



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Estudo de Sistemas de Sincronismo de Fase do Tipo 3 para Conversores Conectados à Rede Elétrica

Roger Tetsuo de Castro Toyama

Campo Grande MS
2 de dezembro de 2019



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Estudo de Sistemas de Sincronismo de Fase do Tipo 3 para Conversores Conectados à Rede Elétrica

Roger Tetsuo de Castro Toyama

Orientador: Naji Rajai Nasri Ama

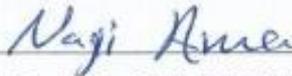
Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia

Campo Grande MS
2 de dezembro de 2019

Estudo de Sistemas de Sincronismo de Fase do Tipo 3 para Conversores Conectados à Rede Elétrica

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:



Prof. Dr. Najji Rajai Nasri Ama

Orientador



Prof. Dr. Luigi Galotto Junior



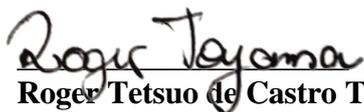
Prof. Dr. Mauro Conti Pereira

Campo Grande MS
2 de dezembro de 2019

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Roger Tetsuo de Castro Toyama, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 001443544 e CPF nº 005.011.731-96, declaro que o trabalho de dissertação apresentado, com o título “Estudo de Sistemas de Sincronismo de Fase do Tipo 3 para Conversores Conectados à Rede Elétrica” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 2 de dezembro de 2019.


Roger Tetsuo de Castro Toyama

*Dedico à minha família, meus
professores, meus amigos e todos que me
deram suporte durante meus estudos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todas as pessoas próximas de minha família, minha mãe Cleide, meu pai Hélio, meus irmãos Régis e Renan e minha irmã Barbara por sempre terem me ajudado durante, e eu sei que sempre ajudarão, em todo o caminho da vida.

Um grande beijo e abraço a minha namorada Jessica que apesar de morarmos bem distantes um do outro, era de quem recebia apoio e carinho todos os dias.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Naji Ama por me apresentar e me permitir participar de sua área de pesquisa a qual fez despertar em mim um grande interesse. E apesar dos momentos de frustração, foram em geral gratificantes.

Minha gratidão a todos os professores com os quais já tive aula e me transmitiram um pouco de seus conhecimentos. Em especial, aos professores do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, nível mestrado, de 2018/19 que sempre foram bem atenciosos com todos os alunos do programa.

Um abraço a todos os meus amigos que por qualquer motivo apareciam em casa para conversar e tomar um tereré.

Agradeço ao meu cachorro Levi, por sempre me lembrar de ir dar um passeio e refletir um pouco. O que me ajudou a superar algumas dificuldades encontradas durante o desenvolvimento deste trabalho

Agradeço à CAPES pelo apoio financeiro. A UFMS pelo programa de Pós-Graduação e a Universidade Católica Dom Bosco – UCDB pela acolhida e ajuda durante minha pesquisa.

E por fim, a todos que me ajudaram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

RESUMO

Os recentes estudos sobre sistemas de sincronismo vêm apresentando sistemas do tipo 3, afim de se obter resposta de valor de fase nulo quando em regime permanente para variação de frequência do tipo rampa. Alguns trabalhos demonstraram um grande aprimoramento quando comparado com sistemas do tipo 2, porém acabam por apresentarem um nível de complexidade alto. Este trabalho estuda um *Phase-Locked-Loop* – PLL do tipo 2 para sistemas monofásicos e dois sistemas de sincronismo do tipo 3 para sistemas trifásicos, que serviram como base para o desenvolvimento das propostas aqui apresentadas. Buscando manter as melhorias e amenizar a complexidade dos sistemas estudados, são apresentadas neste trabalho duas propostas de sistemas de sincronismo do tipo 3. Uma para sistemas monofásicos chamada de AMAV-LIP-PLL tipo 3 e outra para sistemas trifásicos chamada de MAV-PLL tipo 3. Ambas fazem o uso de um filtro média móvel para atenuação de distúrbios presentes na rede elétrica e ambas fazem o uso de um mesmo controlador. O controlador é cuidadosamente projetado para poder ter seus parâmetros reajustados conforme três especificações de implementação: 1 – Uma frequência de amostragem desejável múltipla da frequência fundamental da rede. 2 – A frequência fundamental da rede elétrica de 50 Hz ou 60 Hz. 3 – A escolha de atenuação de harmônicas ímpares ou pares da frequência fundamental da rede. Os resultados obtidos são comparados com os resultados dos outros sistemas de sincronismo estudados, sendo que as propostas apresentadas demonstram um bom desempenho nos testes realizados, juntamente com uma estrutura simples quando comparadas com os outros sistemas aqui apresentados. A proposta para sistemas monofásicos é comparada com um sistema do tipo 2 pois esta proposta é possivelmente a primeira técnica de PLL do tipo 3 para sistemas fotovoltaicos ligados à rede elétrica monofásica.

Palavras-Chave: PLL, FLL, sistemas de sincronismo, tipo 3, conectados à rede, filtro média móvel.

ABSTRACT

Recent studies on synchronous systems are showing type 3 systems, in order to get zero steady-state error in phase when the input signal frequency is subjected to a ramp change. Some papers present a great improvement when compare to type 2 systems but they end up having an high complexity level. This work studies an type 2 Phase-Locked-Loop – PLL for single-phase systems and two type 3 synchronous systems for tri-phase systems, which are used as base for the development of the proposes in this work. Seeking to keep the improvements and reduce the complexity of the studied systems, is show in this work two type 3 synchronous systems proposes. One for single-phase systems called AMAV-LIP-PLL type 3 and another for tri-phase systems called MAV-PLL type 3, both has use of moving average filters to attenuate the grid's disturbance and both has use of the same controller. The controller is carefully designed so to be able to readjust its parameters conform three implementation specification: 1 – A desired sample frequency multiple of the grid's fundamental frequency. 2 – The electric grid fundamental frequency of 50 Hz or 60 Hz. 3 – The attenuation choice between even or odd fundamental frequency harmonics of the electric grid. The obtained results are compared with the other studied synchronous systems results. Being that the presented proposes shows a good performance on the applied tests carried out together with its simple structure when compared with others systems showed here. The propose for single phase systems is compared to a type 2 system because this propose is possibly the first type 3 PLL technique for photovoltaic systems connected to single phase power grid.

Keywords: PLL, FLL, synchronous systems, type 3, grid connected, moving average filter.

Lista de Figuras

<i>Número</i>	<i>Página</i>
Figura 1 – Exemplo de sistema PV ligado à rede elétrica.	19
Figura 2 – Distorção harmônica.	22
Figura 3 – Modelo básico de um PLL.	25
Figura 4 – Modelo de um MAV-PLL monofásico.	28
Figura 5 – Diagrama de Bode do filtro média movel.	29
Figura 6 – Diagrama de Bode do filtro média móvel adaptativo.	30
Figura 7 – Modelo do SRF-PLL tipo 3.	31
Figura 8 – Modelo do SRF-FLL tipo 3.	32
Figura 9 – Modelo do AMAV-LIP-PLL tipo 3.	34
Figura 10 – Modelo do bloco AN do AMAV-LIP-PLL tipo 3.	35
Figura 11 – <i>Root Locus</i> com o controlador $F_a(z)$	42
Figura 12 – <i>Root Locus</i> com o controlador com ajuste fino.	43
Figura 13 – Modelo MAV-PLL tipo 3.	45
Figura 14 – Modelo do AN do MAV-PLL tipo 3.	45
Figura 15 – Microprocessador SRM32F407 utilizado.	49
Figura 16 – Comparação monofásico: Teste 1 – Degrau de fase.	51
Figura 17 – Comparação monofásico: Teste 2 – Degrau de frequência.	52
Figura 18 – Comparação monofásico: Teste 3 – Rampa de frequência.	53
Figura 19 – Comparação monofásico: Teste 4 – Variação senoidal de frequência.	54
Figura 20 – Comparação monofásico: Teste 5 – Afundamento de tensão mais degrau de fase.	55
Figura 21 – Comparação monofásico: Teste 6 – Rede distorcida.	56
Figura 22 – Comparação trifásica: Teste 1 – Degrau de frequência.	59
Figura 23 – Comparação trifásica: Teste 2 – Rampa de frequência.	60
Figura 24 – Comparação trifásica: Teste 3 – Variação senoidal de frequência.	61
Figura 25 – Comparação trifásica: Teste 4 – Afundamento de tensão mais degrau de fase.	62
Figura 26 – Comparação trifásica: Teste 5 – Desbalanceamento e distorção.	63
Figura 27 – Comparação trifásica: Teste 6 – Distorção de quinta harmônica.	64
Figura 28 – Comparação trifásica: Teste 7 – Afundamento de tensão de apenas uma fase.	65
Figura 29 – AMAV-LIP-PLL tipo3. Teste 1. Variação de fase.	75
Figura 30 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 2. Variação de fase.	75
Figura 31 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 1. Variação de frequência.	75
Figura 32 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 2. Variação de frequência.	75
Figura 33 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 1. Ordem N.	76

Figura 34 – AMAV-LIP-PLL tipo3. Teste 2. Ordem N.	76
Figura 35 – AMAV-LIP-PLL tipo3. Teste 3. Variação de fase.	77
Figura 36 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 4. Variação de fase.	77
Figura 37 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 3. Variação de frequência.	77
Figura 38 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 4. Variação de frequência.	77
Figura 39 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 3. Ordem N.	78
Figura 40 – AMAV-LIP-PLL tipo3. Teste 4. Ordem N.	78
Figura 41 – AMAV-LIP-PLL tipo3. Teste 5. Variação de fase.	79
Figura 42 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 6. Variação de fase.	79
Figura 43 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 5. Variação de frequência.	79
Figura 44 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 6. Variação de frequência.	79
Figura 45 – AMAV-LIP-PLL tipo 3. Teste 5. Ordem N.	80
Figura 46 – AMAV-LIP-PLL tipo3. Teste 6. Ordem N.	80
Figura 47 – MAV-PLL tipo3. Teste 1. Variação de fase.	81
Figura 48 – MAV-PLL tipo3. Teste 2. Variação de fase.	81
Figura 49 – MAV-PLL tipo3. Teste 1. Variação de frequência.	81
Figura 50 – MAV-PLL tipo3. Teste 2. Variação de frequência.	81
Figura 51 – MAV-PLL tipo3. Teste 3. Variação de fase.	82
Figura 52 – MAV-PLL tipo3. Teste 4. Variação de fase.	82
Figura 53 – MAV-PLL tipo3. Teste 3. Variação de frequência.	82
Figura 54 – MAV-PLL tipo3. Teste 4. Variação de frequência.	82
Figura 55 – MAV-PLL tipo3. Teste 5. Variação de fase.	83
Figura 56 – MAV-PLL tipo3. Teste 5. Variação de frequência.	83
Figura 57 – Modelo de simulação: AMAV-PLL tipo 2.	93
Figura 58 – Modelo de simulação: AMAV-LIP-PLL tipo 3.	93
Figura 59 – Modelo de simulação: SRF-PLL tipo 3.	94
Figura 60 – Modelo de simulação: SRF-FLL tipo 3.	94
Figura 61 – Modelo de simulação: MAV-PLL tipo 3.	95

Lista de Tabelas

<i>Número</i>	<i>Página</i>
Tabela 1 – Resumo de duração para classificação de distúrbio.	23
Tabela 2 – Erro em regime permanente dos tipos de um sistema.	27
Tabela 3 – Tabela resumo de comparação monofásico.	57
Tabela 4 – Tabela resumo de comparação trifásica.	66
Tabela 5 – Valores de tempo de execução medidos.	67
Tabela 6 – Valores base dos controladores e características dos sistemas.	85
Tabela 7 – Exemplo de reajuste de parâmetros.	92

Lista de siglas e abreviaturas

AMAV	<i>Adaptative Moving Average</i>
AN	Normalizador de amplitude ou <i>Amplitude Normalization</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
FLL	<i>Frequency-Locked-Loop</i>
IAR	<i>Ingenjörfirman Anders Rundgren</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Comission</i>
LCL	Indutor-capacitor-indutor
LF	<i>Loop Filter</i>
LIP	<i>Linear Interpolation</i>
MAV	<i>Moving Avegare</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PD	<i>Phase Detector</i>
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i>
PV	Fotovoltaico
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrico no Sistema Elétrico Nacional
p.u.	Sistema por Unidade
SAG	Afundamento de tensão
SRF	<i>Synchronous-Reference-Frame</i>
SWELL	Elevação de tensão
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>

