensão fundamental, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	123
Figura 64 - Sincronismo dos algoritmos perante uma variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.....	124
Figura 65 – Esquemático da simulação dos distúrbios na tensão.....	138
Figura 66 - Esquemático dos algoritmos de sincronismo.....	139
Figura 67 – Esquemático para a obtenção da frequência e fase do sinal de tensão de referência.	139
Figura 68 – Esquemático para obtenção do erro fase algoritmos de sincronismo.	140

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração.	17
Tabela 2 - Tabela de Routh de uma função de 4° ordem.	44
Tabela 3 - Tabela de Routh de uma função de 3° ordem.	45
Tabela 4 - Tabela de Routh para a função de transferência do SRF-PLL.	52
Tabela 5 - Tabela de Routh para a função de transferência do Park-PLL.	58
Tabela 6 - Tabela de Routh para a função de transferência do ANF-PLL.	64
Tabela 7 - Tabela de Routh para a função de transferência do ANF-E.	69
Tabela 8 - Características do DSP TMS320F28027F.	76
Tabela 9 – Função de transferência dos algoritmos de sincronismo.	78
Tabela 10 - Parâmetros obtidos para os algoritmos de sincronismo.	79
Tabela 11 – Faixa de valores de ganhos que garantem estabilidade de acordo com o critério do Routh.	80
Tabela 12 - Comparação de desempenho dos algoritmos de sincronismo.	100
Tabela 13 - Tempo de processamento dos algoritmos de sincronismo.	101
Tabela 14 - Comparação de desempenho dos algoritmos de sincronismo, parte prática.	125

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Objetivo geral	13
1.1.1	Objetivos específicos.....	13
1.2	Estrutura do trabalho	13
2	REFERENCIAL TEÓRICO	15
2.1	Distúrbios na Tensão.....	16
2.2	Os Algoritmos de Sincronismo	22
2.3	PLL Baseado na Referência Síncrona	24
2.3.1	A Referência Síncrona	26
2.3.2	Malha de Controle do PLL Trifásico Baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL).....	28
2.3.3	Malha de Controle do Park-PLL	32
2.4	PLL Baseado em Filtros Adaptativos.....	35
2.4.1	Filtros Adaptativos	36
2.4.2	Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS	37
2.4.3	Malha de Controle do PLL Baseado no ANF-LMS	39
2.5	Algoritmo de Sincronismo Baseado em Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência.....	40
2.6	Projeto de Controladores e Estabilidade de Malhas de Controle de Algoritmos de Sincronismo.....	43
2.6.1	Projeto de Controladores para Algoritmos de Sincronismo	43
2.6.2	Estabilidade.....	43
3	MATERIAIS E MÉTODOS.....	47
3.1	Avaliação da função de transferência.....	47
3.1.1	PLL trifásico baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL)	48
3.1.1.1	Função de Transferência	48
3.1.1.2	Estabilidade do sistema	51
3.1.1.3	Obtenção dos Parâmetros do PLL	52
3.1.2	PLL Monofásico Baseado na Transformada Inversa de Park (Park-PLL)	56
3.1.2.1	Função de Transferência	56

3.1.2.2	Estabilidade do sistema	58
3.1.2.3	Obtenção dos Parâmetros do PLL	58
3.1.3	PLL Baseado em Filtro Adaptativo com Algoritmo LMS (ANF-PLL).....	60
3.1.3.1	Função de Transferência da Malha de Controle	60
3.1.3.2	Estabilidade do sistema	63
3.1.3.3	Obtenção dos Parâmetros do PLL	64
3.1.4	Algoritmo de Sincronismo Baseado em Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência.....	66
3.1.4.1	Função de Transferência da Malha de Controle	66
3.1.4.2	Estabilidade do sistema	69
3.1.4.3	Obtenção do Parâmetro do ANF-E.....	69
3.2	Simulação	70
3.3	Implementação prática	71
3.3.1	Implementação dos distúrbios.....	71
3.3.2	Aquisição e Processamento de Dados	74
4	RESULTADOS	78
4.2	Resultados de Simulação (Etapa 2).....	82
4.2.1	Caso 1: Condição nominal	83
4.2.2	Caso 2: Harmônicos	87
4.2.3	Caso 3: Variação na frequência fundamental, de 60 Hz para 62 Hz.....	91
4.2.4	Caso 4: Variação na fase da tensão de entrada em 30°	94
4.2.5	Caso 5: Afundamento	97
4.2.6	Resumo e Comparação de Desempenho do Resultados Simulados	99
4.3	Resultados práticos (Etapa 3).....	101
4.3.1	Caso 1: Condição nominal	103
4.3.2	Caso 2: Harmônicos	107
4.3.3	Caso 3: Variação de frequência, de 60 Hz para 62 Hz.....	111
4.3.4	Caso 4: Variação na fase da tensão de entrada.....	115
4.3.5	Caso 5: Afundamento	120
4.3.6	Resumo e Comparação de Desempenho do Resultados Práticos	124
5	CONCLUSÕES	126
5.1	Trabalhos Futuros.....	127
5.2	Publicações	127
	REFERÊNCIAS	129

	APÊNDICE A	135
1	Discretização	135
	APÊNDICE B.....	138
	APÊNDICE C	141

1 INTRODUÇÃO

A crescente preocupação com o meio ambiente tem impulsionado a geração de energia elétrica por meio das fontes de energia renováveis, uma vez que estas produzem energia de forma limpa e possuem baixo custo operacional. Neste contexto, surge o conceito de microrrede, que é caracterizada por um grupo de cargas alimentadas por uma ou mais fontes de energia distribuída (GD), podendo possuir um sistema de armazenamento de energia. As microrredes podem operar ilhadas ou conectadas ao Sistema Elétrico de Potência (SEP). Em ambas as condições, deseja-se o mínimo de interrupções no fornecimento de energia às cargas locais (LASSETER, 2001; SOLANKI et al., 2017; OLIVARES et al., 2014; LASSETER, 2011; BEHNKE, REYES e ESTÉVEZ, 2012).

Para operar conectados ao SEP, os sistemas de geração distribuída, precisam ser controlados corretamente. Para tal, deve haver um sincronismo, ou seja, mesma frequência e fase, entre a tensão gerada pelas GD's, presentes em uma microrrede, e a tensão do SEP. Esta regulação na tensão não deve ocorrer somente quando a microrrede está conectada ao SEP, mas também quando a microrrede opera em modo ilhado.

Os algoritmos de sincronismo, presentes em conversores eletrônicos, são responsáveis por garantir o correto paralelismo entre as diversas fontes de geração distribuída que estão conectadas a rede elétrica ou em uma microrrede. Estes mecanismos de sincronização devem operar de forma adequada tanto na condição nominal quanto na presença de distúrbios do sinal de tensão da rede (TEJA, 2013).

Para que um algoritmo de sincronismo detecte e acompanhe as variações no sinal de tensão e, assim, realize o sincronismo de forma eficaz, é necessário que os parâmetros da malha de controle destes algoritmos estejam corretamente definidos. Estes parâmetros influenciam, significativamente, no desempenho destes algoritmos, tanto na resposta dinâmica quanto no erro em regime permanente.

Dessa forma, para que os algoritmos de sincronismo operem com resposta dinâmica e resposta em regime permanente previamente estabelecidas, é necessário que as funções de transferência das malhas de controle deste algoritmos estejam definidas (GOLESTAN e GUERRERO, 2015).

Assim, reconhecendo a importância de uma correta definição dos parâmetros de uma malha de controle dos algoritmos de sincronismo, este trabalho propõe avaliar as funções de transferência de quatro tipos de algoritmos de sincronismo, bem como comparar o desempenho

dos mesmos, testando-os em diferentes condições de distúrbios de Qualidade de Energia Elétrica (QEE).

1.1 Objetivo geral

O objetivo principal deste trabalho consiste em comparar quatro diferentes algoritmos de sincronismo. Para isso, serão analisados o comportamento destes algoritmos perante a diversas condições de distúrbios no sinal de tensão.

1.1.1 Objetivos específicos

Os objetivos específicos necessários para que o objetivo geral seja alcançado consistem em:

- Deduzir as funções de transferência dos quatros algoritmos de sincronismo;
- Definir os parâmetros das malhas de controle destes algoritmos, a fim de possibilitar uma comparação de desempenho dos mesmos;
- Avaliar o comportamento destes algoritmos quando uma microrrede estiver operando em modo ilhado, em diversas condições de distúrbio, por meio de simulação e resultados práticos;
- Implementar estes algoritmos de sincronismo em um DSP de baixo custo, a fim de verificar na prática o desempenho destes.

1.2 Estrutura do trabalho

Esta dissertação está organizada conforme os capítulos descritos a seguir:

No **Capítulo 2 - Referencial Teórico** é apresentada uma breve revisão teórica sobre os principais distúrbios que afetam a Qualidade de Energia Elétrica (QEE). Além disso, é apresentada detalhadamente uma revisão bibliográfica sobre os algoritmos de sincronismo utilizados neste trabalho, que consistem no PLL trifásico baseado na Referência Síncrona, PLL monofásico baseado na Transformada Inversa de Park, PLL baseado em Filtros Adaptativos com algoritmo LMS e um algoritmo de sincronismo baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com estimador de frequência.

No **Capítulo 3 – Materiais e Métodos** é apresentada a metodologia necessária para a avaliação de desempenho dos algoritmos de sincronismo utilizados neste trabalho. Dessa forma,

é apresentada a dedução matemática das funções de transferência dos algoritmos, bem como o método utilizado para obtenção dos parâmetros da malha de controle destes algoritmos.

No **Capítulo 4 – Resultados** são apresentados os resultados de simulação para verificar o desempenho de cada algoritmo, sua resposta dinâmica e condição em regime permanente, perante a diversas condições de distúrbios no sinal de tensão. Além disso, são apresentados os resultados práticos da implementação de cada algoritmo no DSP TMS320F28027F de baixo custo.

No **Capítulo 5 – Conclusão** é apresentado as conclusões obtidas dos resultados de simulação e prático, os trabalhos publicados durante a realização deste trabalho e os trabalhos futuros.

E finalmente, no Apêndice A são apresentadas as discretizações das equações utilizadas neste trabalho, no Apêndice B são apresentadas os esquemáticos das simulações realizadas no Matlab/Simulink e, no Apêndice C são apresentados os códigos dos algoritmos de sincronismo implementados no *sfunction*.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Os algoritmos de sincronismo são fundamentais para os instrumentos de qualidade de energia, para os condicionadores de energia, bem como para os conversores eletrônicos, os quais são responsáveis por conectar os sistemas de geração distribuída (GD) à rede elétrica ou à uma microrrede local. Para haver a sincronização dos sistemas de geração distribuída com a rede principal é necessário existir uma regulação da frequência, da amplitude e da fase da tensão das GDs (SUBRAMANIAN e KANAGARAJ, 2015; MISRA e NAYAK, 2016).

Em geral, um algoritmo de sincronismo deve: 1) acompanhar o ângulo de fase da rede elétrica; 2) detectar as variações de frequência e 3) rejeitar eficientemente as perturbações e os componentes harmônicos. Além desses fatores, a simplicidade de implementação e o custo computacional são importantes ao examinar a credibilidade de um esquema de sincronismo (TEJA, 2013).

Os algoritmos de sincronismo estão sendo desenvolvidos com exigências cada vez mais rigorosas no que diz respeito à capacidade dos sistemas de GD de passar por perturbações na rede, tais como variações de tensão e frequência. Isso requer a detecção precisa da componente fundamental da tensão da rede principal para sincronizar as unidades GDs, e manter a geração durante eventuais falhas na rede.

Dessa forma, o monitoramento contínuo da tensão é essencial para garantir o desempenho dos sistemas conectados à rede e, conseqüentemente, cumprir os critérios de operação, principalmente em condições de distúrbios na tensão (SUBRAMANIAN e KANAGARAJ, 2015; MISRA e NAYAK, 2016).

Idealmente, a forma de onda da tensão deveria se comportar como uma senóide com amplitude, fase e frequência constantes. No entanto, devido as características do sistema elétrico, como a presença de cargas não-lineares, faltas e curto-circuitos não intencionais e a crescente utilização de GD, esta situação não ocorre. Na prática, existem diversos distúrbios presentes na forma de onda da tensão como: variação na amplitude, presença de componentes transitórias, variação na frequência e, presença de componentes harmônicas e interharmônicas.

Assim, o esquema de sincronização de um conversor eletrônico, deve fornecer um alto grau de insensibilidade aos distúrbios da rede elétrica ou microrrede ao qual está conectado. Em geral, um bom esquema de sincronização deve detectar e acompanhar as variações de fase e frequência, bem como rejeitar vigorosamente os distúrbios (TEJA, 2013).

2.1 Distúrbios na Tensão

Os distúrbios que ocorrem na tensão podem ser classificados em diferentes categorias, sendo: transitórios, variações de curta duração, variações de longa duração, desequilíbrios de tensão, distorções na forma de onda, flutuações de tensão e variações da frequência do sistema (PRODIST, 2007; BOLLEN, GU, 2006).

2.1.1 Variações de Tensão de Curta Duração

As variações de tensão de curta duração (VTCDs) são caracterizadas por mudanças no valor eficaz da tensão, as quais ocorrem em um curto intervalo de tempo, inferior a 1 minuto (IEEE Std. 1159, 2009) ou 3 minutos (PRODIST – Módulo 8, 2018).

Essas variações podem ser ocasionadas por diversos fatores, tais como: condições de falta, curto-circuito e a energização de cargas que requerem altas correntes (IEEE Std. 1159, 2009; LIMA, 2013). Dependendo da localização e das condições do sistema, as faltas podem ocasionar interrupção, afundamento ou elevação de tensão.

A interrupção consiste na redução da amplitude da componente fundamental da tensão a valores menores que 0,1 pu. Já no afundamento (*sag*) essa redução varia entre 0,1 a 0,9 pu, cuja duração ocorre entre 0,5 ciclo e 1 minuto. A elevação (*swell*) consiste no aumento da amplitude da tensão entre 1,1 a 1,8 pu. Além disso, as VTCDs também podem ser classificadas de acordo com a sua duração como momentâneas ou temporárias. A Tabela 1 resume a classificação das VTCDs de acordo com o Módulo 8 do PRODIST (PRODIST – Módulo 8, 2018).

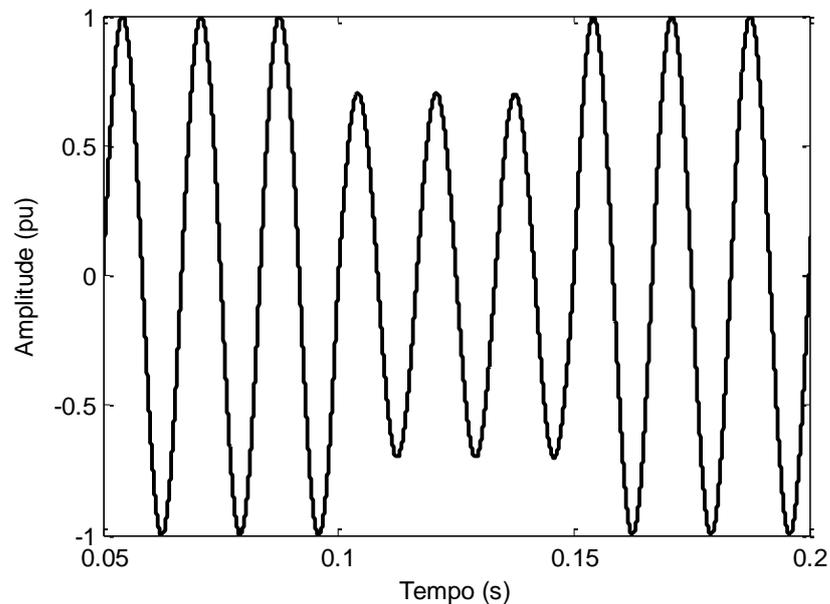
Tabela 1 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração.

Classificação	Denominação	Duração da Variação	Amplitude da Tensão em relação à tensão de referência
Variação Momentânea de Tensão	Interrupção Momentânea	≤ 3 segundos	$< 0,1$ p.u
	Afundamento Momentâneo	≥ 1 ciclo e ≤ 3 segundos	$\geq 0,1$ p.u e $\leq 0,9$ p.u
	Elevação Momentânea		$> 1,1$ p.u
Variação Temporária de Tensão	Interrupção Temporária	> 3 segundos < 3 minutos	$< 0,1$ p.u
	Afundamento Temporário		$\geq 0,1$ p.u e $\leq 0,9$ p.u
	Elevação Temporária		$> 1,1$ p.u

Fonte: PRODIST – Módulo 8 (2018).

A Figura 1 apresenta um afundamento de tensão de 0,7 p.u da tensão fundamental com duração de 3 ciclos.

Figura 1 - Afundamento de Tensão.



Fonte: Do Autor (2019).

2.1.2 Variações de Tensão de Longa Duração

As variações de tensão de longa duração (VTLDs) são caracterizadas pela alteração do valor eficaz da tensão na frequência fundamental do sistema, por um período maior que 1 minuto de (IEEE Std. 1159, 2009) ou 3 minutos (PRODIST – Módulo 8, 2018).

Estas variações podem ser classificadas em sobretensão, subtensão ou interrupção sustentada. A sobretensão é caracterizada por um aumento no valor eficaz da tensão acima de 1,1 pu. Já a subtensão é caracterizada por um decréscimo, com valores de tensão inferiores a 0,9 pu.

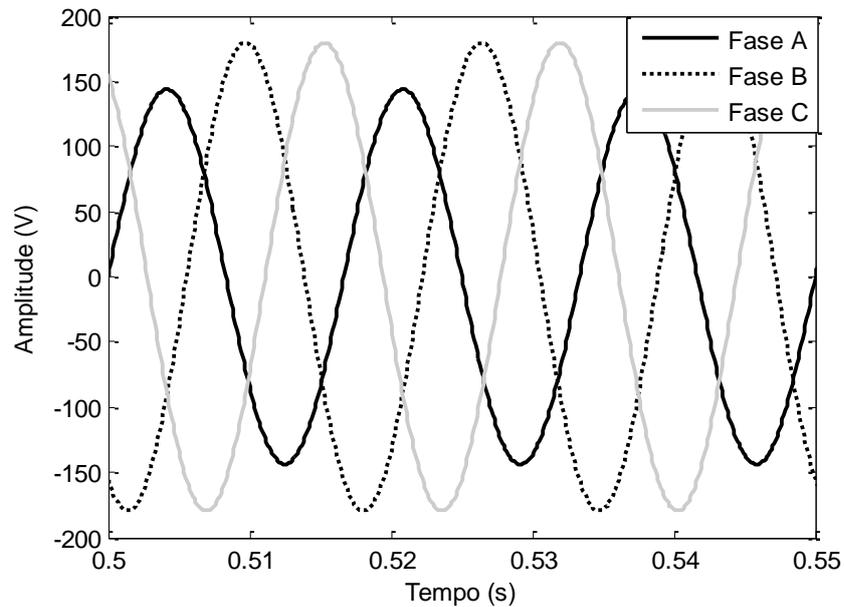
As sobretensões e subtensões são causados por variações de cargas, bem como operações de chaveamento, não sendo resultantes de faltas no sistema. A interrupção sustentada é caracterizada por um decréscimo da tensão, com valores menores que 0,1 pu. Este tipo de distúrbio pode ocorrer devido a uma manutenção programada pela concessionária ou devido a falhas no sistema, tais como: falha nos disjuntores, queima de fusíveis, entre outras (LIMA, 2013).

2.1.3 Desequilíbrios de Tensão

O desequilíbrio de tensão é o fenômeno caracterizado por qualquer diferença verificada nas amplitudes e/ou defasagem de 120° entre as três tensões de um sistema trifásico. O PRODIST – Módulo 8, mensura o desequilíbrio pela razão entre a amplitude da componente de sequência negativa da tensão (V^-) e a amplitude componente de sequência positiva da tensão (V^+). As principais causas de desequilíbrios consistem em mal dimensionamento de cargas, queima de fusíveis, entre outras (PRODIST – Módulo 8, 2018; IEEE Std. 1159, 2009; LIMA, 2013).

A Figura 2 apresenta um desequilíbrio de tensão causado por má distribuição de cargas entre fases, resultando em uma diferença na amplitude da tensão da fase A com relação às demais.

Figura 2 - Desequilíbrio de tensão.



Fonte: Do Autor (2019).

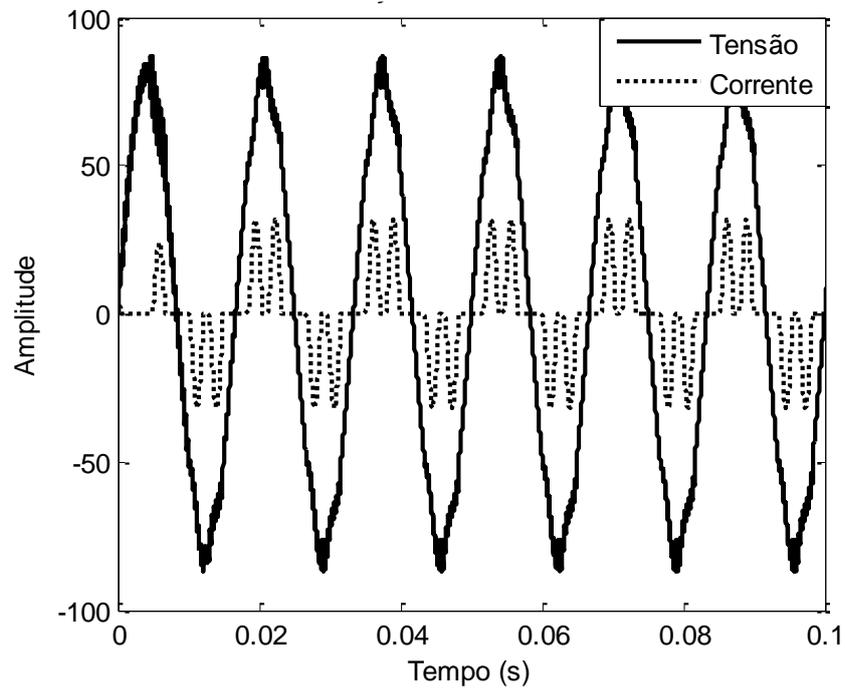
2.1.4 Distorções na Forma de Onda

As distorções harmônicas são fenômenos associados a deformações nas formas de onda das tensões ou correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental. Os principais tipos de distorção são: nível de corrente contínua, harmônicos, interharmônicos, *notching* e ruído (ARRILLAGA, BOLLEN, WATSON, 2000).

O nível de corrente contínua, em um sistema de corrente alternada, pode ser ocasionado devido ao efeito de retificação de meia onda. Este tipo de distorção pode resultar em aquecimento excessivo e, conseqüente redução da vida útil do equipamento (FERREIRA, 2010; LIMA, 2013).

Os harmônicos são caracterizados por tensões ou correntes contendo frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental do sistema. Este tipo de distorção é ocasionado pela presença de cargas e equipamentos não lineares, tais como retificadores, inversores, lâmpadas LED, entre outros (ARRILLAGA, BOLLEN, WATSON, 2000). A Figura 3 apresenta formas de onda de tensão e corrente distorcidas, causadas pela alimentação de um retificador trifásico não controlado.

Figura 3 - Distorção harmônica da tensão e da corrente.



Fonte: Do Autor (2019).

Os interharmônicos, por sua vez, são caracterizados por tensões ou correntes contendo frequências não múltiplas inteiras da frequência fundamental. As principais causas deste fenômeno são os conversores estáticos de frequência, cicloconversores, fornos de indução e equipamentos a arco (LIMA, 2013).

O *notching* é um distúrbio periódico na tensão, e é causado pela operação dos dispositivos de eletrônica de potência, no momento em que a corrente é comutada de uma fase para outra. Este distúrbio ocorre porque a comutação entre os dispositivos semicondutores não é instantânea, criando um curto-circuito momentâneo entre as duas fases (FERREIRA, 2010).

Os ruídos são definidos como sinais elétricos indesejáveis, os quais possuem uma faixa espectral inferior a 200 kHz. As principais causas deste distúrbio consistem em dispositivos de eletrônica de potência, circuitos de controle, fontes chaveadas, entre outros (FERREIRA, 2010; LIMA, 2013).

2.1.5 Variações de Frequência

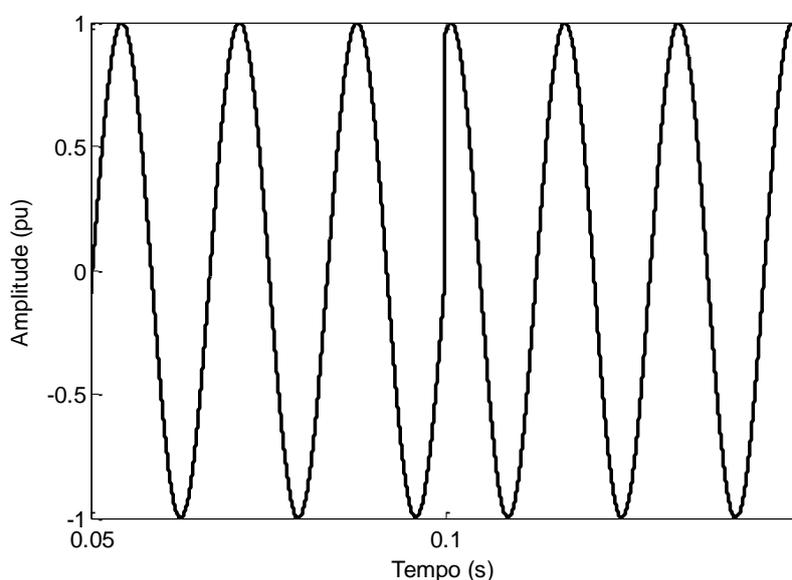
As variações na frequência são caracterizadas como desvios no valor da frequência fundamental do sistema. No Brasil, o sistema elétrico de potência deve, em condições normais

de operação, operar dentro dos limites de frequência situados na faixa de $60,0 \pm 0,1$ Hz (PRODIST – Módulo 8, 2018).

Quando ocorre um desbalanço entre a potência solicitada por um conjunto de cargas e a potência disponibilizada pelos geradores, acontece o fenômeno da variação de frequência. Assim, as instalações de geração devem garantir que a frequência retorne ao seu valor nominal, em um intervalo de tempo de 30 segundos, a fim de recuperar o equilíbrio carga-geração (IEEE Std. 1159, 2009; PRODIST – Modulo 8, 2018).

A Figura 4 apresenta uma variação de frequência de 2 Hz na frequência fundamental, no instante de 0,1 segundo.

Figura 4 - Variação na frequência fundamental.



Fonte: Do Autor (2019).

2.1.5.1 Considerações Sobre Distúrbios de Frequência em Microrredes

No contexto de microrredes conectadas à rede elétrica, existe uma regulamentação específica sobre os limites aceitáveis da frequência produzida pelas fontes de energia distribuídas, a qual é denominada IEEE Std 1547 (IEEE 1547, 2014). Esta norma estabelece os valores limites da frequência das fontes de energia distribuídas para que estas possam se conectar ao SEP.

Em se tratando das microrredes ilhadas, a norma IEEE Std 1547.4 (IEEE 1547, 2011) afirma que a faixa de variação da frequência permitida não precisa ser tão rigorosa quanto a regulamentada pela *North America Electric Reliability Corporation* (NERC) para as

microrredes conectadas à rede. Esta variação depende do tipo e característica das cargas alimentadas pela microrrede. Dessa forma, os conversores ou centros de controle que gerenciam a microrrede que serão responsáveis por regular a frequência das unidades de geração distribuída. No Brasil, até o presente momento não há uma regulamentação específica para operação de microrredes ilhadas.

O controle da variação da frequência e da amplitude do sinal de tensão das unidades de geração distribuída presentes em microrredes ilhadas, em geral, é realizado nos próprios conversores utilizando diferentes tipos de estratégias, como por exemplo, a técnica denominada *droop*. Este tipo de controle permite que os valores de frequência e amplitude variem dentro de uma faixa de acordo com a potência ativa e reativa fornecida pelos conversores (ARAÚJO, 2017).

Portanto, além dos distúrbios na amplitude e na forma de onda da tensão, citados anteriormente, em microrredes ilhadas, as variações de frequência ocorrem em uma faixa relativamente maior que a do sistema elétrico tradicional. Desta forma, o principal desafio associado à implementação de um PLL, considerando a sua utilização em conversores conectados à microrredes, que podem ou não operar em condições de ilhamento, é estimar, com precisão e em tempo real, a fase e a frequência de um sinal de tensão mesmo quando este apresenta distúrbios (MISRA e NAYAK, 2016).

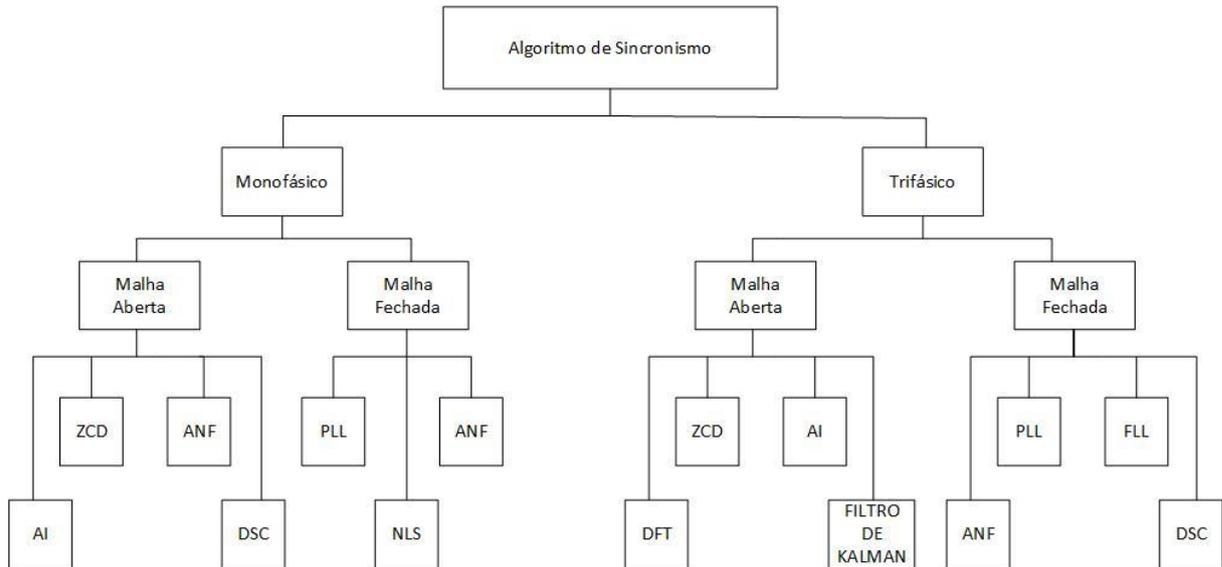
2.2 Os Algoritmos de Sincronismo

Jaalam et al. (2016) classificaram os principais algoritmos de sincronismo de acordo com: o número de fase (monofásico ou trifásico), o tipo de controle (malha aberta ou malha fechada) e o algoritmo de estimação de parâmetros, conforme apresentado na Figura 5. Segundo os autores, os principais algoritmos de estimação de parâmetros utilizados são baseados nos seguintes métodos:

- Inteligência Artificial (AI – *Artificial Intelligence*);
- Detecção de cruzamento de zero (ZCD – *Zero Crossing Detection*);
- Filtro Adaptativo Sintonizado (ANF – *Adaptive Notch Filter*);
- Cancelamento de Sinal Atrasado (DSC – *Delayed Signal Cancellation*);
- Malha de Controle de Fase (PLL – *Phase-Locked Loop*);
- Mínimos Quadrados não-linear (NLS – *Nonlinear Least-Square*);
- Transformada Discreta de Fourier (DFT – *Discrete Fourier Transform*);

- Filtro de Kalman;
- Malha de Controle de Frequência (FLL – *Frequency-Locked Loop*).

Figura 5 - Classificação dos algoritmos de sincronismo.



Fonte: Adaptado de Jaalam et al. (2016).

Dentre esses algoritmos, as malhas de controle PLL são muito utilizadas devido à sua capacidade em realizar estimações precisas para sinais de tensão contendo diversos tipos de distúrbios de qualidade de energia, bem como rastrear as variações de frequência com velocidade razoável (BARBOSA, 2007).

O PLL consiste em uma malha de controle realimentada, cujo principal objetivo é a sintetização de uma senóide, com amplitude unitária e frequência idêntica à frequência da componente fundamental de um determinado sinal. Essas malhas de controle são compostas por três estruturas básicas: um detector de fase (PD – *Phase Detector*), um filtro passa-baixas (LF – *Loop Filter*) e um oscilador controlado por tensão (VCO – *Voltage-Controlled Oscillator*), conforme apresentado na Figura 6.

Figura 6 – Esquema básico de um PLL.



Fonte: Adaptado de Jaalam et al. (2016).

O detector de fase (PD) compara a fase do sinal gerado pelo PLL com a fase da componente fundamental do sinal de entrada, resultando no erro de fase. Em seguida, o sinal de erro é filtrado por um filtro passa-baixas (LF), onde são eliminadas as frequências indesejadas que podem influenciar no comportamento do oscilador (VCO). O oscilador controlado por tensão (VCO), por sua vez, é responsável por determinar a frequência do sinal de entrada e sintetizar uma senóide. O objetivo dos PLL's é que o sinal de saída possua a mesma frequência e fase do sinal de entrada. Portanto, o erro de fase fica nulo quando o sinal gerado pelo VCO se encontra em sincronismo com o sinal de entrada (GOMES, 2007).

Diversos tipos de PLL's foram propostos na literatura, sendo que a principal diferença nestes algoritmos está no bloco denominado detector de fase (PD).

Neste trabalho, foram analisados o PLL baseado na Referência Síncrona, o PLL baseado na Transformada Inversa de Park, o PLL baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com algoritmo LMS e o PLL baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com Estimador de Frequência. A escolha dos algoritmos de sincronismo analisados refere-se a crescente utilização destes algoritmos, considerando os trabalhos apresentados na literatura.

2.3 PLL Baseado na Referência Síncrona

O PLL baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL) foi proposto inicialmente por Kaura e Blasko (1997), e desde então foi amplamente utilizado para sincronismo de conversores eletrônicos com a rede elétrica, como em Golestan et al. (2015) e Arricibita, Marroyo, Barriosbem (2017). Além disso, diversos autores apresentaram modificações na estrutura do SRF-PLL, a fim melhorar o desempenho perante sinais com distúrbios, tais como nos trabalhos de Silva et al. (2007), Youssef e Mohammed (2013) e Subramanian e Kanagaraj (2015).

Silva et al. (2007) implementaram um PLL a partir da Referência Síncrona modificada e encontraram resultados dinâmicos muito bons por não utilizar controladores PI. A resposta

dinâmica deste algoritmo foi testada em condições de degrau de tensão e salto de fase e, o PLL se mostrou robusto a estes tipos de distúrbios. Entretanto, o algoritmo não foi testado em condições de grande variação de frequência.

No trabalho de Youssef e Mohammed (2013) foi apresentada uma técnica de sincronismo também baseada na Referência Síncrona modificada, a qual é denominada *Adaptive Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop* (ASRF-PLL). Além disso, foi apresentada uma comparação entre o algoritmo proposto e a Referência Síncrona convencional (SRF-PLL). Segundo os autores, a maioria das técnicas de PLL não fornece uma frequência estável após a perda da referência de frequência da rede, como por exemplo, em casos de ilhamento de uma microrrede. No entanto, o algoritmo proposto foi capaz de detectar o ilhamento e alternar para a referência de frequência interna a fim de manter a frequência fixa e estável. Essa técnica foi analisada em condições de tensão desequilibrada e distorcida apresentando desempenho satisfatório se comparado com o PLL baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL).

Segundo Subramanian e Kanagaraj (2015), o PLL baseado na Referência Síncrona é amplamente implantado, quando se trata de aplicações de sincronismo, mas apresenta desempenhos ruins quando o sinal de tensão da entrada apresenta distúrbios muito severos. Dessa forma, os autores desenvolveram um PLL baseado na Referência Síncrona modificada, o qual realiza a remoção da componente DC e da sequência negativa da componente fundamental, a fim de que a tensão de entrada seja constituída apenas por componente de sequência positiva. Para este fim, foram utilizados os métodos de Transformação de Fourier Discreta deslizante e o método das componentes simétricas instantâneas, caracterizando assim, em um estágio de pré-filtro. O algoritmo foi avaliado com diferentes distúrbios no sinal de tensão. No entanto, devido a utilização da Transformada de Fourier, este algoritmo apresentou alta complexidade computacional.

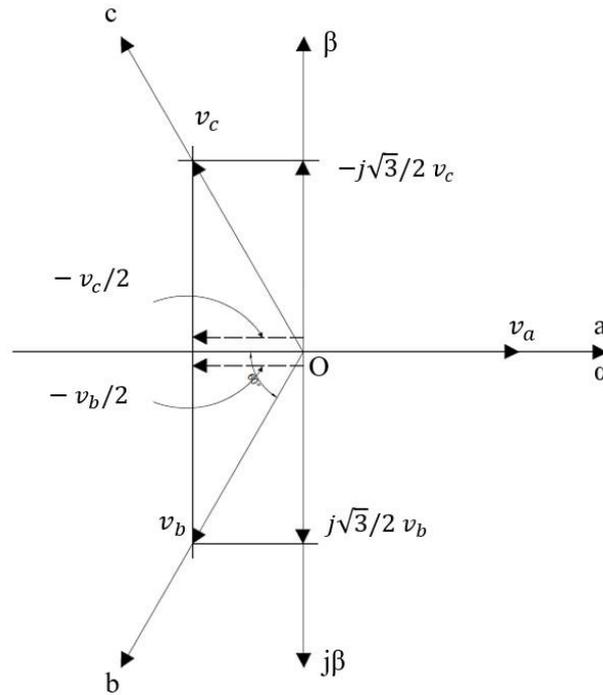
No trabalho de Golestan e Guerrero (2015) foi apresentada a modelagem de uma malha de controle de um SRF-PLL. Segundo os autores, a ausência de uma função de transferência dificulta a aplicação do SRF-PLL. Isto porque a definição dos parâmetros do controlador PI, utilizado na malha de controle do SRF-PLL, é de difícil obtenção.

O SRF-PLL, conforme citado, consiste em um dos algoritmos de sincronismo mais utilizados em conversores eletrônicos. Sua estrutura utiliza uma transformação de coordenadas onde os sinais de tensão são levados para um sistema de referência rotativo, conhecido como Referência Síncrona. Para tanto, são utilizadas duas transformações, a Transformada de Clarke e a Transformada de Park, as quais serão brevemente descritas a seguir.

2.3.1 A Referência Síncrona

Na Transformada de Clarke, o sinal trifásico abc é representado em um sistema de coordenadas bifásicos correspondidos pelos eixos α e β , conforme apresentado na Figura 7.

Figura 7 - Diagrama fasorial da Transformada Clarke.



Fonte: Kumar (2016).

Os valores das tensões são decompostos de acordo com a Figura 7 e podem ser obtidos no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ da seguinte maneira:

$$v_{\alpha}(t) = \frac{2}{3} \left(v_a(t) - \frac{v_b(t)}{2} - \frac{v_c(t)}{2} \right) \quad (1)$$

$$v_{\beta}(t) = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c(t) \right) \quad (2)$$

$$v_0(t) = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} v_a(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} v_b(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} v_c(t) \right) \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\omega}t) & -\text{sen}(\hat{\omega}t) \\ \text{sen}(\hat{\omega}t) & \cos(\hat{\omega}t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

onde, v_d e v_q são os sinais de tensão no sistema de referência dq , e $\text{sen}(\hat{\omega}t)$ e $\cos(\hat{\omega}t)$ são sinais unitários que giram com a frequência síncrona ($\hat{\omega} = 2\pi\hat{f}$).

A Transformada de Park desloca em $\pm\hat{f}$ a frequência de todas as componentes presentes no sinal de entrada. As componentes fundamentais de sequência positiva são deslocadas em $-\hat{f}$ e passam a ser representadas como um sinal CC. Já as componentes de sequência negativa são deslocadas em $+\hat{f}$. Portanto, esta componente será refletida no sistema de coordenadas dq como uma frequência de $2\hat{f}$. O mesmo vale para os harmônicos que serão deslocados em frequência de acordo com a sua sequência de fases.

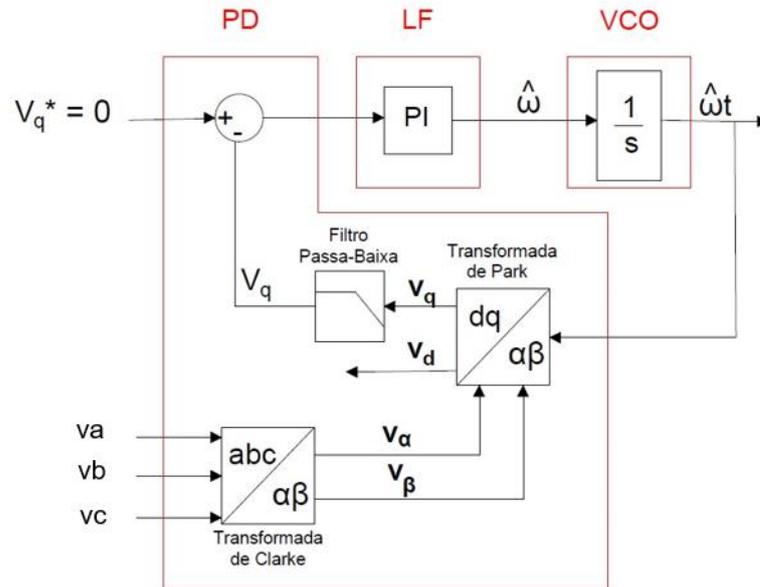
Caso seja necessário transformar os sinais que estão nas coordenadas síncronas dq de volta para as coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ é utilizada a Transformada Inversa de Park, conforme apresentado em (6):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\omega}t) & \text{sen}(\hat{\omega}t) \\ -\text{sen}(\hat{\omega}t) & \cos(\hat{\omega}t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.3.2 Malha de Controle do PLL Trifásico Baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL)

A Figura 9 apresenta a malha de controle do PLL baseado na Referência Síncrona.

Figura 9 - Malha de controle de um PLL baseado em Referência Síncrona.



Fonte: Adaptado de Filho, Seixas e Cortizo (2006).