Lista de símbolos

v_{ref}	Sinal de referência de tensão
i_{ref}	Sinal de corrente sincronizado com a rede elétrica
i_r	Sinal de corrente da rede elétrica
i_{pico}	Valor de amplitude ideal para maior injeção de potência possível pelo painel PV
V_r	Valor eficaz de tensão da rede elétrica
P_{PV}	Valor de potência do painel PV
V_{PV}	Valor de tensão do painel PV
\bar{v}_o	Sinal senoidal de saída do Sistema de sincronismo
$T_{\alpha\beta 0}^{abc}$	Transformada de Clarke
$T_{dq0}^{\alpha\beta 0}$	Transformada de Park
v_i	Sinal de entrada do Sistema de sincronismo
v_o	Sinal cossenoidal de realimentação do Sistema de sincronismo
v_{mult}	Sinal resultante de multiplicação
v_f	Sinal filtrado
$\Delta\omega$	Varição de frequência, em radianos
ω_1	Frequência fundamental, em radianos
ω_o	Frequência de saída do Sistema de sincronismo, em radianos
T_s	Período de amostragem
θ_o	Fase de saída do Sistema de sincronismo
v_q	Sinal ortogonal q da Transformada de Park
$\hat{\theta}_1^+(s)$	Sinal de saída do SRF-PLL tipo 3
v_a, v_b, v_c	Sinais de entrada trifásico
c_{n2}, c_{n1}, c_{n0}	Parâmetros do controlador do SRF-PLL tipo 3
v_d	Sinal ortogonal d da Transformada de Park
v_d^n	Sinal v_d normalizado

v_q^n	Sinal v_q normalizado
$\hat{\theta}$	Estimativa de fase
θ_{diff}	Ajuste da estimativa de fase do SRF-FLL tipo 3
$v_{d_{pf}}$	Sinal v_d pré-filtrado
$v_{q_{pf}}$	Sinal v_q pré-filtrado
ω_p	Frequência de corte de filtro passa-baixa, em radianos
$\hat{\omega}$	Estimativa de frequência, em radianos
$\hat{\omega}_{of}$	Sinal de entrada do <i>Output Filter</i> do SRF-FLL tipo 3
a, b	Variáveis de ajuste do controlador do SRF-FLL tipo 3
$v_{\alpha_f}, v_{\beta_f}$	Variáveis de entrada do <i>Frequency Estimation</i> do SRF-FLL tipo 3
ϕ_h	Fase de sinal harmônico h
\hat{A}_1	Valor estimado de amplitude do sinal de entrada
v_{AN}	Sinal de entrada normalizado do AMAV-LIP-PLL tipo 3
\bar{v}_u	Sinal resultante da multiplicação entre v_i e \bar{v}_o para normalização de v_i
\bar{v}_u^f	Sinal \bar{v}_u filtrado
n	Representação de múltiplos sinais harmônicos
N	Ordem do filtro média móvel
f_s	Frequência de amostragem do sistema
m	Variável de ajuste de filtro média móvel
f_1	Frequência fundamental do sinal de tensão da rede elétrica, em Hertz
N_ω	Bloco auxiliar do filtro média móvel do AMAV-LIP-PLL tipo 3
N_c	Valor de N arredondado para seu valor superior
N_f	Valor de N arredondado para seu valor inferior
w	Valor de peso entre N_c e N_f
θ_d	Diferença de fase
ζ	Constante de amortecimento
f_n	Frequência natural do sistema, em Hertz
M_p	Valor de sobressinal em porcentagem
ζ_1, ζ_2	Limites de faixa de constante de amortecimento

t_s	Tempo de acomodação
f_{n1}, f_{n2}	Limites de faixa de frequência natural, em Hertz
r	Raio de círculo de tempo de acomodação constante
ω_n	Frequência natural do sistema, em radianos
ω_{n3}	Frequência natural do sistema com $\zeta = 1$ e 3 ciclos de 60 Hz, em radianos
r_3	Raio de círculo de tempo de acomodação constante de 3 ciclos de 60 Hz
K_a, α_a	Variáveis de ajuste do controlador $F_a(z)$
K_i	Ganho integrativo do controlador
K_p	Ganho proporcional do controlador
α_b	Zero do controlador $F_b(z)$
α_1, α_2	Zeros do controlador das propostas
c_a, c_b, c_c	Valores de polinômio do numerador do controlador $F_b(z)$
T_{dq0}^{abc}	Transforma de Clarke e Transformada de Park consecutivas
u_a, u_b, u_c	Sinais senoidal de $\hat{\theta}$ deslocados entre si de 120°
v_u	Soma das multiplicações entre os sinais v_a, v_b, v_c, u_a, u_b e u_c
$v_a^{AN}, v_b^{AN}, v_c^{AN}$	Sinais v_a, v_b e v_c normalizados
$attend_{\omega_d}$	Magnitude de frequência de distúrbio do sistema SRF-PLL tipo 3
V_1^+	Amplitude do sinal de frequência fundamental de ciclo positivo
PM	Margem de fase ou <i>Phase Margin</i>
GM	Margem de ganho ou <i>Gain Margin</i>
ω_c	Frequência de corte
ω_m	Frequência arbitrária, adotada como igual à $2\pi \text{ rad/s}$

Sumário

Introdução	18
1.1. Objetivos	18
1.2. Organização do trabalho	18
1.3. Sistemas ligados à rede elétrica.....	19
1.4. Distúrbios na rede elétrica	20
1.4.1. Distorções harmônicas.....	21
1.4.2. Afundamento de tensão (SAG).....	22
1.4.3. Elevação de tensão (SWELL)	22
1.4.4. Flutuação de tensão	23
1.4.5. Desequilíbrio de tensão	23
1.4.6. Variação de frequência	24
1.5. O que é um <i>Phase-Locked-Loop</i>.....	24
1.6. Transformada de Clarke e Transformada de Park	25
1.7. Tipos de sistemas	26
1.8. Sistema de sincronismo por travamento de fase (PLL) - monofásico	27
1.9. Sistema de sincronismo por travamento de fase (PLL) - trifásico.....	30
1.10. Sistema de sincronismo por travamento de frequência (FLL) - trifásico.....	31
2. Proposta 1 – PLL monofásico tipo 3.....	34
2.1. O normalizador de amplitude.....	34
2.2. O detector de fase.....	36
2.3. O filtro média móvel adaptativo.....	37
2.4. O controlador.....	39
3. Proposta 2 – PLL trifásico tipo 3.....	45
3.1. O normalizador de amplitude.....	45
3.2. O filtro e o controlador.....	48
4. Resultados Experimentais	49
4.1. Resultados da Proposta 1 – PLL monofásico tipo 3.....	50
4.1.1. Teste 1 – Degrau de fase.....	51
4.1.2. Teste 2 – Degrau de frequência	51
4.1.3. Teste 3 – Rampa de frequência	52

4.1.4.	Teste 4 – Variação senoidal de frequência	53
4.1.5.	Teste 5 – Afundamento de tensão mais degrau de fase	54
4.1.6.	Teste 6 – Rede distorcida	55
4.1.7.	Tabela resumo de comparação monofásico	56
4.2.	Resultados da Proposta 2 – PLL trifásico tipo 3	57
4.2.1.	Teste 1 – Degrau de frequência	58
4.2.2.	Teste 2 – Rampa de frequência	59
4.2.3.	Teste 3 – Variação senoidal de frequência	60
4.2.4.	Teste 4 – Afundamento de tensão mais degrau de fase	61
4.2.5.	Teste 5 – Desbalanceamento e distorção	62
4.2.6.	Teste 6 – Distorção de quinta harmônica.....	63
4.2.7.	Teste 7 – Afundamento de tensão de apenas uma fase.....	64
4.2.8.	Tabela resumo de comparação trifásica.....	65
4.3.	Tempo de execução	66
5.	Conclusões	68
6.	Referências	70
7.	Apêndice 1 – Resultados Experimentais (sinal analógico)	74
7.1.1.	Proposta 1 – PLL monofásico tipo 3.....	74
7.1.2.	Proposta 2 – PLL trifásico tipo 3.....	80
8.	Apêndice 2 – Readaptação de parâmetros	84
8.1.	Integrador	86
8.2.	Controlador.....	88
8.3.	Os filtros	91
8.4.	Exemplo de readaptação de parâmetros	91
9.	Apêndice 3 – Modelos de Simulação	93

1. INTRODUÇÃO

Um sistema de sincronismo é um sistema de controle capaz de fazer o travamento/sincronismo de um sinal em questão. No caso de sistemas de produção de energia conectados à rede elétrica, especificamente sistemas de geração fotovoltaicos – PV, o sinal em questão é o sinal de tensão da rede elétrica. A importância e o papel de um sistema de sincronismo são apresentados brevemente na seção a seguir.

1.1. OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo apresentar duas novas propostas de sistema de sincronismo. Uma delas é destinada para sistemas monofásicos a outra para sistemas trifásicos. Ambas são projetadas como sistemas do tipo 3 e com o objetivo de serem aplicadas a sistemas de geração de energia conectadas à rede elétrica. As propostas devem possuir desempenho semelhante as técnicas presentes atualmente no mundo acadêmico. Por tanto, os testes aplicados nas propostas aqui apresentadas são semelhantes aos aplicados nos sistemas apresentados por outros autores.

1.2. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 1, é apresentado origem, causas e justificativa dos objetivos deste trabalho. Além de conceitos e estudos relevantes para a sua melhor compreensão.

No Capítulo 2, é apresentada em detalhes a Proposta 1 – PLL monofásico tipo 3, chamada de AMAV-LIP-PLL tipo 3.

No Capítulo 3, é apresentada em detalhes a Proposta 2 – PLL trifásico tipo 3, chamada de MAV-PLL tipo 3.

No Capítulo 4, são apresentados as definições de parâmetros e os resultados experimentais, de ambas as propostas, em comparação com os sistemas de sincronismo apresentados no Capítulo 1.

No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões finais e propostas de projetos futuros.

No Capítulo 6, são apresentadas as referências utilizadas neste trabalho.

No Apêndice 1, são apresentadas as ilustrações contendo os resultados experimentais dos Capítulos 2 e 3 coletados através de um osciloscópio.

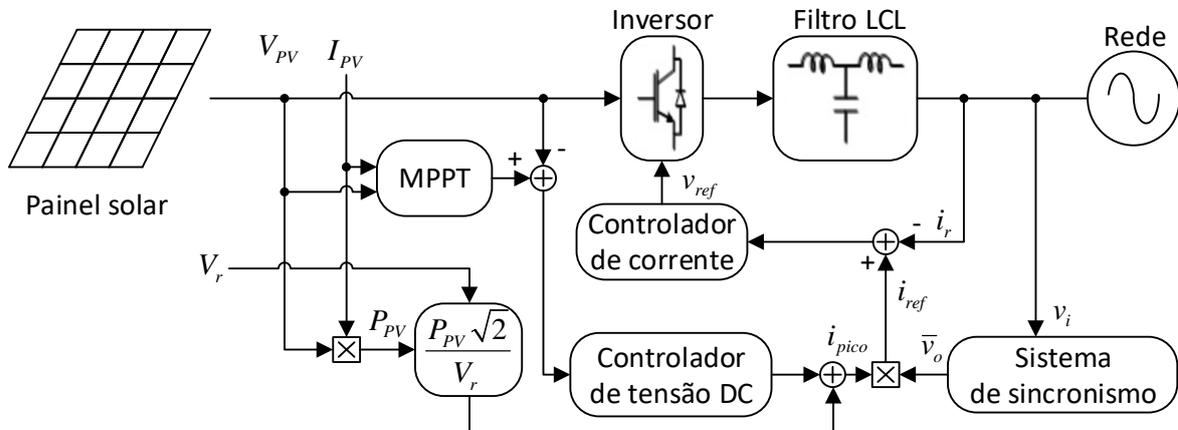
No Apêndice 2, é apresentada uma receita para reajuste de parâmetros das propostas apresentadas nos Capítulos 2 e 3.

No Apêndice 3, é apresentada as ilustrações de todos os modelos de simulação utilizados.

1.3. SISTEMAS LIGADOS À REDE ELÉTRICA

Os sistemas de geração fotovoltaicos podem ser classificados como sistemas isolados ou ligados à rede de energia elétrica. A Figura 1 ilustra um exemplo de um sistema de geração fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica, o qual é explicado brevemente afim de demonstrar o papel de um sistema de sincronismo. (MUH e TABET, 2019) (CAO, ZHANG, *et al.*, 2018).

Figura 1 – Exemplo de sistema PV ligado à rede elétrica.



Fonte: Baseado em (AMA, DESTRO, *et al.*, 2013b).

Este sistema consiste de um painel PV responsável pela produção de energia solar em corrente contínua. Para a injeção desta energia na rede elétrica é necessário realizar a conversão de sua forma de corrente para corrente alternada. O inversor, conectado à rede elétrica via filtro indutor-capacitor-indutor – LCL, realiza esta conversão de corrente contínua para corrente alternada utilizando quatro transistores configurados em ponte H e um modulador de largura de pulso ou *Pulse Width Modulation* que trabalha com base no sinal de referência da tensão v_{ref} . (YE, WANG, *et al.*, 2019).

O sinal v_{ref} é calculado pelo controlador de corrente através da diferença do sinal i_{ref} com a corrente da rede elétrica i_r . O sinal i_{ref} é um sinal de corrente sincronizado em fase e frequência com a rede elétrica devido ao sistema de sincronismo e com valor de amplitude ideal para a maior injeção de potência possível pelo painel PV. Este valor de amplitude ideal (i_{pico}) é calculado pelo controlador de tensão e pelo valor máximo possível de corrente que é determinada em função do valor eficaz de tensão da rede V_r e o valor de potência do painel PV (P_{PV}). (AGORRETA, BORREGA, *et al.*, 2011).