No SRF-PLL, a referência síncrona é responsável pela etapa de detecção do erro de fase (PD). O erro de fase é representado pela componente de eixo de quadratura, v_q , conforme demonstrado a seguir.

Suponha um sinal de entrada trifásico e equilibrado, onde a tensão da fase A é dada por $v_a = V \cos(\omega t)$. De acordo com (1) e (2), após a Transformada de Clarke as componentes v_α e v_β podem ser reescritas como:

$$v_\alpha(t) = \frac{2}{3} \left(V \cos(\omega t) - \frac{V}{2} \underbrace{\cos(\omega t - 120^\circ)}_{(9)} - \frac{V}{2} \underbrace{\cos(\omega t + 120^\circ)}_{(10)} \right) \quad (7)$$

$$v_\beta(t) = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V \underbrace{\cos(\omega t - 120^\circ)}_{(9)} - \frac{\sqrt{3}}{2} V \underbrace{\cos(\omega t + 120^\circ)}_{(10)} \right) \quad (8)$$

Aplicando a relação trigonométrica da soma de senos,

$$\cos(\omega t - 120^\circ) = \cos(\omega t) \cos(120^\circ) + \text{sen}(120^\circ) \text{sen}(\omega t) \quad (9)$$

$$\cos(\omega t + 120^\circ) = \cos(\omega t) \cos(120^\circ) - \text{sen}(120^\circ) \text{sen}(\omega t) \quad (10)$$

então, v_α e v_β podem ser expressas conforme (11) e (12).

$$v_\alpha(t) = V \cos(\omega t) \quad (11)$$

$$v_\beta(t) = V \sin(\omega t) \quad (12)$$

Esses sinais são a entrada das matrizes da Transformada de Park, apresentada em (5). Desta forma, as grandezas para o eixo dq são dadas por:

$$v_d = v_\alpha \cos(\hat{\omega}t) - v_\beta \sin(\hat{\omega}t) \quad (13)$$

$$v_q = v_\alpha \sin(\hat{\omega}t) + v_\beta \cos(\hat{\omega}t) \quad (14)$$

Assim, substituindo (11) e (12) em (13) e (14), tem-se os valores de eixo direto para a tensão, como:

$$v_d = V \left[\underbrace{\cos(\omega t) \cos(\hat{\omega}t)}_{17} + \underbrace{\sin(\omega t) \sin(\hat{\omega}t)}_{18} \right] \quad (15)$$

$$v_q = V \left[\underbrace{\cos(\omega t) \sin(\hat{\omega}t)}_{19} - \underbrace{\sin(\omega t) \cos(\hat{\omega}t)}_{20} \right] \quad (16)$$

Considerando estas características e as identidades trigonométricas dos senos e cossenos, as simplificações apresentadas em (17), (18), (19) e (20) podem ser aplicadas em (15) e (16). Além disso, de acordo com Filho et al. (2008), os termos de alta frequência existentes nos sinais v_d e v_q podem ser desprezados, pois, serão filtradas posteriormente devido a existência do filtro passa-baixa. Assim, os termos que contêm $2\omega t$ e $\hat{\omega}t + \omega t$ podem ser desprezados.

$$\cos(\omega t) \cos(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2} \cos(\omega t - \hat{\omega}t) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \hat{\omega}t) \approx \frac{1}{2} \cos(\omega t - \hat{\omega}t) \quad (17)$$

$$\sin(\omega t) \sin(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2} \cos(\omega t - \hat{\omega}t) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \hat{\omega}t) \approx \frac{1}{2} \cos(\omega t - \hat{\omega}t) \quad (18)$$

$$\cos(\omega t) \operatorname{sen}(\hat{\omega} t) = \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\hat{\omega} t - \omega t) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\hat{\omega} t + \omega t) \approx \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\hat{\omega} t - \omega t) \quad (19)$$

$$\operatorname{sen}(\omega t) \cos(\hat{\omega} t) = \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t - \hat{\omega} t) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \hat{\omega} t) \approx \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t - \hat{\omega} t) \quad (20)$$

Dessa forma, os valores de eixo direto e de quadratura para a tensão podem ser reescritos como:

$$v_d = V \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t - \hat{\omega} t) + \frac{1}{2} \cos(\omega t - \hat{\omega} t) \right] = V[\cos(\omega t - \hat{\omega} t)] \quad (21)$$

$$v_q = V \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\hat{\omega} t - \omega t) - \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t - \hat{\omega} t) \right] \quad (22)$$

Considerando que $\operatorname{sen}(\theta) = -\operatorname{sen}(-\theta)$, a componente do eixo de quadratura pode ser expressa por:

$$v_q = V \left[-\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t - \hat{\omega} t) - \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t - \hat{\omega} t) \right] = -V[\operatorname{sen}(\omega t - \hat{\omega} t)] \quad (23)$$

Dessa forma, de acordo com (23), quando $\hat{\omega} t$ for igual a ωt , o valor da tensão de quadratura, v_q , converge para zero. Por outro lado, avaliando (21), o valor do eixo direto, v_d , fica igual ao valor de pico da tensão de entrada. Por esse motivo, a variável v_q é utilizada como variável de controle, e representa o erro de fase na frequência fundamental fornecido ao PLL pelo detector de fase (PD) (YOUSSEF e MOHAMMED, 2013; FILHO, SEIXAS e CORTIZO, 2006).

Em geral, a componente v_q apresenta componentes em outras frequências, devido a presença de desequilíbrios e harmônicos. Portanto, para evitar influência de frequências indesejadas, a variável v_q é filtrada por um filtro passa-baixas (LF), e a componente V_q é entregue ao VCO (FILHO, SEIXAS e CORTIZO, 2006).

Após a etapa de filtragem, a variável V_q irá compor a malha de controle do PLL. A diferença entre o sinal V_q e sua referência V_q^* , compõe o erro de entrada do controlador PI (e_{PI}). A saída do PI é uma frequência estimada ($\hat{\omega}$), que deve ser integrada para representar a fase ($\hat{\omega} t$) e completar a malha de controle.

O PLL baseado na Referência Síncrona é capaz de reproduzir as características da tensão da rede, seja amplitude, frequência e fase, apresentando um sincronismo eficaz, ou seja, erro nulo em regime permanente e uma operação com boa resposta dinâmica.

Quando o sistema apresenta distorções ou desequilíbrios, haverá também distorções na estimativa da amplitude e fase (SUBRAMANIAN e KANAGARAJ, 2015; MISRA e NAYAK, 2016). Dentre os diversos de distúrbios de tensão, o desequilíbrio é o que mais influencia na operação do SRF-PLL, uma vez que as componentes de sequência negativa resultam em componentes com 120 Hz em v_q . Consequentemente a qualidade do sinal estimado pelo VCO fica fortemente dependente da ordem e da frequência de corte do filtro passa-baixas.

Quanto menor a frequência de corte do filtro, maior é atenuação das frequências indesejadas e melhor é o resultado da estimação. Porém, com baixa largura de banda, a resposta transitória torna-se lenta. Além disso, os ganhos do controlador PI também devem ser obtidos visando contribuir para melhoria da filtragem do sinal e da resposta dinâmica do mesmo.

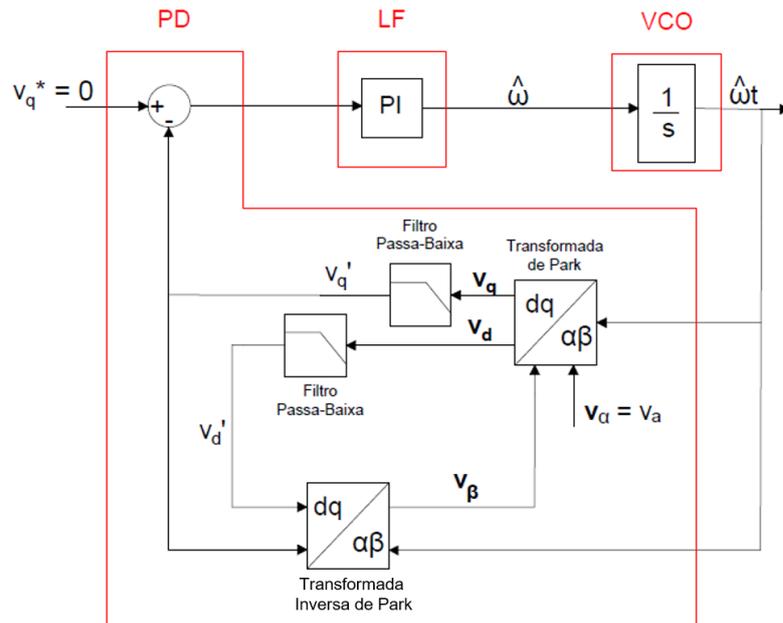
Assim, um dos desafios das malhas de controle PLL, em particular o SRF-PLL, é alcançar uma resposta dinâmica satisfatória sem comprometer sua capacidade de rejeição de distúrbios (FILHO, SEIXAS e CORTIZO, 2006).

Golestan e Guerrero (2015) chamaram a atenção sobre a importância da definição de uma função de transferência para essas malhas. A função de transferência permite que os ganhos do controlador PI e a frequência de corte do filtro passa-baixa sejam definidos para que a malha opere com resposta dinâmica e resposta em regime permanente preestabelecidas.

2.3.3 Malha de Controle do Park-PLL

O Park-PLL consiste em um algoritmo monofásico, uma vez que apenas uma das fases do sinal de tensão da rede é utilizada em sua malha de controle. Diversos autores já analisaram a estrutura do Park-PLL como nos trabalhos de Brasil (2013) e Nayak, Gurunath e Rajasekar (2016). Segundo Nayak, Gurunath e Rajasekar (2016). O Park-PLL consiste em um algoritmo amplamente utilizado devido a sua simplicidade, baixa complexidade computacional e bom desempenho sob condições de distúrbios no sinal da rede. A malha de controle do Park-PLL está apresentada na Figura 10.

Figura 10 -Malha de controle de um Park-PLL.



Fonte: Adaptado de Filho, Seixas e Cortizo (2006).

O princípio de funcionamento desse PLL é muito similar ao do SRF-PLL, uma vez que este também busca zerar a componente v_q , para garantir que o sinal de saída esteja em sincronismo com a tensão de entrada. A principal diferença deste PLL em relação ao SRF-PLL é que o detector de fase (PD) utiliza as transformadas direta e inversa de Park. Além disso, a componente v_d é utilizada na geração do sinal auxiliar v_β , já que o sistema é monofásico.

No Park-PLL, a primeira etapa do PD utiliza a Transformada de Park direta. Neste caso, o sinal v_α é dado pela tensão de entrada, de forma que:

$$v_\alpha = V \cos(\omega t) \quad (24)$$

Já, o sinal v_β é estimado por meio da Transformada de Park inversa das componentes filtradas V_d' e V_q' e, conforme apresentado em (6) é dado por:

$$v_\beta = -V_d' \sin(\hat{\omega} t) + V_q' \cos(\hat{\omega} t) \quad (25)$$

Dessa forma, após a Transformada de Park direta, conforme (5), as componentes v_d e v_q podem ser representadas como:

$$v_d = v_\alpha \cos(\hat{\omega} t) - v_\beta \sin(\hat{\omega} t) \quad (26)$$

$$v_q = v_\alpha \text{sen}(\hat{\omega}t) + v_\beta \text{cos}(\hat{\omega}t) \quad (27)$$

Substituindo (24) e (25) em (26) e (27), os sinais v_d e v_q podem ser reescritos por:

$$v_d = V \underbrace{\text{cos}(\hat{\omega}t)\text{cos}(\omega t)}_{(30)} + V'_d \underbrace{\text{sen}^2(\hat{\omega}t)}_{(31)} - V'_q \underbrace{\text{sen}(\hat{\omega}t)\text{cos}(\hat{\omega}t)}_{(32)} \quad (28)$$

$$v_q = V \underbrace{\text{sen}(\hat{\omega}t)\text{cos}(\omega t)}_{(33)} - V'_d \underbrace{\text{sen}(\hat{\omega}t)\text{cos}(\hat{\omega}t)}_{(32)} + V'_q \underbrace{\text{cos}^2(\hat{\omega}t)}_{(34)} \quad (29)$$

Desprezando os termos de alta frequência, $(2\omega t)$ e $(\hat{\omega}t + \omega t)$, e considerando as identidades trigonométricas dos senos e cossenos, as expressões (30), (31), (32), (33) e (34) podem ser aproximadas por:

$$\text{cos}(\hat{\omega}t)\text{cos}(\omega t) = \frac{1}{2}(\text{cos}(\hat{\omega}t - \omega t) + \text{cos}(\hat{\omega}t + \omega t)) \approx \frac{1}{2}\text{cos}(\hat{\omega}t - \omega t) \quad (30)$$

$$\text{sen}^2(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\text{cos}(2\hat{\omega}t) \approx \frac{1}{2} \quad (31)$$

$$\text{sen}(\hat{\omega}t)\text{cos}(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2}\text{sen}(2\hat{\omega}t) \approx 0 \quad (32)$$

$$\text{sen}(\hat{\omega}t)\text{cos}(\omega t) = \frac{1}{2}(\text{sen}(\hat{\omega}t - \omega t) + \text{sen}(\hat{\omega}t + \omega t)) \approx \frac{1}{2}\text{sen}(\hat{\omega}t - \omega t) \quad (33)$$

$$\text{cos}^2(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\text{cos}(2\hat{\omega}t) \approx \frac{1}{2} \quad (34)$$

Dessa forma, as componentes v_d e v_q passam a ser definidas como:

$$v_d = \frac{1}{2}(V\text{cos}(\hat{\omega}t - \omega t) + V'_d) \quad (35)$$

$$v_q = \frac{1}{2}(V\text{sen}(\hat{\omega}t - \omega t) + V'_q) \quad (36)$$

Conforme apresentado na Figura 10, no Park-PLL os sinais v_d e v_q são filtrados por um filtro passa-baixa de 1º ordem, de forma que $V'_d = (G_{FPB})v_d$ e $V'_q = (G_{FPB})v_q$. Neste caso, G_{FPB} é uma função que representa o filtro passa-baixa. O sinal filtrado, V'_q , é utilizado

diretamente na malha de controle, enquanto V'_d é utilizado na Transformada Inversa de Park para obter v_β . Assim, as equações (35) e (36) podem ser reescritas como:

$$V'_d = \frac{1}{2}(V\cos(\hat{\omega}t - \omega t) + V'_d)(G_{FPB}) \quad (37)$$

$$V'_q = \frac{1}{2}(V\sen(\hat{\omega}t - \omega t) + V'_q)(G_{FPB}) \quad (38)$$

Rearranjando (37) e (38), tem-se:

$$V'_d = \left(\frac{V\cos(\hat{\omega}t - \omega t)}{2 - G_{FPB}} \right) (G_{FPB}) \quad (39)$$

$$V'_q = \left(\frac{V\sen(\hat{\omega}t - \omega t)}{2 - G_{FPB}} \right) (G_{FPB}) \quad (40)$$

Quando o PLL estiver em sincronismo com o sinal de tensão da rede, a fase do sinal de saída do PLL tenderá a ser igual a fase do sinal de tensão da rede, ou seja, $\hat{\omega}t \rightarrow \omega t$, consequentemente o sinal V'_q tenderá a zero, podendo assim, ser utilizado como variável de controle.

Conforme citado, diversos autores têm analisado o desempenho deste PLL, devido a sua estrutura simples e fácil implementação, como por exemplo, nos trabalhos de Filho et al. (2008) e Golestan, et al. (2013).

2.4 PLL Baseado em Filtros Adaptativos

Os Filtros Adaptativos são uma alternativa para a extração das componentes harmônicas dos sinais de tensão. Em se tratando da estrutura básica dos PLL's, conforme apresentado na Figura 6, estes filtros podem ser utilizados como algoritmos de detecção de fase (PD), assim como a referência síncrona.

No trabalho de Filho, Seixas e Cortizo (2006) é apresentada uma comparação de desempenho de diferentes algoritmos de sincronismo, sendo SRF-PLL, *Single-phase Power PLL* (p-PLL), *Single-phase Transport Delay PLL* (PLL-dq-FIFO), Park-PLL, *Single-phase Enhanced PLL* (E-PLL) e o ANF-PLL. Os dois últimos algoritmos consistem em estruturas que utilizam os filtros adaptativos. Segundo os autores, o E-PLL possui um detector de fase não

linear, sendo que há um ganho K que controla a velocidade de convergência da amplitude estimada. Já o ANF-PLL possui um algoritmo de adaptação que a partir da multiplicação de um sinal de seno e cosseno, pelos respectivos coeficientes, gerados pelo algoritmo de adaptação, produzem um sinal de saída. Este sinal de saída é obtido a partir do somatório destes dois sinais produzidos.

No trabalho de Han e Bae (2006) é apresentado um algoritmo de sincronismo que utiliza filtros adaptativos e um algoritmo de adaptação que adapta os coeficientes do filtro de acordo com o sinal de tensão de entrada. Este algoritmo foi testado em diferentes condições de distúrbios no sinal de tensão da rede. Segundo os autores, este PLL apresentou um desempenho preciso perante a estes distúrbios.

Os PLL's baseados em Filtros Adaptativos podem ser empregados em conversores eletrônicos, como nos trabalhos de Filho, Seixas e Cortizo (2006) e Han e Bae (2006). Entretanto, existem diferentes estruturas de filtros adaptativos. A seguir são apresentados os conceitos de Filtros Adaptativos.

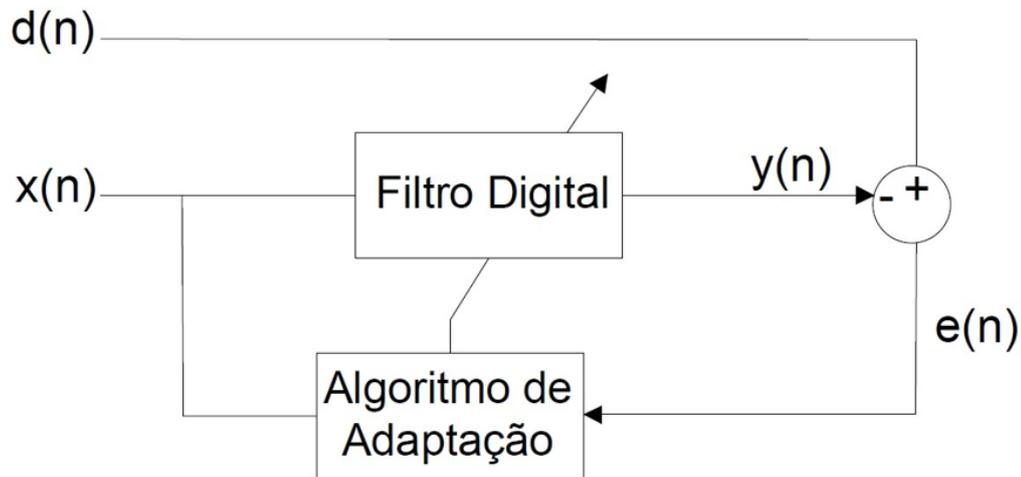
2.4.1 Filtros Adaptativos

Um filtro é caracterizado como um sistema de processamento de sinal digital, no qual são extraídas informações de um determinado sinal de entrada. Há dois tipos de filtros, sendo os filtros com coeficiente invariantes no tempo e os filtros cujos coeficientes são adaptativos. Para filtros com coeficiente invariantes no tempo, os parâmetros internos e a estrutura do filtro são fixos. Já nos Filtros Adaptativos os coeficientes são variáveis no tempo, pois seus parâmetros estão mudando continuamente a fim de atender a um requisito de desempenho (BARBOSA, 2007; FERREIRA et al., 2014).

Um Filtro Adaptativo pode ser definido por duas partes principais, um filtro digital e um algoritmo de adaptação. O algoritmo de adaptação possui a função de ajustar os parâmetros do sistema a cada iteração. Há vários algoritmos que desempenham essa função, sendo que todos são formulados por meio de um procedimento de otimização com o objetivo de minimizar um erro (PEREIRA, 2011).

A Figura 11 apresenta a estrutura geral de um Filtro Adaptativo. Um sinal de entrada, $x(n)$, é processado pelo Filtro Adaptativo, o qual apresenta um sinal de saída, $y(n)$. Este sinal de saída é comparado com o sinal desejado, $d(n)$, e obtém-se o erro $e(n)$. O sinal do erro é utilizado para adaptar os coeficientes do filtro, para que o sinal de saída se torne mais próximo do sinal desejado (PEREIRA, 2011).

Figura 11 - Esquema geral de um Filtro Adaptativo.



Fonte: Pereira (2011).

Os seguintes aspectos devem ser considerados antes de se escolher um Filtro Adaptativo, sendo estes (BARBOSA, 2007; PEREIRA, 2011).

- O tipo de sinal que será processado pelo filtro;
- A estrutura, visto que esta define como o sinal de saída do filtro é calculado a partir do sinal de entrada;
- Os parâmetros da estrutura que serão adaptados;
- O algoritmo de adaptação, o qual descreve como os parâmetros serão ajustados.

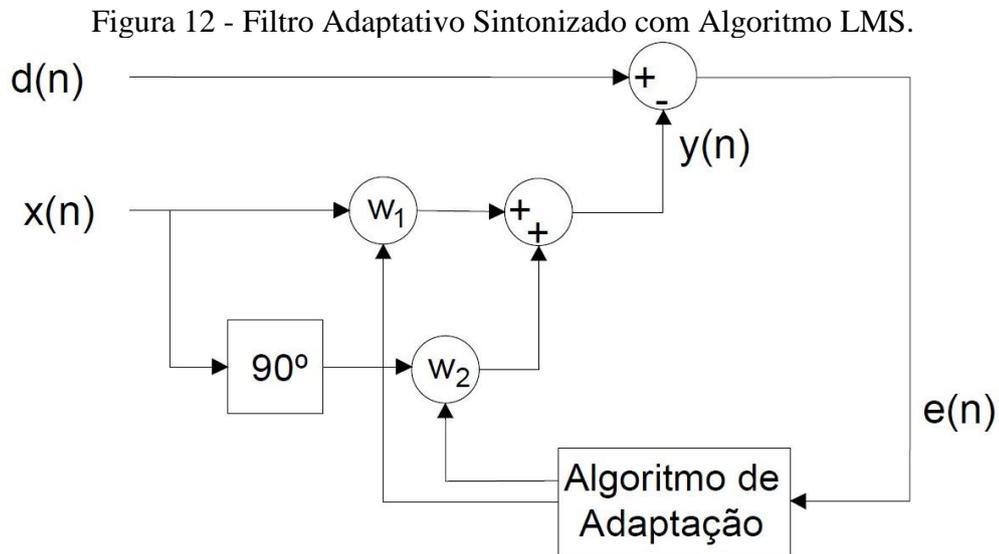
Dentre as estruturas de filtros adaptativos existentes na literatura, existe o filtro adaptativo sintonizado. A estrutura do filtro adaptativo sintonizado foi proposta por Widrow et al. (1975) e se destaca por utilizar apenas dois coeficientes de ajuste.

2.4.2 Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS

O Filtros Adaptativos Sintonizados, também denominados *Adaptive Notch Filter* (ANF), são utilizados em aplicações em que se deseja extrair as componentes senoidais de sinais, os quais possuem ruídos ou frequências indesejadas (KUO, LEE, e TIAN, 2006).

A estrutura do filtro adaptativo sintonizado proposto por Widrow et al. (1975) consiste em uma estrutura simples, uma vez que existem apenas dois coeficientes de ajuste, os quais podem ser obtidos por meio de um algoritmo de adaptação. Um dos algoritmos que pode ser utilizado para a obtenção destes coeficientes consiste no algoritmo de adaptação *Least Mean*

Square (LMS). O algoritmo LMS é um dos mais populares na filtragem adaptativa, devido à sua facilidade de implementação e baixa complexidade computacional. A Figura 12 apresenta o diagrama de blocos do Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS (ANF-LMS).



Fonte: Adaptada de Pereira (2011).

Nesta estrutura, dois sinais ortogonais são utilizados como entrada, sendo um sinal senoidal, $x(n)$, e o outro defasado 90° , $x_{90^\circ}(n)$. O sinal de saída, $y(n)$, é obtido pela soma desses sinais de entrada multiplicados por seus respectivos coeficientes, $w_1(n)$ e $w_2(n)$. O sinal desejado, $d(n)$, representa o sinal a ser filtrado e o sinal do erro, $e(n)$.

$$y(n) = w_1(n) x(n) + w_2(n) x_{90^\circ}(n) \quad (41)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (42)$$

Os coeficientes do ANF ajustados por meio do algoritmo LMS são representados pelas seguintes equações recursivas:

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu e(n) x(n) \quad (43)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + \mu e(n) x_{90^\circ}(n) \quad (44)$$

onde, μ representa o passo de adaptação do algoritmo e n representa a amostra do sinal. O parâmetro μ controla a taxa de convergência do algoritmo e sua precisão. Vale ressaltar, que

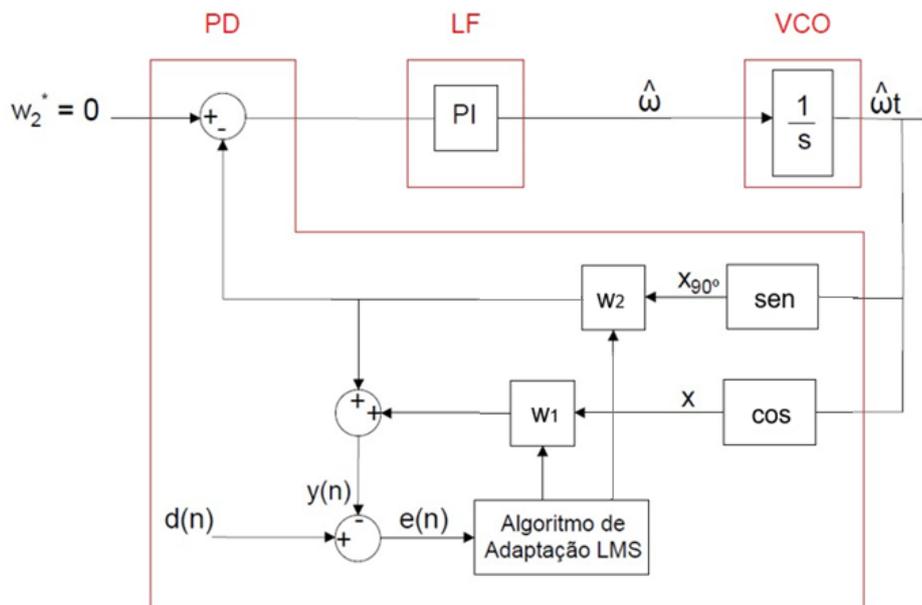
diferentemente da referência síncrona, as equações (41) a (44) apresentam as equações recursivas e, portanto, já discretizadas, para o filtro adaptativo em questão.

Uma das vantagens deste filtro adaptativo sintonizado é que ele possui apenas dois parâmetros para adaptar, w_1 e w_2 , o que resulta em uma configuração mais simples e fácil para a extração do conteúdo harmônico ou da componente fundamental.

2.4.3 Malha de Controle do PLL Baseado no ANF-LMS

A malha de controle do PLL baseado no filtro adaptativo sintonizado, está mostrada na Figura 13. O ANF-LMS atua diretamente na etapa de detecção de fase (PD) (FILHO, SEIXAS e CORTIZO, 2006).

Figura 13 - PLL com ANF-LMS.



Fonte: Adaptado de Filho, Seixas e Cortizo (2006).

De forma similar ao SRF-PLL e ao Park-PLL, para completar a malha de controle do PLL baseado em filtro adaptativo (ANF-PLL) é preciso definir uma variável de controle que indique que a fase estimada pelo algoritmo, $\hat{\omega}t$, coincide com a fase do sinal de entrada, ωt . Para o ANF-PLL, esta variável é o coeficiente w_2 , conforme explicado a seguir.

Para um sinal de entrada monofásico, onde a tensão da rede é dada por $v_a = V \cos(\omega t)$, o ANF-LMS irá produzir uma saída cossenoidal, $y(n)$, dada pela combinação linear apresentada na equação (41). Este sinal de saída pode ser reescrito, como:

$$y(n) = A \cos(\hat{\omega}t + \theta) \quad (45)$$

onde, A é o valor de pico da tensão estimada, $\hat{\omega}$ é frequência estimada e θ representa a diferença entre a fase estimada pelo algoritmo e a fase de referência do sinal de tensão utilizado como entrada.

Dessa forma, expandindo esta equação resulta em:

$$y(n) = A \cos(\theta) \cos(\hat{\omega}t) - A \sin(\theta) \sin(\hat{\omega}t) \quad (46)$$

Como resultado, avaliando (41) e (46), tem-se que:

$$w_1(n) = A \cos(\theta) \quad (47)$$

$$w_2(n) = -A \sin(\theta) \quad (48)$$

Por fim, ao comparar (23) com (48), pode-se observar que o coeficiente $w_2(n)$ é equivalente a componente v_q da Referência Síncrona. Portanto, se a defasagem θ for igual a zero, $w_1(n)$ representa a amplitude do sinal de entrada e $w_2(n)$ será igual a zero. Sendo assim, o coeficiente $w_2(n)$ é utilizado na malha de controle do algoritmo baseado em Filtros Adaptativos com LMS.

2.5 Algoritmo de Sincronismo Baseado em Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência

Um outro algoritmo de sincronismo existente consiste no algoritmo que utiliza Filtro Adaptativo Sintonizado com estimador de frequência (ANF-E), o qual foi originalmente proposto por Regalia (1991).

A sua estrutura foi modificada por Mojiri e Bakhshai (2004) a fim de garantir a convergência para qualquer sinal periódico, não necessariamente senoidal, ou seja, um sinal que possua natureza não estacionária e ruídos.

Assim, a partir dessas modificações foi possível a extração, individualmente, das componentes senoidais de um dado sinal, bem como a estimação da frequência fundamental e de suas componentes harmônicas.

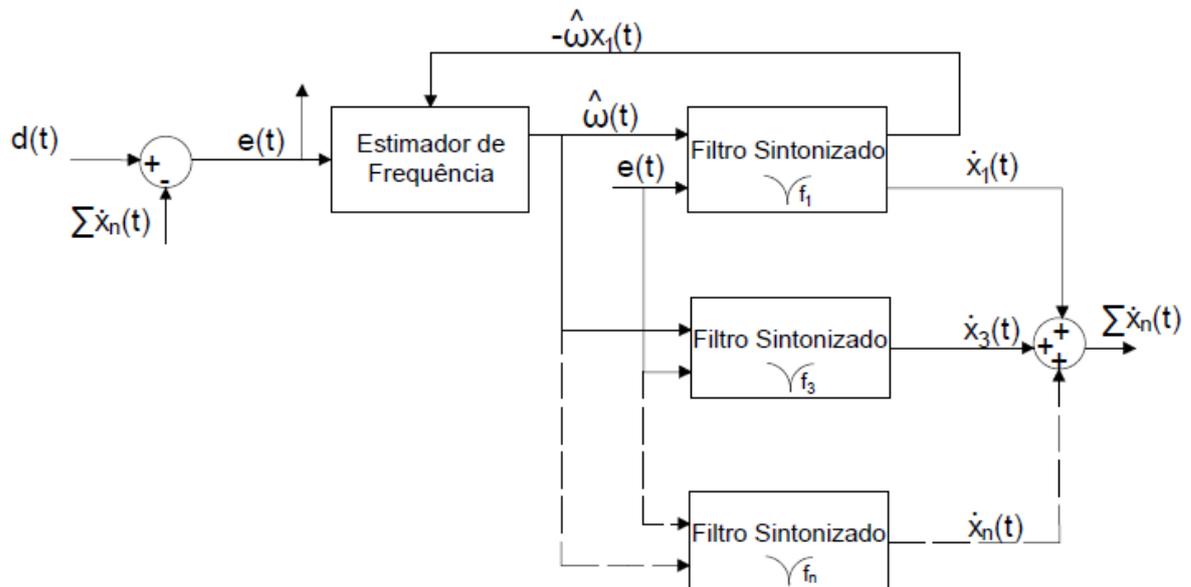
Dessa forma, o sinal de entrada deste algoritmo pode ser definido como uma soma de cossenóides, conforme apresentado:

$$y(t) = \sum_{i=1}^n V_i \cos(i\omega t + \theta_i) \quad (49)$$

onde, V_i representa a amplitude, ω a frequência fundamental e θ_i é a defasagem angular.

A estrutura do filtro para o processamento deste sinal consiste em uma cascata de Filtros Adaptativos Sintonizados de segunda ordem e um estimador de frequência para a frequência fundamental, conforme apresenta a Figura 14. A quantidade de filtros utilizados em cascata é definida de acordo com a necessidade de extração de diferentes compontes do sinal, visando melhorias na resposta transitória e em regime permante (MOJIRI, KARIMI-GHARTEMANI e BAKHSHAI, 2007).

Figura 14 - Diagrama em Blocos do Algoritmo do Filtro Adaptativo Sintonizado.



Fonte: Adaptado de Ferreira (2016).

As equações diferenciais do estimador de frequência, do filtro sintonizado na frequência fundamental e do erro podem ser representadas, respectivamente, por (MOJIRI, KARIMI-GHARTEMANI e BAKHSHAI, 2007; YAZDANI, et al., 2009):

$$\dot{\hat{\omega}}(t) = -\gamma \hat{\omega}(t) x_1(t) e(t) \quad (50)$$

$$\ddot{x}_1(t) = 2 \zeta \hat{\omega}(t) e(t) - \hat{\omega}^2(t) x_1(t) \quad (51)$$

$$e(t) = d(t) - \dot{x}_1(t) \quad (52)$$

onde, $\hat{\omega}(t)$ representa a frequência fundamental, $e(t)$ é o erro, $d(t)$ é o sinal utilizado como entrada do filtro adaptativo sintonizado, $x_1(t)$ é o sinal de saída do filtro e ζ e γ consistem nos parâmetros do filtro e do estimador de frequência, respectivamente. Ao convergir, a variável de estado $\dot{x}_1(t)$ irá representar o sinal fundamental após a extração das componentes indesejadas.

Em (50) é apresentada a lei de adaptação do estimador de frequência, sendo que $\dot{\omega}$ representa a derivada da frequência estimada do sinal. Em (51) é apresentada a equação diferencial de um filtro sintonizado. Já (52) descreve o erro, o qual deve ser minimizado a fim de melhorar o desempenho do filtro. Este filtro possui dois parâmetros de ajuste, sendo estes o fator de amortecimento, representado por ζ , e o ganho adaptativo, representado por γ . O ζ determina a banda de passagem do filtro sintonizado, enquanto que γ influencia na convergência do algoritmo (SORKHABI e BAKHSHAI, 2015; FERREIRA, 2012).

Diversos autores já avaliaram o desempenho deste filtro adaptativo na extração da componente fundamental (MOJIRI, KARIMI-GHARTEMANI e BAKHSHAI (2007)), na estimação da frequência (MOJIRI e BAKHSHAI (2004)) e também como algoritmo de sincronismo com a rede elétrica (SORKHABI e BAKHSHAI (2015)).

Sorkhabi e Bakhshai (2015) analisaram o desempenho do algoritmo de sincronismo utilizando filtro adaptativo sintonizado com estimador de frequência na presença de um sinal de entrada distorcido e em condições de cargas desequilibradas. Em ambas condições, o algoritmo forneceu uma detecção de frequência rápida e uma estimativa da componente fundamental muito precisa. Sendo assim, segundo os autores, este algoritmo consiste em um estimador confiável, uma vez que fornece os parâmetros e as características necessárias para a sincronização em seu próprio procedimento de detecção de frequência.

2.6 Projeto de Controladores e Estabilidade de Malhas de Controle de Algoritmos de Sincronismo

Em sistemas de controle realimentados, faz-se necessária a análise de estabilidade e definição de critérios de desempenho, a fim de verificar quais as possíveis variações nos parâmetros que garantem a estabilidade do sistema.

2.6.1 Projeto de Controladores para Algoritmos de Sincronismo

Na literatura há vários métodos de sintonia de controladores, tais como a resposta em frequência, o lugar das raízes, o método de Ziegler Nichols, entre outros. Além destes métodos tradicionais, há trabalhos que apresentam novas metodologia para ajuste dos parâmetros PI do controlador, como os trabalhos de Preitl e Precup (1999) e Golestan e Guerrero (2015). Em se tratando de novas abordagens, há também trabalhos que utilizam de algoritmos genéticos para o ajuste dos parâmetros do controlador PI, como no trabalho de Souza et al. (2018).

O ajuste dos parâmetros do controlador PI, bem como dos demais parâmetros dos algoritmos de sincronismo é muito importante, uma vez que estes parâmetros influenciam diretamente na resposta dinâmica de tais algoritmos, bem como nos erros em regime permanente. Segundo Golestan e Guerrero (2015), a inexistência de uma função de transferência que represente a malha de controle dos algoritmos de sincronismo dificulta ainda mais o processo de obtenção dos parâmetros.

Neste trabalho, para a obtenção dos parâmetros dos algoritmos de sincronismo será utilizada a metodologia proposta por Preitl e Precup (1999) e aplicada por Brasil (2013). Serão adotados critérios de estabilidade, desempenho e robustez visando maximizar a margem de fase das malhas de controle em questão.

2.6.2 Estabilidade

Um sistema é considerado estável caso sua resposta temporal seja limitada para qualquer sinal de entrada limitado (BRASIL, 2013). Na literatura, existem diversos métodos para analisar a estabilidade de um sistema, tais como o diagrama de Nyquist, a análise temporal e o método de *Routh-Hurwitz*. O método de *Routh-Hurwitz* fornece uma resposta direta sobre a questão de estabilidade de sistemas lineares, uma vez que realiza a análise de estabilidade a partir dos sinais

presentes na equação característica, de forma a verificar se os pólos da equação se encontram no semi-plano esquerdo (DORF e BISHOP, 2013).

No método de *Routh-Hurwitz* deve-se gerar uma tabela de dados, denominada *Routh*, e, interpretá-la, sendo que os sinais dos componentes da tabela determinarão a estabilidade do sistema. Este procedimento é necessário a fim de avaliar quantos polos estão no semiplano esquerdo, no semiplano direito e sobre o eixo $j\omega$ (OGATA, 2011).

Assim, considerando um sistema de quarta ordem genérico cuja equação característica seja dada por (53), a tabela de *Routh* é definida conforme apresentado na Tabela 2.

$$\Delta s = a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (53)$$

Tabela 2 - Tabela de *Routh* de uma função de 4º ordem.

s^4	a_4	a_2	a_0
s^3	a_3	a_1	0
s^2	$b_1 = \frac{-\begin{vmatrix} a_4 & a_2 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix}}{a_3}$	$b_2 = \frac{-\begin{vmatrix} a_4 & a_0 \\ a_3 & 0 \end{vmatrix}}{a_3}$	$b_3 = \frac{-\begin{vmatrix} a_4 & 0 \\ a_3 & 0 \end{vmatrix}}{a_3} = 0$
s^1	$c_1 = \frac{-\begin{vmatrix} a_3 & a_1 \\ b_1 & b_2 \end{vmatrix}}{b_1}$	$c_2 = \frac{-\begin{vmatrix} a_3 & 0 \\ b_1 & 0 \end{vmatrix}}{b_1} = 0$	$c_3 = \frac{-\begin{vmatrix} a_3 & 0 \\ b_1 & 0 \end{vmatrix}}{b_1} = 0$
s^0	$d_1 = \frac{-\begin{vmatrix} b_1 & b_2 \\ c_1 & 0 \end{vmatrix}}{c_1}$	$d_2 = \frac{-\begin{vmatrix} b_1 & 0 \\ c_1 & 0 \end{vmatrix}}{c_1} = 0$	$d_3 = \frac{-\begin{vmatrix} b_1 & 0 \\ c_1 & 0 \end{vmatrix}}{c_1} = 0$

Fonte: Dorf e Bishop (2013).

onde, os coeficientes b_1 , b_2 , c_1 e d_1 são dados por:

$$b_1 = \frac{-a_4 a_1 + a_2 a_3}{a_3} \quad (54)$$

$$b_2 = \frac{a_0 a_3}{a_3} = a_0 \quad (55)$$

$$c_1 = \frac{-a_3 b_2 + a_1 b_1}{b_1} \quad (56)$$

$$d_1 = \frac{b_2 c_1}{c_1} = b_2 \quad (57)$$

Assim, o critério de *Routh-Hurwitz* estabelece que número de raízes do polinômio que estão no semiplano direito é equivalente ao número de mudanças de sinal da primeira coluna. Caso não haja nenhuma mudança de sinal na primeira coluna, o sistema é classificado como estável, ou seja, todos os polos estão no semiplano esquerdo.

Para sistemas de outras ordens o processo de análise de estabilidade é equivalente, sendo a diferença apenas na construção a tabela de *Routh*. Assim, considerando um sistema genérico de 3º ordem, cuja equação é dada por (58), a tabela de *Routh* pode ser definida conforme apresentado na Tabela 3.

$$\Delta s = a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (58)$$

Tabela 3 - Tabela de *Routh* de uma função de 3º ordem.

s^3	a_3	a_1
s^2	a_2	a_0
s^1	$b_1 = \frac{-\begin{vmatrix} a_3 & a_1 \\ a_2 & a_0 \end{vmatrix}}{a_2}$	$b_2 = \frac{-\begin{vmatrix} a_3 & 0 \\ a_2 & 0 \end{vmatrix}}{a_2} = 0$
s^0	$c_1 = \frac{-\begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ b_1 & 0 \end{vmatrix}}{b_1}$	$c_2 = \frac{-\begin{vmatrix} a_2 & 0 \\ b_1 & 0 \end{vmatrix}}{b_1} = 0$

Fonte: Dorf e Bishop (2013).

onde os coeficientes b_1 e c_1 são dados por:

$$b_1 = \frac{-a_0 a_3 + a_1 a_2}{a_2} \quad (59)$$

$$c_1 = \frac{a_0 b_1}{b_1} = a_0 \quad (60)$$

Além deste método, o diagrama de Bode e diagrama de Nyquist também são utilizados a fim de verificar a estabilidade de um sistema. O diagrama de Nyquist relaciona a estabilidade de um sistema de malha fechada por meio da resposta em frequência deste sistema operando em malha aberta e da posição dos polos em malha aberta. Além de fornecer informações sobre a estabilidade de um sistema em malha fechada, o critério de Nyquist pode fornecer informações sobre a resposta transitória e sobre os erros em regime permanente (NISE, 2012).

Já o diagrama de Bode consiste em um subconjunto do diagrama de Nyquist, o qual pode ser obtido facilmente sem a necessidade de dispositivos computacionais ou de longos cálculos, sendo por este motivo utilizado neste trabalho, a fim de definir a margem de estabilidade dos sistemas. Este método, assim como o diagrama de Nyquist, utiliza a resposta em frequência em malha aberta do sistema para analisar a estabilidade em malha fechada deste mesmo sistema.

Nos dois métodos, a análise da resposta em frequência do sistema é avaliada por meio da margem de fase e da margem de ganho. Estas duas margens consistem em medidas quantitativas que definem a estabilidade do sistema, ou seja, quais as possíveis variações nos parâmetros do sistema que ainda garantem a estabilidade do mesmo. A margem de fase é a variação na defasagem em malha aberta, na frequência em que o módulo apresenta valor unitário (0 dB), que leva o sistema de malha fechada ao limiar da instabilidade (DORF e BISHOP, 2013). A margem de fase é dada por:

$$\phi_m = 180^\circ + \arg(GH(j\omega_{0dB})) \quad (61)$$

onde, $GH(j\omega_{0dB})$ é a função de transferência do sistema em malha aberta, para quando $s = \omega_{0dB}$. A variável ω_{0dB} corresponde a frequência em que o módulo de $GH(j\omega_{0dB})$ é igual a 1 (0 dB), ou seja, é dada pelo somatório de 180° mais o ângulo de fase da função de transferência de malha aberta, na frequência cujo módulo tem o valor unitário ($\arg(GH(j\omega_{0dB}))$).

Já a margem de ganho é a variação no ganho em malha aberta, em dB, requerida a 180° de defasagem até que o sistema em malha fechada se torne instável, ou seja, consiste no valor que se pode incrementar ou decrementar no módulo da função de transferência de malha aberta até que se alcance o ponto de estabilidade crítica. A margem de ganho é representada por:

$$G_{MdB} = 20\log|GH(j\omega_M)| \quad (62)$$

onde, ω_M corresponde a frequência em que fase de $GH(j\omega_M)$ é igual a 180° .

3 MATERIAIS E MÉTODOS

O objetivo deste trabalho é comparar o desempenho dos quatro algoritmos de sincronismo previamente apresentados: o PLL trifásico baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL), o PLL monofásico baseado na Transformada Inversa de Park (Park-PLL), o PLL baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com algoritmo LMS (ANF-PLL) e o algoritmo de sincronismo baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com estimador de frequência (ANF-E).

Para o desenvolvimento deste trabalho é necessário a realização de três etapas, as quais podem ser definidas da seguinte maneira:

- **Etapa 1 – Avaliação da função de transferência:** a modelagem das malhas de controle dos algoritmos de sincronismo é realizada, visando a obtenção da função de transferência dos mesmos. Em seguida, é realizado o ajuste dos parâmetros que compõem a malha. E, por fim, são realizadas as análises de estabilidade dos algoritmos;
- **Etapa 2 – Simulação:** é realizada a discretização de cada malha de controle, a fim de que estas possam ser implementadas digitalmente. Após estes procedimentos, os algoritmos de sincronismo podem ser implementados e simulados no *Matlab/Simulink*, por meio de um bloco denominado *s-function*, o qual permite a programação em linguagem C;
- **Etapa 3 – Implementação prática:** os algoritmos são implementados no DSP TMS320F28027F, a fim de verificar na prática o desempenho dos algoritmos apresentados, perante a diferentes tipos de distúrbio no sinal de tensão.

3.1 Avaliação da função de transferência

A seguir é apresentada a metodologia necessária para a obtenção da função de transferência de cada algoritmo de sincronismo apresentado neste trabalho. Para tanto, são utilizadas aproximações lineares e a Transformada de Laplace, para representar os sinais no domínio da frequência, através da variável complexa (s).

A obtenção da função de transferência linearizada permite avaliar as faixas de valores dos parâmetros do controlador PI e do detector de fase, nas quais é possível garantir estabilidade e um desempenho transitório preestabelecido.

Neste trabalho, para a obtenção dos parâmetros das malhas de controle dos PLL's serão utilizados os seguintes requisitos:

- Atenuação de -40 db para uma perturbação de segundo harmônico (120Hz) na entrada, o que corresponde a uma atenuação de 99%, ou seja, o ganho é equivalente a 0,01;
- O tempo de acomodação, t_s , deve ser o mais próximo possível de 160 ms. Segundo a norma IEEE 1547 (2014), para variações de frequência maiores que 2Hz, o conversor eletrônico das unidades de geração distribuídas deve se desconectar da rede elétrica ou microrrede em até 160 ms. Assim, o algoritmo de sincronismo possui um tempo de 0,16 segundo para detectar esta variação. Dessa forma, todos os algoritmos de sincronismo apresentados neste trabalho serão projetados para apresentar um tempo de resposta capaz de atender esta condição apresentada na norma IEEE 1547 (2014).

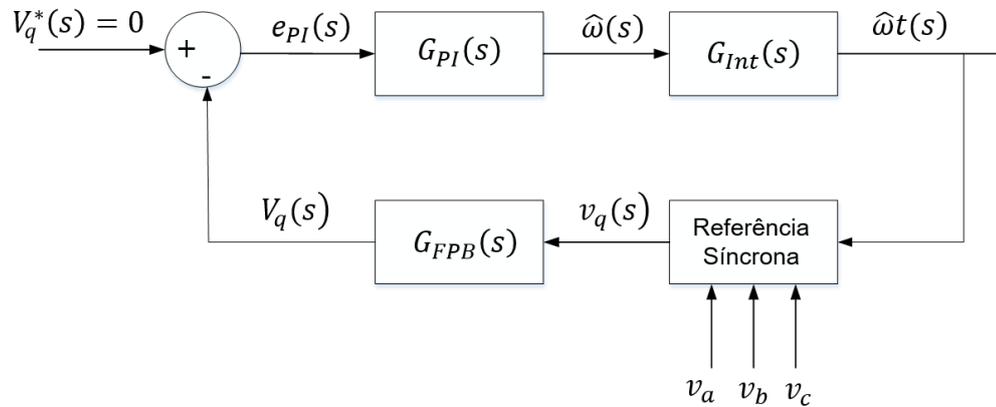
A partir deste requisito, é possível a obtenção dos ganhos do controlador PI e dos parâmetros dos algoritmos de detecção de fase, tais como, a constante de tempo dos filtros passa-baixa e passo de adaptação, por exemplo. Destaca-se a importância em fixar estes requisitos para todos os PLL's, pois desta forma é possível fazer uma avaliação de desempenho justa para todos os algoritmos.

3.1.1 PLL trifásico baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL)

3.1.1.1 Função de Transferência

A malha de controle do PLL baseado na referência síncrona foi apresentada anteriormente na Figura 9. Por se tratar de uma malha de controle de fase, a obtenção da função de transferência do SRF-PLL busca encontrar uma função complexa, $G(s)$, no domínio da frequência, que relacione a fase do sinal de entrada, $\omega t(s)$, com a fase estimada pelo PLL $\hat{\omega} t(s)$. O diagrama da Figura 15 apresenta um esquemático simplificado da malha de controle em análise.

Figura 15 - Diagrama simplificado do SRF-PLL.



Fonte: Do Autor (2019).

onde,

- $v_q(s)$ é a componente de eixo de quadratura que possui informações da fase do sinal, $\omega t(s)$, e da fase estimada pelo PLL, $\hat{\omega}t(s)$;
- $V_q(s)$ é a componente do eixo de quadratura filtrada;
- $G_{FPB}(s) = \frac{1}{\tau s + 1}$ é a função de transferência do filtro passa-baixa de primeira ordem, cuja constante de tempo, em segundos, é dada por τ ;
- $V_q^*(s) = 0$ é a referência da malha de controle;
- $e_{PI}(s)$ é o erro da malha de controle do SRF-PLL que servirá de entrada para o controlador PI;
- $G_{PI}(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)$ é a função de transferência do controlador PI, cujos ganhos proporcional e integral são representados por k_p e k_i , respectivamente;
- $\hat{\omega}(s)$ é a frequência estimada pelo controlador PI em rad/s;
- $G_{Int}(s) = \frac{1}{s}$ é a função de transferência do integrador;
- $\hat{\omega}t(s)$ é a fase do sinal em radianos.

As equações do algoritmo de detecção de fase (PD) do SRF-PLL no domínio do tempo já foram evidenciadas em (7) a (23) no Capítulo 2, onde a componente v_q foi definida como:

$$v_q = -V \text{sen}(\omega t - \hat{\omega}t) \quad (63)$$

onde, v_q representa o sinal do eixo de quadratura, V é a amplitude do sinal de tensão, ωt é a fase do sinal de tensão fundamental e $\hat{\omega}t$ é a fase estimada pelo PLL.

A partir da equação (63) é possível observar a presença de uma função senoidal, dificultando a obtenção de uma relação direta entre $\hat{\omega}t$ e ωt . Uma das maneiras de obter essa relação é utilizar uma aproximação linear para ângulos pequenos, de forma que $\text{sen}(\omega t - \hat{\omega}t)$ possa ser aproximado para $(\omega t - \hat{\omega}t)$ e, o sinal v_q seja representado por:

$$v_q = V(\hat{\omega}t - \omega t) \quad (64)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (64) e considerando $V = k$ tem-se:

$$v_q(s) = k[\hat{\omega}t(s) - \omega t(s)] \quad (65)$$

Conforme apresentado na Figura 15, o sinal $v_q(s)$ é filtrado por um filtro passa baixa, resultando em $V_q(s)$, de forma que:

$$V_q(s) = k[\hat{\omega}t(s) - \omega t(s)] * \left(\frac{1}{\tau s + 1}\right) \quad (66)$$

onde, τ representa a constante de tempo do filtro passa-baixa.

Em seguida, obtem-se o sinal de entrada do controlador PI, que é o erro da malha de controle definido por:

$$e_{PI}(s) = V_q^*(s) - V_q(s) = -V_q(s) = k \left(\frac{\omega t(s) - \hat{\omega}t(s)}{\tau s + 1}\right) \quad (67)$$

Este sinal passa pelo controlador PI e logo em seguida é integrado, resultando na fase estimada por este PLL, conforme apresentado em (68), (69) e (70).

$$\hat{\omega}t(s) = e_{PI}(s) * \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{s}\right) \quad (68)$$

$$\hat{\omega}t(s) = \frac{k[\hat{\omega}t(s) - \omega t(s)]}{\tau s + 1} * \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{s}\right) \quad (69)$$

$$\hat{\omega}t(s) = \left(\frac{kk_p s + kk_i}{\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i} \right) \omega t(s) \quad (70)$$

Assim, a função de transferência de um PLL trifásico baseado na referência síncrona, $G_{SRF}(s)$, é dada por:

$$G_{SRF}(s) = \frac{\hat{\omega}t(s)}{\omega t(s)} = \frac{kk_p s + kk_i}{\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i} \quad (71)$$

A função $G_{SRF}(s)$ pode ser representada em função da frequência de corte do filtro passa-baixa (ω_c), uma vez que $\tau = \frac{1}{\omega_c}$, resultando em:

$$G_{SRF}(s) = \frac{\omega_c kk_p s + \omega_c kk_i}{s^3 + \omega_c s^2 + \omega_c kk_p s + \omega_c kk_i} \quad (72)$$

A partir da função de transferência do sistema, os ganhos dos controladores podem ser obtidos utilizando requisitos pré-definidos. A definição dos valores dos parâmetros de uma função de transferência é de suma importância, visto que estes parâmetros irão determinar o comportamento da malha de controle em termos de estabilidade, resposta dinâmica e resposta em regime permanente. Sendo assim, para isto faz-se necessário verificar em quais faixas os parâmetros do sistema devem estar contidos, uma vez que isto determinará a estabilidade do sistema.

3.1.1.2 Estabilidade do sistema

Para a análise de estabilidade do sistema foi utilizado o método de *Routh-Hurwitz*. De acordo com este método, para que o sistema seja estável não deve haver mudança de sinal nos coeficientes da primeira coluna da tabela de *Routh* do sistema. Assim, a tabela de *Routh* deste sistema, considerando o denominador da equação apresentada em (72) é definida conforme apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 - Tabela de *Routh* para a função de transferência do SRF-PLL.

s^3	1	$\omega_c k k_p$
s^2	ω_c	$\omega_c k k_i$
s^1	$-k k_i + \omega_c k k_p$	0
s^0	$\omega_c k k_i$	0

Fonte: Do Autor (2019).

Conforme o método de *Routh-Hurwitz* para que o sistema apresente estabilidade, o termo $(-k k_i + \omega_c k k_p)$ deve ser maior do que zero, a fim de que não haja mudança de sinais na primeira coluna da tabela. Portanto, para que o SRF-PLL apresente estabilidade, tem-se a seguinte condição:

$$0 < k_i < k_p \omega_c \quad (73)$$

Dessa forma, os valores dos ganhos, k_p , k_i e ω_c devem atender a condição apresentada em (73) para que o sistema apresente estabilidade.

3.1.1.3 Obtenção dos Parâmetros do PLL

Os parâmetros do PLL, k_p , k_i e ω_c , podem ser obtidos partir da função de transferência definida em (72) e dos critérios de desempenho adotados, apresentados no item 3.1.

O primeiro parâmetro a ser avaliado será o ganho k_p . Essa constante pode ser encontrada a partir do tempo de acomodação da função de transferência em malha fechada. Para sistemas de segunda ordem, o tempo de acomodação é obtido a partir da equação característica (denominador da função de transferência igualado a zero), que pode ser representada de uma forma geral por Nise (2012):

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (74)$$

onde, ζ é o fator de amortecimento e ω_n é a frequência natural de oscilação do sistema. A partir de (74) o tempo de acomodação, t_s , é dado por: $t_s = \frac{8}{2\zeta\omega_n}$.

De acordo com a função de transferência do SRF-PLL apresentada em (71), considerando τ significativamente menor que os demais coeficientes, então a equação

característica do SRF-PLL pode ser aproximada por uma função de segunda ordem, de forma que:

$$\underbrace{\tau S^3}_{\approx 0} + \left(s^2 + \underbrace{kk_p}_{2\zeta\omega_n} s + \underbrace{kk_i}_{\omega_n^2} \right) = 0 \quad (75)$$

Portanto, o tempo de acomodação, do SRF-PLL é uma função da amplitude do sinal de entrada, k , e do ganho proporcional do controlador PI, k_p , como apresentado em (76).

$$t_s = \frac{8}{2\zeta\omega_n} = \frac{8}{kk_p} \quad (76)$$

Dessa forma, é possível determinar o valor do ganho proporcional, k_p , para garantir um tempo de acomodação de 160ms, como definido em um dos critérios. Vale ressaltar que, neste trabalho, o valor de k é igual a 1, pois esta variável representa a amplitude do sinal de tensão, e o sistema está em p.u. (por unidade).

As análises realizadas para obtenção dos parâmetros k_i e ω_c , serão realizadas a partir da função de transferência de malha aberta, utilizando metodologia proposta por Preitl e Precup (1999) e aplicada por Brasil (2013).

A função de transferência de malha aberta do SRF-PLL é dada por:

$$G_{olSRF}(s) = \frac{G_{SRF}(s)}{1 - G_{SRF}(s)} = \frac{k_p k \omega_c \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{s^2 (s + \omega_c)} \quad (77)$$

onde, $G_{olSRF}(s)$ representa a função de transferência em malha aberta.

Considerando $\omega_z = k_i/k_p$, a função de transferência em malha aberta do SRF-PLL pode ser reescrita como:

$$G_{olSRF}(s) = \frac{k_p k \omega_c (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_c)} \quad (78)$$

Após a obtenção da função de transferência em malha aberta, o método busca maximizar a margem de fase do sistema. A margem de fase é o valor do ângulo a ser somado ou subtraído da curva de fase da resposta em frequência de um sistema em malha aberta, cujo valor pode ser obtido conforme (79).

Dessa forma, a margem de fase do SRF-PLL é dada por:

$$\phi_m = 180^\circ - \arg(G_{ol_{SRF}}(s)|_{s=j\omega_{0db}}) \quad (79)$$

onde, ω_{0db} corresponde a frequência em que o módulo do sistema em malha aberta é unitário (0 dB).

Assim, substituindo $s = j\omega_{0db}$, a função de transferência em malha aberta do SRF-PLL pode ser reescrita como:

$$G_{ol_{SRF}}(j\omega_{0db}) = \frac{k_p k \omega_c (j\omega_{0db} + \omega_z)}{(j\omega_{0db})^2 (j\omega_{0db} + \omega_c)} \quad (80)$$

Rearranjando os termos, tem-se:

$$G_{ol_{SRF}}(j\omega_{0db}) = \left(\frac{-k_p k \omega_c (\omega_{0db}^2 + \omega_c \omega_z)}{\omega_{0db}^2 (\omega_{0db}^2 + \omega_{0db}^2 \omega_c)} \right) + j \left(\frac{k_p k \omega_c (-\omega_{0db} \omega_c + \omega_{0db} \omega_z)}{\omega_{0db}^2 (\omega_{0db}^2 + \omega_{0db}^2 \omega_c)} \right) \quad (81)$$

O argumento da fase (\arg) de uma função é dado por:

$$\angle G(j\omega_0) = \arctg\left(\frac{b}{a}\right) \quad (82)$$

onde b representa a parte imaginária e a corresponde a parte real. Assim, o \arg da função de transferência de malha aberta do SRF-PLL é:

$$\angle G_{ol_{SRF}}(j\omega_{0db}) = \arctg\left(\frac{\omega_{0db} \omega_c - \omega_{0db} \omega_z}{\omega_{0db}^2 + \omega_c \omega_z}\right) \quad (83)$$

De acordo com as propriedades trigonométricas, tem-se:

$$\arctg(x) - \arctg(y) = \arctg\left(\frac{x - y}{1 + xy}\right) \quad (84)$$

Assim, (83) pode ser reescrita para atender os critérios apresentados em (84) como:

$$\angle G_{ol_{SRF}}(j\omega_{0db}) = \arctg\left(\frac{\frac{\omega_{0db}}{\omega_c} - \frac{\omega_{0db}}{\omega_z}}{\frac{\omega_{0db}^2}{\omega_c\omega_z} + 1}\right) \quad (85)$$

Dessa forma, a margem de fase, ϕ_m , da função de transferência de malha aberta do SRF-PLL é dada por:

$$\phi_m = \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{\omega_c}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{\omega_z}\right) \quad (86)$$

De acordo com Preitl e Precup (1999), deve-se verificar quais os valores de ω_{0db} , ω_c e ω_z , que permitem que a função de transferência alcance a margem de fase máxima. Este procedimento é feito derivando (86) em relação à ω_{0db} e igualando a equação resultante a zero. Desta forma, têm-se as relações:

$$\omega_{0db} = \sqrt{\omega_c\omega_z} \quad (87)$$

$$\omega_{0db} = k_p \quad (88)$$

A partir de (87) e (88), ω_z que maximiza a margem de fase é dado por $\frac{k_p^2}{\omega_c}$. Assim, a função de transferência em malha aberta do SRF -PLL, apresentada em (78) pode ser reescrita como:

$$G_{ol_{SRF}}(s) = \frac{k_p k \omega_c \left(s + \frac{k_p^2}{\omega_c}\right)}{s^2 (s + \omega_c)} \quad (89)$$

A partir de (89) é possível obter o valor da frequência do corte do filtro passa-baixa, ω_c , da função de transferência do SRF-PLL, uma vez que os demais parâmetros desta função foram previamente definidos. Assim, calculando o módulo da equação apresentada em (89) e substituindo $s = j\omega_{2h}$, tem-se:

$$|G_{ol_{SRF}}(s)| = \left| \frac{k_p k \omega_c (s + k_p^2 / \omega_c)}{s^2 (s + \omega_c)} \right|_{s=j\omega_{2h}} \quad (90)$$

$$|G_{ol_{SRF}}(j\omega_{2h})|^2 - \frac{(k_p k \omega_c \omega_{2h})^2 + (k_p^3 k)^2}{(\omega_{2h}^3)^2 + (\omega_{2h}^2 \omega_c)^2} = 0 \quad (91)$$

Para resolução da equação (91) foi utilizado o *software* Matlab, sendo que a frequência angular ω_{2h} é definida como 753,98 rad/s, visto que corresponde a frequência do 2º harmônico.

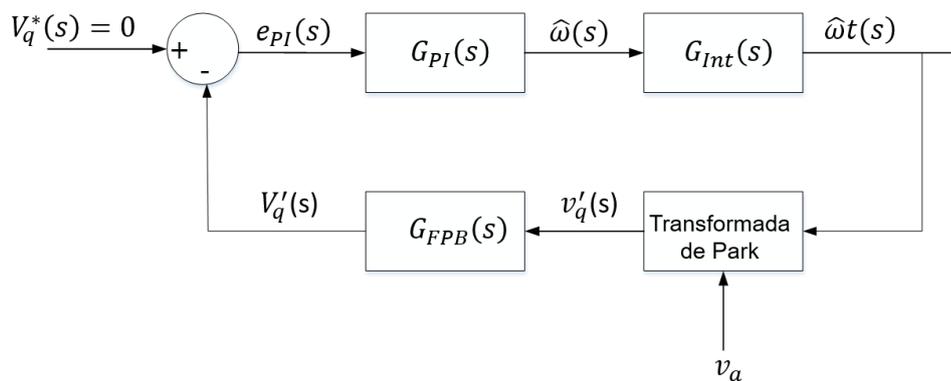
Após encontrado o valor de ω_c , é possível determinar o valor de k_i por meio das definições apresentadas anteriormente, sendo que $k_i = k_p \omega_z$. Além disso, ω_z foi definido como k_p^2 / ω_c , de acordo com o procedimento de maximização da margem de fase do sistema. Assim, o valor de k_i é dado por k_p^3 / ω_c .

3.1.2 PLL Monofásico Baseado na Transformada Inversa de Park (Park-PLL)

3.1.2.1 Função de Transferência

A malha de controle do Park-PLL, possui as variáveis muito semelhantes às aquelas apresentadas para o SRF-PLL, e pode ser simplificada pelo esquemático apresentado na Figura 16.

Figura 16 - Diagrama simplificado do Park-PLL.



Fonte: Do Autor (2019).

Conforme apresentado no Capítulo 2, no PLL monofásico baseado na transformada inversa de Park o sinal utilizado na malha de controle é definido como:

$$V'_q = \left(\frac{V \sin(\hat{\omega}t - \omega t)}{2 - G_{FPB}} \right) (G_{FPB}) \quad (92)$$

onde, v'_q representa o sinal filtrado do eixo de quadratura, V é a amplitude do sinal de tensão, ωt é a fase do sinal de tensão fundamental, $\hat{\omega}t$ é a fase estimada pelo PLL e τ é a constante de tempo de filtro passa-baixa utilizado para a filtragem da componente v'_d e v'_q .

Utilizando a aproximação linear para o seno, o sinal $V'_q(s)$ passa a ser representado por:

$$V'_q(s) = \frac{V(\hat{\omega}t(s) - \omega t(s))}{2\tau s + 1} \quad (93)$$

Definindo a tensão de entrada V como k , o sinal de erro da entrada do controlador PI pode ser definido por:

$$e_{PI}(s) = V_q^{*}(s) - V'_q(s) = -V'_q(s) = \frac{-k(\hat{\omega}t(s) + \omega t(s))}{2\tau s + 1} \quad (94)$$

Este sinal passa pelo controlador PI e logo em seguida é integrado, resultando na fase estimada por este PLL, conforme apresentado (89), (90) e (91).

$$\hat{\omega}t(s) = e_{PI}(s) * \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) * \left(\frac{1}{s} \right) \quad (95)$$

$$\hat{\omega}t(s) = \frac{k(\omega t(s) - \hat{\omega}t(s))}{2\tau s + 1} * \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) * \left(\frac{1}{s} \right) \quad (96)$$

$$\hat{\omega}t(s) = \left(\frac{kk_p s + kk_i}{2\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i} \right) \omega t(s) \quad (97)$$

Como resultado, a função de transferência do Park-PLL é expressa por:

$$G_{Park}(s) = \frac{\hat{\omega}t(s)}{\omega t(s)} = \frac{kk_p s + kk_i}{2\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i} \quad (98)$$

A partir da função de transferência do sistema é possível verificar em quais faixas os parâmetros do sistema devem estar contidos, uma vez que isto determinará a estabilidade.

3.1.2.2 Estabilidade do sistema

Assim como no SRF-PLL, a estabilidade do sistema foi analisada pelo método de *Routh-Hurwitz*. Assim, a tabela de *Routh* deste sistema, considerando o denominador da equação apresentada em (98) é dada pela Tabela 5.

Tabela 5 - Tabela de *Routh* para a função de transferência do Park-PLL.

s^3	2τ	kk_p
s^2	1	kk_i
s^1	$-2\tau kk_i + kk_p$	0
s^0	kk_i	0

Fonte: Do Autor (2019).

Assim, conforme o método de *Routh-Hurwitz* para que o sistema apresente estabilidade, o termo $(-2\tau kk_i + kk_p)$ deve ser maior do que zero, a fim de que não haja mudança de sinais na primeira coluna da tabela. Dessa forma, para que o Park-PLL apresente estabilidade, tem-se a seguinte condição:

$$0 < k_i < \frac{k_p}{2\tau} \quad (99)$$

Dessa forma, os valores dos ganhos, k_p , k_i e τ devem atender a condição apresentada em (93) para que o sistema apresente estabilidade.

3.1.2.3 Obtenção dos Parâmetros do PLL

Os parâmetros do PLL, k_p , k_i e τ , podem ser obtidos partir da função de transferência definida em (98) e dos critérios de funcionamento adotados.

Assim como no SRF-PLL, o primeiro parâmetro a ser avaliado será o ganho k_p . Essa constante pode ser encontrada a partir do tempo de acomodação da função de transferência em malha fechada.

De acordo com a função de transferência do Park-PLL apresentada em (98), considerando τ significativamente menor que os demais coeficientes, então a equação

característica do Park-PLL pode ser aproximada por uma função de segunda ordem, de forma que:

$$\underbrace{2\tau s^3}_{\approx 0} + \left(s^2 + \underbrace{kk_p}_{2\zeta\omega_n} s + \underbrace{kk_i}_{\omega_n^2} \right) = 0 \quad (99)$$

Portanto, o tempo de acomodação, do Park-PLL é dado por:

$$t_s = \frac{8}{2\zeta\omega_n} = \frac{8}{kk_p} \quad (100)$$

Dessa forma, é possível determinar o valor do ganho proporcional, k_p , para garantir um tempo de acomodação de 160ms, como definido nos critérios de obtenção dos parâmetros.

As análises realizadas para obtenção dos demais parâmetros da função de transferência do Park-PLL, k_i e τ , serão realizadas a partir da função de transferência de malha aberta, utilizando metodologia proposta por Preitl e Precup (1999) e aplicada por Brasil (2013), conforme apresentado no SRF-PLL.

A função de transferência de malha aberta do Park-PLL é dada por:

$$G_{ol_{Park}}(s) = \frac{G_{Park}(s)}{1 - G_{Park}(s)} = \frac{k_p k \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{s^2 \left(s + \frac{1}{2\tau} \right)} \quad (101)$$

onde, $G_{ol_{Park}}(s)$ representa a função de transferência em malha aberta.

Considerando $\omega_z = k_i/k_p$ e $\omega_p = 1/2\tau$, a função de transferência em malha aberta do Park-PLL é dada por:

$$G_{ol_{Park}}(s) = \frac{k_p k (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_p)} \quad (102)$$

Após a obtenção da função de transferência em malha aberta, o método busca maximizar a margem de fase do sistema. Dessa forma, realizando as mesmas deduções apresentadas no SRF-PLL, é possível obter a margem de fase, ϕ_m , da função de transferência de malha aberta do Park-PLL, a qual é dada por (103).

$$\phi_m = \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{\omega_p}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{\omega_z}\right) \quad (103)$$

Assim, a partir de (103) é verificado para quais valores de ω_{0db} , ω_p e ω_z a margem de fase do sistema é máxima, conforme o mesmo procedimento apresentado no SRF-PLL. Dessa forma, ω_z é definido por $\frac{k_p^2}{\omega_p}$, uma vez que este valor maximiza a margem de fase do sistema. Assim, a função de transferência em malha aberta do Park-PLL pode ser representada por:

$$G_{ol_{park}}(s) = \frac{k_p k \left(s + \frac{k_p^2}{\omega_p}\right)}{s^2 (s + \omega_p)} \quad (104)$$

A partir de (104) é possível obter o valor da constante de tempo do filtro passa-baixa, τ , da função de transferência do Park-PLL. Assim, calculando o módulo da equação apresentada em (104) e substituindo $s = j\omega_{2h}$, tem-se:

$$|G_{ol_{park}}(j\omega_{2h})|^2 - \frac{(k_p k \omega_{2h})^2 + (k_p^3)^2}{(\omega_{2h}^3)^2 + (\omega_{2h}^2 \omega_p)^2} = 0 \quad (105)$$

Para resolução da equação (105) foi utilizado o *software* Matlab. A frequência angular ω_{2h} é definida como 753,98 rad/s, visto que corresponde a frequência do 2º harmônico.

Após encontrado o valor de τ , é possível determinar o valor de k_i , visto que $k_i = k_p \omega_z$ e, de acordo com o procedimento de maximização da margem de fase do sistema, ω_z foi definido como k_p^2/ω_p . Assim, o valor de k_i é dado por k_p^3/ω_p .

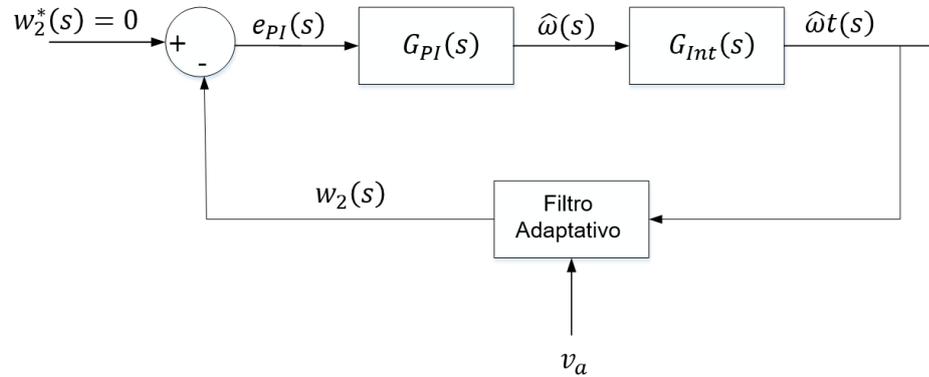
3.1.3 PLL Baseado em Filtro Adaptativo com Algoritmo LMS (ANF-PLL)

3.1.3.1 Função de Transferência da Malha de Controle

O PLL baseado em Filtros Adaptativos com algoritmo LMS, cuja malha de controle está apresentada na Figura 14, é caracterizado como um algoritmo de sincronismo monofásico, uma vez que possui como entrada apenas um sinal de tensão da rede, fase A.

A malha de controle simplificada do ANF-PLL está apresentada na Figura 17.

Figura 17 - Diagrama simplificado do ANF-PLL



Fonte: Do Autor (2019).

onde, $w_2(s)$ é o coeficiente do filtro adaptativo que possui informações da fase do sinal, $\omega t(s)$, e da fase estimada pelo PLL, $\hat{\omega}t(s)$; e $w_2^*(s) = 0$ é a referência da malha de controle.

As equações do ANF-LMS foram apresentadas em (41) a (44) na forma recursiva, em função da amostra do sinal. Para representar a variável de controle w_2 no domínio s pode-se utilizar a aproximação de Euler de forma que:

$$\frac{w_2(n+1) - w_2(n)}{T} = \left(\frac{\mu}{T}\right) e(t) \text{sen}(\hat{\omega}t) \quad (106)$$

$$\dot{w}_2(t) = \left(\frac{\mu}{T}\right) e(t) \text{sen}(\hat{\omega}t) \quad (107)$$

Aplicando a Transformada de Laplace, tem-se:

$$w_2(s)s = \frac{\mu}{T} e(s) \text{sen}(\hat{\omega}t) \quad (108)$$

Considerando o sinal de erro $e(s)$ na entrada do algoritmo de adaptação definido como:

$$e(s) = \frac{V \cos(\omega t)}{d(s)} - \left(\frac{w_1(s) \cos(\hat{\omega}t) + w_2(s) \text{sen}(\hat{\omega}t)}{y(s)} \right) \quad (109)$$

O sinal $w_2(s)$ pode ser reescrito como:

$$w_2(s)s = \frac{\mu}{T} (V \cos(\omega t) - w_1 \cos(\hat{\omega}t) - w_2 \text{sen}(\hat{\omega}t)) \text{sen}(\hat{\omega}t) \quad (110)$$

$$w_2(s)s = \frac{\mu V}{T} \underbrace{\cos(\omega t) \text{sen}(\hat{\omega} t)}_{(112)} - \frac{\mu}{T} \left(w_1 \underbrace{\cos(\hat{\omega} t) \text{sen}(\hat{\omega} t)}_{(113)} + w_2 \underbrace{\text{sen}(\hat{\omega} t) \text{sen}(\hat{\omega} t)}_{(114)} \right) \quad (111)$$

Os termos de alta frequência existentes no sinal serão filtrados devido a própria característica da estrutura do algoritmo. Além disso, considerando que o algoritmo converge, ou seja, a fase do sinal de saída do PLL é igual a fase do sinal de tensão de entrada, pode-se considerar que $\hat{\omega} t = \omega t$. Assim, os termos (112), (113) e (114) podem ser simplificadas como:

$$\cos(\omega t) \text{sen}(\hat{\omega} t) = \frac{1}{2} (\text{sen}(\hat{\omega} t - \omega t) + \text{sen}(\hat{\omega} t + \omega t)) \approx \frac{1}{2} \text{sen}(\hat{\omega} t - \omega t) \quad (112)$$

$$\cos(\hat{\omega} t) \text{sen}(\hat{\omega} t) = \frac{1}{2} \text{sen}(2\hat{\omega} t) \approx 0 \quad (113)$$

$$\text{sen}(\hat{\omega} t) \text{sen}(\hat{\omega} t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\hat{\omega} t) \approx \frac{1}{2} \quad (114)$$

Assim, o sinal $w_2(s)$ pode ser reescrito como:

$$w_2(s)s = \frac{\mu V}{2T} \text{sen}(\hat{\omega} t(s) - \omega t(s)) - \frac{\mu}{2T} w_2(s) \quad (115)$$

Utilizando a aproximação linear para o seno, o sinal $w_2(s)$ passa a ser representado por:

$$w_2(s) = \frac{\frac{\mu V}{2T} (\hat{\omega} t(s) - \omega t(s))}{\left(s + \frac{\mu}{2T}\right)} \quad (116)$$

Substituindo o termo $\frac{\mu}{2T}$ por k_μ e V por k , o sinal de erro da entrada do controlador PI pode ser definido por:

$$e_{PI}(s) = -w_2(s) = \frac{kk_\mu(\omega t(s) - \hat{\omega} t(s))}{s + k_\mu} \quad (117)$$

Este sinal passa pelo controlador PI e logo em seguida é integrado, resultando na fase estimada por este PLL, conforme apresentado (118), (119) e (120).

$$\hat{\omega}t(s) = e_{PI}(s) * \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{s}\right) \quad (118)$$

$$\hat{\omega}t(s) = \frac{kk_\mu(\omega t(s) - \hat{\omega}t(s))}{s + k_\mu} * \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{s}\right) \quad (119)$$

$$\hat{\omega}t(s) = \left(\frac{kk_\mu k_p s + kk_\mu k_i}{s^3 + k_\mu s^2 + kk_\mu k_p s + kk_\mu k_i}\right) \omega t(s) \quad (120)$$

A função de transferência de um PLL baseado em filtros adaptativos com algoritmo LMS é expressa por:

$$G_{ANF}(s) = \frac{kk_\mu k_p s + kk_\mu k_i}{s^3 + k_\mu s^2 + kk_\mu k_p s + kk_\mu k_i} \quad (121)$$

Rearranjando (121) tem-se:

$$G_{ANF}(s) = \frac{kk_p s + kk_i}{\frac{s^3}{k_\mu} + s^2 + kk_p s + kk_i} \quad (122)$$

A partir da função de transferência do sistema é necessário verificar em quais faixas os parâmetros do sistema devem estar contidos, uma vez que isto determinará a estabilidade, as condições transitórias e em regime permanente.

3.1.3.2 Estabilidade do sistema

Assim como nos algoritmos anteriores, a estabilidade do sistema foi analisada pelo método de *Routh-Hurwitz*. Assim, a tabela de *Routh* deste sistema, considerando o denominador da equação apresentada em (122) é definida conforme apresentado na Tabela 6.

Tabela 6 - Tabela de *Routh* para a função de transferência do ANF-PLL.

s^3	$1/k_\mu$	kk_p
s^2	1	kk_i
s^1	$-kk_i/k_\mu + kk_p$	0
s^0	kk_i	0

Fonte: Do Autor (2019).

Assim, conforme o método de *Routh-Hurwitz* para que o sistema apresente estabilidade, o termo $(-kk_i/k_\mu + kk_p)$ deve maior que zero, a fim de que não haja mudança de sinais na primeira coluna da tabela. Dessa forma, para que o ANF-PLL seja estável tem-se a seguinte condição:

$$0 < k_i < k_p k_\mu \quad (123)$$

sendo, $k_\mu = \frac{\mu}{2T}$.

Dessa forma, os valores dos ganhos, k_p , k_i e μ , representada pela variável k_μ , devem atender a condição apresentada em (123) para que o sistema apresente estabilidade.

3.1.3.3 Obtenção dos Parâmetros do PLL

Assim como nos PLLs descritos anteriormente, os parâmetros k_p , k_i e μ , podem ser obtidos partir da função de transferência definida em (122) e dos critérios de funcionamento adotados.

O ganho k_p é obtido a partir do tempo de acomodação da função de transferência em malha fechada. Assim, de acordo com a função de transferência do ANF-PLL apresentada em (122), considerando $\frac{1}{k_\mu}$ significativamente menor que os demais coeficientes, então a equação característica do ANF-PLL pode ser aproximada por uma função de segunda ordem, de forma que:

$$\underbrace{\frac{1}{k_\mu}}_{\approx 0} s^3 + \left(s^2 + \underbrace{kk_p}_{\frac{2\zeta\omega_n}} s + \underbrace{kk_i}_{\omega_n^2} \right) = 0 \quad (124)$$

Portanto, o tempo de acomodação, do ANF-PLL é dado por:

$$t_s = \frac{8}{2\zeta\omega_n} = \frac{8}{kk_p} \quad (125)$$

Dessa forma, é possível determinar o valor do ganho proporcional, k_p , para garantir um tempo de acomodação de 160ms, visto que k corresponde a amplitude do sinal de tensão, que equivale a 1 p.u.

Como nos algoritmos anteriores, para a obtenção dos demais parâmetros da função de transferência do ANF-PLL, k_i e μ , será utilizada a metodologia proposta por Preitl e Precup (1999) e aplicada por Brasil (2013). Esta metodologia é realizada a partir da função de transferência de malha aberta do ANF-PLL, a qual é definida em (126).

$$G_{ol_{ANF}}(s) = \frac{G_{ANF}(s)}{1 - G_{ANF}(s)} = \frac{kk_\mu k_p (s + k_i/k_p)}{s^2 (s + k_\mu)} \quad (126)$$

onde, $G_{ol_{ANF}}(s)$ representa a função de transferência em malha aberta.

Considerando $\omega_z = k_i/k_p$, a função de transferência em malha aberta do ANF-PLL é dada por:

$$G_{ol_{ANF}}(s) = \frac{kk_\mu k_p (s + \omega_z)}{s^2 (s + k_\mu)} \quad (127)$$

A partir de (127) e realizando o mesmo procedimento apresentado no SRF-PLL, a margem de fase, ϕ_m , da função de transferência de malha aberta do ANF-PLL é apresentada em (128).

$$\phi_m = \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{k_\mu}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{\omega_z}\right) \quad (128)$$

Como a metodologia busca maximizar a margem de fase do sistema, a partir de (128) é verificado para quais valores de ω_{0db} , ω_c e k_μ a margem de fase do sistema é máxima. Este procedimento é realizado conforme descrito no SRF-PLL. Assim, o valor de ω_z é definido por $\frac{k_p^2}{k_\mu}$. Dessa forma, a função de transferência em malha aberta do ANF-PLL pode ser representada por:

$$G_{ol_{ANF}}(s) = \frac{kk_{\mu}k_p \left(s + \frac{k_p^2}{k_{\mu}} \right)}{s^2(s + k_{\mu})} \quad (129)$$

A partir de (129) é possível obter o valor do parâmetro μ . Assim, calculando o módulo da equação apresentada em (129) e substituindo $s = j\omega_{2h}$, tem-se:

$$\left| G_{ol_{ANF}}(j\omega_{2h}) \right|^2 - \frac{(kk_{\mu}k_p\omega_{2h})^2 + (kk_p^3)^2}{(\omega_{2h}^3)^2 + (\omega_{2h}^2 k_{\mu})^2} = 0 \quad (130)$$

Para resolução da equação (130) foi utilizado o *software* Matlab. A frequência angular ω_{2h} é definida como 753,98 rad/s, devido a um dos requisitos ser uma atenuação de -40 dB no 2º harmônico.

Após encontrado o valor do parâmetro k_{μ} , e, conseqüentemente μ é possível determinar o valor de k_i , visto que $k_i = k_p\omega_z$ e, de acordo com o procedimento de maximização da margem de fase do sistema, ω_z foi definido k_p^2/k_{μ} . Assim, o valor de k_i é definido por k_p^3/k_{μ} .

3.1.4 Algoritmo de Sincronismo Baseado em Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência

3.1.4.1 Função de Transferência da Malha de Controle

A malha do Filtro Adaptativo Sintonizado com estimação de frequência está apresentada na Figura 14. A estrutura de um filtro sintonizado, possui a equação diferencial apresentada em (52), que pode ser representada em espaço de estados por (131) e (132).

$$\dot{x}_1 = x_2 = x_1 s \quad (131)$$

$$\dot{x}_2 = -\hat{\omega}^2 x_1 + 2\zeta\hat{\omega}d - 2\zeta\hat{\omega}x_2 \quad (132)$$

onde, \dot{x}_1 representa o sinal de saída, d representa o sinal de entrada, $\hat{\omega}$ é a frequência estimada pelo estimador de frequência e ζ corresponde ao fator de amortecimento do Filtro Sintonizado.