O controlador de tensão tem como entrada a diferença entre o valor ideal de tensão para maior injeção de potência com o valor atual de tensão do painel PV (V_{PV}). Este valor ideal de tensão é calculado por uma técnica chamada de *Maximum Power Point Tracking* – MPPT, a qual pode ser aplicada de várias maneiras. (LYDEN e HAQUE, 2015).

Assim, toda a estrutura apresentada na Figura 1 é responsável pela injeção da potência produzida pelo painel PV na rede elétrica, onde o sistema de sincronismo obtém um sinal \bar{v}_o contendo as informações instantâneas de fase e frequência da rede elétrica. Este sinal deve ser um sinal senoidal puro e de amplitude unitária, onde qualquer distúrbio presente neste sinal influencia na perda de eficiência da injeção de potência e até mesmo podendo prejudicar a rede elétrica e o próprio painel PV, sendo que a injeção de potência deve seguir normas que regulam e determinam valores máximos e mínimos de perturbações adicionados à rede elétrica. (VARMA, RAHMAN, *et al.*, 2016) (PRODIST, 2018) (IEEE STD-519, 2014)

1.4. DISTÚRBIOS NA REDE ELÉTRICA

A representação de um sinal de tensão de uma rede elétrica é idealizada como uma onda senoidal perfeita, sendo usada de forma simplificada para melhor entendimento no estudo de seu comportamento. O sinal presente realmente não apresenta uma frequência ou amplitude fixas, este está constantemente sofrendo influências de meio externo, de alterações causada por manobras nas linhas de transmissão, de reajustes em sua geração e entre outros eventos.

Estas influências presentes na rede elétrica podem ser chamadas de distúrbios e para facilitar o entendimento do estudo nesta área, estes podem ser vistos como sinais que

são adicionados a um sinal ideal. Ou seja, o sinal real de tensão da rede elétrica pode ser considerado como um sinal ideal de tensão somado com sinais de distúrbios.

Os sistemas de produção de energia conectados à rede elétrica influenciam seu comportamento não só em relação a quantidade de potência, mas também na qualidade da tensão da rede elétrica. Estes sistemas podem adicionar distúrbios indesejáveis e prejudicar toda a rede elétrica, e para evitar este inconveniente, existem normas que regulam a qualidade dos sinais injetados na rede elétrica por estes sistemas conectados a ela.

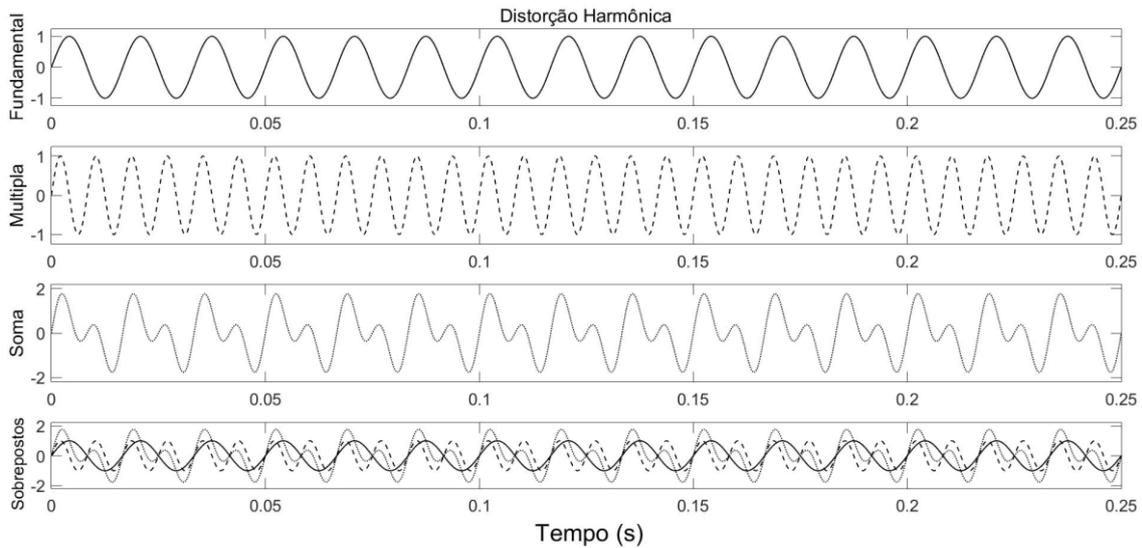
A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) regula e classifica os tipos de distúrbios presentes neste sinal através da norma Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), especificamente no Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica. Este módulo tem como objetivo estabelecer os procedimentos relativos à qualidade de energia elétrica, abordando a qualidade do produto e a qualidade do serviço. Em relação a qualidade do produto, a norma regula, define e determina intervalos admissíveis da presença de distúrbio. A norma expressa as grandezas dos sinais da rede elétrica pelo Sistema por Unidade (p.u.). Este meio de se referenciar aos sinais elétricos é utilizado de forma normalizado e sempre em relação a um valor base, neste trabalho será sempre em relação ao valor nominal de amplitude do sinal tensão de entrada do sistema. (PRODIST, 2018)

O conhecimento dos distúrbios presentes na rede elétricas é necessário para o entendimento deste trabalho, portanto algumas das principais variações do sinal da rede elétrica apresentadas na norma PRODIST são explicados brevemente abaixo.

1.4.1. Distorções harmônicas

Os fenômenos denominados de distorções harmônicas são diretamente associados as deformações nas formas de ondas de tensões ou correntes em relação a forma da onda senoidal de frequência fundamental. As distorções harmônicas podem ser consideradas como um sinal resultante da soma de um sinal de frequência fundamental mais um sinal, ou vários sinais, com uma frequência múltipla, conforme ilustra a Figura 2. (PRODIST, 2018) (VARMA, RAHMAN, *et al.*, 2016) .

Figura 2 – Distorção harmônica.



Fonte: Autoria própria.

1.4.2. Afundamento de tensão (SAG)

O afundamento de tensão ou do inglês *SAG*, é classificado pela diminuição do valor eficaz da tensão em relação a tensão referência. Sendo que seu valor deve ser maior ou igual a 0,1 p.u. e inferior a 0,9 p.u.. Se seu tempo de duração for maior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos, este é classificado como afundamento momentâneo de tensão. Se esse tempo de duração for maior que três segundos e inferior a três minutos, este é classificado como afundamento temporário de tensão. (PRODIST, 2018)

1.4.3. Elevação de tensão (SWELL)

A elevação de tensão ou do inglês *SWELL*, é classificada pelo aumento do valor eficaz da tensão em relação a tensão de referência. Sendo que seu valor deve ser superior a 1,1 p.u.. Se seu tempo de duração for maior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos, este é classificado como elevação momentânea de tensão. Se esse tempo de

duração for maior que três segundos e inferior a três minutos, este é classificado como elevação temporária de tensão. (PRODIST, 2018)

A classificação entre um distúrbio momentâneo ou temporário para os efeitos de SAG e SWELL são resumidos na Tabela 1 abaixo.

Tabela 1 – Resumo de duração para classificação de distúrbio.

Distúrbio	Condição (p.u.)	Momentâneo	Temporário
SAG	$0,1 \leq SAG \leq 0,9$	$1 \text{ ciclo} \leq t_d \leq 3 \text{ min}$	$3 \text{ s} \leq t_d \leq 3 \text{ min}$
SWELL	$1,1 \leq SWELL$		

t_d = tempo de duração do distúrbio

1.4.4. Flutuação de tensão

O distúrbio denominado de flutuação de tensão é definido como uma variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz ou de pico da tensão instantânea. A flutuação de tensão provoca um efeito de cintilação luminosa em locais que usam da baixa tensão para pontos de iluminação. Na norma, é especificada uma forma de calcular o nível de perturbação causado por este distúrbio de acordo com a norma *International Electrotechnical Commission – IEC 61000-4-15. Flickermeter – Function and Design Specification*, definindo um valor máximo desejável a ser observado no sistema de distribuição. Este distúrbio também pode ser visto como o somatório dos distúrbios de afundamento e elevação de tensão ocorrendo sequencialmente em um determinado período. (PRODIST, 2018)

1.4.5. Desequilíbrio de tensão

O distúrbio de desequilíbrio de tensão ocorre apenas quando o sistema é trifásico. Sendo caracterizado por qualquer diferença de amplitude entre as três tensões do sistema e/ou qualquer diferença de defasagem elétrica entre as três tensões que não seja igual a 120°. Os limites de desequilíbrio de tensão são estabelecidos pela norma de acordo com o cálculo de fator de desequilíbrio de tensão, o qual leva em consideração os valores de magnitudes de tensão eficaz de cada fase da linha na frequência fundamental, e os valores de magnitude de tensão eficaz de sequência positiva e negativa. (PRODIST, 2018)

1.4.6. *Variação de frequência*

O distúrbio de variação de frequência nada mais é do que o próprio nome já diz, uma variação na frequência fundamental do sinal de referência. A norma regula que os sistemas de distribuição e as instalações de geração conectadas na rede devem operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz, quando estes estiverem trabalhando em condições nominais de operação e em regime permanente. Ela também esclarece que quando houver distúrbios no sistema de distribuição, o sistema deve garantir que retornará a faixa dentre 59,5 Hz e 60,5 Hz em um intervalo de no máximo 30 segundos após a ocorrência do distúrbio para que o equilíbrio carga-geração seja mantido. Porém, caso seja necessário cortar a geração ou a carga para que o equilíbrio carga-geração se mantenha, a frequência não poderá exceder 66 Hz ou carecer mais do que 56,6 Hz. Poderá permanecer acima de 62 Hz por no máximo trinta segundos ou acima de 63,5 Hz por no máximo dez segundos e abaixo de 58,5 Hz por no máximo dez segundos e abaixo de 57,5 Hz por no máximo cinco segundos. (PRODIST, 2018).

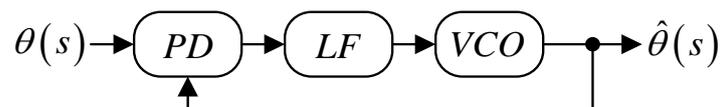
1.5. O QUE É UM *PHASE-LOCKED-LOOP*

Dentre as variadas técnicas de sistemas de sincronismo existentes, a mais comum é a chamada *Phase-Locked-Loop* – PLL. Esta técnica faz constantemente a detecção da fase de um sinal senoidal e tem como saída outro sinal senoidal, mas com valor de amplitude unitário e contendo as informações de fase e frequência instantâneas do sinal de entrada. Outra técnica também bastante comum é a chamada *Frequency-Locked-Loop* – FLL, que ao invés de fazer a detecção da fase como um PLL, esta faz o uso da frequência do sinal senoidal de entrada. (ŠIMEK, ŠKRAMLÍK e VALOUCH, 2019) (HE, GENG e YANG, 2018) (KANJIYA, KHADKIKAR e MOURSI, 2016) (ZHU, LI, *et al.*, 2019) (KO, PARK, *et al.*, 2011) (CHUNG, 2000) (LIMA, ARAUJO, *et al.*, 2019) (MACHIDA, KAMBARA, *et al.*, 2009) (SILVA, SQUAREZI FILHO, *et al.*, 2018) (RANI, NAGAMANI e ILANGO, 2017) (KHAZRAJ, SILVA, *et al.*, 2017) (SANTOS FILHO, SEIXAS, *et al.*, 2008) (KOMATSU, AMA e MATAKAS JUNIOR, 2015) (ROCHA-OSORIO, SOLÍS-CHAVES, *et al.*, 2018).

O PLL, conforme a Figura 3, é a técnica básica da qual são feitas algumas derivações em uma ou mais de suas três principais partes para obter diferentes modelos, como o *Synchronous-Reference-Frame-PLL* – SRF-PLL, que faz uso da Transformada de Clarke e da Transformada de Park para fazer a estimação de fase de uma rede trifásica,

o qual será explicado com mais detalhes na secção 1.6. (HE, GENG e YANG, 2018) (KANJIYA, KHADKIKAR e MOURSI, 2016) (CHUNG, 2000) (SILVA, SQUAREZI FILHO, *et al.*, 2018) (KHAZRAJ, SILVA, *et al.*, 2017) (GOLESTAN, MONFARED e FREIJEDO, 2013a) (KOMATSU, AMA e MATAKAS JUNIOR, 2015) (ROCHA-OSORIO, SOLÍS-CHAVES, *et al.*, 2018) (XIE, ZHU, *et al.*, 2017) (REZA, SADEQUE, *et al.*, 2019).

Figura 3 – Modelo básico de um PLL.



Fonte: Autoria própria.

Os principais componentes de um PLL são o *Loop Filter* - LF, o *Phase Detector* - PD e o *Voltage Controlled Oscillator* – VCO, conforme ilustrado na Figura 3. O *Loop Filter* é um filtro de ciclo, localizado dentro da malha de controle do PLL, usado para filtrar as harmônicas indesejadas que surgem devido ao próprio sistema de controle e interferências de alta frequência. O *Phase Detector* é basicamente a parte do sistema responsável por detectar a fase do sinal da rede, e é nele que geralmente está localizada a maior diferença entre as técnicas de sincronismo. O *Voltage Controlled Oscillator*, gera uma onda senoidal de amplitude unitária com mesma frequência e fase do sinal da rede, este sinal então é usado como referência para injeção da energia produzida pela fonte geradora na rede de energia elétrica de forma sincronizada e segura. (AMA, MARTINZ, *et al.*, 2013a).

1.6. TRANSFORMADA DE CLARKE E TRANSFORMADA DE PARK

Os sistemas de sincronismos que apresentam a Transformada de Clarke ($T_{\alpha\beta 0}^{abc}$) e a Transformada de Park ($T_{dq0}^{\alpha\beta 0}$) são normalmente denominados como sistemas SRF e necessariamente são implementados em sistemas trifásicos. Porém, não significa que todo sistema de sincronismo para sistemas trifásico é composto por estas transformadas.

A Transformada de Clarke ou Transformada $\alpha\beta 0$ é denominada assim em homenagem à Edith Clarke. Esta transformada converte os sinais de um sistema trifásico de um plano estacionário abc para um plano estacionário $\alpha\beta 0$ de tal forma que, caso

os sinais abc estejam balanceados e assim forem convertidos para o plano $\alpha\beta 0$ os sinais α e β serão sinais ortogonais entre si e o sinal 0 será nulo. De forma simplificada, a Transformada de Clarke converte os sinais de tensão de um sistema trifásico para dois sinais ortogonais entre si. Para realizar a transformação dos sinais abc basta utilizar a relação abaixo em forma de matriz. (CLARKE, 1951).

$$T_{\alpha\beta 0}^{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

A Transformada de Park ou Transformada $dq0$ foi primeiramente apresentada por Robert H. Park. Esta transformada é conhecida e utilizada por transformar sinais de corrente alternada em sinais de corrente contínua ao aplicar uma rotação ao plano estacionário dos sinais de corrente alternada. Ao girar o plano de um sinal de corrente alternada com a mesma frequência deste sinal, o resultado é um sinal contínuo. Para realizar a transformação dos sinais $\alpha\beta 0$ basta utilizar a relação abaixo em forma de matriz. (SEMAIL, BOUSCAYROL e HAUTIER, 2003).

$$T_{dq0}^{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & -\text{cos}(\theta) & 0 \\ \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Observe que para se obter os sinais $dq0$ diretamente dos sinais abc , basta a aplicar a Transformada de Clarke e a Transformada de Park consecutivamente.

1.7. TIPOS DE SISTEMAS

Os tipos de sistemas de sincronismo são definidos de acordo com a quantidade de polos na origem da função de transferência em malha aberta. Um PLL tipo 2, por exemplo, apresenta dois polos na origem de sua função de transferência em malha aberta.

Os PLLs tipo 2 apresentam um tempo de velocidade na detecção de fase e frequência por volta de dois ou três ciclos da frequência fundamental do sinal a ser sincronizado, quando este é submetido a uma rede balanceada. (GOLESTAN, MONFARED, *et al.*, 2013b).

Os sistemas de sincronismos do tipo 2 são os mais comumente encontrados nos trabalhos de pesquisa, mas recentemente estão sendo apresentados trabalhos relacionados à sistemas de sincronismo do tipo 3. A intenção de se aumentar o tipo do sistema é de anular o erro de fase e de frequência para uma entrada com variação do tipo rampa em sua frequência, a Tabela 2 esclarece esta relação. (GOLESTAN, GUERRERO e VASQUEZ, 2017) (TAUSWORTHE e CROW, 1972).

Tabela 2 – Erro em regime permanente dos tipos de um sistema.

	Degrau de fase	Rampa de fase / Degrau de freq.	Parábola de fase / Rampa de freq.
Tipo 0	constante	∞	∞
Tipo 1	0	constante	∞
Tipo 2	0	0	constante
Tipo 3	0	0	0

Fonte: Autoria própria.

1.8. SISTEMA DE SINCRONISMO POR TRAVAMENTO DE FASE (PLL) - MONOFÁSICO

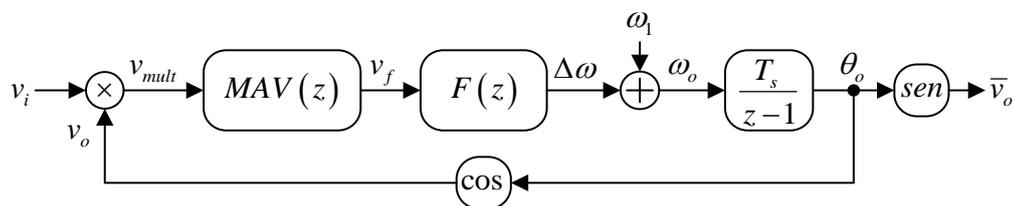
O *Adaptive Moving Average Filter* - PLL ou AMAV-PLL tipo 2 é uma técnica de sistemas de sincronismo que usa um filtro média móvel adaptativo como parte do bloco *Phase Detector* do sistema. Esta técnica é apresentada por Ama, Destro, *et al* (2013b) e por Ama, Komatsu e Matakas Junior (2014b), a qual tem seus principais pontos aqui apresentados.

A modelagem de um AMAV-PLL tipo 2 se dá a partir do modelo no tempo discreto de um *Moving Average* - PLL ou MAV-PLL para sistemas monofásicos, conforme a Figura 4. Observe que para a detecção de fase é realizada uma multiplicação entre o sinal de entrada v_i e o sinal de realimentação v_o , característica de um PLL com *Phase Detector* do tipo multiplicador. O resultado desta multiplicação é o sinal v_{mult} , o qual contém múltiplas harmônicas do sinal de entrada.

O filtro média móvel $MAV(z)$ realiza a atenuação das harmônicas de v_{mult} e tem como saída o sinal filtrado v_f , o qual passa pelo controlador $F(z)$ e gera o sinal de

variação de frequência $\Delta\omega$. Que por sua vez, é somado com o valor nominal da frequência fundamental do sinal de entrada ω_1 , resultando no sinal de frequência de saída ω_o . Sendo este integrado (utilizando um integrador no tempo discreto com período de amostragem T_s) para a obtenção da fase de saída θ_o . Onde, por fim, é calculado seu valor senoidal para gerar o sinal senoidal de saída do sistema \bar{v}_o e calcular seu valor cossenoidal para gerar o sinal cossenoidal de realimentação v_o .

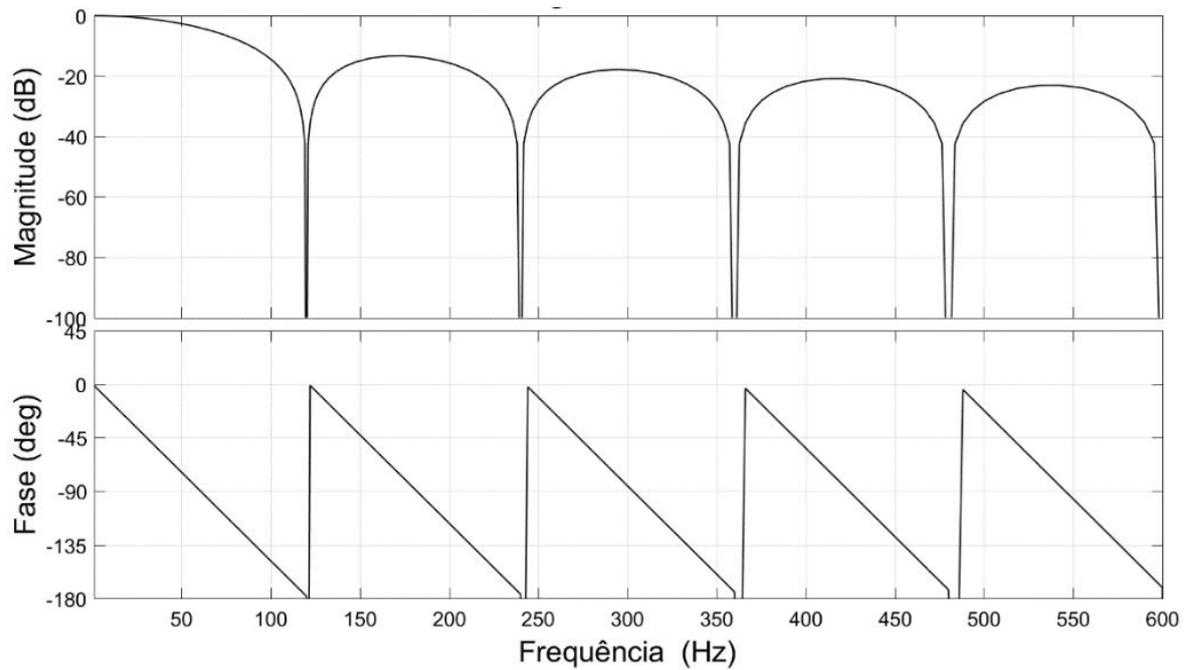
Figura 4 – Modelo de um MAV-PLL monofásico.



Fonte: (AMA, KOMATSU e MATAKAS JUNIOR, 2014b)

O diagrama de Bode do $MAV(z)$ apresentado na Figura 5 ilustra a capacidade de atenuação das harmônicas de v_i , com frequência fundamental de 60 Hz, presentes no sinal v_{mult} .

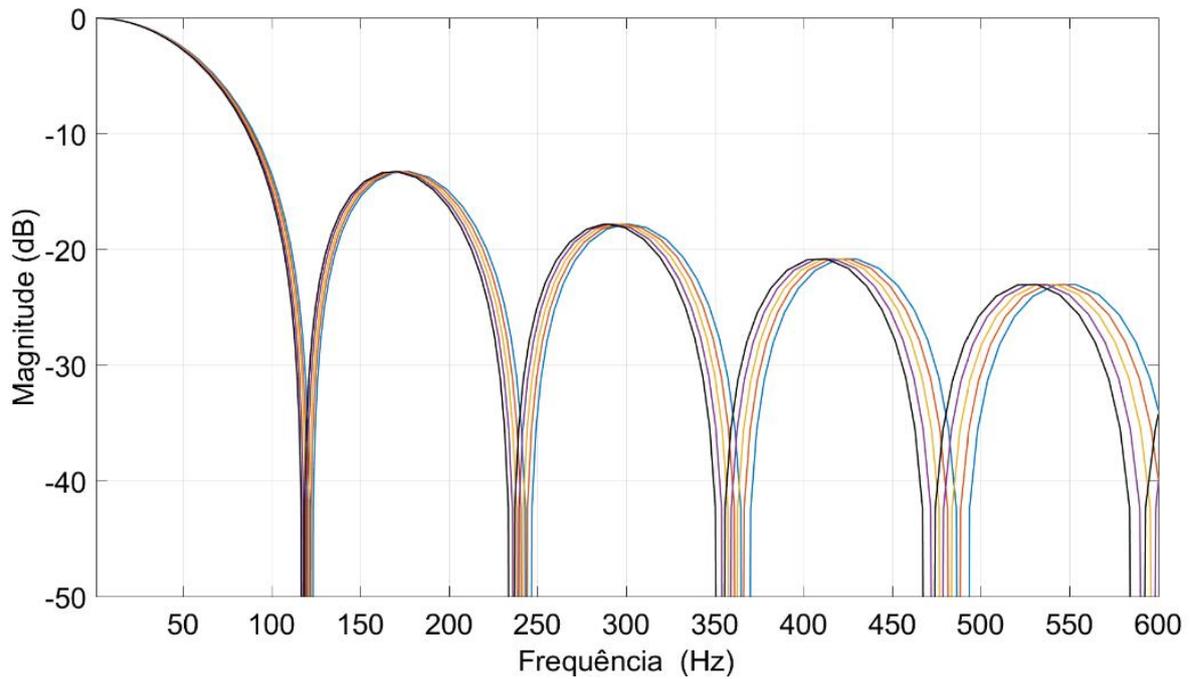
Figura 5 – Diagrama de Bode do filtro média movel.



Fonte: Autoria própria.

Observe que os picos de atenuação ocorrem exatamente nas frequências múltiplas pares de 60 Hz e que durante uma pequena variação nesta frequência fundamental faz com que suas múltiplas harmônicas não coincidam mais com os picos de atenuação do filtro, pois são fixos. Assim, com a intenção de se ajustar estes valores de picos de atenuação dinamicamente e conforme a frequência fundamental é feita uma adaptação de ordem do filtro média móvel, o chamado AMAV. O diagrama de Bode de um filtro AMAV com uma pequena faixa de adaptação é ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Diagrama de Bode do filtro média móvel adaptativo.



Fonte: Autoria própria.

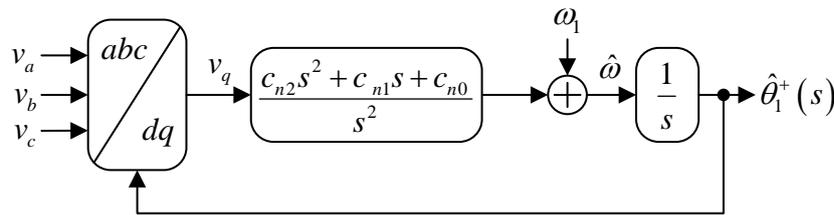
Esta adaptação dinâmica do filtro média móvel faz com que este atenua as múltiplas harmônicas de seu sinal de entrada mesmo durante uma variação na frequência fundamental deste sinal.