Assim, como $\dot{x}_2 = x_2(s)s$, (123) pode ser reescrita em termos de x_1 , como apresentado em (133) e (134).

$$x_1(s)s^2 = -\hat{\omega}^2 x_1(s) + 2\zeta\hat{\omega}d(s) - 2\zeta\hat{\omega}x_1(s)s \quad (133)$$

$$x_1(s)(s^2 + 2\zeta\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2) = 2\zeta\hat{\omega}d(s) \quad (134)$$

Dessa forma, tem-se a seguinte expressão:

$$\frac{x_1(s)}{d(s)} = \frac{2\zeta\hat{\omega}}{s^2 + 2\zeta\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} \quad (135)$$

No entanto, no ANF-E o sinal de saída corresponde a \dot{x}_1 . Assim, a função de transferência de malha fechada do ANF-E, com apenas um subfiltro, pode ser expressa como:

$$H_{ANF_E}(s) = \frac{\dot{x}_1(s)}{d(s)} = \frac{(2\zeta\hat{\omega})s}{s^2 + 2\zeta\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} \quad (136)$$

Dessa forma, nota-se que a função de transferência, $H_{ANF_E}(s)$, que relaciona o sinal de entrada, $d(s)$, e o sinal de saída, $\dot{x}_1(s)$, é um filtro ressonante.

Além disso, vale ressaltar que a função de transferência do ANF-E está em função da frequência estimada, $\hat{\omega}$. A frequência estimada é determinada conforme (14), e sua convergência está relacionada ao parâmetro γ . Entretanto, ao substituir (14) em (136) a função de transferência se torna não linear dificultando as análises.

Para que a função apresentada em (136), seja linear, é preciso considerar $\hat{\omega}$ constante. Dessa forma, o valor de γ foi definido visando garantir que o tempo de acomodação do estimador de frequência seja muito menor que o tempo de acomodação do filtro sintonizado.

Considerando a frequência estimada já determinada pelo estimador de frequência, (136) apresenta apenas um parâmetro de ajuste, o qual consiste na variável ζ . Pode-se observar que a função de transferência do ANF-E é uma função de segunda ordem.

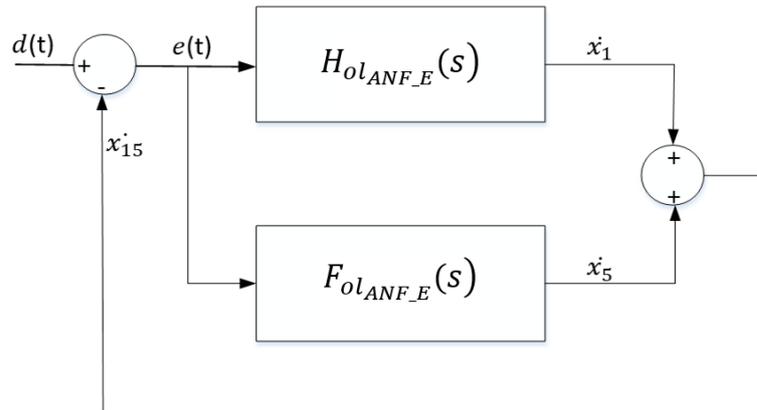
A função de transferência de malha aberta do ANF-E, utilizando somente um subfiltro, pode ser obtida por:

$$H_{olANF_E}(s) = \frac{H_{ANF_E}(s)}{1 - H_{ANF_E}(s)} = \frac{(2\zeta\hat{\omega})s}{s^2 + \hat{\omega}^2} \quad (137)$$

Esta função de transferência apresentada em (137) é relacionada com apenas um subfiltro, ou seja, corresponde para a frequência fundamental. No entanto, a fim de filtrar

componente harmônicas presentes no sinal de tensão da rede, faz-se necessário a inserção de outros filtros sintonizados, cada qual para uma frequência específica. Assim, neste trabalho foi inserido o subfiltro para o 5º harmônico, ou seja, para a frequência de 1884.96 rad/s. Dessa forma, o novo sistema a ser analisado pode ser representado conforme a Figura 18.

Figura 18 - Esquema do ANF-E com um subfiltro de 5º harmônico.



Fonte: Do Autor (2019).

Considerando a Figura 18, \hat{x}_1 é a componente fundamental estimada, \hat{x}_5 é a componente 5º harmônico estimada, e \hat{x}_{15} é a soma das duas componentes anteriores. A função $H_{ol_{ANF_E}}(s)$ e $F_{ol_{ANF_E}}(s)$ relacionam o erro com as duas componentes estimadas, \hat{x}_1 e \hat{x}_5 respectivamente, e representam filtros sintonizados nas respectivas frequências.

A função de transferência de malha aberta resultante deste sistema pode ser expressa como:

$$G_{ol_{ANF_E}}(s) = H_{ol_{ANF_E}}(s) + F_{ol_{ANF_E}}(s) = \frac{(2\zeta\hat{\omega})s}{s^2 + \hat{\omega}^2} + \frac{(10\zeta\hat{\omega})s}{s^2 + 25\hat{\omega}^2} \quad (138)$$

$$G_{ol_{ANF_E}}(s) = \frac{12\zeta\hat{\omega}s^3 + 60\zeta\hat{\omega}^3s}{s^4 + 26\hat{\omega}^2s^2 + 25\hat{\omega}^4} \quad (139)$$

onde, $G_{ol_{ANF_E}}(s)$ consiste na função de transferência de malha aberta do ANF-E considerando um filtro sintonizado para a frequência fundamental e um subfiltro para o 5º harmônico.

Desta forma, a partir de (139) é possível encontrar a função de transferência de malha fechada do sistema, considerando o subfiltro para a frequência fundamental e para o 5º harmônico, sendo esta definida por:

$$G_{ANF_E}(s) = \frac{12\zeta\hat{\omega}s^3 + 60\zeta\hat{\omega}^3s}{s^4 + 12\zeta\hat{\omega}s^3 + 26\hat{\omega}^2s^2 + 60\zeta\hat{\omega}^3s + 25\hat{\omega}^4} \quad (140)$$

A partir da função de transferência do sistema é necessário verificar em quais faixas os parâmetros devem estar contidos, uma vez que isto determinará a estabilidade.

3.1.4.2 Estabilidade do sistema

Assim como nos algoritmos anteriores, a estabilidade do sistema do ANF-E foi analisada pelo método de *Routh-Hurwitz*. A tabela de *Routh* deste sistema, considerando o denominador da equação apresentada em (140), é dada pela Tabela 7.

Tabela 7 - Tabela de Routh para a função de transferência do ANF-E.

s^4	1	$26\hat{\omega}^2$	$25\hat{\omega}^4$
s^3	$12\zeta\hat{\omega}$	$60\zeta\hat{\omega}^3$	0
s^2	$21\hat{\omega}^2$	$25\hat{\omega}^4$	0
s^1	$960\zeta\hat{\omega}^3$	0	0
s^0	$25\hat{\omega}^4$	0	0

Fonte: Do Autor (2019).

Dessa forma, de acordo com a análise da tabela de *Routh*, para o que sistema apresente estabilidade é necessário que o parâmetro ζ seja positivo, fato este que é obrigatório, uma vez que este parâmetro corresponde ao fator de amortecimento do filtro sintonizado.

3.1.4.3 Obtenção do Parâmetro do ANF-E

Diferentemente do critério adotado nos algoritmos anteriores, no ANF-E não será utilizado a atenuação de -40dB para o segundo harmônico no sinal de tensão de entrada. Isso porque este algoritmo não é caracterizado como uma malha de controle de fase e não há nenhuma transformação de coordenadas, que resulta em componentes com frequências de $2\omega t$,

como ocorre nos algoritmos anteriormente apresentados. Sendo assim, a atenuação da frequência de 120 Hz não é um parâmetro significativo para este algoritmo. Portanto, não faz sentido adotar o critério de -40 dB na frequência do 2 harmônico.

Dessa forma, para obtenção do parâmetro ζ do ANF-E é utilizado somente o critério do tempo de acomodação, t_s , sendo este equivalente a 160ms, assim como nos algoritmos anteriores. Para isto, é utilizada a função de transferência do ANF-E que possui apenas o subfiltro da componente fundamental, a qual está apresentada em (136). Isto porque, comparando a função de transferência do subfiltro de 60 Hz com a função de transferência do subfiltro de 5° harmônico, apresentada em (141), pode-se observar que o tempo de acomodação desta função é cinco vezes mais rápido.

$$H_{ANF_E(5^\circ)}(s) = \frac{10\zeta\hat{\omega} s}{s^2 + 10\zeta\hat{\omega}s + 25\hat{\omega}^2} \quad (141)$$

Assim, a dinâmica deste algoritmo de sincronismo será predominantemente dependente do tempo de resposta do subfiltro da componente de 60 Hz. Portanto, considerando o denominador da função apresentada em (136), o tempo de acomodação da função de transferência do ANF-E é dado por:

$$t_s = \frac{8}{2\zeta\omega_n} = \frac{8}{2\zeta\hat{\omega}} \quad (142)$$

Dessa forma, por meio de (142) é possível determinar o valor do parâmetro ζ do filtro sintonizado do ANF-E, uma vez que $\hat{\omega}$ corresponde a frequência estimada da componente fundamental, dada em rad/s, e o tempo de acomodação é de 160ms, como definido nos algoritmos anteriores.

3.2 Simulação

O esquemático da simulação do sistema, bem como dos algoritmos de sincronismo, utilizando o Matlab/Simulink®, está apresentado no Apêndice B. O sistema simulado representa um sistema trifásico, com amplitude unitária (visto que foi adotado o sistema em p.u). Todos os algoritmos de sincronismo foram implementados no *software* Matlab, em uma ferramenta chamada *s-function*. Além disso, foram simuladas diversas condições de distúrbios, as quais podem ocorrer tanto no sistema elétrico quanto nas unidades de geração distribuída presentes

em uma microrrede. A escolha da faixa da variação dos distúrbios baseou-se no fato de que uma microrrede, normalmente, é composta por fontes intermitentes de energia elétrica, assim, podem ocorrer maiores variações na tensão se comparada ao sistema elétrico.

Dessa forma, a fim de avaliar como as condições de distúrbios influenciam na resposta dinâmica e em regime permanente dos algoritmos de sincronismo desenvolvidos, foram analisados diferentes casos:

- Caso 1 – Nominal: condições nominais da rede, sem nenhuma ocorrência de distúrbios;
- Caso 2 – Harmônicos: foi inserido no sinal de tensão um harmônico de 3ª ordem, com amplitude 5% do valor nominal da tensão da rede;
- Caso 3 – Variação de frequência: foi implementada uma variação de frequência de 2 Hz, de 60 para 62 Hz;
- Caso 4 – Variação de fase: foi aplicada uma variação de fase de 30°;
- Caso 5 – Variação na amplitude: foi implementado um afundamento de 30% na tensão da rede.

Para a implementação dos algoritmos de sincronismo no *s-function*, faz-se necessário a discretização das equações destes algoritmos, a fim de que os mesmos possam ser implementados em linguagem C. As discretizações das equações dos algoritmos analisados neste trabalho estão apresentadas no Apêndice A.

3.3 Implementação prática

3.3.1 Implementação dos distúrbios

Para a avaliação do desempenho dos algoritmos de sincronismo, fez-se necessário a simulação das condições de distúrbios apresentados anteriormente. Para isto, os algoritmos foram implementados e avaliados nas seguintes condições práticas:

- Caso 1 – Nominal: tensão da rede elétrica da concessionária;
- Caso 2 – Harmônicos: utilizou-se as tensões de fase de um gerador síncrono como referência para os algoritmos de sincronismo, a qual possui alta taxa de 3º harmônico;
- Caso 3 – Variação de frequência: foi implementada uma variação de frequência de 2 Hz, de 60 para 62 Hz; para tanto, utilizou-se um inversor de frequência no acionamento de um motor de indução que opera como máquina motriz de um

gerador síncrono; as tensões de linha deste gerador foram utilizadas como referência para os algoritmos de sincronismo;

- Caso 4 – Variação de fase: foi implementada uma variação de fase de 25° , por meio de um circuito divisor de tensão (resistivo-indutivo);
- Caso 5 – Variação de amplitude: foi implementado um afundamento de 30% na tensão da rede, por meio de um divisor de tensão (resistivo).

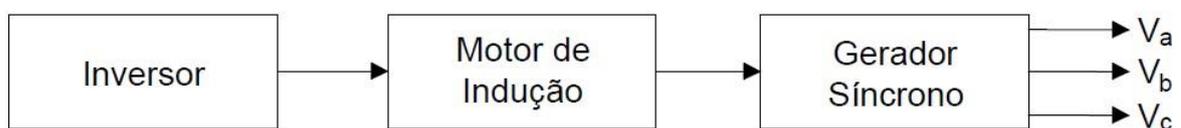
No primeiro caso analisado, condição nominal (CASO 1), a tensão da rede elétrica da concessionária foi utilizada como referência para os algoritmos de sincronismo, a fim de verificar o comportamento destes algoritmos em regime permanente.

Para as condições de distúrbios correspondente aos harmônicos (CASO 2) e variação de frequência (CASO 3), o sinal de tensão foi obtido por meio de uma máquina síncrona funcionando como gerador. O objetivo desta condição é simular uma microrrede ilhada, onde podem ocorrer com maior intensidade variações de frequência e distorções harmônicas.

Para o acionamento desse gerador síncrono, foi utilizado um motor de indução, o qual foi acionado por meio de um inversor de frequência. O gerador síncrono foi ligado na configuração em estrela. A Figura 19 apresenta o esquema para a obtenção da tensão utilizada para sincronismo com os algoritmos, dos distúrbios correspondente aos harmônicos e a variação de frequência.

Para o distúrbio referente aos harmônicos, as tensões de fase foram utilizadas como referência para os algoritmos. Já para o distúrbio da variação de frequência, as tensões de linha foram utilizadas como referência.

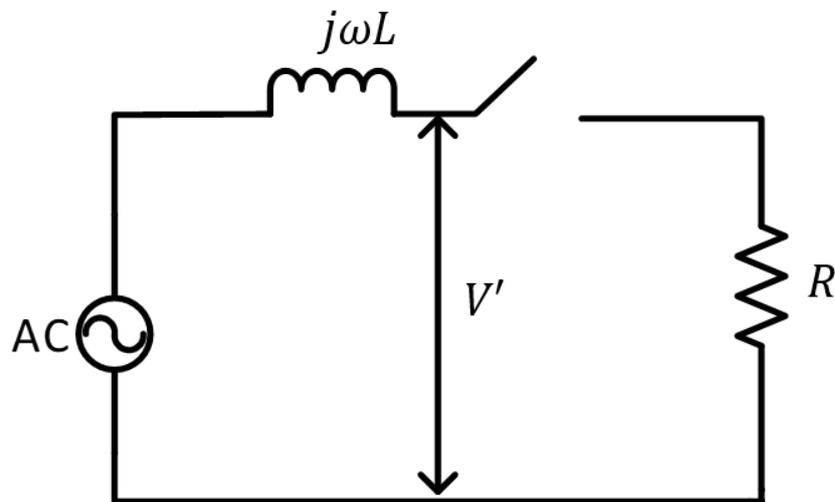
Figura 19 - Esquema para obtenção da tensão.



Fonte: Do Autor (2019).

O distúrbio correspondente a variação de fase (CASO 4) foi implementado por meio de um divisor de tensão. Um conjunto de resistências de valor equivalente a 484Ω e de um indutor de $0,6 \text{ H}$, foram conectados conforme o esquema apresentado na Figura 20.

Figura 20 - Circuito para realização da variação de fase.

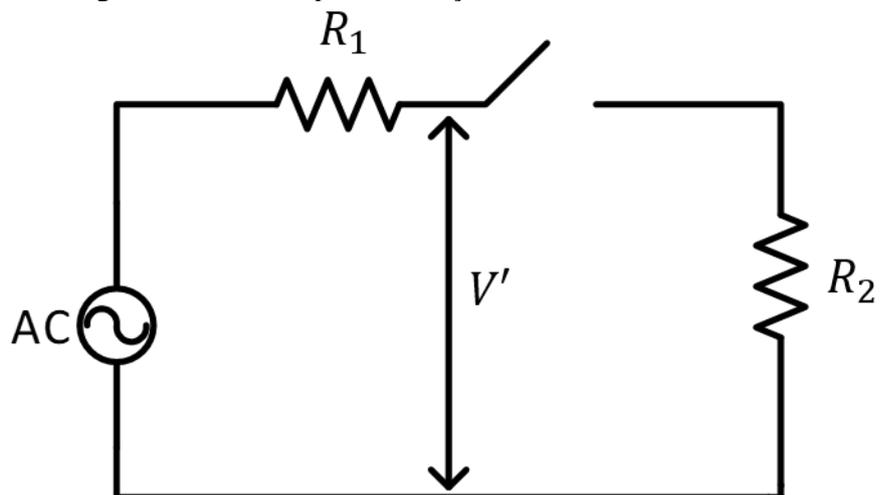


Fonte: Do Autor (2019).

A tensão V' foi utilizada como referência nos algoritmos de sincronismo analisados. Assim, com a chave aberta a tensão de referência consiste na própria tensão da rede, $127\angle 0^\circ$ V. Já com a chave fechada a tensão V' é $115,1\angle 25,05^\circ$ V.

Por fim, para a implementação do afundamento na tensão (CASO 5) foi utilizado um conjunto de resistências, R_1 e R_2 , de valor $80,7 \Omega$ e 125Ω , respectivamente, conforme apresentado na Figura 21.

Figura 21 - Circuito para realização do afundamento na tensão.



Fonte: Do Autor (2019).

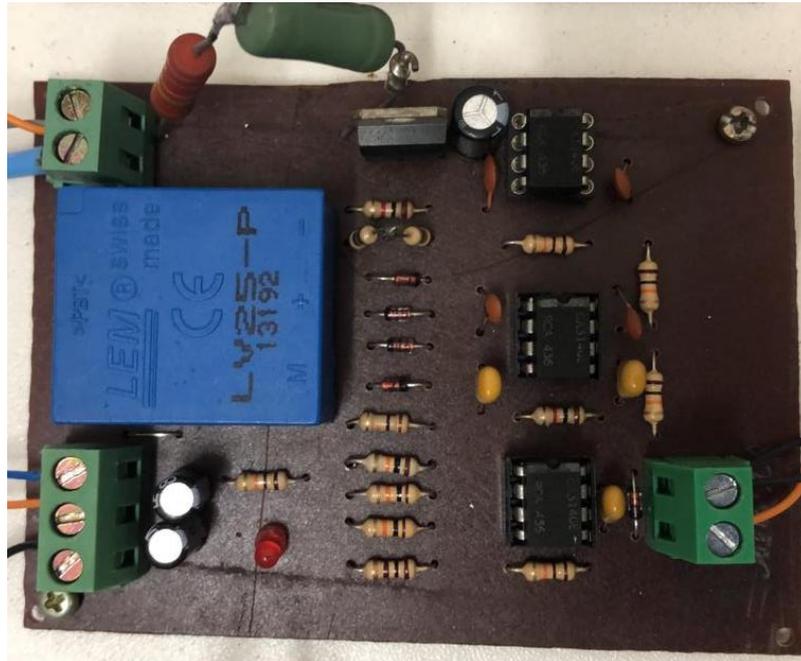
A tensão V' foi utilizada como referência nos algoritmos de sincronismo analisados. Assim, com a chave aberta a tensão de referência consiste na própria tensão da rede, 127 V. Já com a chave fechada a tensão V' é 77,20 V.

3.3.2 Aquisição e Processamento de Dados

Após a obtenção das tensões de referência dos algoritmos de sincronismo, em cada condição de distúrbio, é necessário a leitura destes sinais por meio de um sensor, a fim de ser processado pelo Processador Digital de Sinais (DSP). Assim, os sinais de tensão obtidos foram medidos por meio de um sensor *hall*. O sensor *hall* que foi utilizado neste trabalho consiste no LEM LV25-P. A saída deste sensor é dada em corrente. Assim, a fim de obter um sinal de tensão de saída senoidal, com variação de -1.5 a 1.5 V, é utilizado um resistor específico na saída deste sensor *hall*. Este procedimento é necessário a fim de que o sinal de tensão possa ser processado pelo DSP.

No entanto, apesar da atenuação realizada pelo sensor *hall*, o nível de tensão da saída deste sensor ainda não é compatível com os valores de tensão do conversor analógico/digital do DSP (0 a 3,3 V). Sendo assim, faz-se necessária a utilização de um circuito de condicionamento. A Figura 22 apresenta o módulo desenvolvido do sensor *hall* acoplado ao circuito de condicionamento. Neste trabalho, há um algoritmo trifásico sendo analisado, assim, foi necessário o desenvolvimento de três módulos iguais ao apresentado na Figura 22.

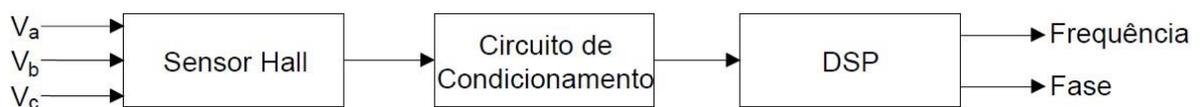
Figura 22 - Sensor Hall e Circuito de Acionamento.



Fonte: Do Autor (2019).

Após isto, o sinal de tensão foi processado pelo DSP, bem como todos os algoritmos de sincronismo, resultando no sinal de frequência e fase deste sinal de entrada. A Figura 23 apresenta o diagrama em blocos dos componentes necessários para a implementação prática dos algoritmos de sincronismo.

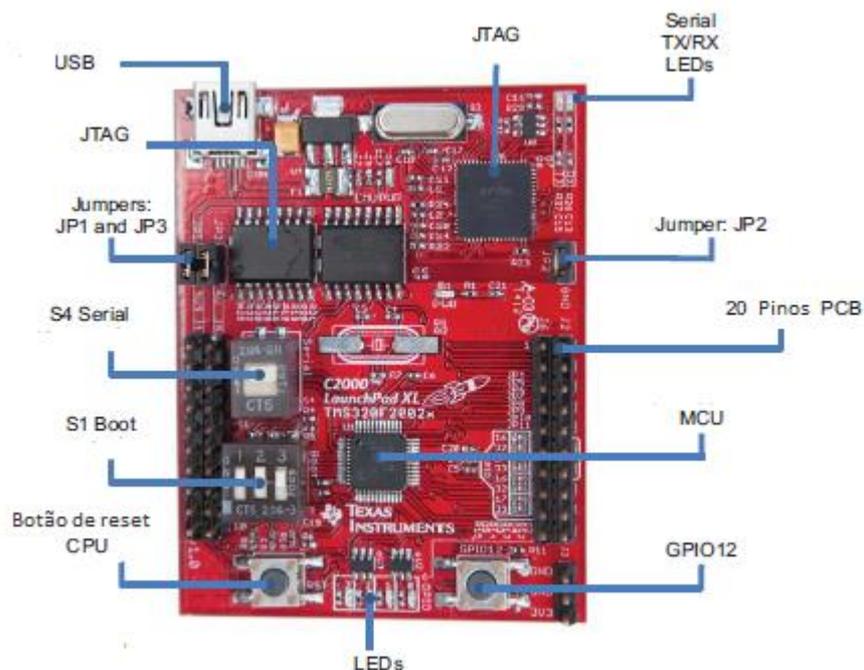
Figura 23 - Diagrama em blocos da implementação prática dos algoritmos de sincronismo.



Fonte: Do Autor (2019).

Neste trabalho foi utilizado o processador da série C2000 da Texas Instruments ® denominado DSP TMS320F28027F, apresentado na Figura 24. A Tabela 8 apresenta as principais configurações deste componente.

Figura 24 - DSP TMS320F28027F.



Fonte: *Texas Instruments* (2012).

Tabela 8 - Características do DSP TMS320F28027F.

Características		Valores
Tempo de processamento de um ciclo		16,67 ns
Memória flash		32 k
Memória RAM		6 k
Número de canais PWM		8 ePWM
Conversores A/D (12 bits)	MSPS	4,6
	Tempo de conversão	216,67 ns
	Número de canais	13
Quantidade de pinos de entrada/saída	Digital	22
	Analógico	6
Quantidade de temporizadores da CPU (32 bits)		3
Tensão de Alimentação		3,3 V

Fonte: *Texas Instruments* (2017).

Para a implementação dos algoritmos de sincronismo, ou de qualquer outro programa neste DSP, é utilizado um ambiente de programação específico, denominado Code Composer

Studio ®. Neste ambiente de desenvolvimento pode-se utilizar as linguagens C, C++ ou Assembly. Neste trabalho, os algoritmos de sincronismo foram implementados em linguagem C.

O DSP TMS320F28027F é um processador de ponto fixo, ou seja, somente realiza operações com números inteiros. No entanto, devido a necessidade de realizar operações com números decimais, é necessária a utilização de uma biblioteca para operações aritméticas de ponto flutuante. A biblioteca disponibilizada pela Texas Instruments ® é denominada IQmath. Esta biblioteca é utilizada para implementar algoritmos inicialmente concebidos em aritmética de ponto flutuante em processadores de ponto fixo.

No DSP TMS320F28027F foram configuradas as funções referentes ao conversor analógico/digital (AD), a fim de converter o sinal de tensão da rede em um sinal digital, de forma de que este possa ser processado.

Além disso, para a implementação dos algoritmos foi necessária a criação de interrupções, a fim de determinar o tempo para a execução do código. Essas interrupções foram configuradas com um tempo de:

$$T = 1/f_s \quad (143)$$

onde, f_s representa a frequência de amostragem, sendo esta equivalente a 20040 Hz. Essa frequência resulta em um período de 49,9 μ s, que permite que o DSP execute o código com uma folga de tempo significativa. Isso porque, os algoritmos de sincronismo representam uma pequena parcela do controle de um conversor conectado à rede ou à uma microrrede.

Após o processamento, os sinais de saída dos algoritmos de sincronismo utilizados para avaliação de desempenho, tais como: seno e cosseno unitário, frequência e erro de fase são convertidos em sinais analógicos por meio das saídas PWM do DSP. O PWM foi configurado para operar com frequência de 500kHz, para facilitar a filtragem. Em seguida, estes sinais passam por um filtro passa-baixa RC, visando eliminar o chaveamento.

Por fim, as variáveis importantes dos algoritmos de sincronismo foram adquiridos pelo osciloscópio TPS2024B de 4 canais isolados e adquiridas por meio do *software* WaveStar.

4 RESULTADOS

A seguir são apresentados os resultados das 3 etapas de realização deste trabalho, as quais consistem na avaliação da função de transferência dos algoritmos de sincronismo, simulação dos algoritmos em *software* Matlab, perante a diferentes condições de distúrbios e, implementação prática destes algoritmos em um DSP de baixo custo.

4.1 Resultados decorrentes da avaliação função de transferência (Etapa 1)

A Tabela 9 apresenta as funções de transferência de cada algoritmo de sincronismo analisado neste trabalho, sendo: o PLL trifásico baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL), o PLL monofásico baseado na Transformada Inversa de Park (Park-PLL), o PLL baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com algoritmo LMS (ANF-PLL) e o algoritmo de sincronismo baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com estimador de frequência (ANF-E).

Tabela 9 – Função de transferência dos algoritmos de sincronismo.

Algoritmos de Sincronismo	Função de Transferência – Malha Fechada
SRF-PLL	$G_{SRF}(s) = \frac{kk_p s + kk_i}{\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i}$
Park-PLL	$G_{Park}(s) = \frac{kk_p s + kk_i}{2\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i}$
ANF-PLL	$G_{ANF}(s) = \frac{kk_p s + kk_i}{\left(\frac{1}{k_\mu}\right) s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i}$
ANF-E	$G_{ANF_E}(s) = \frac{12\zeta \hat{\omega} s^3 + 60\zeta \hat{\omega}^3 s}{s^4 + 12\zeta \hat{\omega} s^3 + 26\hat{\omega}^2 s^2 + 60\zeta \hat{\omega}^3 s + 25\hat{\omega}^4}$

Fonte: Do Autor (2019).

Analisando a Tabela 9 é possível concluir que as três malhas de controle de fase (PLL's) terão a mesma função de transferência se: $\tau_{SRF} = 2\tau_{Park} = 1/k_\mu$. Portanto, é possível estabelecer uma relação direta entre a frequência de corte, ω_c , dos filtros passa-baixa utilizados no SRF-PLL e no Park-PLL e o passo de adaptação, μ , do ANF-PLL, de forma que:

$$\mu = 2T\omega_{c(SRF)} = T\omega_{c(Park)} \quad (144)$$

Já o algoritmo de sincronismo ANF-E possui uma função de transferência de 4ª ordem, com características diferentes das demais. Isso ocorre, pois, sua estrutura é formada por uma cascata de dois filtros sintonizados e não possui controlador PI, eliminando a necessidade da obtenção dos ganhos k_p e k_i .

Após a análise da função de transferência de cada algoritmo, seguindo definições apresentadas na metodologia, foram obtidos os parâmetros da malha de controle dos mesmos, e os resultados estão apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 - Parâmetros obtidos para os algoritmos de sincronismo.

SRF-PLL	$k_p = 8/t_s$	τ_{SRF}	$\omega_c = 1/\tau_{SRF}$	f_c	$k_i = k_p^3/\omega_c$
	50	0,0087	115 rad/s	18,1 Hz	1087
Park-PLL	$k_p = 8/t_s$	τ_{Park}	$\omega_p = 1/2\tau_p$	f_c	$k_i = k_p^3/\omega_p$
	50	0,00435	115 rad/s	36,6 Hz	1087
ANF-PLL	$k_p = 8/t_s$	T	$k_\mu = \mu/2T$	μ	$k_i = k_p^3/k_\mu$
	50	0,0000499	115	0,0115	1087
ANF-E	ζ			γ	
	0,066			10	

Fonte: Do Autor (2019).

De acordo com a Tabela 10, nota-se que os valores dos ganhos do controlador PI são equivalentes para todos os PLL's. Os valores do ganho k_p são os mesmos, pois, as funções de

transferência, apresentadas na Tabela 9, possuem equações características semelhantes ao aproximá-las para um sistema de segunda ordem.

A Tabela 11 apresenta a faixa de valores do ganho k_i e do fator de amortecimento ζ que garantem estabilidade para os algoritmos de sincronismo, de acordo com o critério de *Routh-Hurwitz*. Constata-se que os ganhos obtidos pela metodologia proposta atendem o critério e garante estabilidade ao sistema.

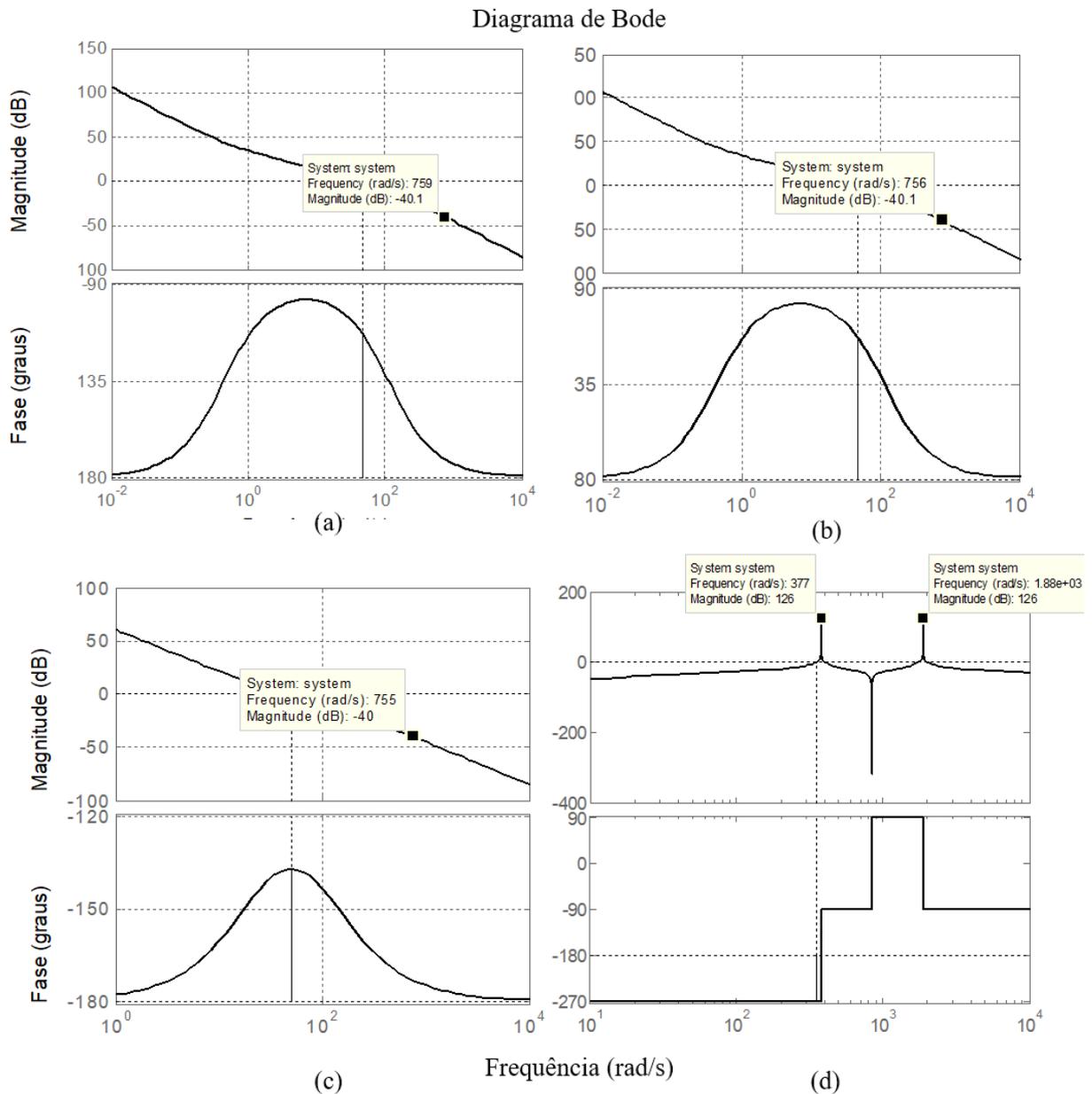
Tabela 11 – Faixa de valores de ganhos que garantem estabilidade de acordo com o critério do *Routh*

Algoritmos de Sincronismo	Critérios de Estabilidade Definidos pela Tabela de <i>Routh</i>	
SRF-PLL	$0 < k_i < k_p \omega_c$	$0 < k_i < 5750$
Park-PLL	$0 < k_i < \frac{k_p}{2\tau}$	$0 < k_i < 5750$
ANF-PLL	$0 < k_i < k_p k_\mu$	$0 < k_i < 5750$
ANF-E	$\zeta > 0$	

Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 25 visa comprovar que os parâmetros apresentados na Tabela 10, satisfazem o critério de projeto definido, ou seja, atenuação de -40 dB na frequência de 753,98 rad/s, para os algoritmos SRF-PLL, Park-PLL e ANF-PLL. Já para o ANF-E nota-se que os subfiltros estão conforme o projetado, sendo para a frequência fundamental (377 rad/s) e para o 5º harmônico (1884,96 rad/s). Para tanto, são apresentados os diagramas de bode da função de transferência de cada algoritmo de sincronismo.

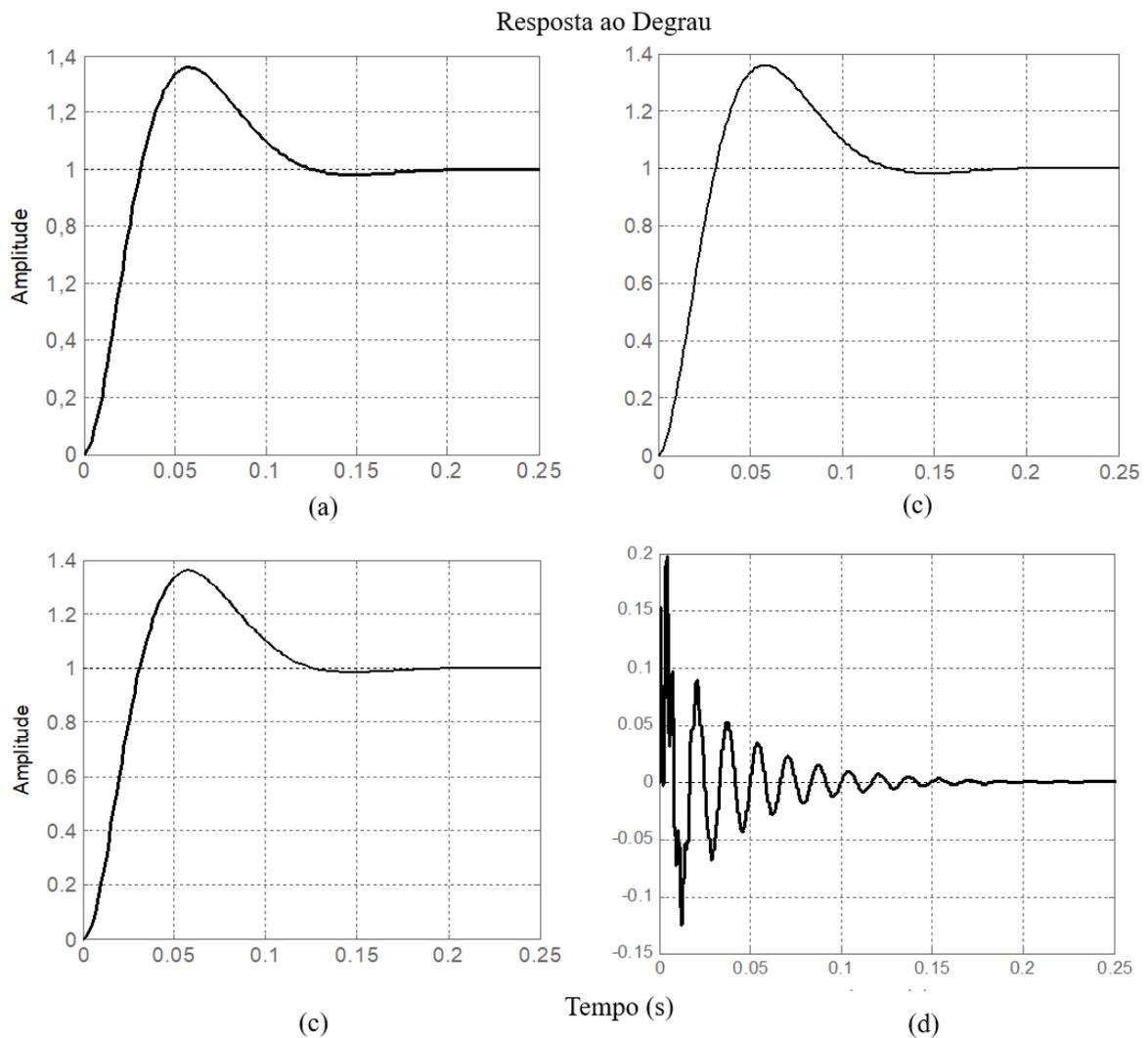
Figura 25 - Diagrama de Bode dos Algoritmos de Sincronismo, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

O segundo critério utilizado foi o tempo de acomodação de aproximadamente 160ms. Para comprovar que este critério foi satisfeito são apresentadas a resposta ao degrau da função de transferência dos algoritmos de sincronismo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-LMS, ANF-E, conforme apresentado na Figura 26.

Figura 26 - Resposta ao Degrau dos Algoritmos de Sincronismo, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

Nota-se que o tempo de acomodação de todos os algoritmos de sincronismo estão conforme o projetado, ou seja, aproximadamente 0,16 segundo. Além disso, observa-se que todos os sistemas são estáveis, para os valores dos parâmetros obtidos.

4.2 Resultados de Simulação (Etapa 2)

Após a obtenção dos parâmetros da malha de controle dos algoritmos, os algoritmos foram implementados no Matlab/Simulink, utilizando o bloco *s-function*. Foram analisados os desempenhos destes sistemas, em regime transitório e permanente. Para isto, foram simuladas diferentes condições de operações:

- Caso 1 - Nominal: condições nominais da rede, sem nenhuma ocorrência de distúrbios;
- Caso 2 - Harmônicos: foi inserido no sinal de tensão um harmônico de 3ª ordem, com amplitude 5% do valor nominal da tensão da rede;
- Caso 3 - Variação de frequência: foi implementada uma variação de frequência de 2 Hz, de 60 para 62 Hz;
- Caso 4 - Variação de fase: foi aplicada uma variação de fase de 30°;
- Caso 5 – Variação na amplitude: foi implementado um afundamento de 30% na tensão da rede.

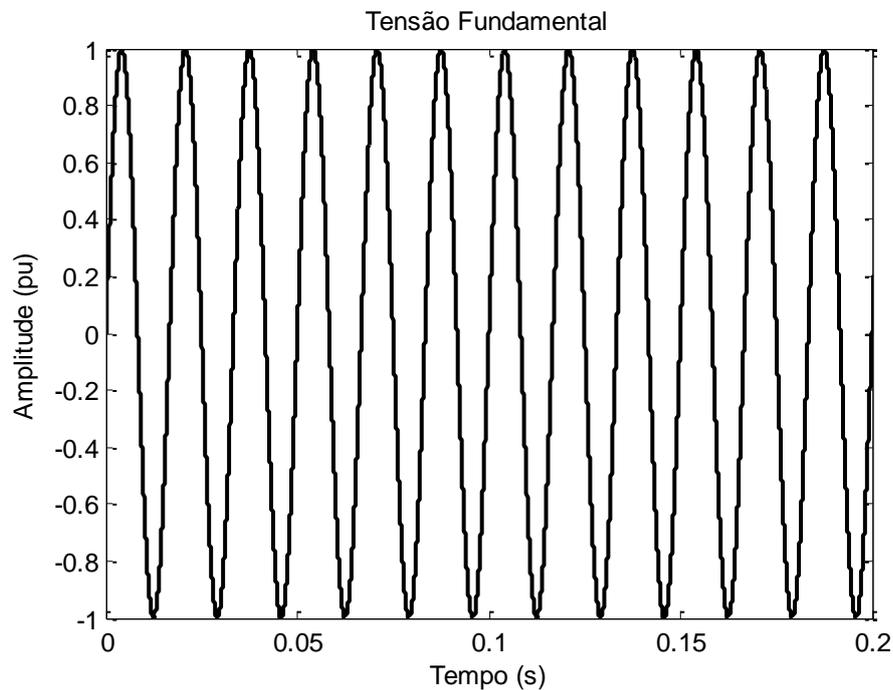
Em todas as condições, a presença dos distúrbios foi simulada no instante de 1 segundo. Conforme citado, a resposta dinâmica dos algoritmos, bem como suas condições em regime permanente foram analisados para cada condição.