Mais detalhes sobre toda a estrutura e modelação do AMAV-PLL tipo 2 é apresentado na proposta AMAV-LIP-PLL tipo 3 no Capítulo 2.

1.9. SISTEMA DE SINCRONISMO POR TRAVAMENTO DE FASE (PLL) - TRIFÁSICO

A técnica aqui chamada de SRF-PLL tipo 3 é apresentada por Golestan, Monfared, *et al* (2013b) e seu modelo básico de estrutura é ilustrado na Figura 7.

Figura 7 – Modelo do SRF-PLL tipo 3.



Fonte: (GOLESTAN, MONFARED, *et al.*, 2013b).

Esta técnica de sincronismo é específica para sistemas trifásicos e faz o uso da Transformada de Clarke e da Transformada de Park para a obtenção do sinal ortogonal v_q , o qual é ajustado e filtrado por um controlador do tipo 2, seguido de um integrador. Essa técnica é umas das primeiras a apresentar um PLL do tipo 3 para o travamento de sinais de tensão da rede elétrica, é desenvolvida toda em tempo contínuo (s) e possui um sinal de saída $\hat{\theta}_1^+(s)$ que representa a fase da frequência fundamental do ciclo positivo dos sinais de entrada v_a , v_b e v_c . (GOLESTAN, MONFARED, *et al.*, 2013b).

No estudo original o autor sugere a normalização de amplitude do sinal v_q para garantir a estabilização do sistema durante sua operação, principalmente quando houver afundamento de tensão. O ajuste dos parâmetros do controlador (c_{n2} , c_{n1} e c_{n0}) são realizados de forma a priorizar a maior margem de fase do sistema, juntamente com uma resposta de travamento de fase o mais rápida possível para quando os sinais de entrada v_a , v_b e v_c sofrerem de um degrau de fase.

Por ser uma das primeiras técnicas do tipo 3 apresentadas e possuir um modelo de estrutura simples em comparação as outras existentes, esta técnica é escolhida para realizar a comparação de resultados com a Proposta 2 – PLL trifásico tipo 3 apresentada no Capítulo 3.

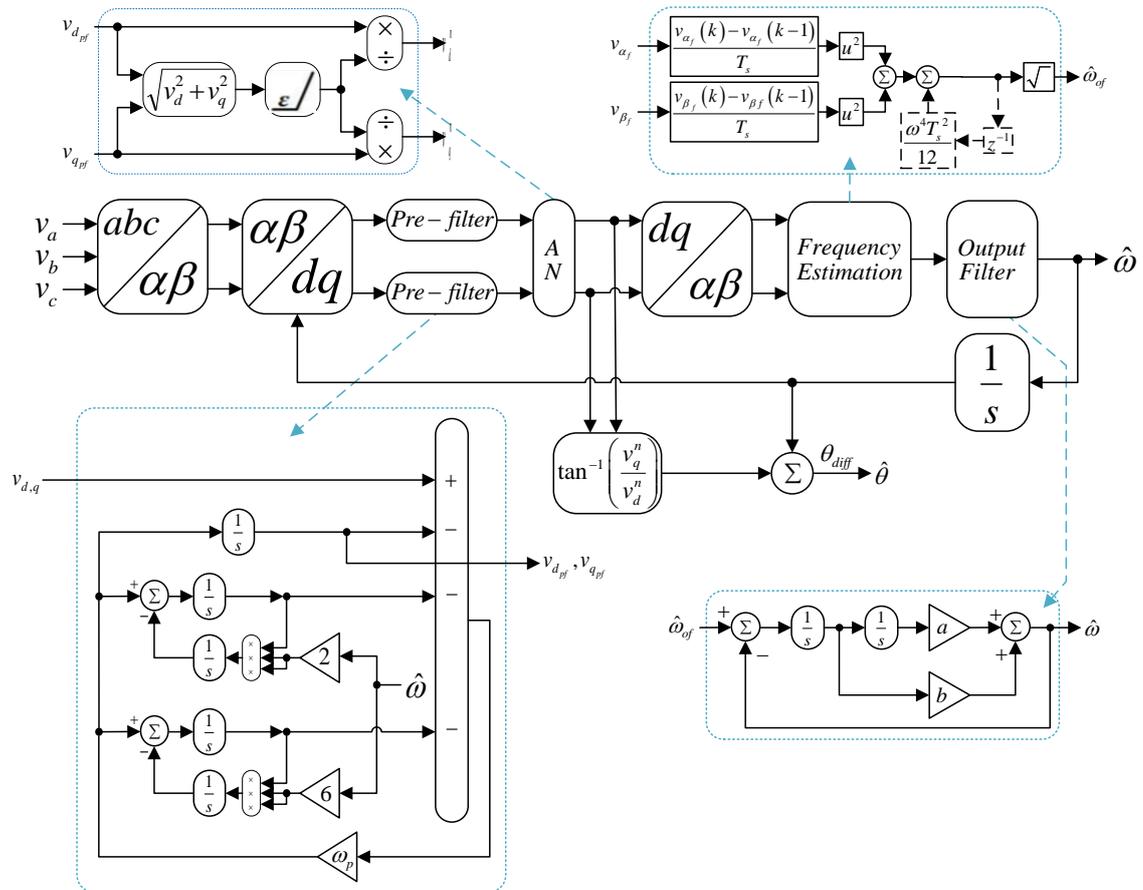
1.10.

S

ISTEMA DE SINCRONISMO POR TRAVAMENTO DE FREQUÊNCIA (FLL) - TRIFÁSICO

A técnica apresentada por Kanjiya, Khadkikar e Moursi (2018) é aqui chamada de SRF-FLL tipo 3. Seu modelo completo de estrutura é apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Modelo do SRF-FLL tipo 3.



Fonte: (KANJIYA, KHADKIKAR e MOURSI, 2018).

Esta técnica também é específica para sistemas trifásicos, utiliza a Transformada de Clarke e a Transformada de Park para a obtenção dos sinais ortogonais v_d e v_q , mas já possui um normalizador de amplitude integrado com sinais de saída v_d^n e v_q^n . Esta estrutura possui basicamente dois filtros: o *Pre-filter* e o *Output Filter*, e possui também um estimador de frequência ou *Frequency Estimation*. Esta possui um saída de estima de fase $\hat{\theta}$ ajustada por θ_{diff} .

São dois *Pre-filter*, um para cada sinal ortogonal decorrente da Transformada de Park, os quais possuem como sinal de entrada v_d ou v_q e como sinal de saída $v_{d_{pf}}$ ou $v_{q_{pf}}$. Estes são responsáveis por fazerem a filtragem de harmônicos onde, por sugestão do autor, é realizado a atenuação da segunda e da sexta harmônica de cada sinal ortogonal através de filtros passa-baixa de frequência de corte ω_p .

O *Output Filter* é responsável por atenuar oscilações presentes no sinal de estimativa de frequência $\hat{\omega}$ e fazer o controle do sinal para uma resposta o mais rápida possível. Este possui um sinal de entrada $\hat{\omega}_{of}$ e duas variáveis de ajuste a e b

Este sistema faz o travamento com a frequência do sinal de entrada através do *Frequency Estimation*, o qual utiliza derivadores para a realização desta tarefa e tem como sinais de entrada v_{α_f} e v_{β_f} . Sendo que, para a sua implementação é realizado um reajuste de valor devido a discretização do sinal (blocos pontilhados).

Os valores de parâmetros da estrutura são escolhidos de forma bem cautelosa e é recomendado a leitura do trabalho original caso deseje uma compreensão mais profunda. O SRF-FLL tipo 3, é escolhido como sistema de comparação da proposta MAV-PLL tipo 3 juntamente com o SRF-PLL tipo 3 devido aos excelentes resultados apresentados em seu estudo original.

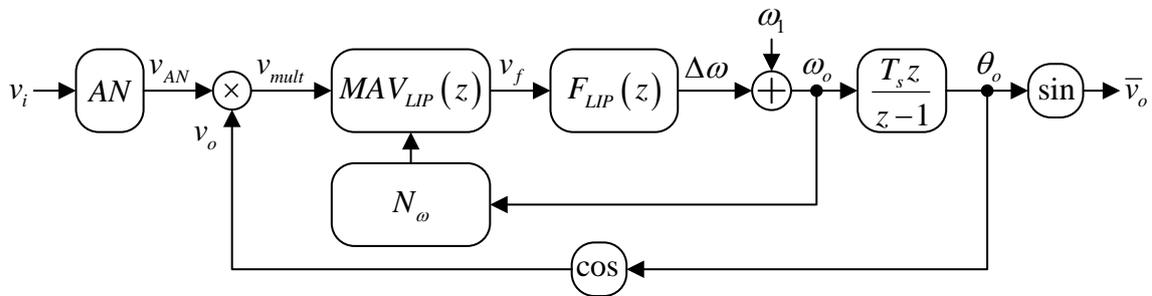
2. PROPOSTA 1 – PLL MONOFÁSICO TIPO 3

A Proposta 1 deste trabalho é um sistema de sincronismo por travamento de fase destinado para sistemas monofásicos e é aqui chamado de AMAV-LIP-PLL tipo 3, seu modelo é apresentado na Figura 9. Este modelo é possivelmente a primeira proposta do tipo 3 a ser desenvolvida para sistemas fotovoltaicos ligados à rede elétrica monofásica. Este sistema recebe este nome devido ao uso de filtros média móvel adaptativos, conforme o AMAV-PLL tipo 2 apresentado anteriormente e, por causa da maneira que a adaptação de ordem do filtro é realizada, usando uma técnica chamada de *Linear Interpolation - LIP*, apresentada por Golestan, Ramezani, *et al* (2014) e originalmente por Wang, Jiang, *et al* (2013).

Este Capítulo é separado em quatro secções, as quais explicam em seqüência, as principais partes e cálculos do AMAV-LIP-PLL tipo 3.

O desenvolvimento do modelo é realizado em tempo discreto para não haver perda de precisão devido a discretização do sistema, caso fosse desenvolvido em tempo contínuo e discretizado posteriormente.

Figura 9 – Modelo do AMAV-LIP-PLL tipo 3.



Fonte: Autoria própria.

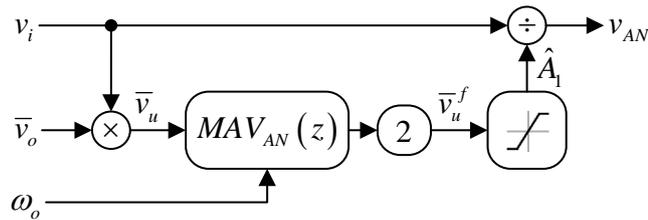
2.1. O NORMALIZADOR DE AMPLITUDE

Nesta secção, é explicada o processo de normalização do sinal de entrada v_i . Inicialmente considera-se o sinal de entrada v_i contendo harmônicas ímpares, conforme a Equação (3). Onde, ϕ_h representa a fase do sinal de harmônico h .

$$v_i = A_1 \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1) + A_3 \text{sen}(3\omega_1 t + \phi_3) + A_5 \text{sen}(5\omega_1 t + \phi_5) + \dots \quad (3)$$

O sinal de entrada v_i é normalizado pelo bloco normalizador de amplitude ou *Amplitude Normalization* - AN, detalhado na Figura 10. Esta normalização ocorre com a divisão do sinal v_i pelo seu valor estimado de amplitude de frequência fundamental \hat{A}_1 . (AMA, KOMATSU e KASSAB, 2014a) (PADUA, DECKMANN e MARAFAO, 2005).

Figura 10 – Modelo do bloco AN do AMAV-LIP-PLL tipo 3.



Fonte: (AMA, KOMATSU e KASSAB, 2014a).

Para obter o sinal de entrada normalizado v_{AN} , o sinal de entrada v_i é multiplicado pelo sinal senoidal de saída do sistema \bar{v}_o resultando no sinal \bar{v}_u , conforme a Equação (5). Onde o sinal \bar{v}_o é dado conforme a Equação (4).

$$\bar{v}_o = \text{sen}(\omega_o t + \phi_o) = \text{sen}(\theta_o) \quad (4)$$

$$\bar{v}_u = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} A_1 \cos(\phi_1 - \phi_o) & -A_1 \cos(2\omega_1 t + \phi_1 + \phi_o) + \\ A_3 \cos(2\omega_1 t + \phi_3 - \phi_o) & -A_3 \cos(4\omega_1 t + \phi_3 + \phi_o) + \\ A_5 \cos(4\omega_1 t + \phi_5 - \phi_o) & -A_5 \cos(6\omega_1 t + \phi_5 + \phi_o) + \dots \end{bmatrix} \quad (5)$$

Observe que o sinal \bar{v}_u possui harmônicas pares, isso ocorre devido a consideração inicial de harmônicas ímpares presentes no sinal v_i . De acordo com a predominância de harmônicos ímpares ou pares na rede elétrica, o filtro $MAV_{AN}(z)$ deve ser ajustado devidamente. O filtro $MAV_{AN}(z)$ possui o mesmo comportamento e definições do filtro $MAV_{LIP}(z)$ e será detalhadamente explicado na seção 2.3.

Considerando que o filtro $MAV_{AN}(z)$ atenua as harmônicas presentes no sinal \bar{v}_u , o sinal \bar{v}_u^f é obtido, após ser multiplicado por 2 para reajuste de sua amplitude,

conforme a Equação (6). Observe que este sinal obtêm o cosseno da diferença de fase do sinal de entrada v_i e o sinal senoidal de saída \bar{v}_o . Ou seja, quando ocorrer o sincronismo de fase no sistema, o sinal \bar{v}_u^f irá resultar apenas na amplitude de frequência fundamental do sinal de entrada (\hat{A}_1), realizando assim a normalização de v_i .

$$\bar{v}_u^f = A_1 \cos(\phi_1 - \phi_o) \quad (6)$$

Com o sinal de entrada de amplitude normalizada v_{AN} , conforme a Equação (7), é realizada a detecção de fase do sistema, explicada na secção a seguir.

$$v_{AN} = \frac{1}{\hat{A}_1} \overbrace{\left[A_1 \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1) + A_3 \text{sen}(3\omega_1 t + \phi_3) + A_5 \text{sen}(5\omega_1 t + \phi_5) + \dots \right]}^{v_i} \quad (7)$$

2.2. O DETECTOR DE FASE

Nesta secção, a forma como a detecção de fase é realizada pelo sistema é explicada detalhadamente.

A detecção de fase é do tipo multiplicador. Ou seja, é multiplicado o sinal v_{AN} com o sinal cossenoidal de realimentação do sistema v_o para encontrar a fase do sistema. Considerando v_o conforme a Equação (8), o resultado da multiplicação v_{mult} é obtido conforme a Equação (9).

$$v_o = \cos(\omega_o t + \phi_o) = \cos(\theta_o) \quad (8)$$

$$v_{mult} = \frac{1}{2} \left[\begin{array}{ll} A_1 \text{sen}(\phi_1 - \phi_o) & + A_1 \text{sen}(2\omega_1 t + \phi_1 + \phi_o) + \\ A_3 \text{sen}(2\omega_1 t + \phi_3 - \phi_o) & + A_3 \text{sen}(4\omega_1 t + \phi_3 + \phi_o) + \\ A_5 \text{sen}(4\omega_1 t + \phi_5 - \phi_o) & + A_5 \text{sen}(6\omega_1 t + \phi_5 + \phi_o) + \dots \end{array} \right] \quad (9)$$

Observe que v_{mult} possui um termo que contem a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal cossenoidal de realimentação, juntamente com vários outros termos

harmônicos. Para facilitar a representação deste sinal, os termos harmônicos são todos representados apenas pela letra n , conforme a Equação (10). Assim, este sinal é posteriormente submetido a filtro para a atenuação de n .

$$v_{mult} = \frac{1}{2} \left[A_1 \text{sen}(\phi_1 - \phi_o) + n \right] \quad (10)$$

2.3. O FILTRO MÉDIA MÓVEL ADAPTATIVO

Nesta secção é explicado o funcionamento de um filtro média móvel adaptativo e como é realizado a interpolação linear para aprimoramento de seu sinal de saída.

O sinal v_{mult} é submetido ao filtro $MAV_{LIP}(z)$ como seu sinal de entrada. Este filtro faz a atenuação dos harmônicos n de forma dinâmica e utilizando uma técnica de interpolação linear para ajuste de seu sinal de saída.

A ordem de um filtro média móvel (N) pode ser calculada pela Equação (11). Onde f_s é a frequência de amostragem do sistema, m é uma variável de ajuste do filtro ($m = 1$ atenua harmônicos ímpares e $m = 2$ atenua harmônicos pares) e f_1 é a frequência fundamental do sinal de tensão da rede elétrica.

$$N = \frac{f_s}{mf_1} \quad (11)$$

Observe que a ordem do filtro N pode ser ajustada através da variação de f_s ou f_1 . Como f_s é um valor fixo da implementação do sistema, f_1 é utilizado para realizar a adaptação de ordem do filtro dinamicamente. Ou seja, a ordem do filtro é ajustada conforme a variação de frequência fundamental do sinal de tensão da rede elétrica.

O filtro média móvel do AMAV-PLL tipo 2, citado na secção 1.8, faz a adaptação de sua ordem observando f_1 e realizando o arredondamento do valor de N calculado. O arredondamento de N é obrigatório neste caso, já que a ordem do filtro deve ser de um número inteiro. O que pode ser observado a partir da função de transferência de um filtro média móvel em tempo discreto conforme a Equação (12).

$$MAV(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (12)$$

Essa adaptação de ordem por arredondamento (tanto para o valor mais próximo, o valor inferior ou o valor superior) acarreta em uma mudança de ordem brusca em termos de frequência atenuada. Em outras palavras, apesar de ser um filtro adaptativo com a finalidade de uma melhor atenuação de múltiplos harmônicos este ainda irá cumprir perfeitamente seu papel apenas em frequências específicas. Por exemplo, caso f_s seja igual a 12000 Hz, $m = 2$ e $f_1 = 60$ Hz, então N terá valor nominal igual à 100. E supondo uma adaptação de ordem para $N = 101$ e $N = 99$, implica que f_1 observada pelo sistema variou de 60 Hz para $f_1 = 59,41$ Hz e $f_1 = 60,61$ Hz, respectivamente. Ou seja, para uma faixa de frequência entre 59,41Hz e 60Hz e entre 60 Hz e 60,61 Hz, o filtro não possui uma ordem perfeita de atenuação de suas múltiplas frequências. Além disso, se f_1 for aproximadamente igual à 59,71 Hz e 60,31 Hz (valor médio entre as faixas) a ordem do sistema ficará oscilando entre 100 e 101 e entre 100 e 99, respectivamente. Estas faixas de atenuação por ordem do filtro é melhor observável na Figura 6 na secção 1.8, onde a ordem N varia de 98 até 102.

Procurando suavizar e melhorar a eficiência desta adaptação de ordem, uma interpolação linear é realizada na saída do filtro. Para isto, o bloco N_ω calcula a ordem exata que o filtro deve possuir de acordo com a frequência ω_o observada dinamicamente pelo sistema, conforme a Equação (13).

$$N = \frac{\pi f_s}{\omega_o} \quad (13)$$

Em seguida, é feita uma limitação do valor N para impedir que o sistema fique instável devido à mudanças bruscas de frequência. Esta limitação deve ser definida de acordo com a maior variação de frequência prevista pelo projetista. Por exemplo, supondo variações de frequência de mais ou menos 6 Hz, para um sistema de frequência fundamental de 60 Hz, implementado com uma frequência de amostragem de 12000 Hz e para atenuar harmônicos pares ($m = 2$), N deve variar entre 90 e 112 para poder obter a ordem necessária para atenuar todas as múltiplas frequências na faixa entre 54 Hz e 66 Hz.

Após obter o valor de N , são calculados os seus valores inteiros mais próximos. O valor superior $N_c = \text{ceil}(N)$ e o valor inferior $N_f = \text{floor}(N)$. Além disso, também é calculado um valor de peso $w = N - N_f$, que determina se N está mais próximo de seu valor inferior ou de seu valor superior.

Com os valores de N , N_c , N_f e w o filtro $MAV_{LIP}(z)$, com função de transferência expressa pela Equação (14), faz a filtragem do sinal v_{mult} , conforme a Equação (15).

$$MAV_{LIP}(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - (w^2 - w)z^{-(N_f-1)} - (1 + w - 2w^2)z^{-N_f} - w^2z^{-(N_f+1)}}{1 - z^{-1}} \quad (14)$$

$$v_f(k) = \frac{1}{N} \left(\sum_{i=0}^{N_f-1} v_{mult}(k-i) + w \left[(1-w)v_{mult}(k-N_f+1) + wv_{mult}(k-N_f) \right] \right) \quad (15)$$

Após a filtragem de v_{mult} realizada pelo filtro $MAV_{LIP}(z)$, o sinal v_f passa pelo controlador do tipo 2 $F_{LIP}(z)$ que resulta em PLL do tipo 3, expresso em sua forma básica pela Equação (16). Sendo que a definição de seus parâmetros é explicada na próxima secção.

$$F(z) = K \frac{(z - \alpha_1)(z - \alpha_2)}{(z - 1)(z - 1)} \quad (16)$$

2.4. O CONTROLADOR

Nesta secção é detalhado os procedimentos realizados para a definição dos parâmetros do controlador do AMAV-LIP-PLL tipo 3 e também do MAV-PLL tipo 3. A estratégia para o ajuste do controlador é baseada no método de *Root Locus* no domínio z por tentativa e erro, semelhante à realizada por Komatsu, Ama e Matakas Junior (2015).

Observe que o controlador da Equação (16) apresenta três variáveis de ajuste e para facilitar o ajuste do controlador, este número de variáveis é reduzido considerando os dois zeros como sendo coincidentes, conforme expresso na Equação (17).

$$F_a(z) = K_a \frac{(z - \alpha_a)^2}{(z - 1)^2} = \frac{(K_a)z^2 + (-2K_a\alpha_a)z + (K_a\alpha_a^2)}{(z - 1)^2} \quad (17)$$

O ajuste do controlador é realizado observando a posição dos polos e zeros da função de transferência em malha aberta do sistema linearizado, dada conforme a Equação (18). Onde, θ_d é a diferença de fase obtida na detecção de fase e considerando a total atenuação de harmônicos pelo filtro média móvel com ordem fixa de $N = 100$. Observe que é apresentado um ganho de $\frac{1}{2}$ proveniente do sinal v_{mult} desenvolvido na secção anterior.

$$\frac{\theta_d}{\theta_o} = \frac{1}{2} \frac{\overbrace{1 \ 1 \ 1 - z^{-N}}^{\text{Filtro}}}{N \ 1 - z^{-1}} \frac{\overbrace{K(z - \alpha_1)(z - \alpha_2)}^{\text{Controlador}}}{(z - 1)^2} \frac{\overbrace{T_s z}^{\text{Integrador}}}{z - 1} \quad (18)$$

O método do *Root Locus* no domínio z é utilizado para posicionar os polos dominantes do sistema próximos/dentro de uma região de projeto estabelecida. Esta região é definida baseando-se em sistemas de segunda ordem em tempo contínuo, onde são definidos faixas aproximadas de aceitação para um valor de amortecimento (ζ), uma frequência natural do sistema (f_n) e um tempo de acomodação t_s com tolerância de 2%.

A faixa de aceitação de amortecimento é calculada a partir do valor de sobre sinal desejado (M_p) e uma tolerância de amortecimento. Assumindo um valor de 9,5% de sobre sinal e uma tolerância de amortecimento de $\pm 0,2$, a faixa de aceitação de amortecimento $\zeta_1 < \zeta < \zeta_2$ é calculada de acordo com a Equação (19).

$$\zeta = \frac{-\ln(M_p)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(M_p)}} \approx 0,6 \quad (19)$$

$$0,4 < \zeta < 0,8$$

A frequência natural do sistema é calculada a partir da definição de um tempo de acomodação para quando for aplicado uma entrada do tipo degrau no sistema e um valor de tolerância de tempo de acomodação. Definindo t_s para 2 ciclos de 60 Hz e uma

tolerância de 2%, f_n é calculado de acordo com a Equação (20) e é adotada uma faixa de aceitação de frequência natural $f_{n1} < f_n < f_{n2}$ de $f_n \pm 10$ Hz.

$$f_n = \frac{-\ln(0.02)}{\zeta t_s 2\pi} \approx 27,07 \text{ Hz} \quad (20)$$

$$20 < f_n < 40$$

A faixa de aceitação do tempo de acomodação é expressa por um círculo dentro do círculo unitário do *Root Locus* do domínio z . Para calcular o raio de um círculo com um tempo de acomodação constante (r), é possível utilizar a Equação (20), porém considerando ζ igual à 1 para facilitar os cálculos. Com esta consideração, o polo dominante do sistema pode ser imaginado como posicionado sobre o eixo real do *Root Locus*. Assim, o valor da frequência natural ω_n , desta vez em rad/s , encontrado através da Equação (21) será igual ao polo, em tempo contínuo, com tempo de acomodação e tolerância determinados, no caso de 3 ciclos de 60 Hz e tolerância de 2%. E por fim, para encontrar o raio r basta utilizar a Equação (22) determinada a partir da Transformada Z de um polo no domínio s . Sendo, T_s o período de amostragem do sistema discretizado.