4.2.1 Caso 1: Condição nominal

O primeiro caso a ser analisado consiste na condição nominal, ou seja, frequência da rede em 60 Hz, sem variações ou distorções na forma de onda, e amplitude em 1 p.u. Esta condição de operação visa verificar a capacidade de sincronismo, ou seja, a capacidade que os algoritmos possuem em produzir um seno com amplitude unitária, com mesma frequência e fase do sinal de tensão da rede.

A Figura 27 apresenta o sinal de tensão da fase A. Este sinal foi utilizado como entrada nos quatro algoritmos de sincronismo apresentados, a fim de que estes consigam acompanhar corretamente os seus valores de frequência e fase. No algoritmo trifásico, SRF-PLL, foi inserido, além da fase A, as outras duas fases do sinal de tensão, as quais apresentam comportamento similar ao da fase apresentada na Figura 27, no entanto estão defasadas de 120°.

Figura 27 - Tensão fundamental da rede, na condição nominal.

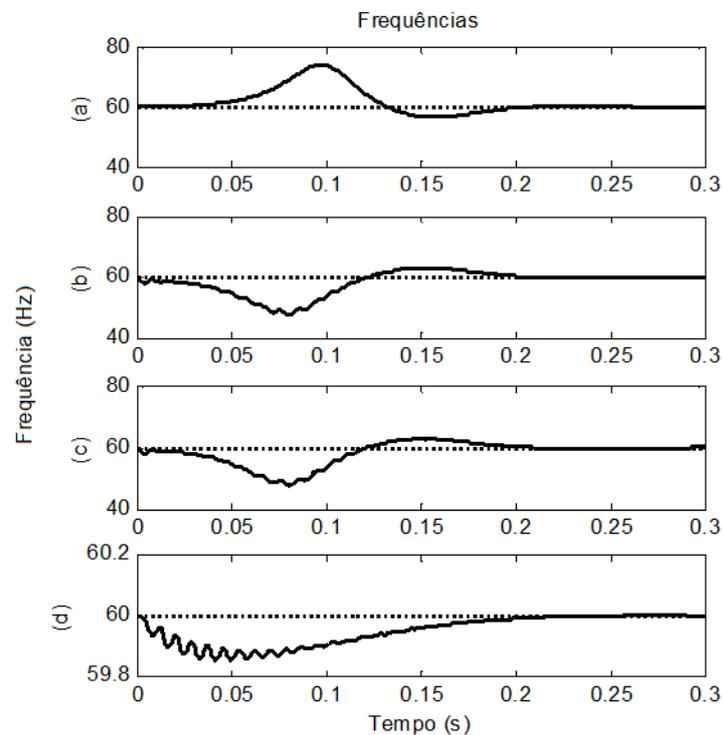


Fonte: Do Autor (2019).

O esquema de sincronização consiste em um importante mecanismo para que os sistemas de geração distribuída possam estar conectados à rede elétrica corretamente, bem como operar em uma microrrede de modo ilhada. Desta forma, qualquer variação nos valores estimados pode causar danos ou mau funcionamento nos conversores eletrônicos que os utilizam. Por esse motivo, é importante avaliar a operação dinâmica em regime permanente destes algoritmos, em termos de estimação da frequência e da fase.

Sendo assim, os sinais estimados da frequência de cada um dos algoritmos implementados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, na respectiva ordem, estão apresentados na Figura 28.

Figura 28 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada), na condição nominal para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

Nota-se que a resposta dinâmica de todos os algoritmos foi bastante similar. Isto porque os ganhos de cada estrutura foram obtidos a partir dos mesmos critérios, a fim de possibilitar uma melhor comparação dos algoritmos em questão. O tempo de resposta de todos os algoritmos foi de, aproximadamente, 200ms. Além disso, observa-se que o comportamento do Park-PLL e do ANF-PLL foi muito similar, apresentando, praticamente, o mesmo valor de pico.

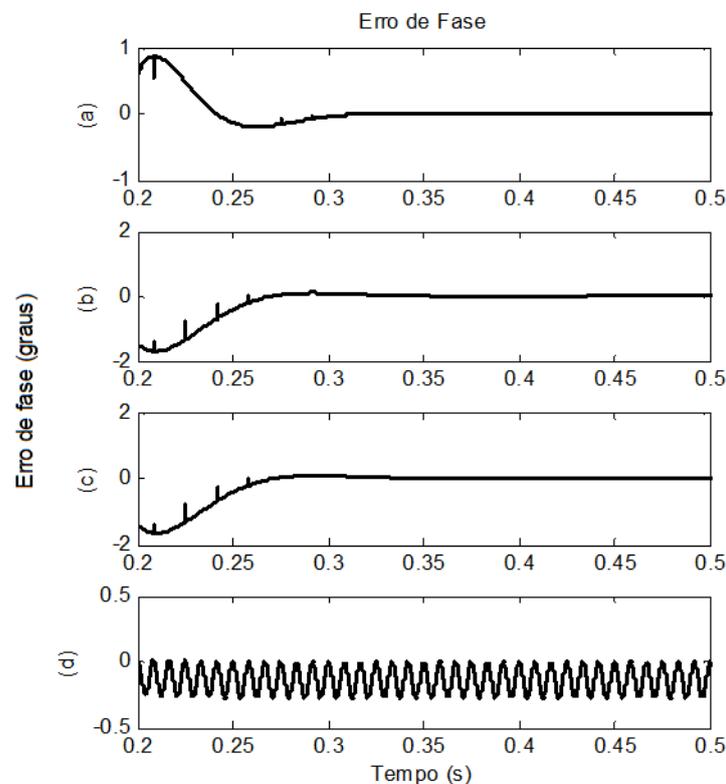
Durante a condição do regime transitório, os algoritmos SRF-PLL, Park-PLL e ANF-PLL foram os que apresentaram uma maior variação na frequência estimada, aproximadamente 14 Hz. No entanto, estas variações ocorreram por um curto período de tempo, cerca de 50ms. Com relação ao ANF-E, durante o regime transitório, o valor de pico apresentado na estimação da frequência foi de, aproximadamente, 0,14 Hz.

Com relação ao regime permanente, nota-se que todos os algoritmos implementados apresentaram um bom comportamento, não apresentando nenhuma oscilação nos valores estimados.

Assim como no caso da frequência, foi realizada a estimação do ângulo de fase do sinal da tensão. A Figura 29 apresenta o erro de fase de cada algoritmo de sincronismo, em regime

permanente, a fim de avaliar essas variações na estimação em termos quantitativos. Em todos os algoritmos, a fase estimada foi obtida a partir do sinal de seno e cosseno produzidos pelos algoritmos, sendo o erro de fase definido como a diferença entre a fase estimada pelos algoritmos e a fase da tensão de referência. O fato de ser um ambiente simulado facilita a obtenção desses valores, pois a fase real da tensão de entrada é conhecida, diferentemente do que ocorre na prática.

Figura 29 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase pelos algoritmos de sincronismo, em regime permanente, na condição nominal, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

No regime permanente, o SRF-PLL, Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram um erro nulo na estimação da fase. Já o ANF-E apresenta oscilações na estimação da fase. No entanto, o erro apresentado por este algoritmo, nesta condição, é pequeno, cerca de $0,2^\circ$. A existência deste erro na estimação da fase no ANF-E pode ser justificada pela própria estrutura deste algoritmo, uma vez que este possui um estimador de frequência, sendo que os demais algoritmos consistem em malhas de controle de fase.

Conforme observado na Figura 29, o tempo de acomodação dos algoritmos difere do critério estabelecido para o tempo de acomodação das malhas de controle, 160ms, uma vez que estes algoritmos somente apresentam erro nulo, ou praticamente nulo, na estimação da fase após o tempo de aproximadamente 200ms. Isto pode ser explicado pelas aproximações realizadas para a obtenção das funções de transferência, como por exemplo, a utilização de aproximações lineares para ângulos pequenos.

4.2.2 Caso 2: Harmônicos

O segundo caso analisado consiste na condição de presença de harmônicos. Assim, foi inserido no sinal fundamental um harmônico de 3ª ordem, com amplitude de 5% do valor nominal da tensão nominal, no instante de 1 segundo. A frequência do sinal fundamental foi mantida em 60 Hz.

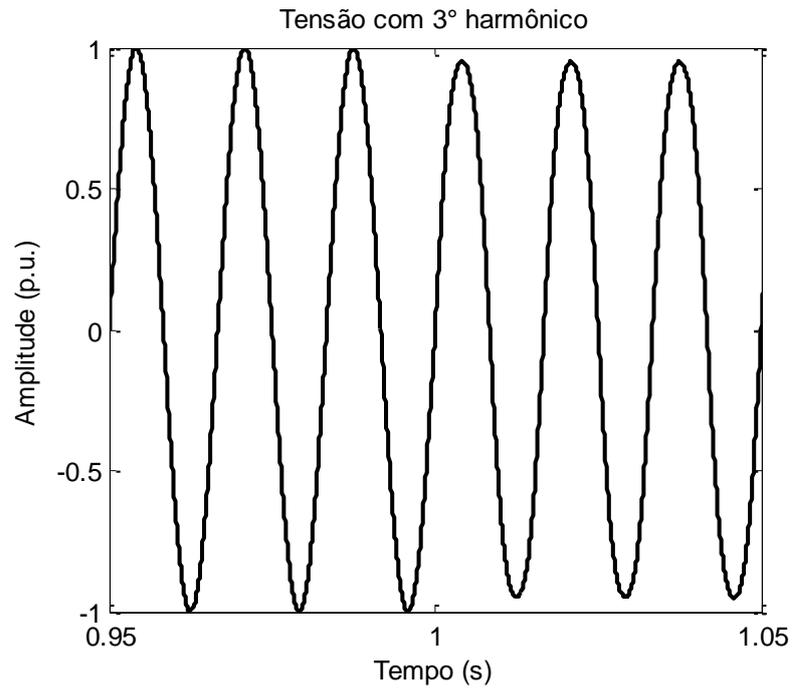
Esta condição de operação visa verificar a capacidade dos algoritmos diante da rejeição harmônica, uma vez que esta consiste em uma característica de grande relevância para um algoritmo de sincronismo.

O sinal de tensão utilizado como entrada nos algoritmos de sincronismo é apresentado pela seguinte formulação matemática:

$$V_a = A \text{sen}(2\pi f_1 t + \emptyset) + A_h \text{sen}(2\pi f_h t + \emptyset_h) \quad (145)$$

onde, A representa a amplitude do sinal, 1 p.u.; f_1 é a frequência fundamental (60 Hz), \emptyset representa a fase, que neste caso possui valor nulo. Já A_h corresponde a amplitude do conteúdo harmônico ($0,05 * 1 \text{ p.u.}$), f_h e \emptyset_h representam a frequência (180 Hz) e a fase do harmônico (nula), respectivamente. Este sinal está apresentado na Figura 30, a partir do instante $t=1\text{s}$.

Figura 30 - Tensão da rede com a presença de harmônicos de 3ª ordem.

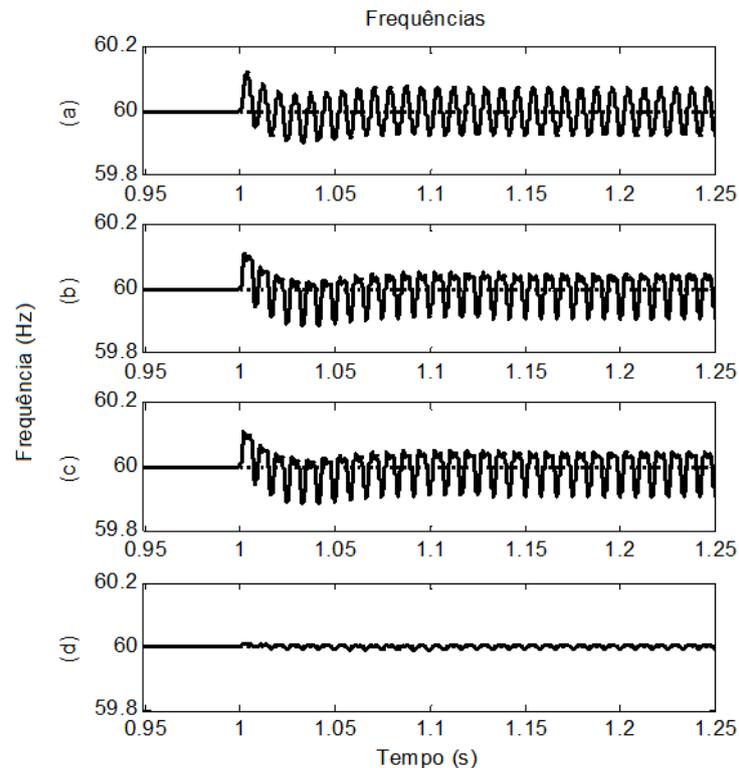


Fonte: Do Autor (2019).

Nas condições de distúrbio é essencial uma estimação precisa da frequência e do ângulo de fase da tensão da rede elétrica, para garantir o desempenho adequado dos algoritmos de sincronismo em regime permanente.

A Figura 31 apresenta os sinais estimados da frequência de cada um dos algoritmos implementados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, na respectiva ordem.

Figura 31 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada), com sinal de tensão com harmônico, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

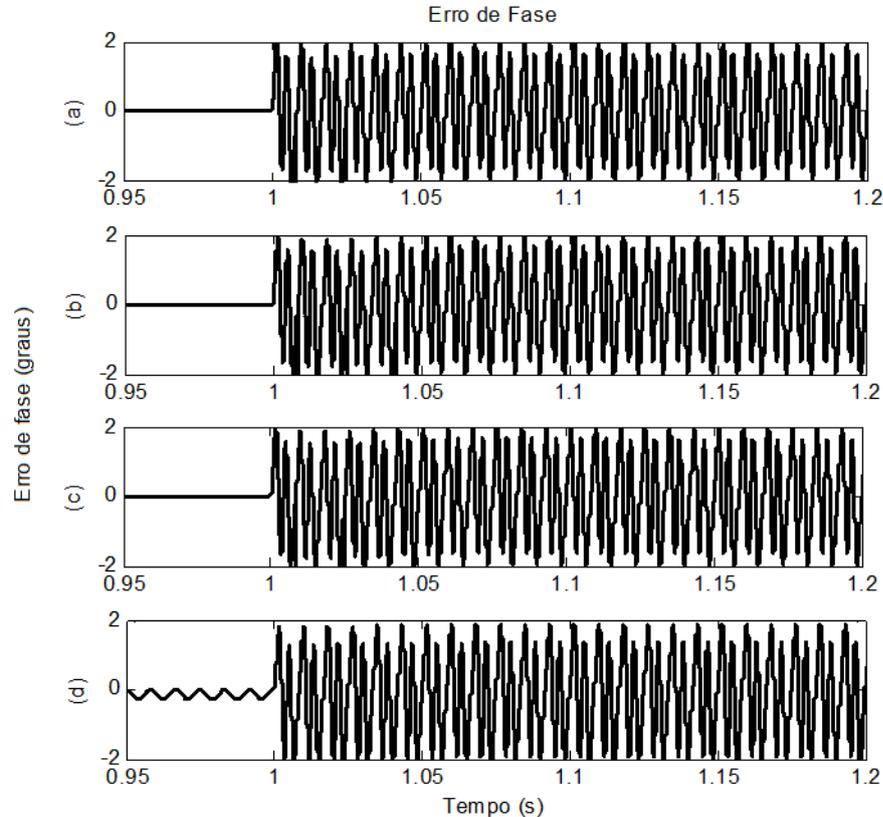


Fonte: Do Autor (2019).

Nota-se que após a presença do conteúdo harmônico no sinal de tensão de referência, nenhum dos algoritmos conseguiu rejeitar completamente este distúrbio. Os algoritmos Park-PLL e ANF-PLL apresentaram um erro equivalente, sendo de $\pm 0,1$ Hz. Já, o SRF-PLL apresentou um erro de, aproximadamente, $\pm 0,07$ Hz. O ANF-E foi o que apresentou um menor erro em regime permanente, sendo de $\pm 0,01$ Hz. Este menor erro no ANF-E se deve a própria estrutura do algoritmo, a qual possui um estimador da frequência fundamental.

Em seguida, foi realizada a estimação do ângulo de fase do sinal da tensão. A Figura 32 apresenta o erro de fase na estimação de cada algoritmo de sincronismo. Observa-se que os quatro algoritmos apresentaram erros na estimação do ângulo de fase, em regime permanente, sendo que os erros foram similares. No entanto, o algoritmo ANF-E apresentou erros mesmo antes da ocorrência do distúrbio, ou seja, na condição nominal, conforme apresentado no Caso 1.

Figura 32 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, para a condição com harmônico de 3° ordem, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

Nota-se que após a ocorrência do distúrbio simulado, no instante de 1 segundo, o erro na estimação da fase de todos os algoritmos foi cerca de $\pm 2^\circ$. Este erro é considerado bastante significativo, visto que tal diferença pode influenciar no fluxo de potência ativa ou reativa entre o conversor da fonte de geração distribuída e o sistema ao qual está conectado.

Assim, para diminuir este erro é preciso alterar os critérios de desempenho e modificar a atenuação de -40dB. Entretanto, isso alteraria também a resposta dinâmica, deixando o algoritmo mais lento. Por outro lado, vale ressaltar que a presença do terceiro harmônico é a que possui maior influência no desempenho dos algoritmos e por isso foi avaliada neste trabalho. Harmônicos de ordem superior, dificilmente causariam erros desta magnitude.

4.2.3 Caso 3: Variação na frequência fundamental, de 60 Hz para 62 Hz

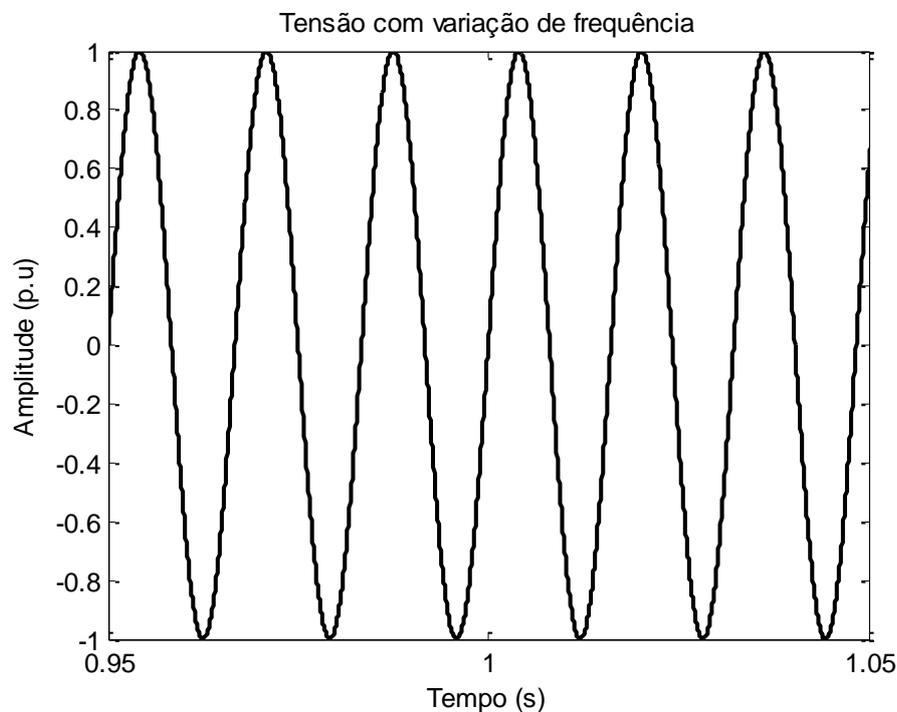
Posteriormente, os desempenhos dos algoritmos de sincronismo foram avaliados perante uma variação na frequência fundamental. Dessa forma, foi aplicada uma variação de 60 para 62 Hz, no instante de 1 segundo. A finalidade foi analisar a resposta dinâmica dos algoritmos após esta variação, bem como o comportamento em regime permanente.

O sinal de tensão utilizado como entrada nos algoritmos de sincronismo é apresentado pela seguinte formulação matemática:

$$V_a = A \sin(2\pi f_1 t + \phi) \quad (146)$$

onde, A representa a amplitude do sinal, (1 p.u.); f_1 é a frequência (60 Hz para 62 Hz), ϕ representa a fase, que neste caso possui valor nulo. Este sinal está apresentado na Figura 33, a partir do instante $t=1s$, entretanto a modificação de frequência é pouco visual.

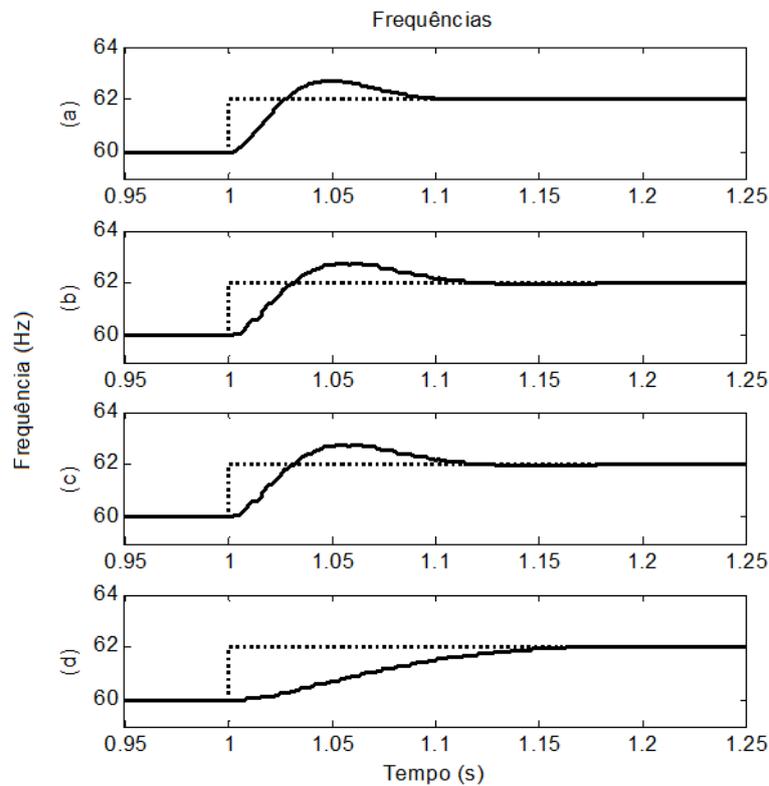
Figura 33 - Tensão de uma fase da rede com variação de frequência de 60 para 62 Hz.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 34 apresenta os sinais estimados da frequência de cada um dos algoritmos implementados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, na respectiva ordem.

Figura 34 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada) na presença de variação de frequência, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

Nota-se que os quatro algoritmos implementados conseguiram estimar a frequência do sinal da tensão perante a presença do distúrbio de variação de frequência. O SRF-PLL, Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram um mesmo valor de pico, na estimação da frequência fundamental, cerca de 0,7 Hz, em regime transitório. Já o ANF-E não apresentou nenhuma variação (pico) durante o regime transitório (sistema subamortecido).

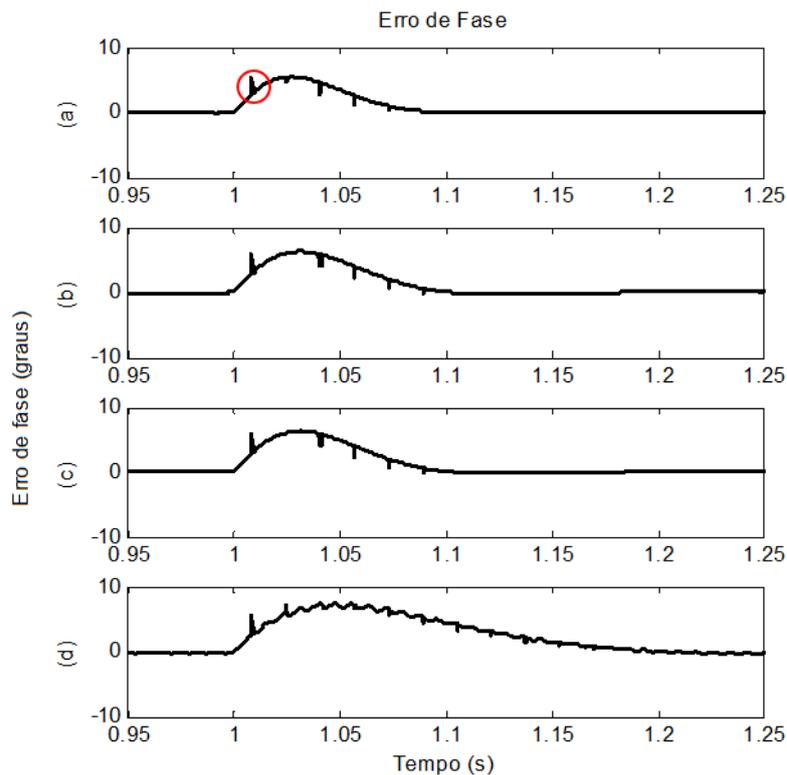
Além disso, observa-se que o tempo de resposta de cada algoritmo foi similar, sendo que o SRF-PLL, o Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram um mesmo tempo de estabilização, cerca de 100ms. Já o algoritmo ANF-E apresentou um tempo de resposta de aproximadamente 125ms. Todos os algoritmos apresentaram erro nulo na estimação da frequência, durante o regime permanente.

A Figura 35 apresenta o erro de fase de cada algoritmo de sincronismo implementado neste trabalho, sendo SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, na respectiva ordem.

Nota-se que os algoritmos Park-PLL e ANF-PLL apresentaram a mesma dinâmica, com um tempo de resposta de 170ms. Após este tempo, estes algoritmos apresentaram um erro em regime permanente de $0,02^\circ$. Já o SRF-PLL apresentou um tempo de estabilização de 100ms, com um erro praticamente nulo, em regime permanente. O ANF-E apresentou um erro em regime permanente, mesmo antes da ocorrência do distúrbio, cerca de $0,2^\circ$, sendo que após a ocorrência do distúrbio este erro passou a ser cerca de $0,3^\circ$, a partir de 200ms.

Os pequenos valores de picos, apresentados na Figura 35, são devido a diferença entre a fase do sinal de tensão da rede (referência) e a fase estimada pelos algoritmos. Nota-se que em regime permanente não há a ocorrência destes picos, evidenciando que os sinais de fase da referência e dos algoritmos estão em sincronismo.

Figura 35 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, perante uma variação na frequência do sinal de tensão da entrada, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

4.2.4 Caso 4: Variação na fase da tensão de entrada em 30°

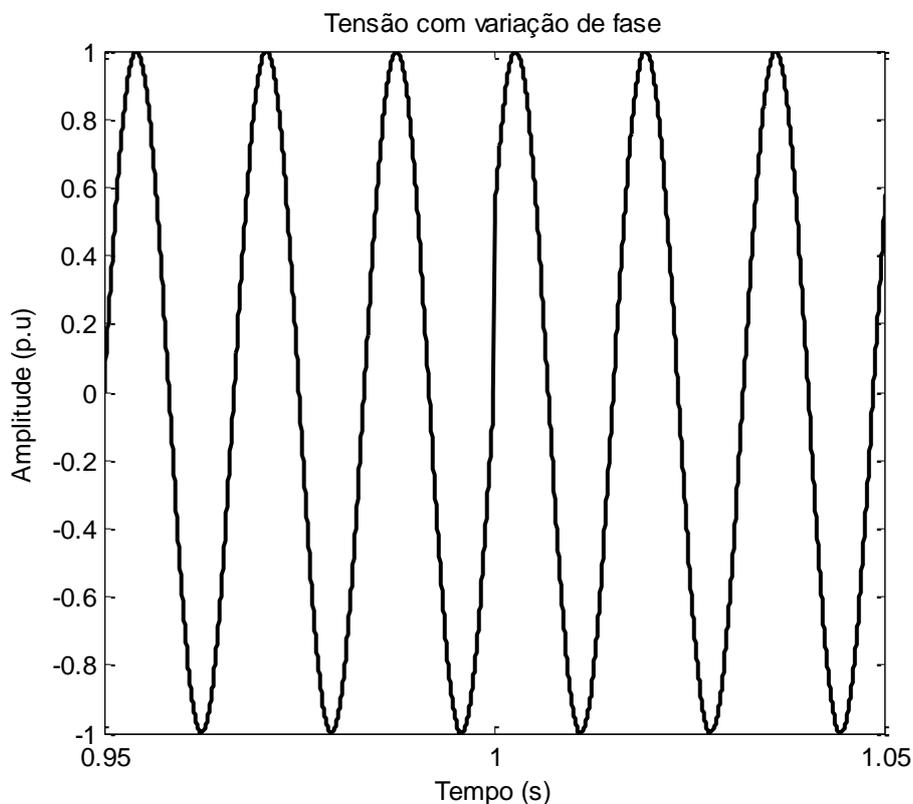
O comportamento dos algoritmos mediante uma variação de 30° na fase da tensão da rede, no instante de 1 segundo foi avaliado. A finalidade foi analisar a resposta dinâmica dos algoritmos após esta variação, bem como o comportamento em regime permanente.

O sinal de tensão utilizado como entrada nos algoritmos de sincronismo é apresentado pela seguinte formulação matemática:

$$V_a = A \sin(2\pi f_1 t + \phi) \quad (147)$$

onde, A representa a amplitude do sinal (1 p.u.); f_1 é a frequência fundamental (60 Hz), ϕ representa a fase, que neste caso possui valor variado de 0° para 30°. Este sinal está apresentado na Figura 36, sendo que a variação da fase ocorre a partir de $t=1$ s.

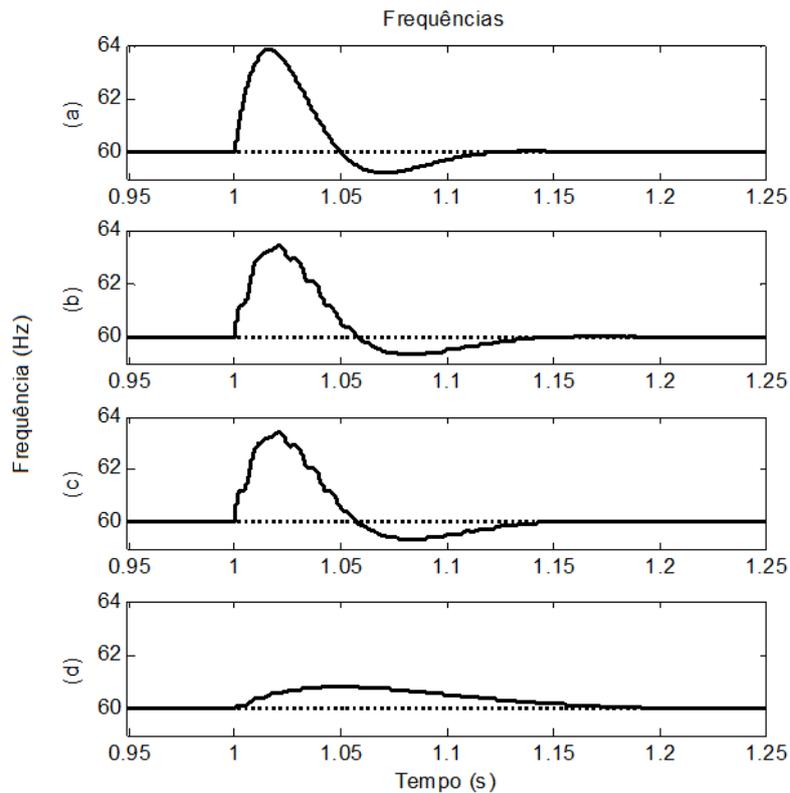
Figura 36 - Tensão de uma fase da rede com variação na fase de 0 para 30°.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 37 apresenta os sinais estimados da frequência de cada um dos algoritmos implementados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, na respectiva ordem.

Figura 37 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada) na presença de variação de fase, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

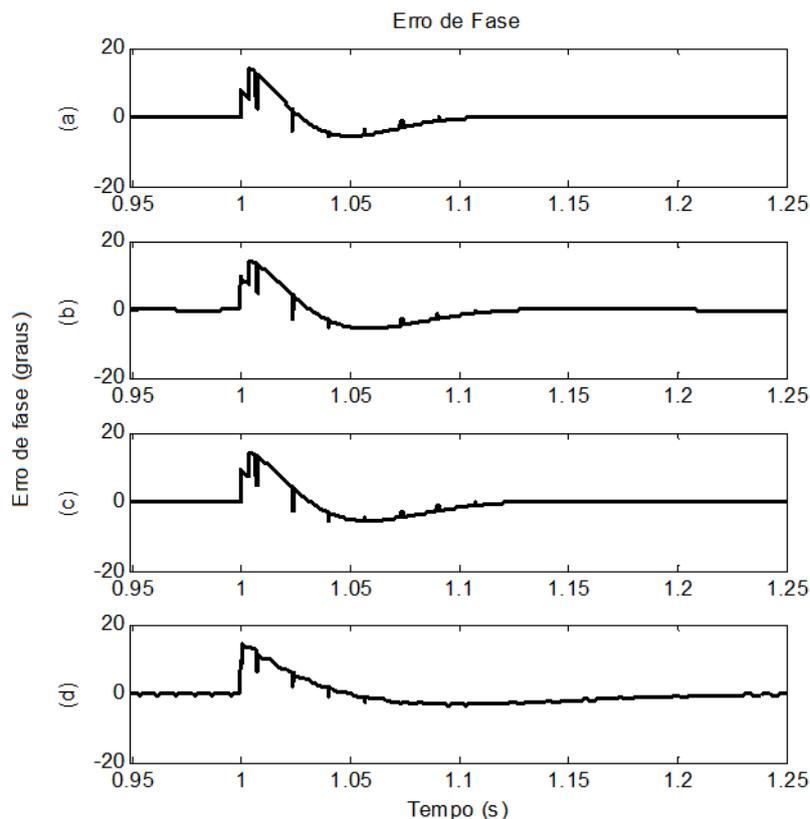


Fonte: Do Autor (2019).

Nota-se que todos os algoritmos conseguiram estimar corretamente o valor da frequência, apresentando um erro, praticamente, nulo em regime permanente. O SRF-PLL foi o que apresentou um menor tempo de resposta, cerca de 130ms. No entanto, este algoritmo apresentou um maior valor de pico, durante o regime transitório, cerca de 3,85 Hz. O Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram, praticamente, a mesma dinâmica, com um tempo de resposta de 150ms e um valor de pico de 3,38 Hz, em regime transitório. Já o ANF-E foi o que apresentou um maior tempo de resposta, cerca de 200ms, com um erro de 0,02 Hz na estimação da frequência. Entretanto, este erro é considerado insignificante, considerando a aplicação deste algoritmo em conversores para microrrede.

A Figura 38 apresenta o gráfico do erro de fase apresentado por cada algoritmo. O SRF-PLL apresentou um menor tempo de resposta, cerca de 100ms. Além disso, este algoritmo apresentou um erro nulo, após a ocorrência da variação de fase no sinal de tensão de referência. Os algoritmos Park-PLL e ANF-PLL apresentaram uma resposta dinâmica, com um tempo de estabilização de, aproximadamente, 180ms. Após este tempo, estes algoritmos apresentaram um erro em regime permanente de $0,01^\circ$. Já com relação ao ANF-E, nota-se que mesmo antes da ocorrência do distúrbio, este algoritmo apresenta um erro de fase associado, sendo este de aproximadamente a $\pm 0,2^\circ$. Após o distúrbio, este algoritmo levou um tempo de, aproximadamente, 200ms para estabilizar, sendo que após este período, o erro em regime permanente foi cerca de $0,3^\circ$.

Figura 38 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, perante uma variação na fase do sinal de tensão da entrada, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

4.2.5 Caso 5: Afundamento

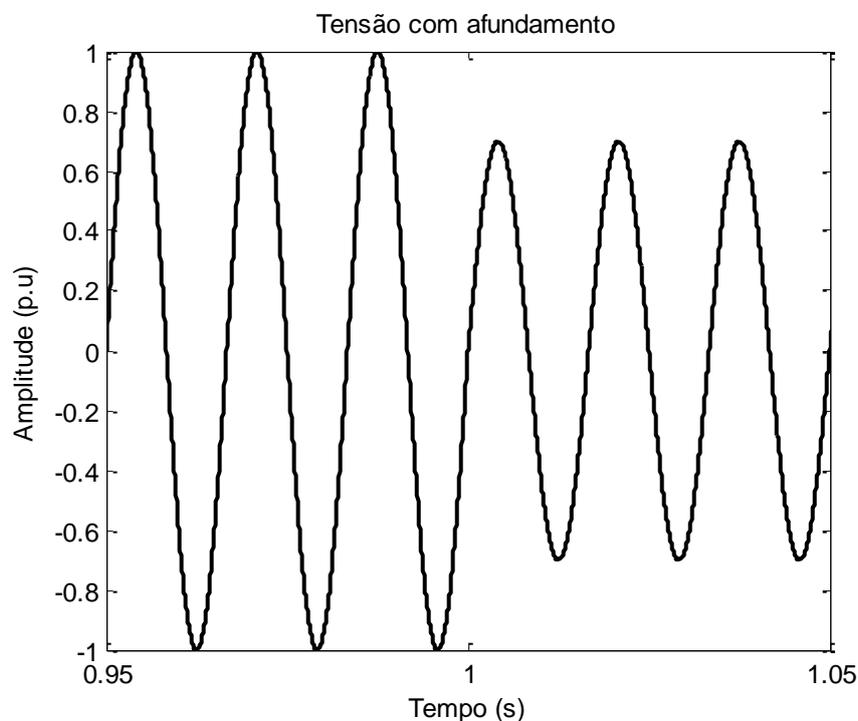
Por fim, foi analisado o comportamento dos algoritmos perante um sinal de tensão com afundamento. Assim, foi inserido ao sinal de tensão fundamental um afundamento de 30%, no instante de 1 segundo. A frequência foi mantida em 60Hz após o distúrbio.

O sinal de tensão utilizado como entrada nos algoritmos de sincronismo é apresentado pela seguinte formulação matemática:

$$V_a = A \sin(2\pi f_1 t + \varnothing) \quad (148)$$

onde, A representa a amplitude do sinal (1 para 0,7 p.u.), f_1 é a frequência fundamental (60 Hz), \varnothing representa a fase, que neste caso possui valor nulo. Este sinal está apresentado na Figura 39. O afundamento foi implementado, igualmente, nas três fases, a fim de simular este distúrbio considerando o PLL trifásico, analisado neste trabalho.

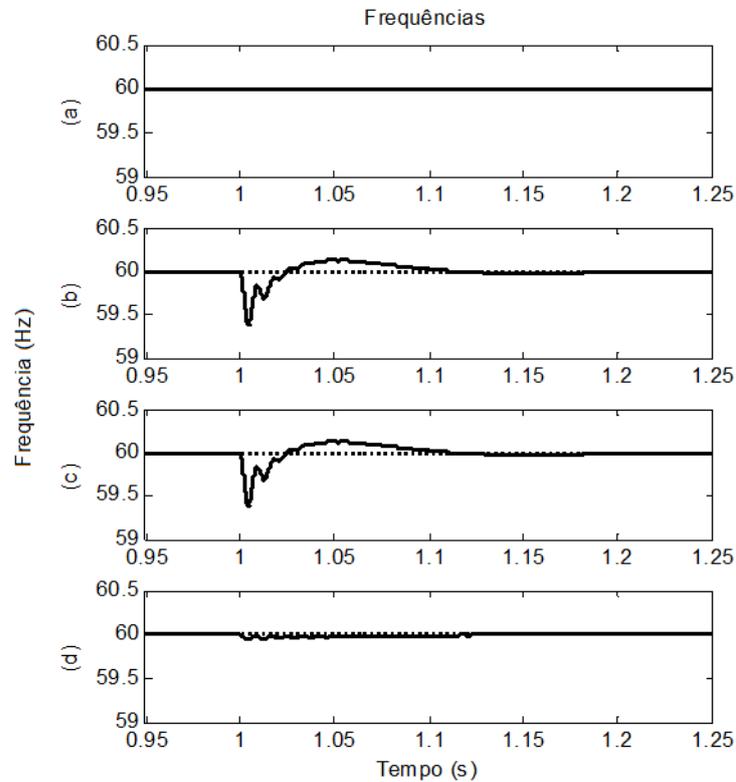
Figura 39 - Tensão de uma fase da rede com afundamento.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 40 apresenta os sinais estimados da frequência de cada um dos algoritmos implementados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, na respectiva ordem.

Figura 40 - Frequências estimadas pelos algoritmos de sincronismo e frequência de referência (linha pontilhada) na presença de afundamento, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2018).

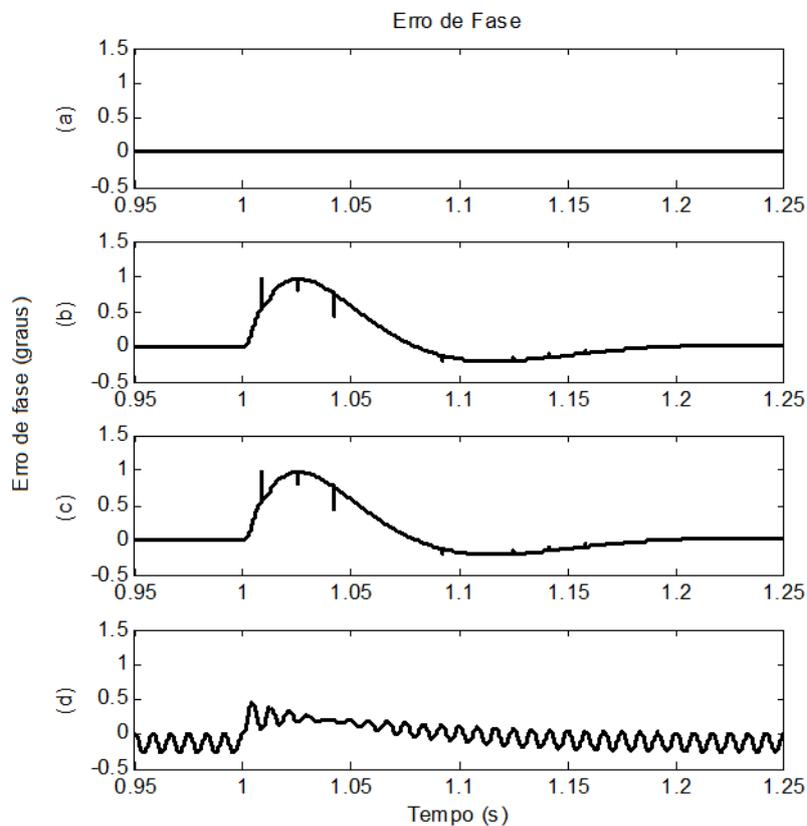
Nota-se que todos os algoritmos conseguiram estimar corretamente o valor da frequência, após a ocorrência do distúrbio, não apresentando erros em regime permanente. Em relação ao regime transitório, observa-se que apenas os algoritmos Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram valores de pico de 0,4 Hz. Já ANF-E apresentou um valor de pico, muito baixo, cerca de 0,05 Hz. Enquanto que o SRF-PLL não apresentou nenhuma variação na frequência estimada, ou seja, a presença do distúrbio não foi notada por este algoritmo.

O Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram um maior tempo de resposta, aproximadamente 120ms, sendo este equivalente para os dois algoritmos. Já o tempo do ANF-E foi de 113ms. Como o distúrbio não foi percebido pelo SRF-PLL, o tempo de resposta deste algoritmo é, praticamente, instantâneo.

A Figura 41 apresenta o gráfico do erro de fase apresentado por cada algoritmo. Nota-se que, assim como na estimação da frequência, a ocorrência do distúrbio não influenciou na estimação da fase do SRF-PLL. Este algoritmo apresentou um erro nulo na estimação da fase,

com um tempo de resposta instantânea. O Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram a mesma dinâmica, com um valor de pico de 1° , em regime transitório. O tempo de resposta destes algoritmos também foram equivalentes, cerca de 200ms, apresentando um erro em regime permanente de $0,02^\circ$. Já o ANF-E apresentou erros mesmo antes da ocorrência do distúrbio, bem como após o afundamento na tensão. Assim, após o tempo de resposta deste algoritmo, de aproximadamente 150ms, o erro apresentado foi de $0,2^\circ$.

Figura 41 - Erro obtido na estimação do ângulo de fase estimado pelos algoritmos de sincronismo, perante um afundamento no sinal de tensão de entrada, para : (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

4.2.6 Resumo e Comparação de Desempenho do Resultados Simulados

A Tabela 12 apresenta um comparativo entre os resultados obtidos para os quatro algoritmos analisados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E.

Tabela 12 - Comparação de desempenho dos algoritmos de sincronismo.

Desempenho		SRF-PLL	Park-PLL	ANF-PLL	ANF-E	
Caso 1	Resposta Dinâmica	Fase	238 ms	264 ms	264 ms	250 ms
		Frequência	208 ms	210 ms	210 ms	186 ms
	Máximo Pico	Fase	-	-	-	-
		Frequência	74 Hz	47 Hz	47 Hz	59,86 Hz
	Erro de fase		0,06°	0,1°	0,1°	0,3°
	Erro de frequência		0 Hz	0 Hz	0 Hz	0 Hz
Caso 2	Resposta Dinâmica	Fase	32 ms	40 ms	40 ms	30 ms
		Frequência	50 ms	73 ms	73 ms	35 ms
	Máximo Pico	Fase	2°	2°	2°	1,9°
		Frequência	60,12 Hz	60,11 Hz	60,11 Hz	60,01 Hz
	Erro de fase		2°	2°	2°	1,9°
	Erro de frequência		0,08 Hz	0,07 Hz	0,07 Hz	0,01 Hz
Caso 3	Resposta Dinâmica	Fase	100 ms	110 ms	110 ms	186 ms
		Frequência	111 ms	113 ms	113 ms	116 ms
	Máximo Pico	Fase	5,3°	6,3°	6,3°	7,4°
		Frequência	62,72 Hz	62,76 Hz	62,76 Hz	62 Hz
	Erro de fase		0,001°	0,01°	0,01°	0,2°
	Erro de frequência		0 Hz	0 Hz	0 Hz	0,04 Hz
Caso 4	Resposta Dinâmica	Fase	110 ms	130 ms	130 ms	200 ms
		Frequência	127 ms	150 ms	150 ms	200 ms
	Máximo Pico	Fase	13,85°	13,98°	13,98°	14,32°
		Frequência	63,85 Hz	63,43 Hz	63,43 Hz	60,81 Hz
	Erro de fase		0°	0,01°	0,01°	0,3°
	Erro de frequência		0 Hz	0 Hz	0 Hz	0,03 Hz
Caso 5	Resposta Dinâmica	Fase	0 ms	200 ms	200 ms	150 ms
		Frequência	0 ms	120 ms	120 ms	60 ms
	Máximo Pico	Fase	0°	0,02°	0,02°	0,2°
		Frequência	60 Hz	59,39 Hz	59,39 Hz	59,94 Hz
	Erro de fase		0,03°	0,16°	0,16°	0,3°
	Erro de frequência		0 Hz	0 Hz	0 Hz	0 Hz

Fonte: Do Autor (2019).

4.3 Resultados práticos (Etapa 3)

A partir dos resultados simulados foi realizado a implementação prática destes algoritmos em um DSP de baixo custo, denominado TMS320F28027F. O tempo de processamento de cada algoritmo foi avaliado, conforme apresentado na Tabela 13.

Tabela 13 - Tempo de processamento dos algoritmos de sincronismo.

Algoritmo de Sincronismo	Tempo de Processamento (μs)
SRF-PLL	17,79
Park-PLL	17,69
ANF-PLL	16,10
ANF-E	15,99

Fonte: Do Autor (2019).

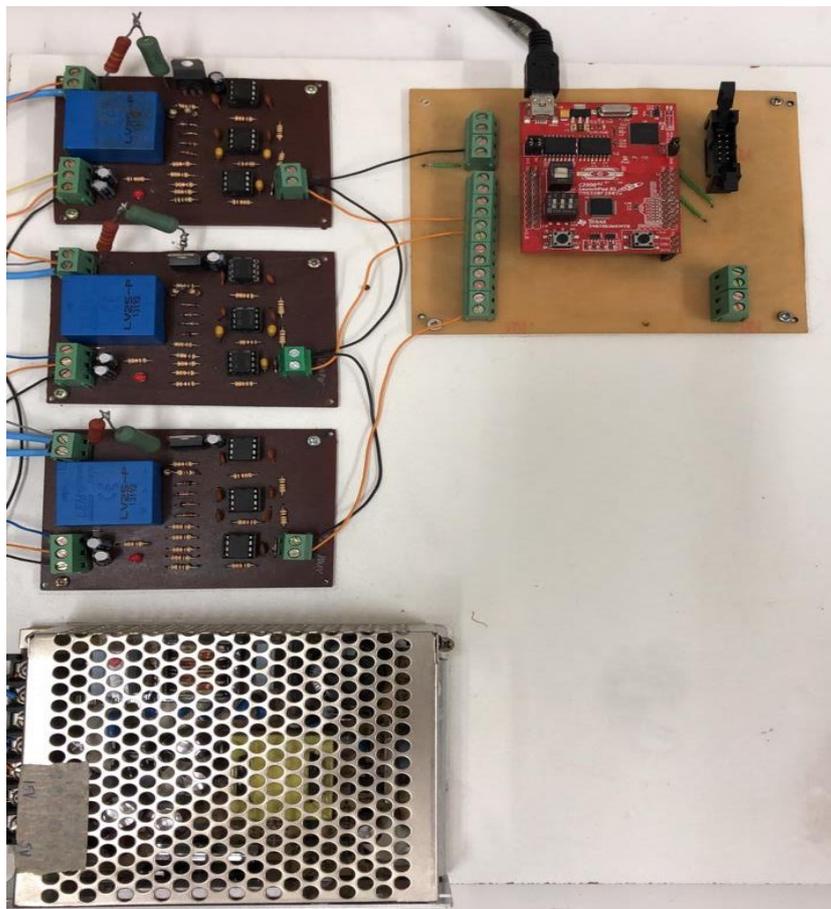
Nota-se que o tempo de processamento foi distinto para cada algoritmo, sendo que o SRF-PLL apresentou um maior tempo de processamento, enquanto que o ANF-E apresentou um tempo menor. Os PLL's por utilizarem as funções seno e cosseno para produzir os sinais de saída, apresentaram um tempo maior de processamento. Já no ANF-E os sinais de seno e cosseno são obtidos na própria estrutura, sem a necessidade de uma função específica para produzir estes sinais. No entanto, para produzir estes sinais com uma amplitude unitária, independente da amplitude do sinal de tensão de entrada, este algoritmo necessita de uma normalização nas variáveis, o que acarreta um aumento no tempo de processamento.

Após o desenvolvimento destes algoritmos, todas as condições de distúrbios, apresentadas anteriormente, foram implementadas a fim de analisar o comportamento destes algoritmos, bem como comparar com os resultados simulados.

A tensão, em todos os testes, foi convertida em uma amplitude unitária, no DSP, a fim de ser utilizada como entrada nos algoritmos de sincronismo.

A Figura 42 apresenta o protótipo desenvolvido a fim de realizar a implementação e teste dos algoritmos de sincronismo.

Figura 42 - Protótipo para a implementação prática dos algoritmos de sincronismo.



Fonte: Do Autor (2019).

Para visualizar adequadamente o sinal de frequência foi utilizada uma escala de 300mV/Hz e o sinal foi deslocado em -55 Hz, visando exibir adequadamente variações na faixa de 55 a 65Hz. Para o sinal de erro, utilizou-se uma escala de 3,75V/V(p.u.) com um deslocamento de -0,4p.u. de forma que a faixa de exibição do erro fique entre -0,4 e 0,4p.u.

Nos três PLLs, a variável que representa o erro corresponde a variável utilizada na malha de controle do controlador PI. Assim, no SRF-PLL esta variável é denominada V_q , no Park-PLL é V'_q , enquanto no ANF-PLL corresponde a w_2 . Todas estas variáveis estão diretamente relacionadas ao erro de fase. Já no ANF-E esta variável corresponde ao erro obtido pelo conjunto de subfiltros e não está relacionada ao erro de fase. Dessa forma, o erro do ANF-E somente será nulo para as frequências dos subfiltros, 60Hz e 300Hz, as demais frequências continuam presentes neste sinal. Consequentemente, esta variável não permite avaliar quantitativamente o erro de fase do ANF-E.

A escolha destas variáveis para a avaliação do erro de fase baseou-se no fato de que não é possível realizar uma comparação direta com a fase em graus, visto que a fase da rede elétrica não é conhecida como na simulação.

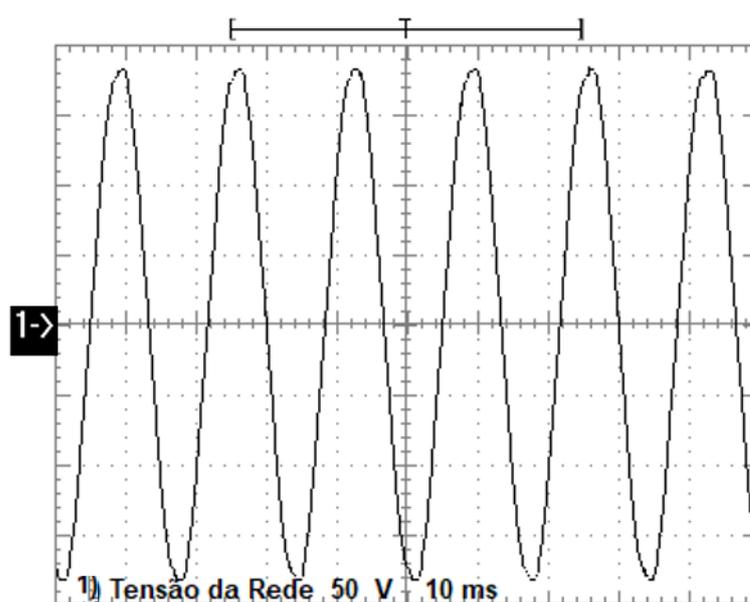
A seguir são apresentados os resultados dos desempenhos dos algoritmos de sincronismo, perante condições similares àsquelas analisadas na etapa da simulação.

4.3.1 Caso 1: Condição nominal

Os algoritmos de sincronismo foram avaliados, inicialmente, na condição nominal, ou seja, frequência em 60 Hz e amplitude em 127 Vrms, a fim de verificar a capacidade de sincronismo dos algoritmos mediante ao sinal de tensão da rede.

A Figura 43 apresenta o sinal de tensão de uma das fases da rede, sendo esta considerada como referência para os algoritmos monofásicos analisados. Já para o algoritmo trifásico, SRF-PLL, além da tensão apresentada na Figura 43, foi utilizado outros dois sinais de tensões, os quais estão defasados em 120° da referência. Os sinais de tensão são utilizados como entrada nos algoritmos de sincronismo, para que estes consigam estimar corretamente o valor da frequência e fase e, assim, sincronizar com a rede elétrica.

Figura 43 - Sinal de Tensão da Rede.

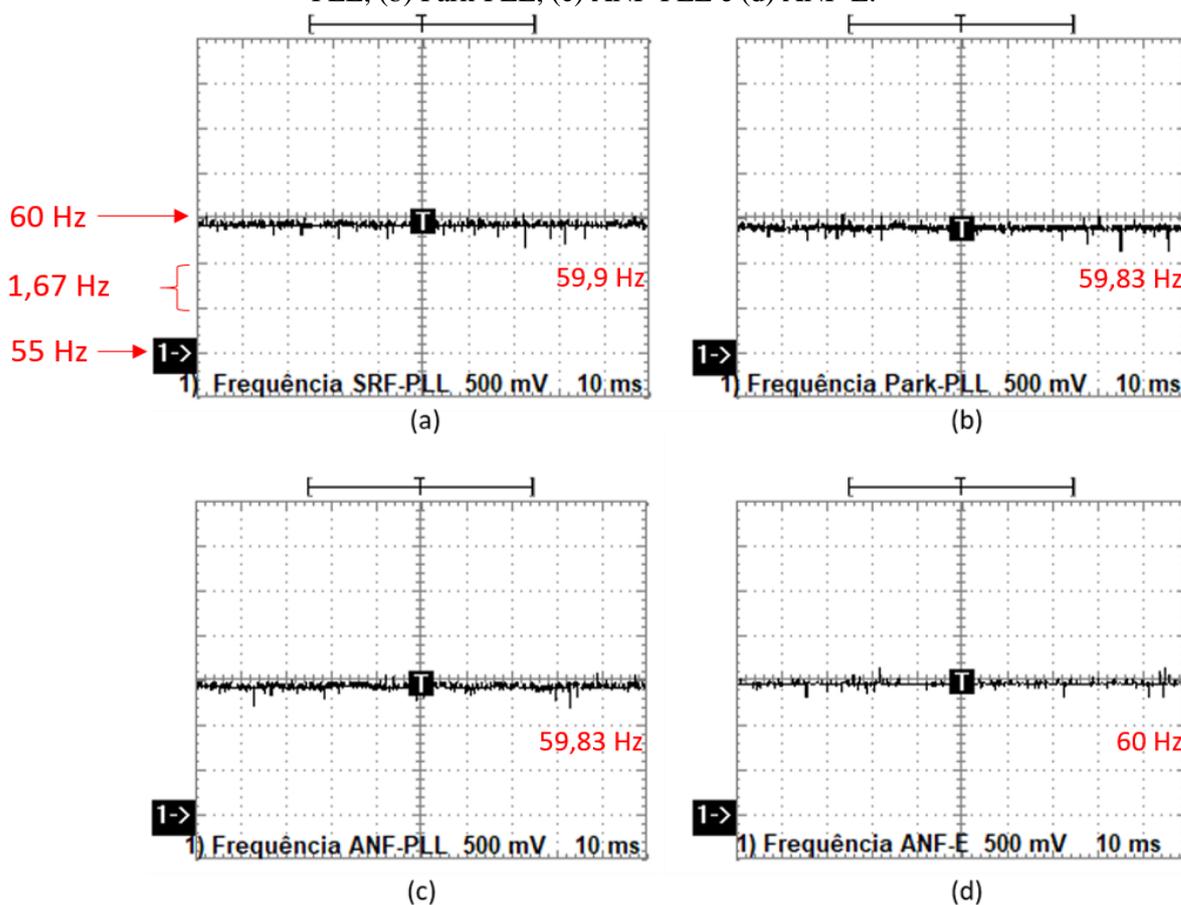


Fonte: Do Autor (2019).

Para a representação da frequência no osciloscópio foi necessário a realização de uma conversão, visto que a unidade da frequência (Hz) difere da unidade do conversor de saída do DSP (volt). Assim, para verificar o valor correto da frequência estimada pelos algoritmos faz-se necessário dividir o valor obtido no osciloscópio pelo ganho de 0,3 e, em seguida somar 55 Hz.

Assim, conforme apresentado na Figura 44, a frequência estimada pelo SRF-PLL é cerca de 59,9 Hz, visto que a frequência está sendo representada em uma escala de 300 mV/Hz, assim, 1,47 V corresponde a 4,9 Hz. Além disso, como o sinal está deslocado em 55 Hz, este valor equivale a 59,9 Hz. Já os algoritmos Park-PLL e ANF-PLL apresentaram praticamente o mesmo valor de frequência, sendo esta equivalente a 59,83 Hz. No entanto, o ANF-PLL apresenta maiores oscilações nesta estimação. O ANF-E foi o que apresentou menores erros na estimativa da frequência da rede, sendo de, aproximadamente, 60 Hz.

Figura 44 - Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo na condição nominal, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



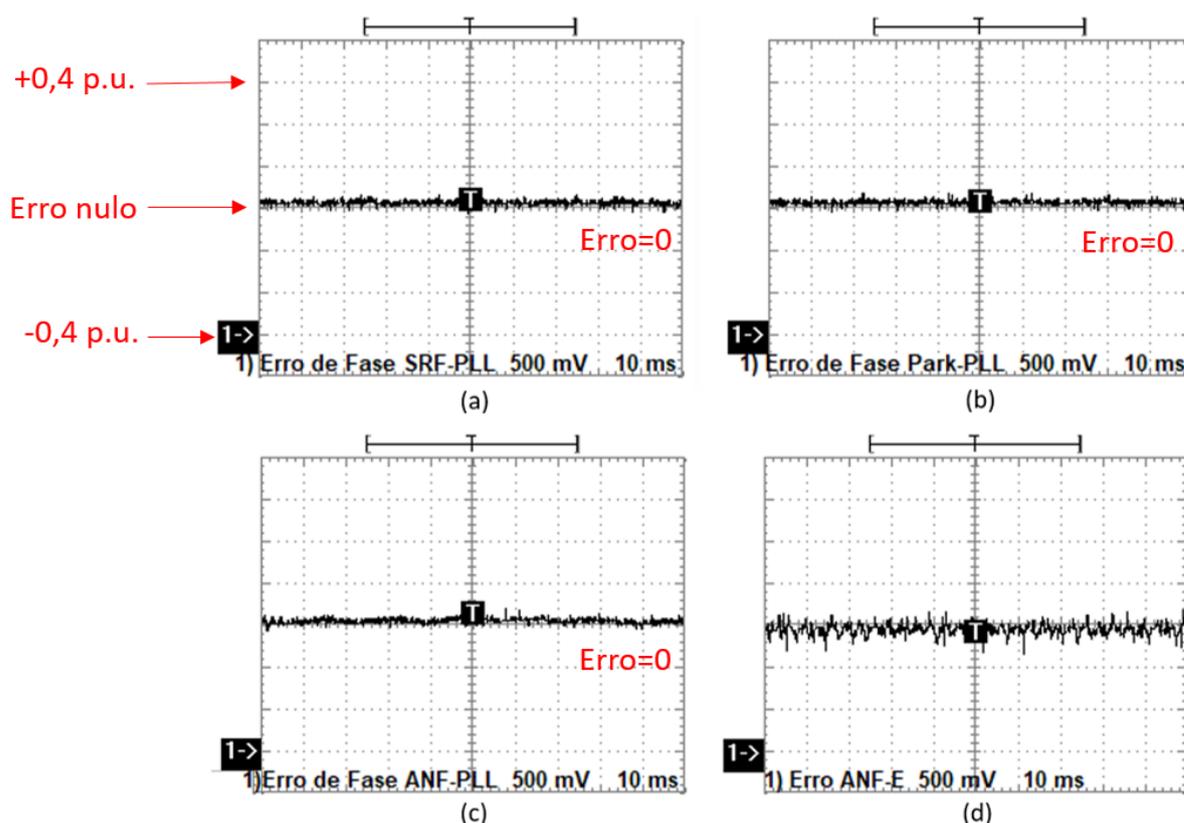
Fonte: Do Autor (2019).

O erro na estimação de cada algoritmo está apresentado na Figura 45. Assim, como na frequência, para verificar o valor correto do erro de fase, apresentado pelos algoritmos, faz-se necessário dividir o valor obtido no osciloscópio pelo ganho de 3,75 e, em seguida subtrair 0,4, uma vez que este sinal se apresenta deslocado.

Assim, os algoritmos SRF-PLL, Park-PLL e ANF-PLL estão apresentando um erro de, aproximadamente, 1,51 V, o qual convertido é 0,0027 p.u. Já o ANF-E, o valor médio do erro é, praticamente, nulo.

O ANF-E apresenta pequenas oscilações no erro. Entretanto, nota-se que estas estão em frequências superiores a fundamental (60Hz), o que indica que a esta componente foi extraída de forma adequada.

Figura 45- Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na condição nominal, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

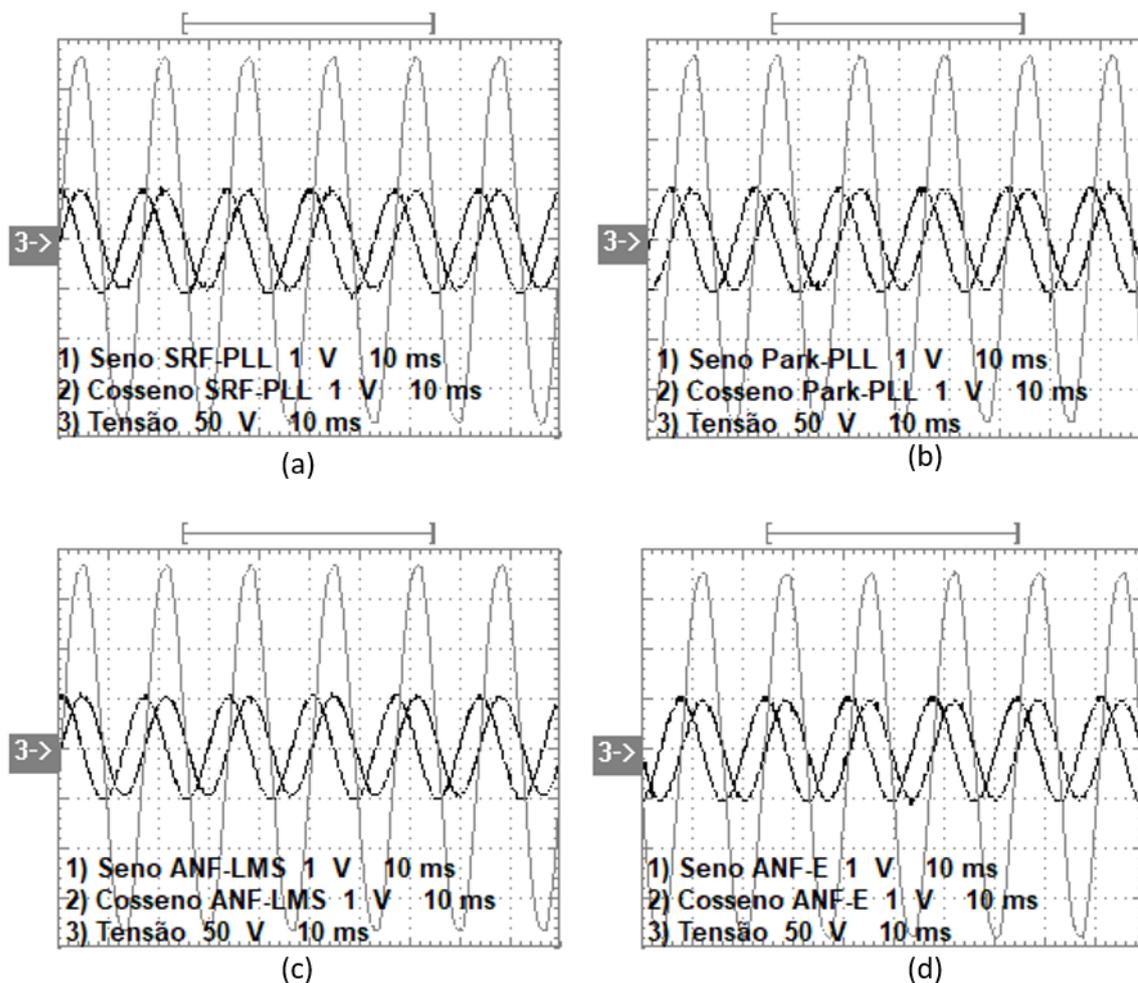
Os algoritmos de sincronismo possuem a função de gerar um seno com amplitude unitária, com a mesma fase e frequência do sinal de referência, comprovando assim, o sincronismo com o sinal de tensão. Dessa forma, a fim de comprovar este sincronismo, a Figura

46 apresenta o seno e o cosseno gerado por cada algoritmo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, bem como o sinal de tensão da rede.

Nota-se que apesar dos pequenos erros apresentados na estimação da frequência e da fase dos algoritmos analisados, o sincronismo com o sinal de tensão da rede é verificado em todos os algoritmos, visto que os senos produzidos por estes algoritmos possuem a mesma fase e frequência deste sinal de referência, conforme apresentado na Figura 46.

Nos três PLL's implementados neste trabalho, SRF-PLL, Park-PLL e ANF-PLL, os senos e cossenos não são obtidos diretamente, uma vez que a saída destes algoritmos consiste na fase estimada do sinal de tensão de entrada. Assim, são necessárias a utilização de funções trigonométricas para obter o seno e o cosseno, os quais possuem a mesma fase e frequência do sinal de tensão de referência. Já para o ANF-E, o seno e o cosseno é obtido diretamente, sem a necessidade da utilização de uma função trigonométrica. No entanto, no caso dos PLL's a amplitude dos senos e cossenos são unitárias, devido a própria característica destes algoritmos. Já considerando o ANF-E, a amplitude é proporcional ao sinal de entrada, sendo necessárias conversões, caso o sinal de tensão de entrada não possuir uma amplitude unitária.

Figura 46 - Sincronismo dos algoritmos com a rede, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



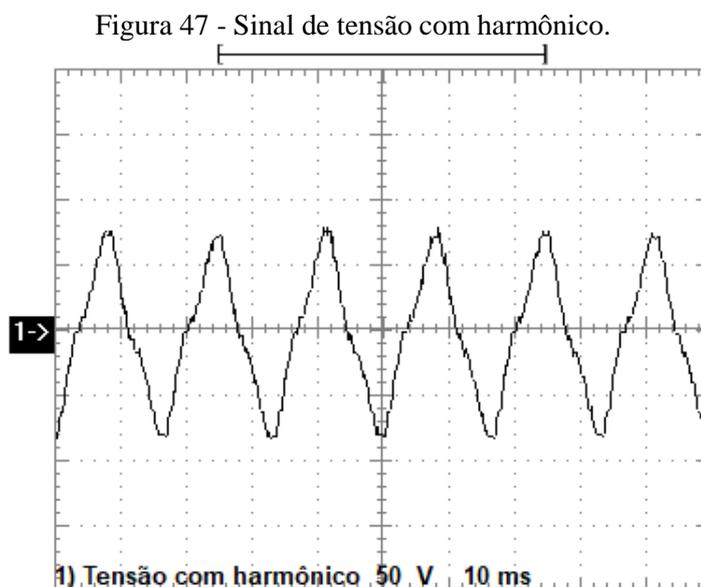
Fonte: Do Autor (2019).

4.3.2 Caso 2: Harmônicos

O segundo caso analisado consiste no comportamento dos algoritmos de sincronismo na presença de harmônicos no sinal de tensão. Assim, para conseguir um sinal de tensão com alta taxa de distorção harmônica foi realizado um ensaio no gerador síncrono, a fim de obter uma tensão gerada com componentes do 3º harmônico. Para isto, a tensão de fase-neutro deste gerador foi utilizada como referência para os algoritmos analisados neste trabalho. A escolha de analisar o 3º harmônico ocorre porque este possui uma maior influência no erro dos algoritmos de sincronismo, uma vez que este harmônico está muito próximo da fundamental. Assim, para rejeitar esta componente completamente, a frequência de corte do filtro passa-baixa

e largura de banda do filtro sintonizado devem ser muito pequenas, o que influenciaria na resposta dinâmica dos mesmos.

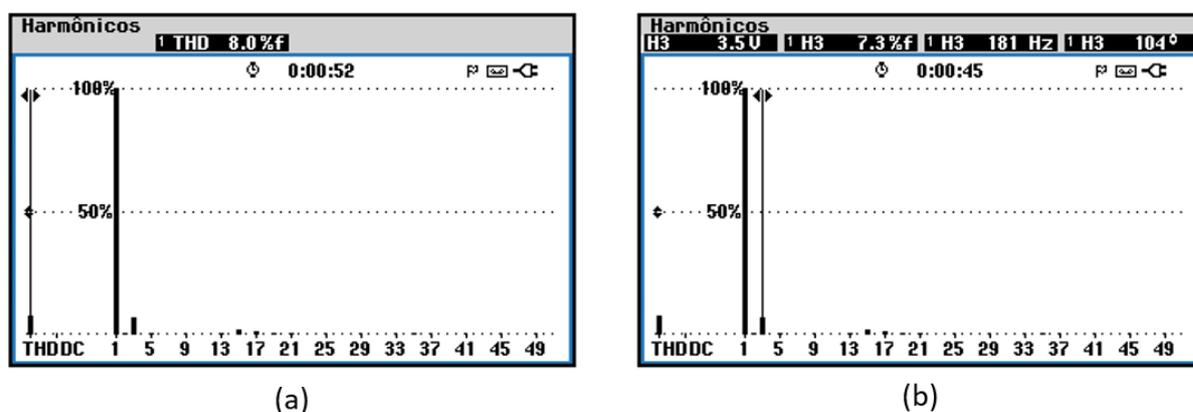
A Figura 47 apresenta o sinal de tensão gerado pelo gerador síncrono, o qual tem uma frequência de 60 Hz e 46,20 Vrms.



Fonte: Do Autor (2019).

O sinal apresentado na Figura 47 apresenta uma Distorção Harmônica Total (THD) de 8%, sendo que apresenta componentes no 3º, 15º e 17º harmônicos, como mostra a Figura 48a. No entanto, a componente harmônica predominante está no 3º harmônico, sendo esta equivalente a 7,3%, com uma fase de 104º, conforme apresentado na Figura 48b.

Figura 48 – Componentes harmônicas presentes no sinal de tensão utilizado como referência para os algoritmos de sincronismo.

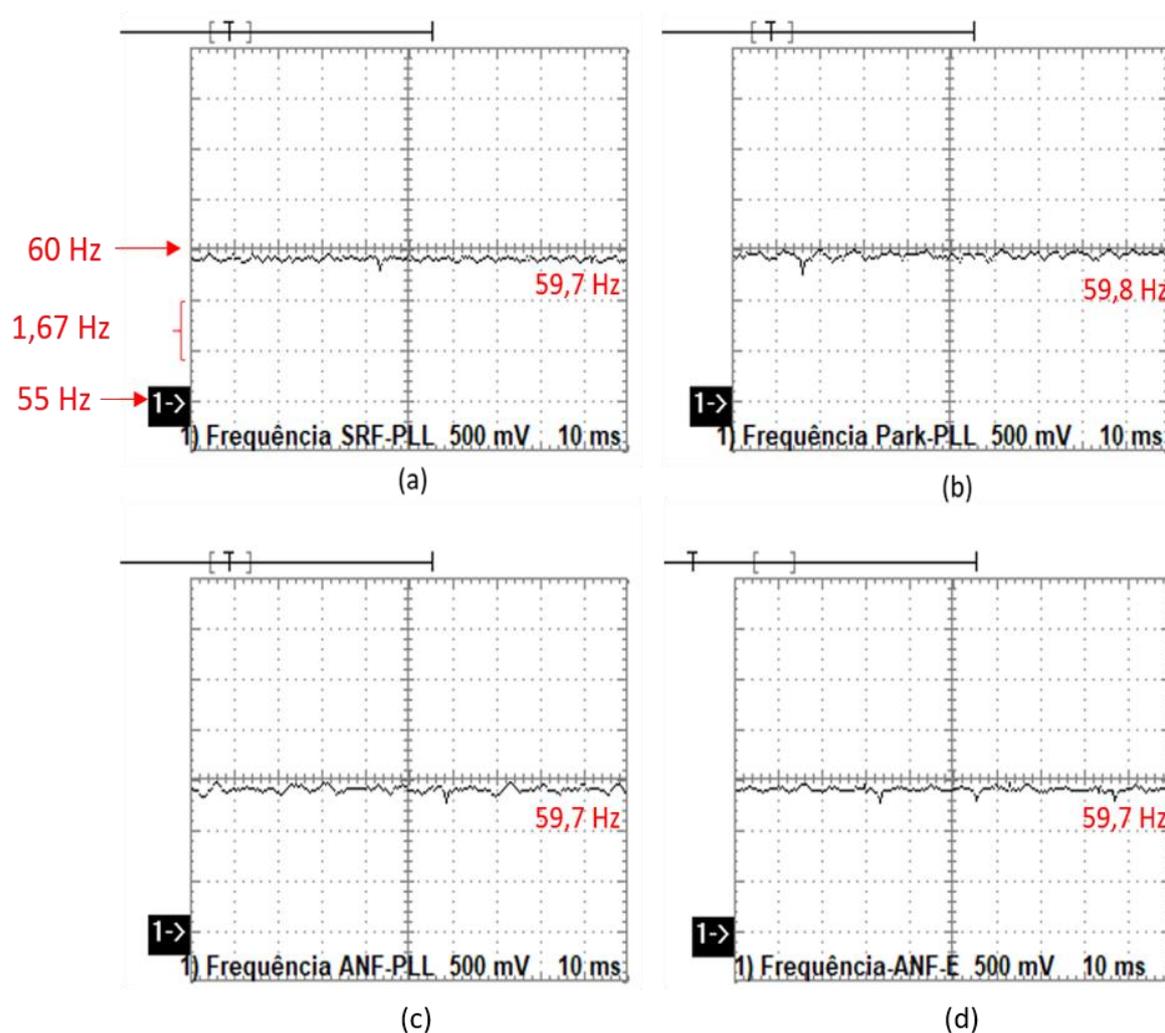


Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 49 apresenta a frequência fundamental estimada por cada algoritmo. Conforme apresentado, os resultados do SRF-PLL, ANF-PLL e ANF-E foram similares, sendo cerca de 59,7 Hz. Já o Park-PLL apresentou uma frequência estimada de, aproximadamente, 59,8 Hz.

Observa-se que todos os algoritmos apresentaram oscilações na frequência estimada. No entanto, essas oscilações foram pequenas, menores que 50 mV, o que representa 0,1 Hz de variação.

Figura 49 - Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo, na presença de harmônicos no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

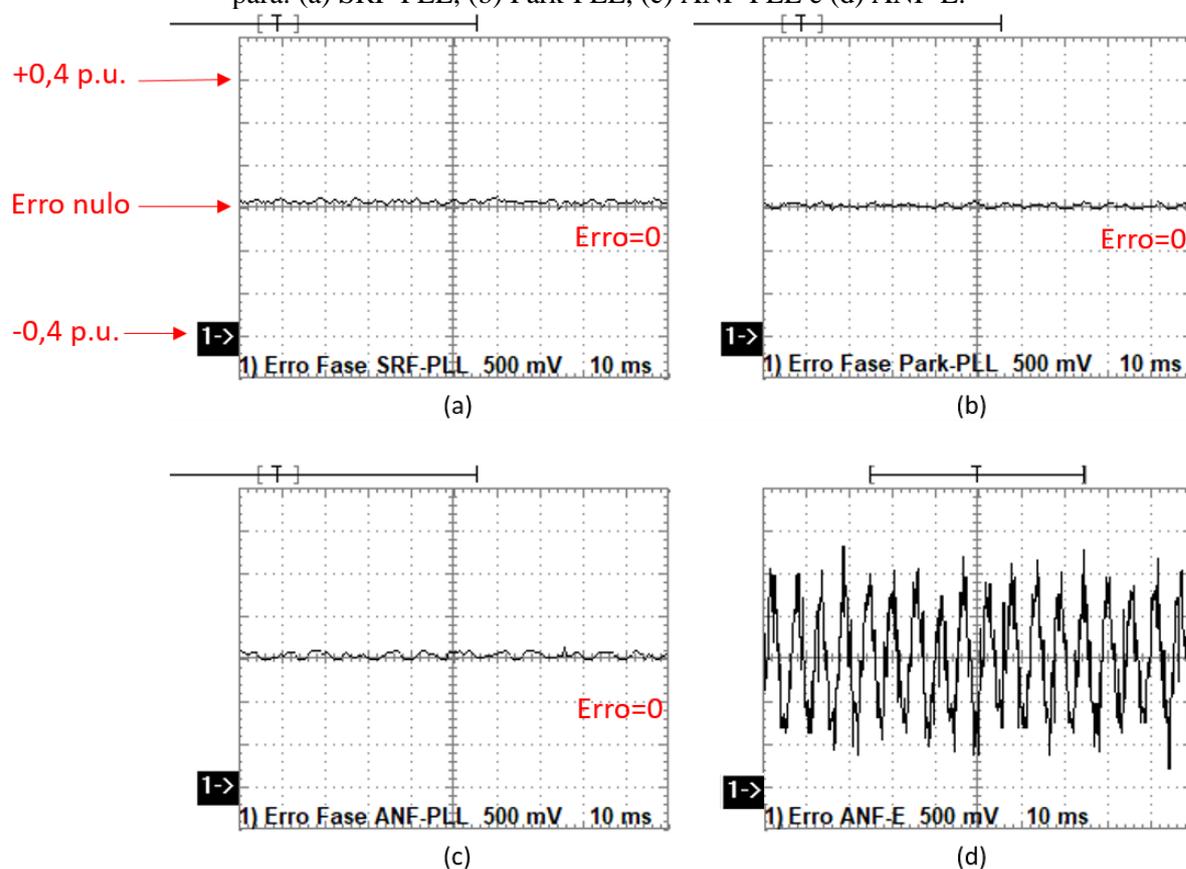


Fonte: Do Autor (2019).

O erro na estimação de cada algoritmo está apresentado na Figura 50. Nota-se que o SRF-PLL, o Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram erros praticamente nulos. No entanto, este valor apresentou oscilações, de aproximadamente 0,03 p.u., considerando que as oscilações apresentadas na Figura 50 são menores que 100 mV.

Já na variável de erro do ANF-E é possível perceber a presença predominante do 3º harmônico. Isto porque, conforme citado, para a implementação deste algoritmo foi inserido apenas o subfiltro correspondente ao 5º harmônico e, o sinal de tensão utilizado como referência apresenta maiores taxas do 3º harmônico. Entretanto, não é possível perceber componentes em 60Hz o que indica que esta componente foi extraída de forma adequada. Percebe-se que mesmo inserindo um subfiltro de 5º harmônico no ANF-E, uma vez que este harmônico possui maior incidência na tensão da rede elétrica e, realizando testes com um harmônico de 3º ordem, nota-se que este algoritmo conseguiu realizar o sincronismo de forma correta.

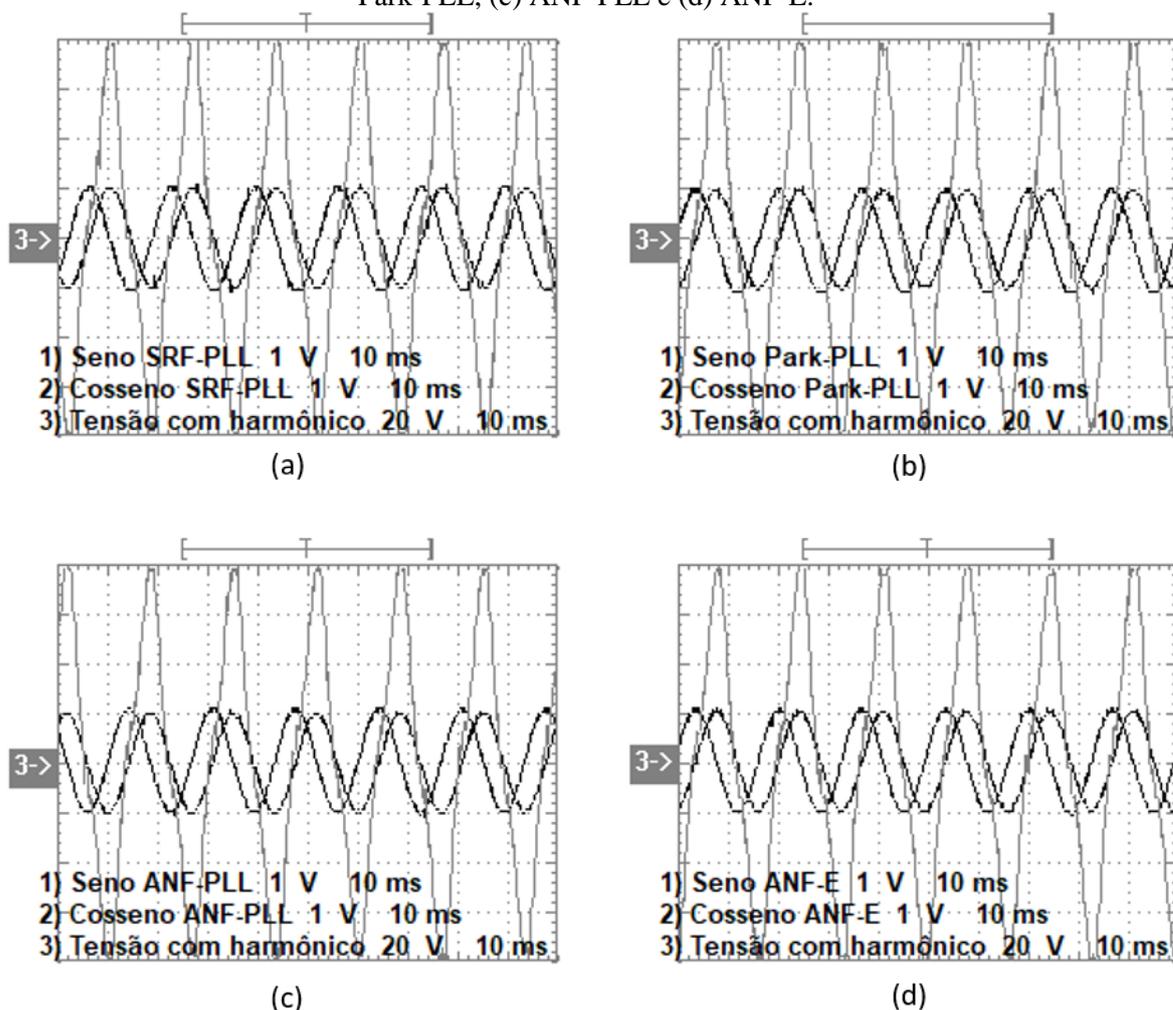
Figura 50 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de harmônicos no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 51 apresenta o seno e o cosseno gerado por cada algoritmo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, bem como o sinal de tensão utilizado como referência. Nota-se que os erros apresentados por estes algoritmos não são significativos para influenciarem no sincronismo com o sinal tensão de referência, uma vez que conforme apresentado na Figura 51, todos os algoritmos estão em sincronismo com a tensão.