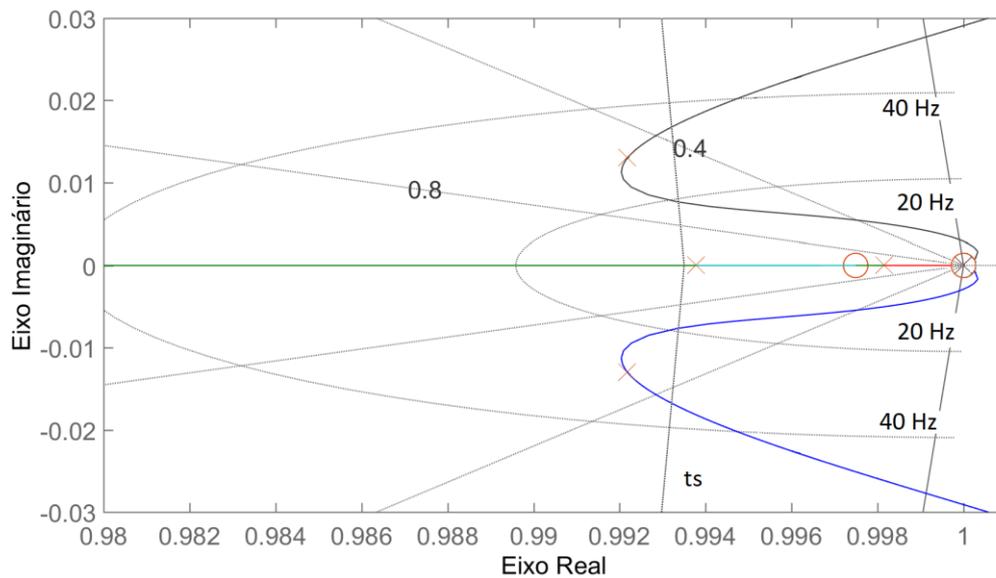
$$\omega_{n3} = \frac{-\ln(0.02)60}{3} \approx 78,24 \quad (21)$$

$$r_3 = e^{-\omega_{n3}T_s} \approx 0,993501 \quad (22)$$

Com todas as faixas necessárias para determinar a região de projeto, é iniciado as tentativas de posicionamento dos zeros coincidentes do controlador para que os polos se enquadrem dentro da região de projeto. Após várias interações, os resultados encontrados para o controlador foram de $K_a = 305$ e $\alpha_a = 0,99749$, o *Root Locus* no domínio z é ilustrado pela Figura 11. Onde, as duas linhas em diagonal mais próximas do eixo real representam as posições do polo para ζ constante no valor de 0,8, as outras duas linha em diagonal com inclinações mais elevadas em relação ao eixo real representam as posições do polo para ζ constante no valor de 0,4, as duas linha circulares representam as restrições para a frequência natural com valores normalizados em relação ao período de amostragem nos valores de $f_1 2\pi T_s = 0,0105$ e $f_2 2\pi T_s = 0,0183$ e a linha

que cruza o eixo real em 0,993501 representa uma fração do círculo de restrição do tempo de acomodação.

Figura 11 – *Root Locus* com o controlador $F_a(z)$.



Fonte: Autoria própria.

Observe que os polos dominantes não se enquadram todos dentro da região de projeto, mas como o sistema não é de segunda ordem, esta região é apenas um guia para a definição dos parâmetros do controlador sendo que um ajuste fino do controlador é realizado posteriormente através da simulação completa do sistema e sem aproximações ou considerações.

O ajuste fino do controlador é realizado com a alteração de apenas uma variável, o ganho integrativo K_i do controlador, mas procurando manter os valores do polinômio do controlador $F_a(z)$ ajustado previamente. Para isto, o ajuste de K_i é realizado com o controlador na forma expressa pela Equação (23) e através de sucessivas simulações do sistema sobre os testes de variação de degrau de frequência e variação de rampa de frequência. Onde os valores de K_p e α_b são calculados em função de K_a , α_a e K_i pelas Equações (24) e (25), respectivamente. Definidas a partir da relação dos polinômios das Equações (17) e (23).

$$F_b(z) = \left(K_p + \frac{K_i z}{z-1} \right) \left(\frac{z - \alpha_b}{z-1} \right) \quad (23)$$

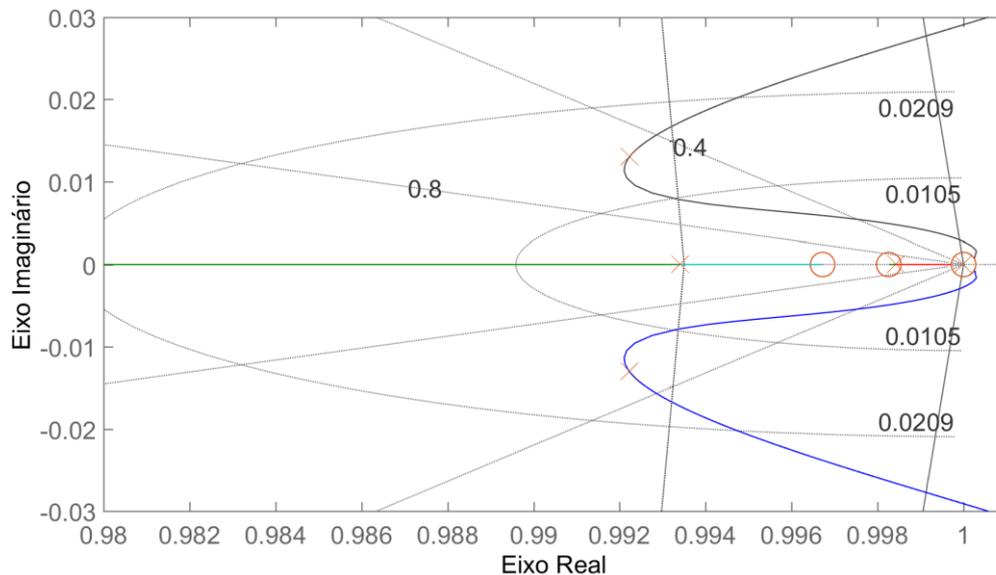
$$F_b(z) = \frac{(K_p + K_i)z^2 + (-K_p - K_p\alpha_b - K_i\alpha_b)z + (K_p\alpha_b)}{(z-1)^2}$$

$$K_p = K_a - K_i \quad (24)$$

$$\alpha_b = \frac{2K_a\alpha_a - K_p}{K_p + K_i} \quad (25)$$

Ajustando o ganho K_i enquanto se mantem os valores do polinômio de F_a ajustado previamente, onde foram considerando zeros coincidentes, faz com que os valores dos zeros (α_1 e α_2) encontrados para o controlador F_b sejam agora de valores distintos, conforme ilustrado na Figura 12. Onde, $K_i = 1$.

Figura 12 – *Root Locus* com o controlador com ajuste fino.



Fonte: Autoria própria.

Após o ajuste do valor de K_i os zeros do controlador são calculados conforme a Equação (26).

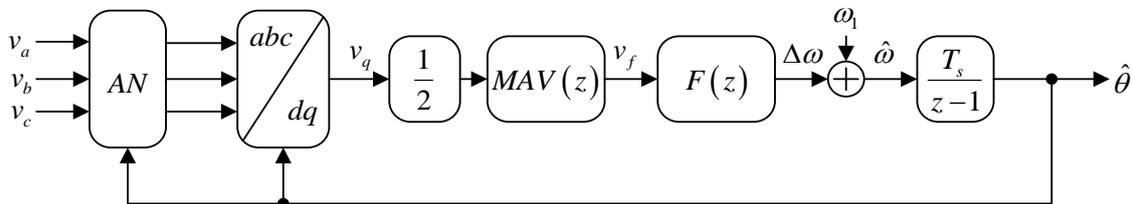
$$\begin{aligned}
c_a &= K_p + K_i \\
c_b &= -K_p - K_p \alpha_b - K_i \alpha_b \\
c_c &= K_p \alpha_b \\
\alpha_1 &= \frac{-c_b + \sqrt{c_b^2 - 4c_a c_c}}{2c_a} = 0,998258688524741 \\
\alpha_2 &= \frac{-c_b - \sqrt{c_b^2 - 4c_a c_c}}{2c_a} = 0,996721311475259
\end{aligned} \tag{26}$$

Assim, o controlador gera um sinal de saída contendo a variação estimada da frequência do sistema $\Delta\omega$, que por sua vez é adicionado com o valor de frequência fundamental do sistema ω_1 resultando no sinal de frequência de saída do sistema ω_o , o qual é integrado gerando um sinal que contém a fase de saída do sistema θ_o , que por fim é utilizado para calcular os sinais oscilatórios de saída e realimentação do sistema.

3. PROPOSTA 2 – PLL TRIFÁSICO TIPO 3

A segunda proposta deste trabalho é aqui chamada de MAV-PLL tipo 3. Esta apresenta uma estrutura similar ao do SRF-PLL tipo, porém com a adição de um filtro MAV adaptativo após as Transformadas de Clarke e Park (Aqui representadas por uma única transformada T_{dq0}^{abc}) e um normalizador de amplitude dos sinais de entrada do sistema, conforme a Figura 13.

Figura 13 – Modelo MAV-PLL tipo 3.



Fonte: Autoria própria.

3.1. O NORMALIZADOR DE AMPLITUDE

O normalizador de amplitude localizado no início do modelo é baseado no trabalho de Padua, Deckmann e Marafao (2005), o qual faz a estimativa do valor de amplitude do sinal senoidal de frequência fundamental do ciclo positivo dos sinais de tensão de entrada. Este faz a normalização de amplitude de cada uma das fases da rede. De acordo com a Figura 14, o bloco normalizador de amplitude faz uso do sinal $\hat{\theta}$ de realimentação do MAV-PLL tipo 3. O qual é ramificado em três sinais diferentes, cada um deslocado entre si de 120° , e então são calculados seus sinais senoidais (u_a , u_b e u_c), conforme a Equação (27).

Figura 14 – Modelo do AN do MAV-PLL tipo 3.

c

Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
u_a &= \text{sen}(\hat{\theta}) = \text{sen}(\omega_o t + \phi_o) \\
u_b &= \text{sen}\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) = \text{sen}\left(\omega_o t + \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \\
u_c &= \text{sen}\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) = \text{sen}\left(\omega_o t + \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{27}$$

Os sinais u_a , u_b e u_c estão cada um em sincronia com os sinais v_a , v_b e v_c , respectivamente, adotados conforme a Equação (28).

$$\begin{aligned}
v_a &= A_1 \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1) + A_5 \text{sen}(5\omega_1 t + \phi_5) + A_7 \text{sen}(7\omega_1 t + \phi_7) + \dots \\
v_b &= A_1 \text{sen}\left(\omega_1 t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + A_5 \text{sen}\left(5\omega_1 t + \phi_5 - \frac{2\pi}{3}\right) + A_7 \text{sen}\left(7\omega_1 t + \phi_7 - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\
v_c &= A_1 \text{sen}\left(\omega_1 t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + A_5 \text{sen}\left(5\omega_1 t + \phi_5 + \frac{2\pi}{3}\right) + A_7 \text{sen}\left(7\omega_1 t + \phi_7 + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots
\end{aligned} \tag{28}$$

Estes sinais são multiplicados entre si e somados, resultando no sinal v_u ($v_u = v_a u_a + v_b u_b + v_c u_c$) representado pela Equação (29), considerando o travamento de frequência $\omega_1 = \omega_o$.

$$v_u = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} A_1 \cos(\phi_1 - \phi_0) + \\ A_5 \cos(4\omega_1 t + \phi_5 - \phi_0) + \\ A_7 \cos(6\omega_1 t + \phi_7 - \phi_0) + \dots \end{bmatrix} \tag{29}$$

Observe que as harmônicas ímpares consideradas nos sinais de entrada v_a , v_b e v_c acarretam em harmônicas pares no sinal v_u . Estas harmônicas são atenuadas pelo filtro $MAV(z)$ resultando no sinal v_u^f , representado pela Equação (30) caso ocorra a total filtragem das harmônicas.

$$v_u^f = \frac{3}{2} A_1 \cos(\phi_1 - \phi_o) \tag{30}$$

Este sinal cossenoidal contém a diferença de fase $\phi_1 - \phi_0$, onde conforme ocorre o sincronismo de fase esta diferença tende à zero, resultando apenas no valor da amplitude de frequência fundamental dos sinais de entrada com um ganho de $3/2$. Assim, ajustando este ganho pelo seu valor inverso de $2/3$, basta utilizar o sinal v_u^f para dividir os sinais de entrada v_a , v_b e v_c para realizar a normalização destes sinais, obtendo assim os sinais v_a^{AN} , v_b^{AN} e v_c^{AN} conforme a Equação (31). Devido a operação de divisão, é adicionado uma saturação para garantir que v_u^f seja positivo.

$$\begin{aligned} v_a^{AN} &= \frac{v_a}{2/3 v_u^f} \\ v_b^{AN} &= \frac{v_b}{2/3 v_u^f} \\ v_c^{AN} &= \frac{v_c}{2/3 v_u^f} \end{aligned} \quad (31)$$

Com os sinais de entrada normalizados é realizada as Transformadas de Clarke e Park para a obtenção do sinal ortogonal v_q , utilizando a transformada simplificada conforme a Equação (32).

$$v_q = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_0) v_a^{AN} + \\ \cos\left(\omega_o t + \phi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) v_b^{AN} + \\ \cos\left(\omega_o t + \phi_0 + \frac{2\pi}{3}\right) v_c^{AN} \end{bmatrix} \quad (32)$$

Desenvolvendo a Equação (32) considerando todos os valores de harmônicos como um termo só, representados por n , se obtém a Equação (33). As harmônicas contidas neste sinal serão todas pares caso as harmônicas presentes nos sinais de entrada sejam todas ímpares, ou vice-versa. Esta troca de harmônicos par-ímpar/ímpar-par ocorre da mesma maneira apresentada na obtenção do sinal v_u . Ou seja, dependendo da

predominância de harmônicos pares ou ímpares nos sinais de entrada, cabe ao projetista ajustar o filtro $MAV(z)$ para uma atenuação apropriada.

$$v_q = \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi_1 - \phi_0) + \\ A_5 \text{sen}(4\omega_1 t + \phi_5 - \phi_0) + \\ A_7 \text{sen}(6\omega_1 t + \phi_7 - \phi_0) + \dots \end{bmatrix} = [\text{sen}(\phi_1 - \phi_0) + n] \quad (33)$$

3.2. O FILTRO E O CONTROLADOR

O filtro $MAV(z)$, responsável por atenuar o sinal n , possui as mesmas características do filtro $MAV_{LIP}(z)$ apresentado no Capítulo anterior.