Figura 51 - Sincronismo dos algoritmos perante harmônicos no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

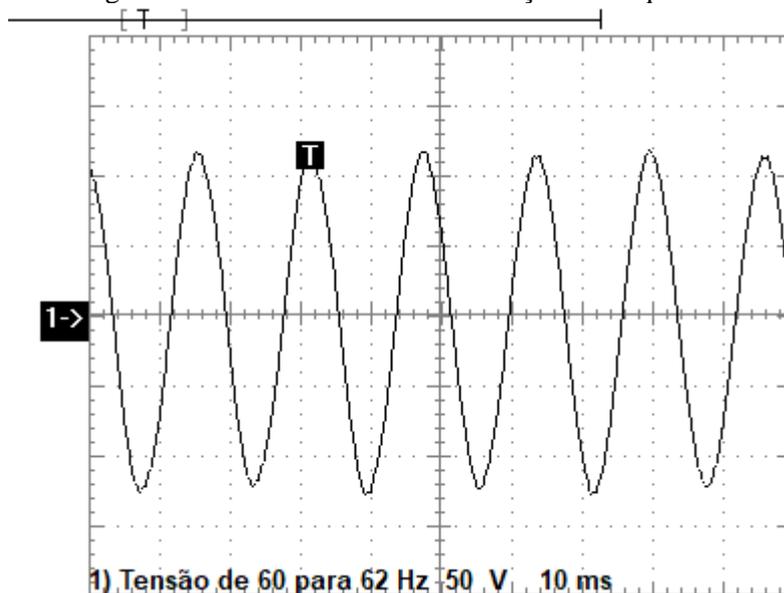


Fonte: Do Autor (2019).

4.3.3 Caso 3: Variação de frequência, de 60 Hz para 62 Hz

O terceiro caso analisado foi relacionado a variação de frequência. Assim, os desempenhos dos algoritmos de sincronismo foram avaliados perante uma variação de 2 Hz na frequência fundamental (60 Hz). Para a realização deste distúrbio foi necessário a utilização de um inversor de frequência, no qual foi programado uma variação de frequência, de 60 para 62 Hz. Este procedimento foi realizado por meio da função *multispeed* do inversor. O tempo de aceleração e desaceleração, programado no inversor, foi estipulado em 0 segundo. O objetivo foi aproximar essa variação ao máximo de um degrau de frequência, a fim de conseguir resultados similares aos simulados. Entretanto, sabe-se que na prática, devido a dinâmica do gerador síncrono, esta condição não foi perfeitamente alcançada. A Figura 52 apresenta a tensão gerada pela máquina síncrona, a qual possui a frequência variada de 60 para 62 Hz.

Figura 52 - Sinal de tensão com variação de frequência.

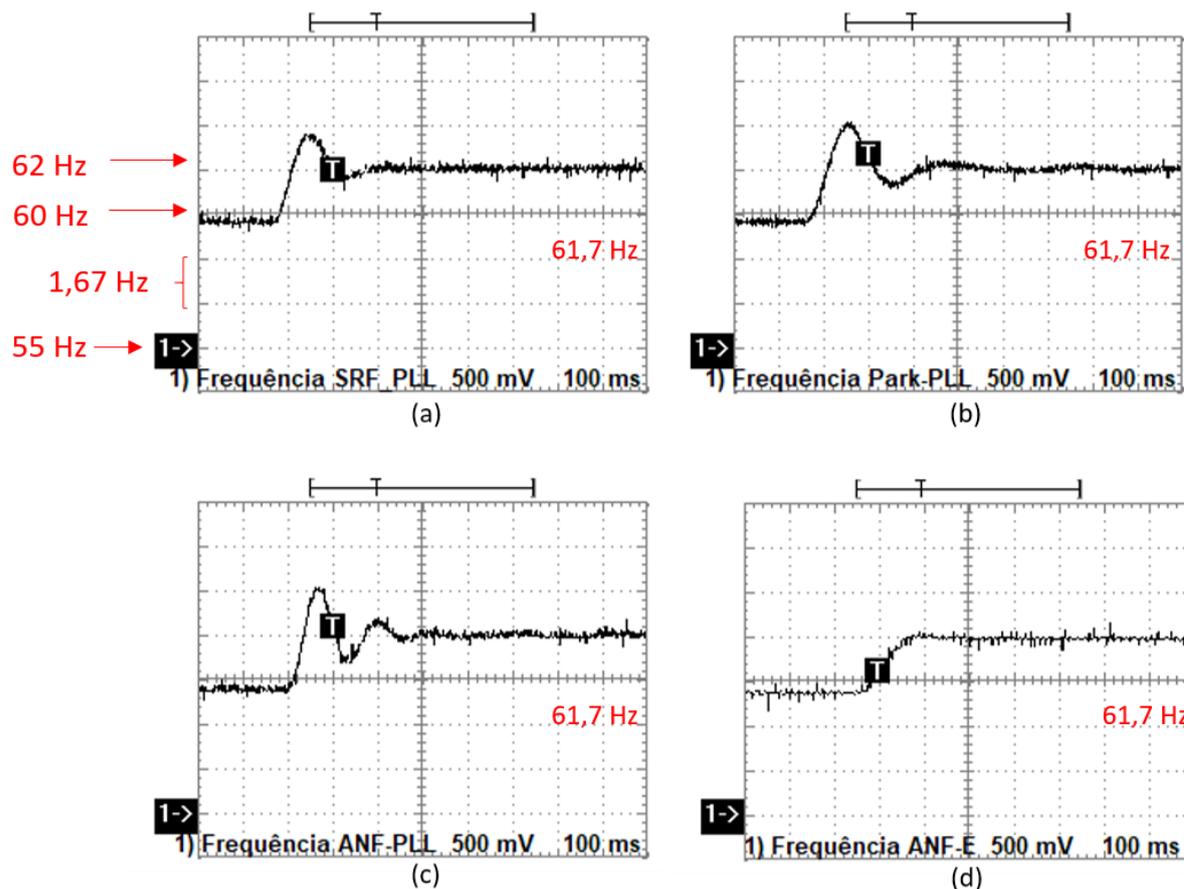


Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 53 apresenta as frequências estimadas por cada algoritmo, perante a variação de frequência. Após este distúrbio a frequência de todos os algoritmos analisados foi cerca de 61,7 Hz. O ANF-E apresentou um tempo de resposta mais rápido, cerca de 120ms. Já o SRF-PLL apresentou um tempo de resposta de, aproximadamente, 140ms. O Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram uma resposta dinâmica similar, com cerca de 200ms. Além disso, estes algoritmos apresentaram um maior pico durante o regime transitório, cerca de 63,3 Hz, seguido do SRF-PLL cujo pico foi de 63 Hz. O ANF-E não apresentou um pico, em regime transitório.

Observa-se que todos os algoritmos apresentaram oscilações na frequência estimada, durante o regime permanente. No entanto, essas oscilações não são significativas, sendo que não comprometem o desempenho dos algoritmos no sincronismo com a tensão de referência. As oscilações apresentadas pelos algoritmos são menores que 50 mV, o que representa 0,1 Hz de variação.

Figura 53 - Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo, na presença de variação de frequência no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

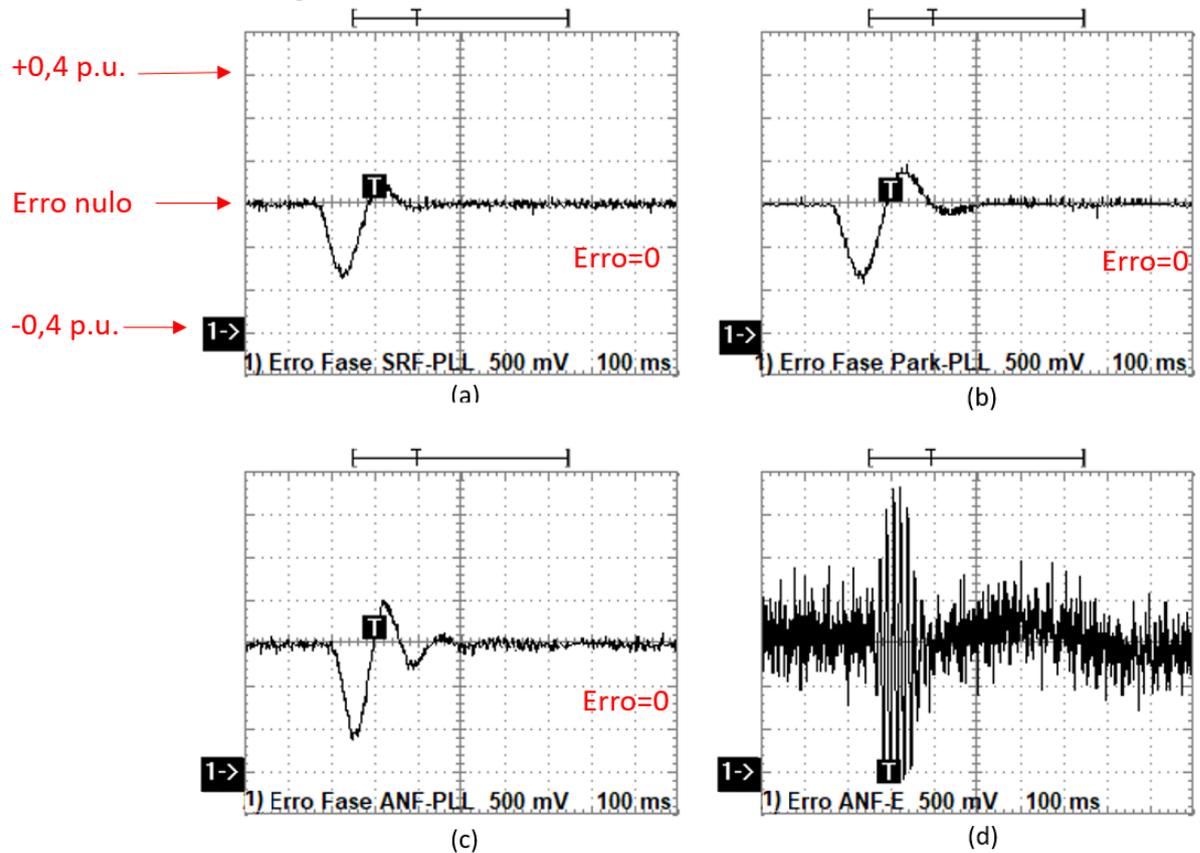


Fonte: Do Autor (2019).

Em seguida, foi avaliado o erro gerado por cada algoritmo de sincronismo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, conforme apresentado na Figura 54. O SRF-PLL, o Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram erros médios praticamente nulos. No entanto, todos estes algoritmos apresentaram oscilações de cerca de 0,03 p.u., visto que as oscilações apresentadas na Figura 53 são menores que 100mV. Em relação a resposta dinâmica, o SRF-PLL apresentou um tempo de resposta de cerca 220ms. Já o Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram uma resposta dinâmica similar, sendo que o tempo de resposta de ambos foi de, aproximadamente, 300 ms.

A presença de componentes senoidais no sinal de erro do ANF-E dificulta um pouco a avaliação da resposta dinâmica do mesmo. Entretanto, nota-se um transitório significativo de duração de cerca de 150ms.

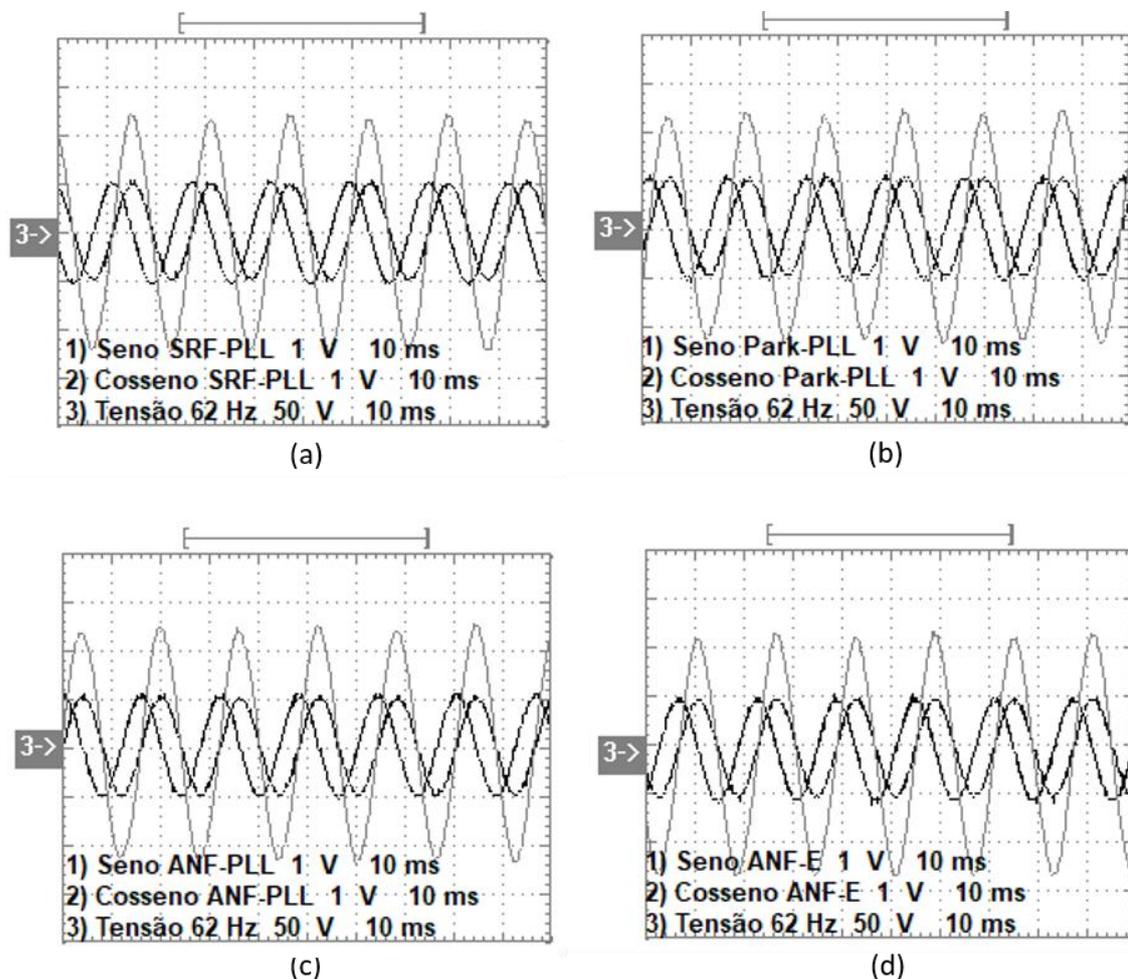
Figura 54 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de variação de frequência no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 55 apresenta o seno e o cosseno gerado por cada algoritmo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, bem como o sinal de tensão utilizado como referência.

Figura 55 - Sincronismo dos algoritmos perante uma variação de frequência no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

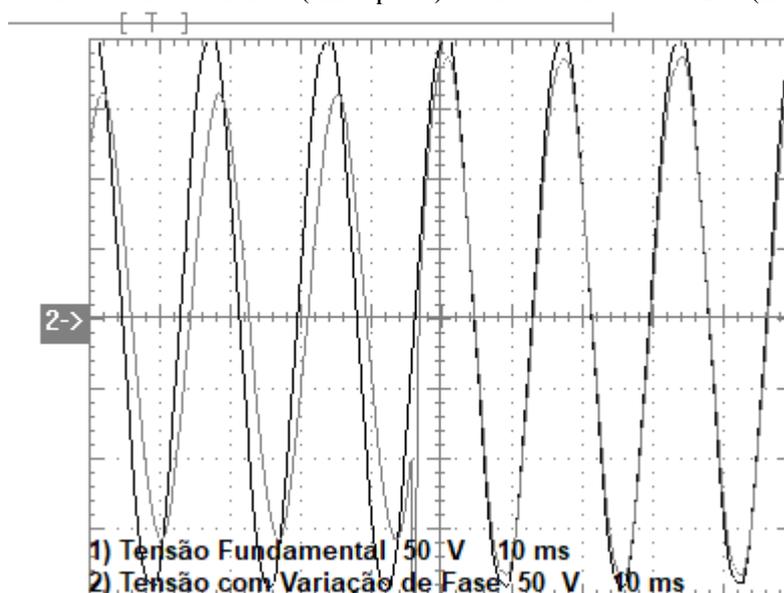


Fonte: Do Autor (2019).

4.3.4 Caso 4: Variação na fase da tensão de entrada

O comportamento dos algoritmos também foi avaliado mediante uma variação de 25° na fase da tensão da rede (fundamental). Este distúrbio foi realizado conforme o circuito apresentado na Figura 20. A tensão utilizada como referência para os algoritmos de sincronismo apresentou uma variação de $127\angle 0^\circ$ Vrms para $115,1\angle 25,05^\circ$ Vrms. A Figura 56 apresenta a tensão fundamental e a tensão utilizada como referência, a qual possui uma defasagem de 25° em relação a esta tensão fundamental.

Figura 56 - Tensão fundamental (linha preta) e tensão defasada de 25° (linha cinza).

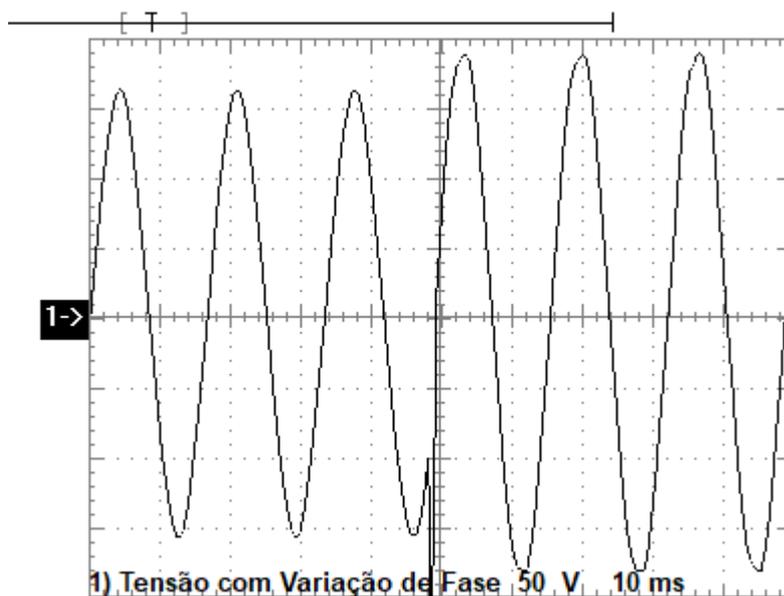


Fonte: Do Autor (2019).

Conforme apresentado na Figura 56, inicialmente, a tensão utilizada como entrada nos algoritmos consiste na tensão com a defasagem de 25°. Dessa forma, é avaliado o instante de saída da variação de fase, ou seja, de 25° para 0°. Este procedimento foi realizado visto que como o circuito em questão possui a utilização de indutor, caso fosse realizado o procedimento inverso, de 0° para 25°, seria considerado o tempo de carregamento do indutor. Assim, a variação de fase não seria instantânea.

A Figura 57 apresenta a tensão utilizada como referência nos algoritmos de sincronismo. Nota-se que além da variação de fase houve um pequeno afundamento na tensão, uma vez que esta passou de 127 Vrms para 115 Vrms. Isto ocorre porque no circuito implementado, para a realização deste distúrbio, há a presença de cargas resistivas, o que provoca uma queda na tensão, conforme verificado na Figura 57.

Figura 57 - Tensão com variação de fase.



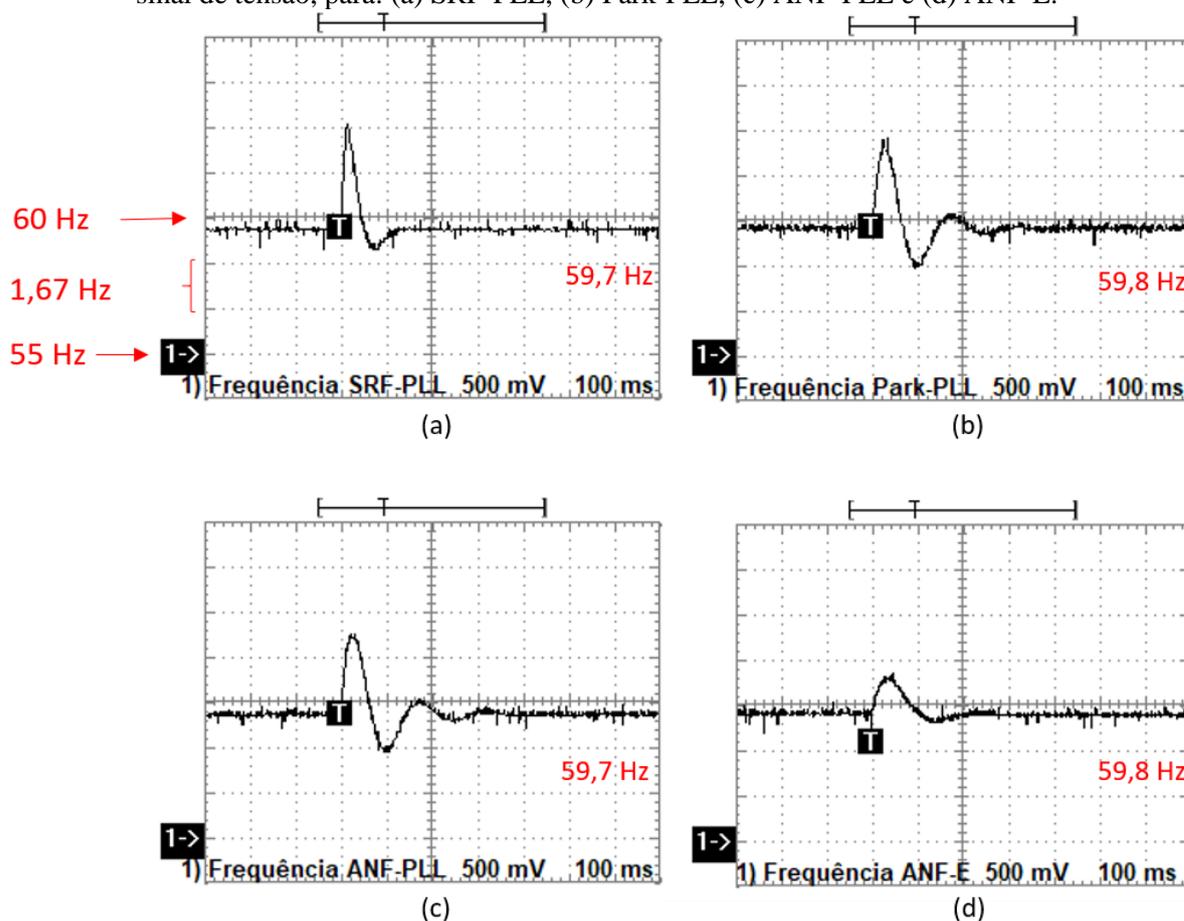
Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 58 apresenta as frequências estimadas por cada algoritmo, após a variação de fase. Nota-se que todos os algoritmos conseguiram estimar a frequência após a ocorrência do distúrbio, apresentando pequenas variações na estimação. O SRF-PLL e o ANF-PLL, antes e após o distúrbio, estimou uma frequência de 59,7 Hz. Já o Park-PLL e o ANF-E estimaram uma frequência de, aproximadamente, 59,8 Hz.

Com relação a resposta dinâmica, o Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram uma resposta similar, com um tempo de resposta de cerca de 300 ms. Já o ANF-E apresentou um tempo de resposta de, aproximadamente, 200 ms, enquanto que o tempo do SRF-PLL foi de 100 ms.

Assim como nos casos anteriores, os algoritmos apresentaram pequenos erros na estimação da frequência.

Figura 58 – Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo na presença de variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

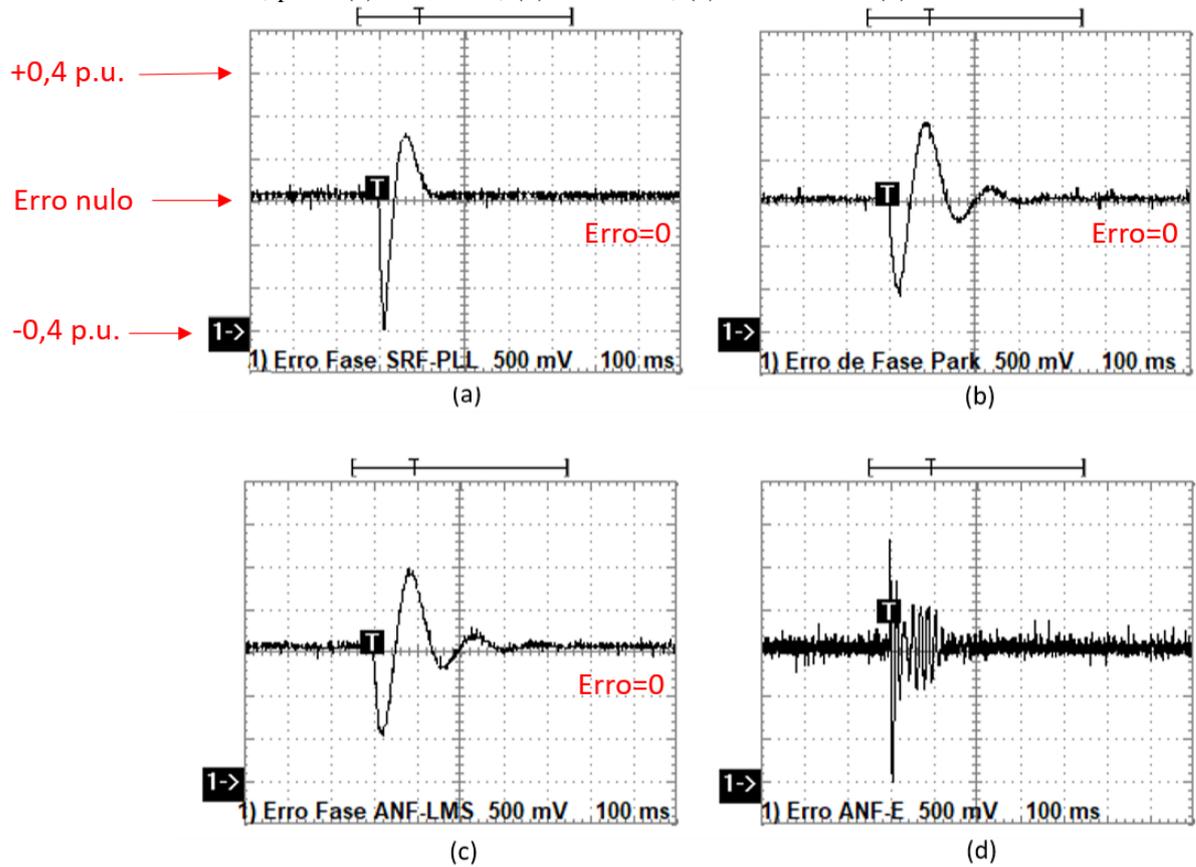


Fonte: Do Autor (2019).

Posteriormente, foi avaliado o erro de cada algoritmo de sincronismo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, conforme apresentado na Figura 59. Nota-se que todos os PLL's conseguiram estimar corretamente o valor da fase, antes e após a ocorrência do distúrbio, apresentando um erro, de aproximadamente, 0. Além disso, é possível observar que, de forma similar aos casos anteriores, o erro do ANF-E não possui componentes em 60Hz, o que comprova a eficácia da extração desta componente.

Com relação a resposta dinâmica destes algoritmos, o SRF-PLL e o ANF-E conseguiram rejeitar o distúrbio mais rapidamente, apresentando um tempo de resposta de 100ms. Já o Park-PLL e o ANF-PLL apresentaram um tempo de resposta de, aproximadamente, 300ms.

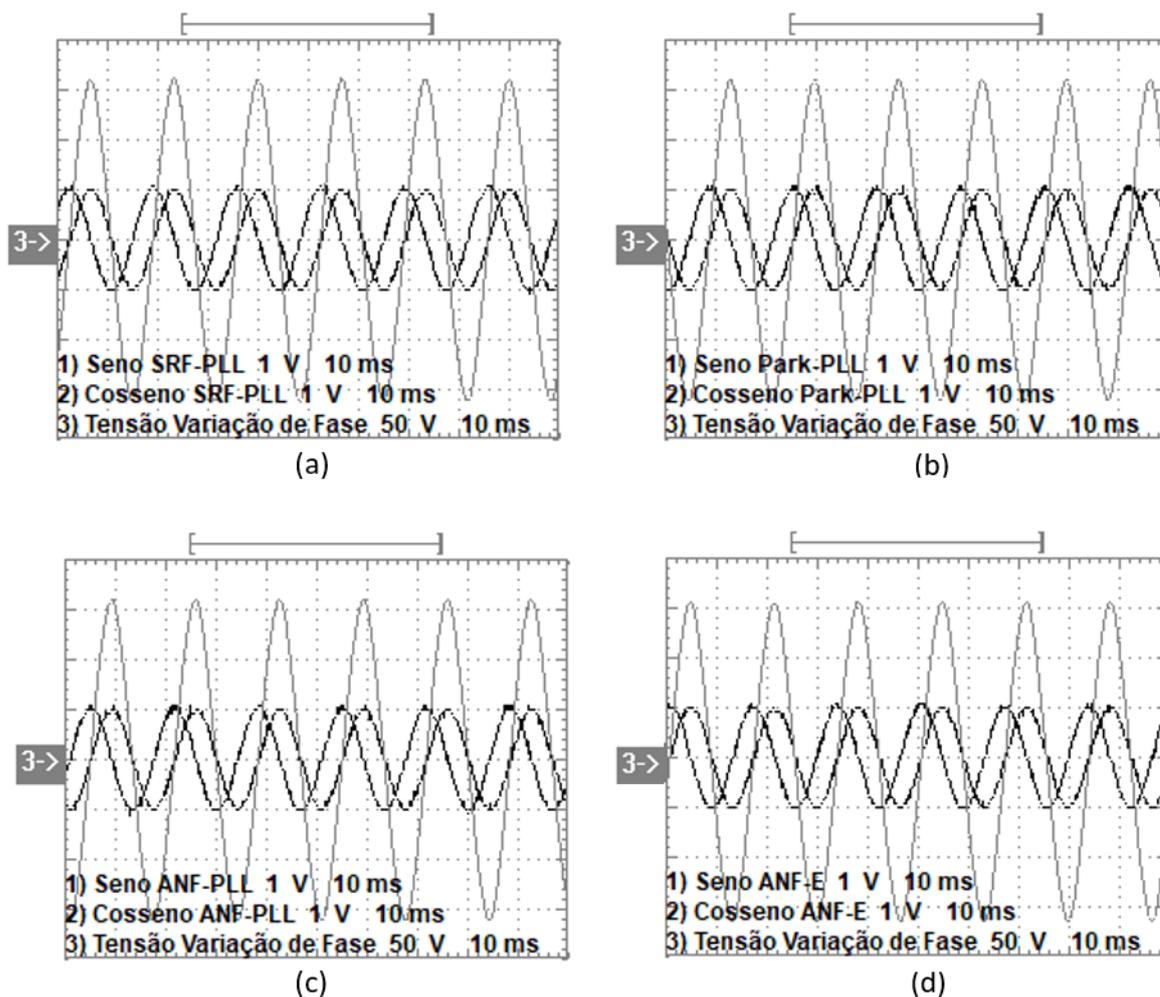
Figura 59 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 60 apresenta o seno e o cosseno gerado por cada algoritmo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, bem como o sinal de tensão utilizado como referência.

Figura 60 - Sincronismo dos algoritmos perante uma variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



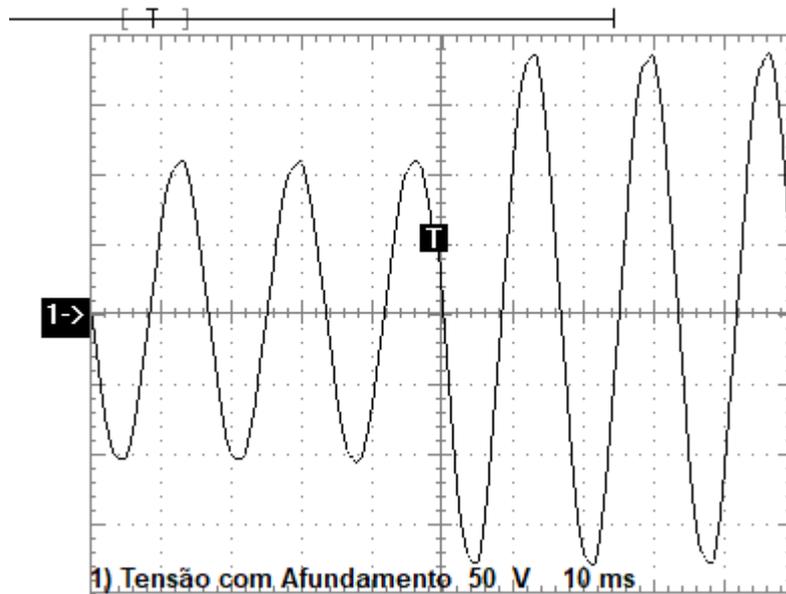
Fonte: Do Autor (2019).

4.3.5 Caso 5: Afundamento

Por fim, o último caso analisado consiste no comportamento dos algoritmos perante um afundamento no sinal de tensão fundamental. Este distúrbio foi realizado por meio de um conjunto de resistências, conforme o circuito apresentado na Figura 21. Assim, a tensão utilizada como referência para os algoritmos de sincronismo apresentou uma variação de 127 Vrms para 77,20 Vrms, o que corresponde a um afundamento de aproximadamente 76%.

A Figura 61 apresenta a tensão utilizada como referência para os algoritmos de sincronismo. Nota-se que foi analisado o instante de término do afundamento, ou seja, da tensão com afundamento para a tensão fundamental.

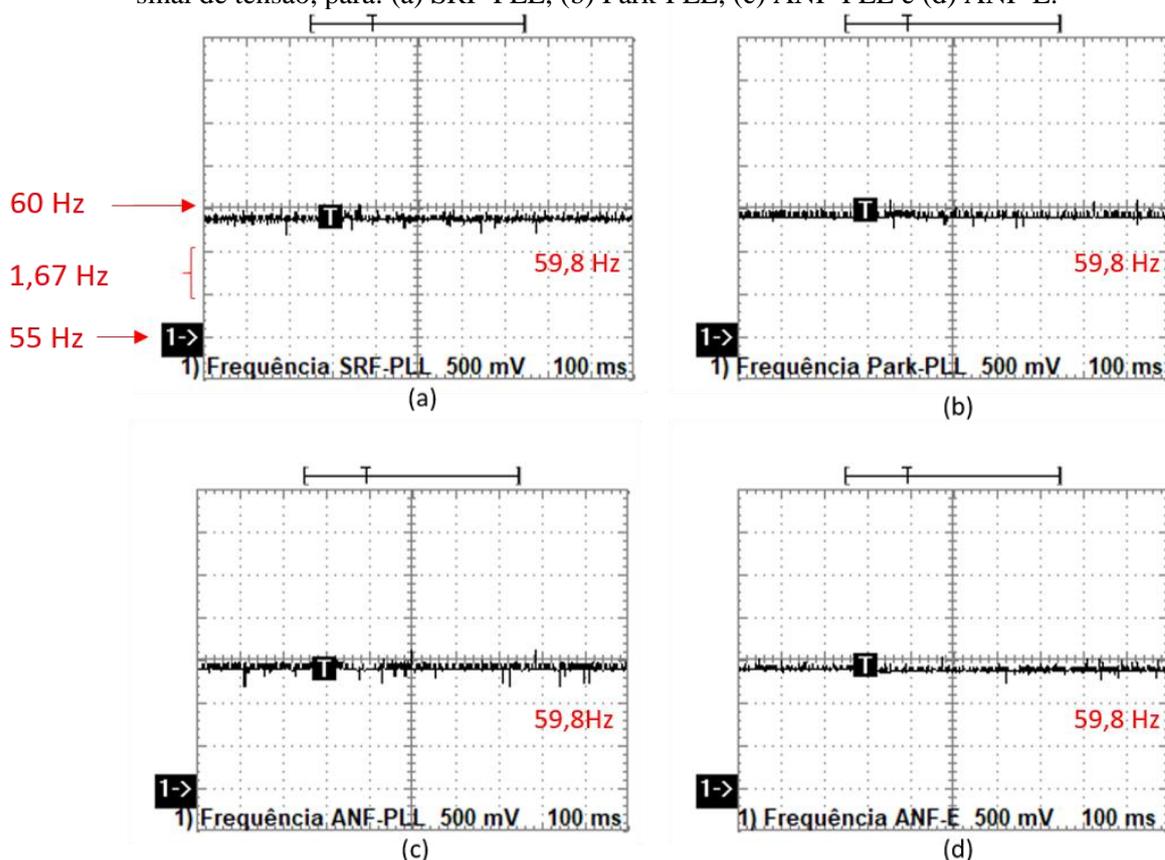
Figura 61 - Tensão com afundamento.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 62 apresenta as frequências estimadas por cada algoritmo após a ocorrência do afundamento na tensão fundamental. Nota-se que todos os algoritmos conseguiram estimar a frequência do sinal de tensão de referência, sendo que a ocorrência deste distúrbio, praticamente, não afetou a estimação da frequência, apresentando um tempo de resposta muito pequeno. A frequência estimada por todos os algoritmos analisados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, foi similar, sendo cerca de 59,8 Hz.

Figura 62 – Frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo na presença de afundamento no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.

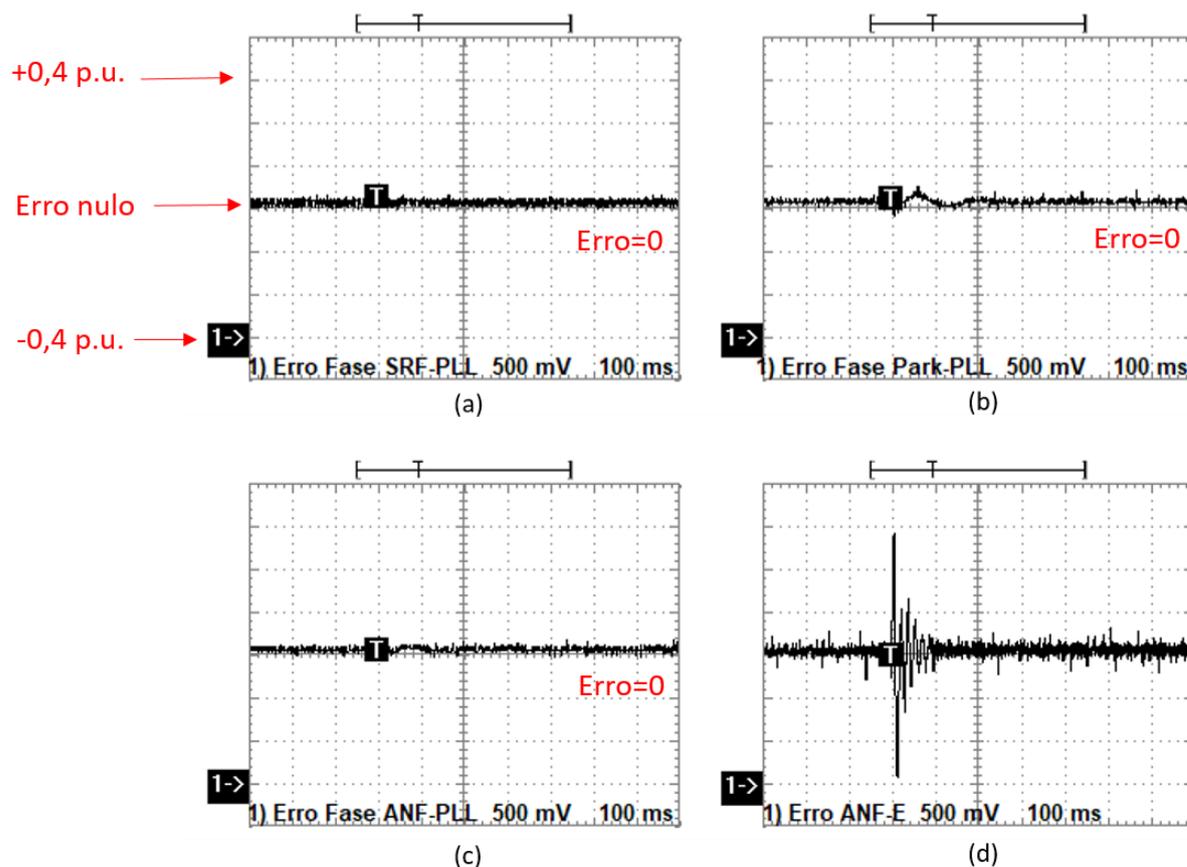


Fonte: Do Autor (2019).

Em seguida, foi avaliado o erro na estimação da fase apresentado por cada algoritmo de sincronismo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, conforme apresentado na Figura 63. Nota-se que todos os algoritmos conseguiram rejeitar o distúrbio, apresentando um erro médio, praticamente, nulo.

Com relação a resposta dinâmica, o afundamento na tensão não foi significativo para provocar alterações na estimação da fase do algoritmo SRF-PLL, sendo que o tempo de resposta na estimação da fase por este algoritmo, foi, praticamente, instantâneo. Já para os algoritmos Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E os tempos de resposta foram de 100ms, aproximadamente.

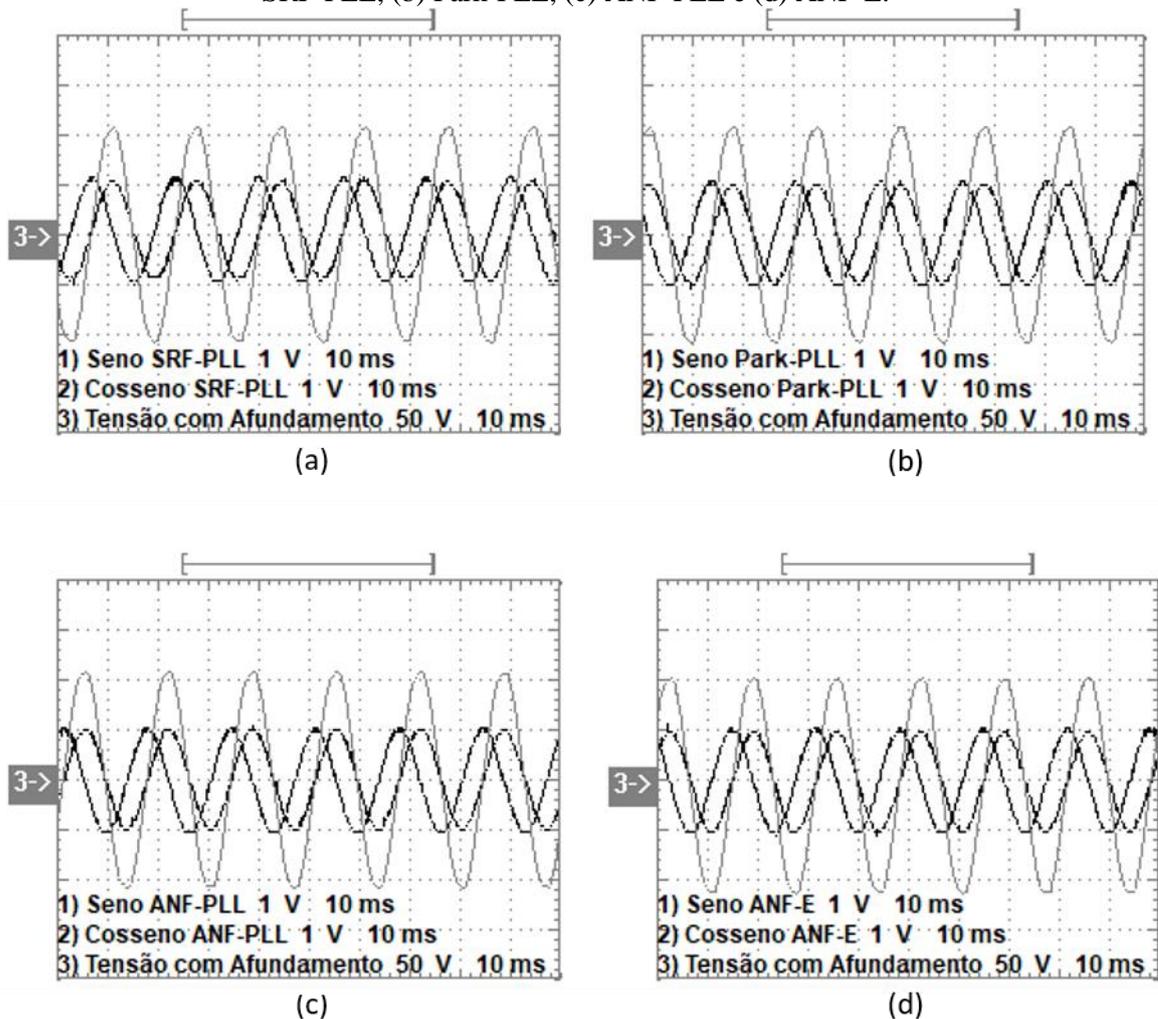
Figura 63 - Erro da fase dos algoritmos de sincronismo na presença de afundamento no sinal de tensão fundamental, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 64 o seno e o cosseno gerado por cada algoritmo, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E, e o sinal de tensão utilizado como referência. Nota-se que os senos produzidos por estes algoritmos possuem a mesma fase e frequência do sinal de tensão de referência (sinal de tensão com afundamento), comprovando assim, o sincronismo de todos os algoritmos analisados com o sinal de tensão, mesmo após um afundamento na tensão.

Figura 64 - Sincronismo dos algoritmos perante uma variação de fase no sinal de tensão, para: (a) SRF-PLL, (b) Park-PLL, (c) ANF-PLL e (d) ANF-E.



Fonte: Do Autor (2019).

4.3.6 Resumo e Comparação de Desempenho do Resultados Práticos

A Tabela 1 apresenta um comparativo entre os resultados práticos obtidos para os quatro algoritmos analisados, SRF-PLL, Park-PLL, ANF-PLL e ANF-E.

Conforme pode-se observar, não é possível mensurar o erro da estimação de fase apresentado pelo ANF-E, uma vez que a variável utilizada para determinar este erro é senoidal e corresponde as amplitudes das componentes harmônicas presentes no sinal de tensão, utilizado como referência. Com relação ao erro de fase apresentado pelos outros algoritmos, nota-se que é adimensional e foi apresentado em p.u. Isto porque este erro é determinado a partir das variáveis que são utilizadas como erro no controlador PI da estrutura dos algoritmos de sincronismo.

Tabela 14 - Comparação de desempenho dos algoritmos de sincronismo, parte prática.

Desempenho		SRF-PLL	Park-PLL	ANF-PLL	ANF-E	
Caso 1	Erro de fase	≈0	≈0	≈0	-	
	Erro de frequência	0,1 Hz	0,17 Hz	0,17 Hz	0 Hz	
Caso 2	Erro de fase	≈0	≈0	≈0	-	
	Erro de frequência	0,3 Hz	0,2 Hz	0,3 Hz	0,3 Hz	
Caso 3	Resposta Dinâmica	Fase	220 ms	300 ms	300 ms	150 ms
		Frequência	140 ms	200 ms	200 ms	120 ms
	Máximo Pico	Fase	0,03	0,03	0,03	-
		Frequência	63 Hz	63,3 Hz	63,3 Hz	62 Hz
	Erro de fase		≈0	≈0	≈0	-
	Erro de frequência		0,3 Hz	0,3 Hz	0,3 Hz	0,3 Hz
Caso 4	Resposta Dinâmica	Fase	100 ms	300 ms	300 ms	100 ms
		Frequência	100 ms	300 ms	300 ms	200 ms
	Máximo Pico	Fase	0,4	0,26	0,27	-
		Frequência	63,3 Hz	62,6 Hz	62,3 Hz	61 Hz
	Erro de fase		≈0	≈0	≈0	-
	Erro de frequência		0,3 Hz	0,2 Hz	0,3 Hz	0,2 Hz
Caso 5	Resposta Dinâmica	Fase	0 ms	100 ms	100 ms	100 ms
		Frequência	0 ms	0 ms	0 ms	0 ms
	Máximo Pico	Fase	0	0,08	0,03	-
		Frequência	59,8 Hz	59,8 Hz	59,8 Hz	59,8 Hz
	Erro de fase		≈0	≈0	≈0	-
	Erro de frequência		0,2 Hz	0,2 Hz	0,2 Hz	0,2 Hz

Fonte: Do Autor (2019).

5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma comparação de desempenho de quatro algoritmos de sincronismo, sendo: o PLL trifásico baseado na Referência Síncrona (SRF-PLL), o PLL monofásico baseado na Transformada Inversa de Park (Park-PLL), o PLL baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com algoritmo LMS (ANF-PLL) e o algoritmo de sincronismo baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com estimador de frequência (ANF-E). Devido a utilização de uma mesma metodologia e critérios de obtenção de ganhos das funções de transferência foi possível uma comparação igualitária de cada algoritmo analisado.

Os algoritmos SRF-PLL, Park-PLL e ANF-PLL apresentaram comportamentos bastante semelhantes, principalmente, considerando os resultados de simulação. Comprovou-se através da dedução da função de transferência do ANF-PLL, até então não encontrada na literatura, a similaridade dos algoritmos e pôde-se obter uma relação direta entre o passo de adaptação e a frequência de corte dos filtros passa-baixa.

Com relação ao desempenho do ANF-E, notou-se maiores erros na estimação da fase, em todos os casos analisados na simulação. Já a estimação da frequência apresentou pequenos erros, o que era de se esperar devido a própria estrutura deste algoritmo, a qual possui um estimador para a frequência fundamental. Em se tratando do tempo de processamento destes algoritmos, o ANF-E foi o que apresentou um menor tempo, uma vez que neste algoritmo os sinais de seno e o cosseno são obtidos diretamente, sem a necessidade da utilização de uma função trigonométrica.

Todos os algoritmos são considerados eficientes para serem utilizados em conversores eletrônicos, sendo que a escolha de qual algoritmos utilizar depende da aplicação. Em se tratando de aplicações envolvendo sistemas trifásicos, deve-se utilizar o SRF-PLL. Já considerando sistemas monofásicos, recomenda-se o ANF-E, devido ao menor tempo de processamento e menor valores de pico durante o regime transitório.

A partir dos resultados práticos e de simulação obtidos é importante ressaltar algumas limitações dos algoritmos implementados. Devido a um dos critérios adotados neste trabalho, o qual consiste na atenuação de -40dB na componente do 2º harmônico, a resposta dinâmica dos algoritmos é considerada alta, se comparada com outros algoritmos utilizados em conversores eletrônicos. No entanto, este critério foi adotado a fim de que os algoritmos apresentassem uma alta rejeição dos distúrbios, presentes no sinal de tensão, de forma que o sincronismo ocorresse de forma eficaz, independente da qualidade do sinal de tensão utilizado como referência.

Além disso, o método utilizado para obtenção dos ganhos dos controladores se mostrou eficiente. Dentre os diversos trabalhos pesquisados na literatura, que apresentam comparações de algoritmos de sincronismo, não encontrou-se padronização dos critérios de rejeição de distúrbios e tempo de acomodação, dificultando uma comparação quantitativa entre os algoritmos. Além disso, com a adoção de diretrizes claras para projeto dos controladores, é possível recalcular com facilidade os ganhos, caso opte-se por mudar os critérios de desempenho, como por exemplo, o tempo de acomodação ou a resposta em frequência dos algoritmos.

5.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade a esta pesquisa pode-se indicar os seguintes pontos:

- Avaliar o desempenho dos algoritmos de sincronismo, modificando os critérios de obtenção dos parâmetros;
- Avaliar o comportamento dos algoritmos quando estiverem operando conectados a um conversor eletrônico;
- Avaliar o desempenho dos algoritmos de sincronismo quando a microrrede estiver conectada ao SEP, bem como quando estiver operando em modo ilhado.

5.2 Publicações

Os artigos apresentados a seguir fazem parte da produção científica desenvolvida durante o período deste trabalho.

Artigos Publicados em Anais de Congressos:

- 1 SILVA, M. J., JÚNIOR, C. R., FERREIRA, S. C., FERREIRA, D. D., BARBOSA, L. M., LEITE, D. F. "**Aplicação de Filtros Adaptativos para a Estimação da Frequência e da Amplitude de Inter-Harmônicos Causados por Flutuação de Tensão.**", XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2018, 2018.
- 2 SOUZA, A. G., SILVA, M. J., FERREIRA, S. C., LACERDA, W. S., BARBOSA, B. H. G. "**Otimização TLBO para Ajuste de Parâmetros de Controle de um PLL Baseado na Referência Síncrona.**", XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2018, 2018.

- 3 SILVA, M. J., JÚNIOR, C. A. R., FERREIRA, S. C., FERREIRA, D. D., BARBOSA, L. M., PACHECO, V. M. "**Avaliação de Desempenho de Algoritmos de Sincronismo com a Rede Elétrica.**", XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2018, 2018.
- 4 BRITO, R. O., FERREIRA, S. C., SILVA, J. P., SILVA, M. J., BARBOSA, L. M. "**Análise do Impacto Causado por Cargas Não Lineares em Sistemas de Geração Fotovoltaica.**", 13th IEEE *International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2018.
- 5 SILVA, M. J., JÚNIOR, C. A. R., FERREIRA, S. C., FERREIRA, D. D., BARBOSA, L. M., PACHECO, V. M. "**Implementação e Comparação de Desempenho de Algoritmos de Sincronismo Baseados em Filtros Adaptativos.**", 13th IEEE *International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2018.
- 6 SILVA, M. J., SANTOS, M. G., FERREIRA, S. C., BARBOSA, L. M. "**Avaliação das Características das Máquinas de Corrente Contínua com e sem a Utilização de Interpolos.**", 13th IEEE *International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2018.
- 7 JÚNIOR, C. A. R., SILVA, M. J., FERREIRA, D. D., LIMA, M., FERREIRA, S. C. "**Extração de Harmônicos, Inter e Sub-Harmônicos utilizando Análise de Componentes Independentes.**", 13th IEEE *International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2018.

REFERÊNCIAS

- ANEEL. **PRODIST: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional**. Relatório técnico, www.aneel.gov.br, 2007.
- ANEEL. **PRODIST – Módulo 8: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Relatório técnico, www.aneel.gov.br, 2018.
- ARAÚJO, L. S. **Controle de Conversores em Microrredes Autônomas com Sistemas de Armazenamento Distribuídos**. 101p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2017.
- ARRILLAGA, J.; BOLLEN, M. H. J.; WATSON, N. R. Power Quality Following Deregulation. **Proceedings of the IEEE**, v. 88, n. 2, pp. 246–261, 2000.
- ARRICIBITA, D.; MARROYO, L.; BARRIOS, E. L. Simple and robust PLL algorithm for accurate phase tracking under grid disturbances. **IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**, pp. 1-6, 2017.
- BARBOSA, D. **Estimação da frequência em sistemas elétricos de potência através de filtragem adaptativa**. Dissertação (Mestrado em Sistemas Elétricos de Potência) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.
- BEHNKE, R. P.; REYES, L.; ESTÉVEZ, G. J. Smart grid solutions for rural areas, **IEEE Power and Energy Society General Meeting**, San Diego, CA, pp. 1-6, 2012.
- BLANCO, C.; REIGOSA, D.; BRIZ, F.; GUERRERO, J. M. Synchronization in highly distorted three-phase grids using selective notch filters, **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, pp. 2641-2648, 2013.
- BOLLEN, M. H. J.; GU, I. Y. H. **Signal processing of power quality disturbances**. Wiley-Interscience, 2006.
- BRASIL, T. A. **Modelagem Matemática De Algoritmos Phase-Locked Loop Baseados em Controladores Proporcionais Integrais e Proposta de um Novo Algoritmo Baseado em Estratégia Fuzzy**. 124p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.
- CHANG, G. W.; CHEN, C. I.; TENG Y. F. Radial-basis-function-based neural network for harmonic detection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 6, pp. 2171–2179, 2010.
- CHENG P.-T.; HUANG, Y.-F.; HOU, C.-C. Design of a neutral harmonic mitigator for three-phase four-wire distribution systems, **IEEE Industry Applications Conference**, v. 1, pp. 164–171, 2001.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Modernos**. 12. Ed. LTC, 2013.

FERREIRA, D. D. **Análise de Distúrbios Elétricos em Sistemas de Potência**. 233p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2010.

FERREIRA, S. C. **Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Híbridos de Reativo**. 151f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2012.

FERREIRA, S. C. **Controle Preditivo Baseado em Modelo na Compensação Dinâmica do Reativo com Filtro Híbrido**. 153f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2016.

FERREIRA, S. C. et al. Filtros adaptativos aplicados em condicionadores de energia. **Eletrônica de Potência**, v. 19, p. 377-385, 2014.

FERREIRA, S.; GONZATTI, R.; SILVA, C.; SILVA, L. LAMBERT-TORRES, G. Adaptive notch filter applied to hybrid active var compensator under nonsinusoidal and unbalanced conditions. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, pp. 2264–2269, 2013.

FERREIRA, S.; PEREIRA, R.; GONZATTI, R.; Da SILVA, C.; Da SILVA, L.; LAMBERT-TORRES, G.; Adaptive notch filters: Comparison and applications in power conditioning. **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. 2014

FILHO, R. M. S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C. A. Comparative Study of Three-Phase and Single-Phase PLL Algorithms for Grid-Connected Systems. **Proc. INDUSCON Conf**, 2006.

FILHO, R. M. S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C.; TORRES, L. A. B.; SOUZA, A. F. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, pp. 2923–2932, 2008.

GHOLAMI, S.; ALDEEN, M.; SAHA, S. A control strategy for grid-connected distributed energy resources in the presence of unbalanced and harmonically polluted loads. **IEEE Innovative Smart Grid Technologies**, pp. 896-901, 2016.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1679–1682, 2015.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; FREIJEDO F. D.; GUERRERO, J. M. Advantages and Challenges of a Type-3 PLL. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, pp. 4985-4997, 2013.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; FREIJEDO F. D.; GUERRERO, J. M. Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 6, pp. 2167-2177, 2013.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; FREIJEDO, F. D.; GUERRERO, J. M. Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, pp. 3639-3650, 2012.

GOLOVANOV, N.; LAZAROIU, G. C.; ROSCIA, M.; ZANINELLI, D. Power Quality Assessment in Small Scale Renewable Energy Sources Supplying Distribution Systems. **Energies**, 634-645, 2013.

GOMES, P. H. C. **Análise e Síntese de um Algoritmo “Phase-Locked-Loop” Robusto para Estimção de Amplitude, Fase e Frequência de Sinais Elétricos**. 123f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2007.

HAN, B.; BAE, B. Novel phase-locked loop using adaptive linear combiner. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 1, pp. 513-514, 2006.

HASHEMPOUR, M. M.; LEE, T. L. Integrated power factor correction and voltage fluctuation mitigation of microgrid using STATCOM, **IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)**, Kaohsiung, pp. 1215-1219, 2017.

HSU, L.; ORTEGA R.; DAMM, G. A globally convergent frequency estimator, **1st International Conference, Control of Oscillations and Chaos Proceedings**, St. Petersburg, v.2, pp. 252-257, 1997.

IEEE Std. 1159-2009. **IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality**. 2009.

IEEE Std. 1547-2014. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems - Amendment 1. **IEEE Std 1547a-2014 (Amendment to IEEE Std 1547-2003)**, pp.1-16, 2014.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, vol. 3, no. 1, pp. 58– 63, 1997.

KUMAR, M. Power Quality in Power Distribution Systems, NPTEL Course, cap. 2. Disponível em: <<http://nptel.ac.in/courses/108106025/Chapter%202.pdf>> Acesso em: 15 de março 2018.

KUO, S.; LEE, B.; TIAN, W. **Real Time Digital Signal Processing** (Second edition). John Wiley e Sons Ltd, ISBN 0-470-01495-4, West Sussex. 2006.

LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation], **IEEE Power Engineering Society Winter Meeting**, v.1, pp.14-149, 2001.

LASSETER, R. H. Smart Distribution: Coupled Microgrids, **Proceedings of the IEEE**, v. 99, n. 6, pp. 1074-1082, 2011.

LIMA, M. A. A. **Uma nova metodologia para análise da qualidade da energia elétrica sob condições de ocorrência de múltiplos distúrbios**. 274p. Tese (Doutorado em Sistemas Elétricos de Potência) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2013.

MADISETTI, V. K.; WILLIAMS, D. B. Introduction to Adaptive Filters. **Digital Signal Processing Handbook**. CRC Press LLC, p. 426- 444, 1999.

MISRA, B.; NAYAK, B. Performance analysis of second order adaptive filter using Matlab Simulink, **2nd International Conference on Contemporary Computing and Informatics (IC3I)**, pp. 336-340, 2016.

MOJIRI, M.; BAKHSHAI, A. R. An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal, **IEEE Transactions on Automatic Control**, v.49, n.2, pp. 314- 318, 2004.

MOJIRI, M.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; BAKHSHAI, A. R. Time-Domain Signal Analysis Using Adaptive Notch Filter, **IEEE Transactions on Signal Processing**, v.55, n.1, pp.85-93, 2007.

NAYAK, S.; GURUNATH, S.; RAJASEKAR, N. Advanced single-phase inverse park PLL with tuning of PI controller for improving stability of grid utility using soft computing technique. **Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)**, pp. 1-5, 2016.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. Ed. LTC, 2012.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. Ed. Pearson, 2011.

OLIVARES, D. E. et al. Trends in Microgrid Control, **IEEE Transactions on Smart Grid**, v.5, n.4, pp.1905-1919, 2014.

PEREIRA, R. R. **Algoritmos Adaptativos para Filtros Ativos de Potência**. 188p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2011.

PHILLIPS, NAGLE, **Digital Control System: Analysis and Design**, Prentice Hall, 3th Edition, p. 27-77, 1995.

PREITL, S.; PRECUP, R. E. An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controller. **Automatica**, pp. 1731-1736, 1999.

REGALIA, P. A. An improved lattice-based adaptive IIR notch filter, **IEEE Transactions on Signal Processing**, v.39, n.9, pp.2124-2128, 1991.

ROCABERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRÍGUEZ, P. Control of Power Converters in AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 27, no. 11, pp. 4734-4749, 2012.

SANT'ANA, W. C. **Implementação de um Compensador Ativo Série para Sistemas de Distribuição**. 188p. Dissertação (Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2004.

SHOVAL, A.; JOHNS, D. A.; ESNELGROVE, W. M. Comparison of DC offset effects in four LMS adaptive algorithms, **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**, v. 42, n. 3, pp. 176-185, 1995.

SILVA, C. H.; PEREIRA, R. R.; SILVA, L. E. B.; LAMBERT-TORRES, G.; SILVA, V. F. DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame, **IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, pp. 1697-1701, 2007.

SOLANKI, B. V., et al. Including Smart Loads for Optimal Demand Response in Integrated Energy Management Systems for Isolated Microgrids, **IEEE Transactions on Smart Grid**, vol. 8, no. 4, pp. 1739-1748, 2017.

SORKHABI S. S.; BAKHSHAI, A. Microgrid control strategies and synchronization techniques during transition between grid-connected and stand-alone mode of operation. **IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**, pp. 1-5, 2015.

SORKHABI, S. S.; BAKHSHAI, A. Microgrid control system based on an Adaptive Notch Filter power processor. **IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**, pp. 1-6, 2016.

SOUZA, A. G.; SILVA, M. J.; FERREIRA, S. C.; LACERDA, W. L.; BARBOSA, B. H. G. Otimização TLBO para Ajuste de Parâmetros de Controle de um PLL Baseado na Referência Síncrona, **XXII Congresso Brasileiro de Automática**, 2018.

SUBRAMANIAN, C.; KANAGARAJ, R. Rapid Tracking of Grid Variables Using Prefiltered Synchronous Reference Frame PLL, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 64, n. 7, pp. 1826-1836, 2015.

TEJA, CH. H. S. R. **Analysis of grid synchronization techniques for distributed generation system during grid abnormalities**. 56p. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica) – National Institute of Technology Rourkelam, Odisha, 2013.

TEXAS INSTRUMENTS. **LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad Experimenter Kit**. Relatório Técnico. Disponível em: <www.ti.com>. 2012.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320F2802x Piccolo™ Microcontrollers**. Relatório Técnico. Disponível em: <www.ti.com>. 2017.

TIMBUS, A.; LISERRE, M.; TEODORESCU R.; BLAABJERG, F. Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation. **IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**, pp. 2474-2481, 2005.

WIDROW, B.; GLOVER, J. R. Jr.; MCCOOL, J.; M. KAUNITZ, J.; WILLIAMS, C. S.; HEARN, R. H.; ZEIDLER, J. R.; DONG, E. Jr.; GOODLIN, R. C. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. **Proceedings of the IEEE**, v.63, n.12, pp. 1692- 1716, 1975.

XIA, Y.; DOUGLAS, S. C.; MANDIC, D. P. Adaptive Frequency Estimation in Smart Grid Applications: Exploiting Noncircularity and Widely Linear Adaptive Estimators, **IEEE Signal Processing Magazine**, v. 29, n. 5, pp. 44-54, 2012.

YAZDANI, D.; BAKHSHAI A.; JAIN P. Adaptive notch filtering based grid synchronization techniques for converter interfaced distributed generation systems. **35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**, pp. 3963-3969, 2009.

YAZDANI, D.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. A three-phase adaptive notch filter-based approach to harmonic/reactive current extraction and harmonic decomposition. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 4, pp. 914–923, 2010.

YAZDANI, D.; MOJIRI, M.; BAKHSHAI A.; JOÓS, G. A. Fast and Accurate Synchronization Technique for Extraction of Symmetrical Components. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 24, no. 3, pp. 674-684, 2009.

YOUSSEF, T. A.; MOHAMMED, O. Adaptive SRF-PLL with reconfigurable controller for Microgrid in grid-connected and stand-alone modes. **IEEE Power & Energy Society General Meeting**, pp. 1-5, 2013.

APÊNDICE A

1 Discretização

Para a implementação digital das funções de transferência é preciso considerar que os sinais em análise serão amostrados com uma dada frequência de amostragem (f_s). De acordo com o Critério de *Nyquist*, a frequência de amostragem precisa ser pelo menos duas vezes maior que a frequência mais alta contida no sinal, a fim de que o sinal amostrado seja representado de maneira correta no domínio do tempo (PHILLIPS e NAGLE, 1995). Assim, a frequência de amostragem foi definida como 20040 Hz. Este valor foi escolhido, pois a frequência dos conversores varia entre 10 kHz e 20 kHz. Além disso, a frequência de amostragem deve ser múltipla inteira de 60 Hz.

Determinada a frequência de amostragem, faz-se necessário obter as equações de diferenças dos algoritmos, a qual pode ser obtida por meio da integração numérica. O método de integração numérica consiste em uma técnica simples, que fornece boa aproximação e mantém a linearidade do sistema. Dentro do método de integração numérica, destacam-se o *Forward Differences*, também denominado Aproximação de Euler, e a Regra Trapezoidal, denominada Aproximação de Tustin.

Com relação a aproximação de Euler, esta pode ser utilizada desde que a frequência de amostragem seja suficientemente grande. O método de Euler utiliza a seguinte equação para a discretização:

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T z^{-1}} \quad (1.1)$$

onde T representa o período de amostragem, o qual é definido como $1/f_s$.

Conforme citado, para a implementação digital dos algoritmos de sincronismo, tanto no ambiente *Matlab/Simulink* quanto no DSP, fez-se necessário a discretização das funções de transferência dos algoritmos em questão. A seguir são apresentadas as componentes nas quais foram realizadas a discretização.

- **Controlador PI e integrador**

A função de transferência do controlador PI no domínio do tempo é expressa como:

$$G_{PI}(s) = \frac{\hat{\omega}(s)}{e_{PI}(s)} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (1.2)$$

Assim, considerando a aproximação de Euler onde s é definido conforme (1.1), a função de transferência discreta do controlador PI, $G_{PI}(z)$, é definida como:

$$G_{PI}(z) = \frac{\hat{\omega}(z)}{e_{PI}(z)} = \frac{k_p - k_p z^{-1} + k_i z^{-1} T}{1 - z^{-1}} \quad (1.3)$$

onde $\hat{\omega}(z)$ é a frequência estimada pelos algoritmos de sincronismo, $e_{PI}(z)$ é o erro de entrada no controlador PI, k_p é a constante de proporcionalidade e k_i é a constante de integração, ambos do controlador PI.

Assim, considerando o domínio do tempo discreto, a variável de saída do controlador PI é definida como:

$$\hat{\omega}(n) = \hat{\omega}(n-1) + k_p e(n) - k_p e(n-1) + k_i T e(n-1) \quad (1.4)$$

De forma análoga, a função de transferência no domínio do tempo do integrador pode ser expressa como:

$$G_{in}(s) = \frac{\hat{\omega}t(z)}{\hat{\omega}(z)} = \frac{1}{s} \quad (1.5)$$

Assim, a função de transferência discreta do integrador, $G_{in}(z)$, é definida como:

$$G_{in}(z) = \frac{\hat{\omega}t(z)}{\hat{\omega}(z)} = \frac{T z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (1.6)$$

sendo que $\hat{\omega}t(z)$ representa a fase estimada pelos algoritmos de sincronismo.

Reescrevendo esta equação para o tempo discreto, tem-se:

$$\hat{\omega}t(n) = \hat{\omega}t(n-1) + \hat{\omega}(n-1) T \quad (1.7)$$

Além do controlador PI e do integrador é necessário realizar a discretização do filtro passa-baixas de 1º ordem, o qual foi utilizado no algoritmo de sincronismo baseado na Referência Síncrona e no algoritmo baseado na Transformada Inversa de Park.

- **Filtro Passa-Baixa**

Assim, considerando a função de transferência, no domínio do tempo, de um filtro passa-baixas, conforme apresentada por (1.8), a função de transferência discreta deste mesmo filtro, $H_{filtro}(z)$, pode ser expressa como:

$$H_{filtro}(s) = \left(\frac{1}{s + \tau} \right) \quad (1.8)$$

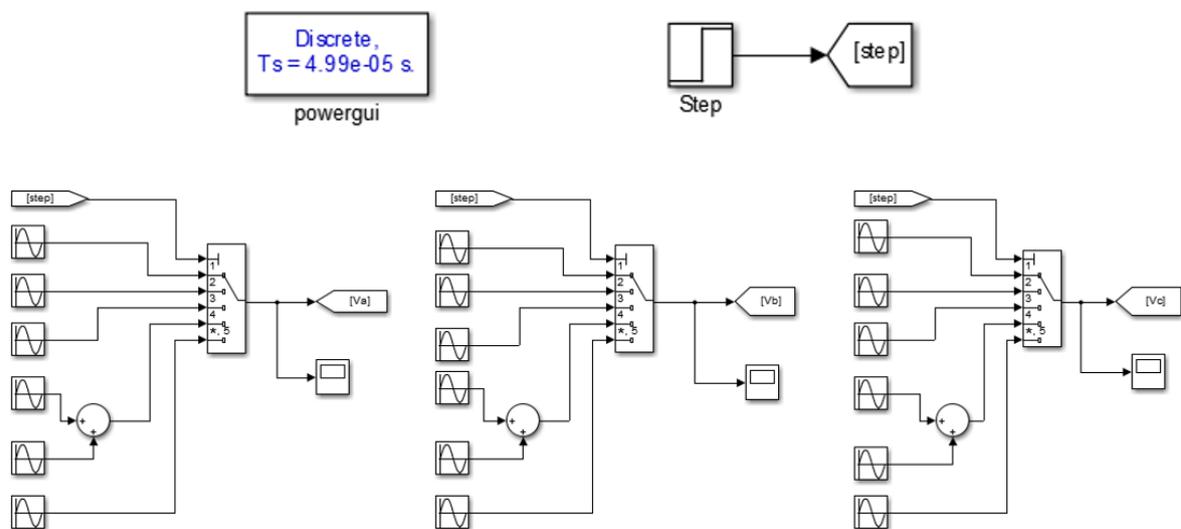
$$H_{filtro}(z) = \frac{Tz^{-1}}{1 - z^{-1} + Tz^{-1}\tau} \quad (1.9)$$

onde τ representa a constante de tempo do filtro, que é definida por $1/\omega_c$, e T é o período de amostragem.

APÊNDICE B

Para a simulação dos distúrbios apresentados no capítulo anterior, fez-se necessário a utilização da função *step*, a fim de que as ocorrências dos distúrbios no sinal da tensão fundamental ocorressem de forma instantânea. A Figura 64 apresenta os esquemáticos da simulação dos distúrbios no sinal da tensão. Nota-se que todos os testes foram realizados com um período de amostragem de $4,99 \times 10^{-5}$ s, visto que a frequência de amostragem foi de 20040 Hz.

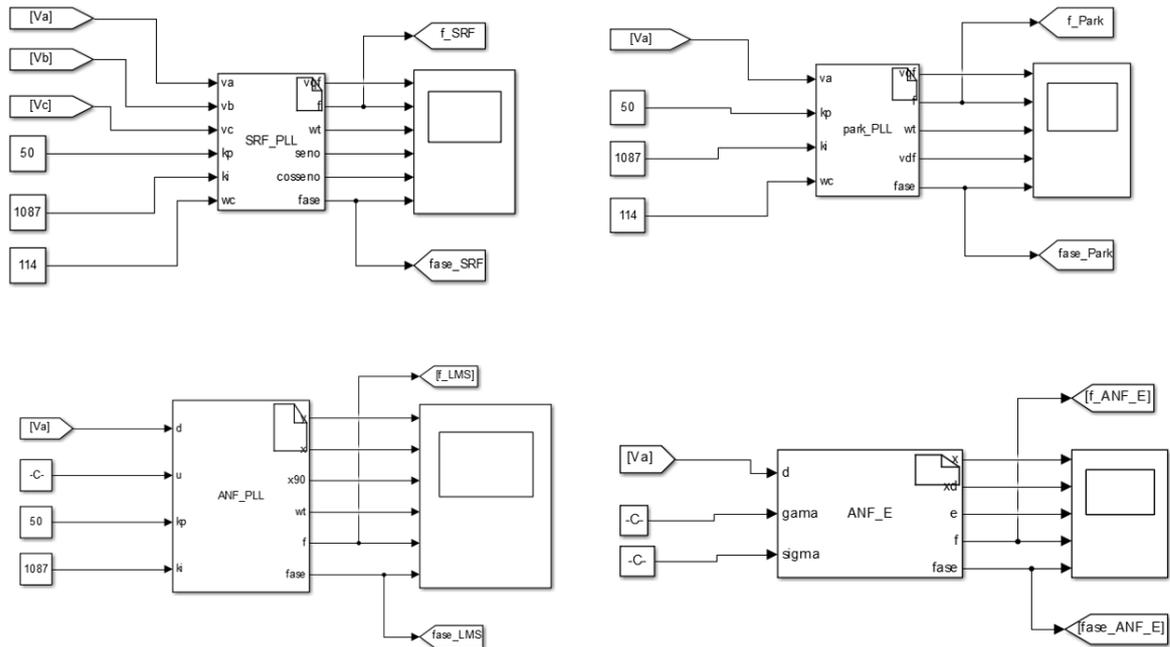
Figura 65 – Esquemático da simulação dos distúrbios na tensão.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 65 apresenta o esquemático dos algoritmos de sincronismo implementados neste trabalho. Nota-se que todos foram implementados por meio do bloco do *Matlab/Simulink* denominado *sfunction*.

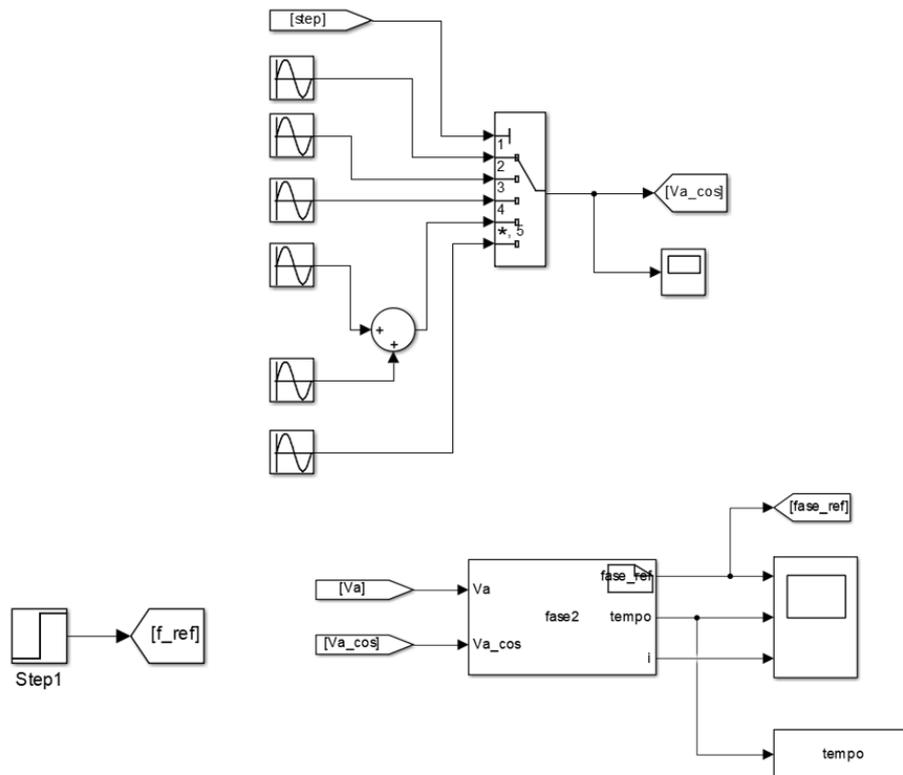
Figura 66 - Esquemático dos algoritmos de sincronismo.



Fonte: Do Autor (2019).

A Figura 66 apresenta o esquemático para obtenção da frequência e da fase do sinal de tensão utilizado como referência.

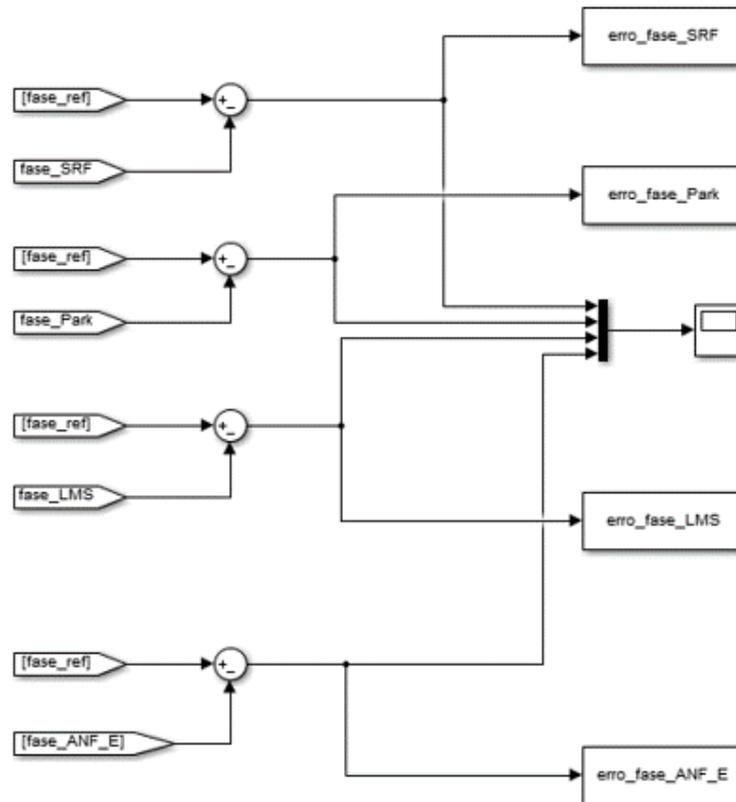
Figura 67 – Esquemático para a obtenção da frequência e fase do sinal de tensão de referência.



Fonte: Do Autor (2019).

O erro na estimação da fase apresentado por cada algoritmo pode ser obtido por meio do esquemático apresentado na Figura 67. Nota-se que este erro consiste na diferença entre a fase estimada pelos algoritmos e a fase real do sinal de tensão de referência.

Figura 68 – Esquemático para obtenção do erro fase algoritmos de sincronismo.



Fonte: Do Autor (2019).

APÊNDICE C

Este apêndice apresenta a implementação dos algoritmos de sincronismo no *sfunction*.

- SRF-PLL

```

T=4.99e-05;
pi=3.141592653589793;

teta_1=teta;
erro_1=erro;
wt_1=wt[0];
vq_2=vq_1;
vq_1=vq;
vqf_2=vqf_1;
vqf_1=vqf[0];

erro=ref-vqf[0];
teta=teta_1+kp[0]*erro-kp[0]*erro_1+ki[0]*T*erro_1;
wt[0]=wt_1+teta_1*T;
f[0]=teta*0.159154943091895;
i=i+1;

seno[0]=sin(wt[0]);
cosseno[0]=cos(wt[0]);

valfa=0.816496580927726*(va[0]-(vb[0]*0.5)-(vc[0]*0.5));
vbeta=0.816496580927726*(0.866025403784439*vb[0]-(0.866025403784439*vc[0]));

vd=((valfa*seno[0])-(vbeta*cosseno[0]));
vq=((valfa*cosseno[0])+(vbeta*seno[0]));

vqf[0]=vqf_1-(T*wc[0]*vqf_1)+(T*wc[0]*vq_1);

fase[0]=(atan2(-seno[0],-cosseno[0]));

```

- Park-PLL

```

T=4.99e-05;
pi=3.141592653589793;

teta_1=teta;
erro_1=erro;
wt_1=wt[0];

vq_1=vq;
vqf_1=vqf[0];

```

```

vd_1=vd;
vdf_1=vdf[0];

erro=ref-vqf[0];
teta=teta_1+kp[0]*erro-kp[0]*erro_1+ki[0]*T*erro_1;
wt[0]=wt_1+teta_1*T;
f[0]=teta*0.159154943091895;
i=i+1;

seno=sin(wt[0]);
cosseno=cos(wt[0]);

valfa=va[0];
vbeta=-vdf[0]*cosseno+vqf[0]*seno;

vd=((valfa*seno)-(vbeta*cosseno));
vq=((valfa*cosseno)+(vbeta*seno));

vqf[0]=vqf_1-(T*wc[0]*vqf_1)+(T*wc[0]*vq_1);
vdf[0]=vdf_1-(T*wc[0]*vdf_1)+(T*wc[0]*vd_1);

fase[0]=(atan2(-seno,-cosseno));

```

- ANF-PLL

```

T=4.99e-05;
pi=3.141592653589793;
teta_1=teta;
erro_1=erro;
wt_1=wt[0];
i=i+1;

output[0]=w2[0]*aux;
erro=ref - output[0];

teta=teta_1+kp[0]*erro-kp[0]*erro_1+ki[0]*T*erro_1;
wt[0]=wt_1+teta_1*T;
i=i+1;

x[0]=sin(wt[0]);
x90[0]=cos(wt[0]);

y[0]=w1[0]*x[0]+w2[0]*x90[0];
e[0]=d[0]-y[0];

w1[0]= w1[0]+u[0]*x[0]*e[0];
w2[0]= w2[0]+u[0]*x90[0]*e[0];

f[0]=teta/(2*pi);
aux=1;

```

fase[0]=(atan2(-x[0],-x90[0]));

- ANF-E

T=4.99e-05;

pi=3.141592653589793;

w1= w1-T*gama[0]*x1*w1*e1;

xd1=xd1+T*(2*sigma[0]*w1*e1-(w1*w1*x1));

x1=x1+T*xd1;

xd5=xd5+T*(2*sigma[0]*w1*e1-(25*w1*w1*x5));

x5=x5+T*xd5;

e1=d[0]-(xd1+xd5);

w[0]=w1;

x[0]=x1;

xd[0]=xd1;

e[0]=e1;

f[0]=w[0]/(2*pi);

fase[0]=atan2(xd[0],(-w[0]*x[0]));