O controlador deste sistema apresenta as mesmas características do controlador do AMAV-LIP-PLL tipo 3. Porém, o ajuste fino de parâmetro de cada controlador é realizado de maneira individual para uma melhor performance de cada sistema.

Para utilizar o mesmo controlador do AMAV-LIP-PLL tipo 3 um ganho de $\frac{1}{2}$ é adicionado ao sinal v_q , para este possuir as mesmas características do sinal de entrada do controlador quando utilizado no sistema AMAV-LIP-PLL tipo 3 e assim os dois sistemas possuem a mesma função de transferência em malha aberta do sistema linearizado. Em outras palavras, o sinal v_q é ajustado para ficar semelhante ao sinal v_{mult} da Equação (10).

Assim, com a normalização dos sinais de entrada, a detecção de fase, a filtragem de harmônicos e o ajuste realizado pelo controlador, o sinal de estimada de frequência $\hat{\omega}$ é integrado para a obtenção do sinal de estimativa de fase $\hat{\theta}$, utilizado como sinal de saída e realimentação do sistema. Podendo ser então calculado seu valor senoidal para a obtenção de um sinal de referência de tensão da rede elétrica com frequência e fase em sincronia e amplitude unitária.

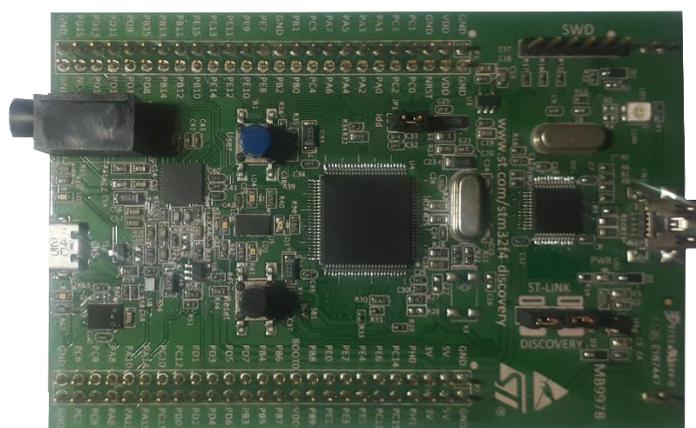
4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Todos os sistemas de sincronismos apresentados neste trabalho foram primeiramente simulados utilizando a ferramenta “*Simulink*” do programa “*MATLAB*” para que fossem inteiramente compreendidos e reproduzidos de forma equivalente aos apresentados nos artigos originais. As estruturas de simulação para cada sistema de sincronismo são apresentadas no Apêndice 3 – Modelos de Simulação.

Os valores dos parâmetros para os sistemas de comparação (AMAV-PLL tipo 2, SRF-PLL tipo 3 e o SRF-FLL tipo 3) seguem as orientações de seus autores. Apenas os valores de frequência de amostragem e frequência fundamental da rede foram alterados e consequentemente, quando necessário, são realizados reajustes nos parâmetros do sistema.

Após os resultados de simulação dos sistemas de comparação apresentarem resultados coerentes com os resultados originais de cada sistema, estes foram implementados utilizando um microprocessador STM32F407, Figura 15. Neste microprocessador é programado todo o sistema de sincronismo, incluindo os testes de variação da tensão da rede elétrica utilizados, através do programa “*IAR Embedded Workbench – for ARM*”. Sendo este também responsável pela coleta dos resultados através do programa “*STMStudio*” versão 3.0.

Figura 15 – Microprocessador SRM32F407 utilizado.



Fonte: Autoria própria.

Além dos resultados coletados pelo microprocessador (variáveis internas do STM), foi utilizado um osciloscópio modelo DSO-X 2012-A da empresa *Agilent* para observar os resultados das propostas apresentadas em sinal analógico, que podem ser

observados no Apêndice 1. Este procedimento foi realizado apenas para os sistemas propostos MAV-PLL tipo 3 e AMAV-LIP-PLL tipo 3. Porém, para uma melhor visualização de comparação entre os sistemas de sincronismo são utilizados os dados internos coletados pelo STM32F407 para a montagem dos gráficos apresentadas nas próximas seções.

Este Capítulo é dividido em duas partes. A primeira parte apresenta os resultados para a Proposta 1: PLL monofásico tipo 3 (AMAV-LIP-PLL tipo 3) em comparação com o AMAV-PLL tipo 2. A segunda parte, apresenta os resultados para a Proposta 2: PLL trifásico tipo 3 (MAV-PLL tipo 3) em comparação com o SRF-PLL tipo 3 e o SRF-FLL tipo 3.

4.1. RESULTADOS DA PROPOSTA 1 – PLL MONOFÁSICO TIPO 3

As comparações dos resultados dos sistemas AMAV-PLL tipo 2 e o AMAV-LIP-PLL tipo 3 são apresentados nesta seção.

Para ambos os sistemas são utilizados uma frequência de amostragem $f_s = 12000$ Hz, uma frequência fundamental da rede elétrica $f_1 = 60$ Hz. Ambos são projetados para atenuar múltiplas harmônicas pares ($m = 2$) e possuem a mesma faixa de saturação de adaptação de ordem do filtro de $90 < N < 112$.

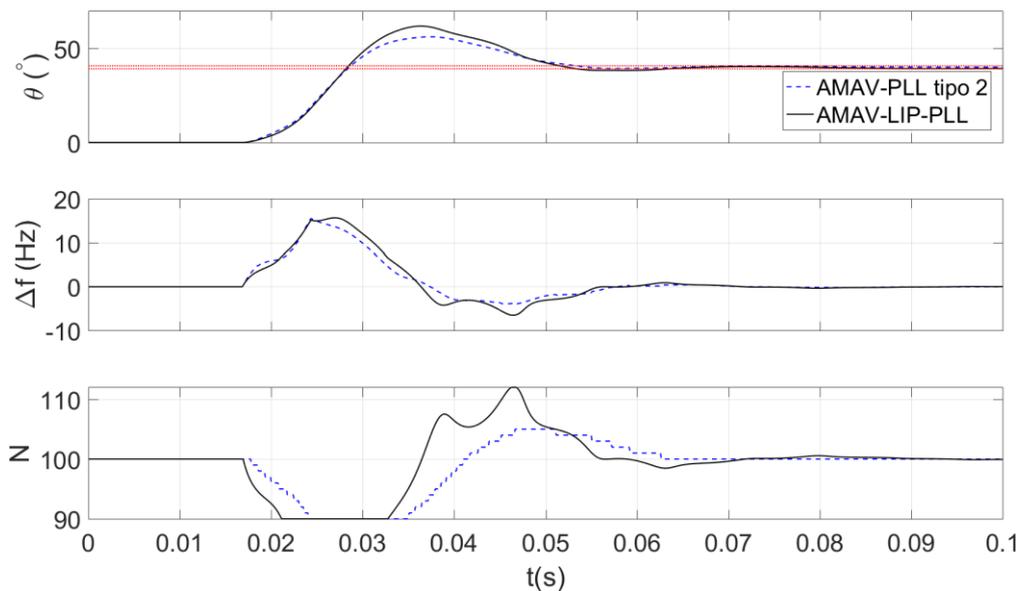
Os valores de parâmetros do controlador adotados para o AMAV-PLL tipo 2 são os mesmos utilizados originalmente por Ama, Komatsu e Matakas Junior (2014b), sendo $K = 312,3 \text{ rad/s}$ e $\alpha = 0,99566 \text{ rad}^2/\text{s}^2$. Já para o AMAV-LIP-PLL tipo 3, estes foram definidos através dos procedimentos apresentados anteriormente. Definindo os valores de $K_a = 305$, $\alpha_a = 0,99749$ e $K_i = 1$ para obter os valores de $K = 305$, $\alpha_1 = 0,998258688524741$ e $\alpha_2 = 0,996721311475259$.

As comparações são realizadas aplicando seis testes com diferentes tipos de variação na entrada dos sistemas. A seguir são ilustrados gráficos referentes aos testes aplicados. Cada imagem contém três gráficos: a variação de fase (θ), a variação de frequência (Δf) e o comportamento da ordem adaptativa dos filtros (N) utilizados nos sistemas. E ao final desta seção é apresentada uma tabela resumo para facilitar a comparação dos resultados obtidos.

4.1.1. Teste 1 – Degrau de fase

A Figura 16 ilustra os resultados para quando a rede sofre de um degraude fase de $+40^\circ$. O tempo de acomodação de fase com critério de 2% para o AMAV-PLL tipo 2 é de 42,25 ms ($\approx 2,535$ ciclos) e para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 é de 40,75 ms ($\approx 2,805$ ciclos). Observe que o AMAV-LIP-PLL tipo 3 apresenta maior desvio de pico de fase e de frequência, consequência de tempo de acomodação mais rápido. O desvio de pico de fase e de frequência do AMAV-PLL tipo 2 é de $15,51^\circ$ e 14,04 Hz e para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 é de $21,92^\circ$ e de 15,61 Hz. A variação de ordem do filtro AMAV-LIP-PLL tipo 3 ocorre de forma mais suave do que a ordem do filtro do AMAV-PLL tipo 2 devido a técnica de interpolação linear aplicada.

Figura 16 – Comparação monofásico: Teste 1 – Degrau de fase.



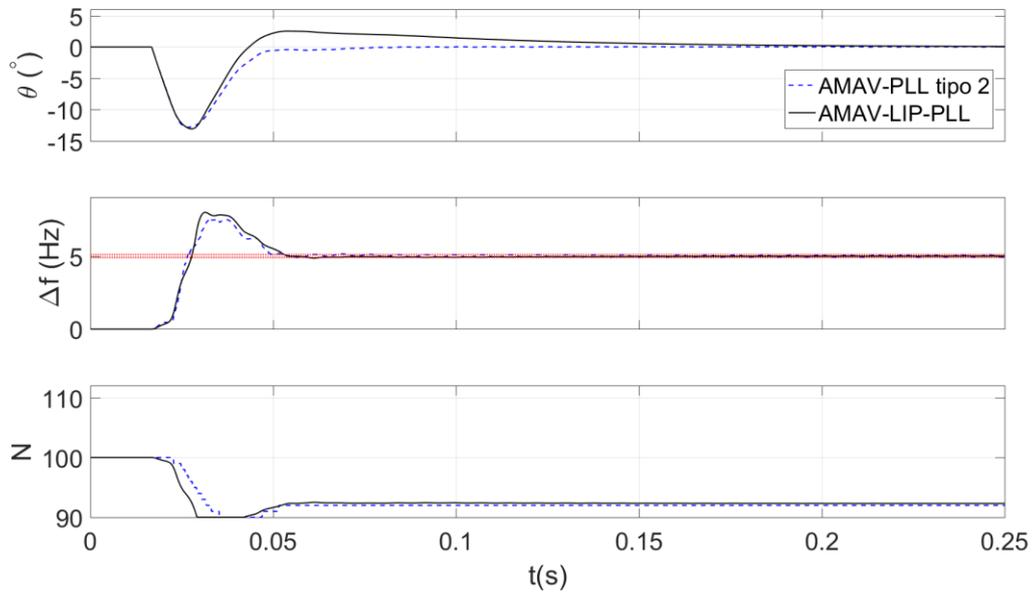
Fonte: Autoria própria.

4.1.2. Teste 2 – Degrau de frequência

O segundo teste realiza uma variação de frequência na tensão da rede elétrica de +5 Hz. Os resultados de simulação para este teste são apresentados na Figura 17.

Observe que o valor de desvio de pico de fase do AMAV-PLL tipo 2 é de $13,41^\circ$ e para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 é de $13,08^\circ$. O valor de desvio de pico de frequência do AMAV-PLL tipo 2 é de 2,404 Hz e para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 é de 2,952 Hz. O tempo de acomodação de frequência para um critério de 2% para o AMAV-PLL tipo 2 é de 60,33 ms ($\approx 3,62$ ciclos) e para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 é de 40,16 ms ($\approx 2,77$ ciclos).

Figura 17 – Comparação monofásico: Teste 2 – Degrau de frequência.



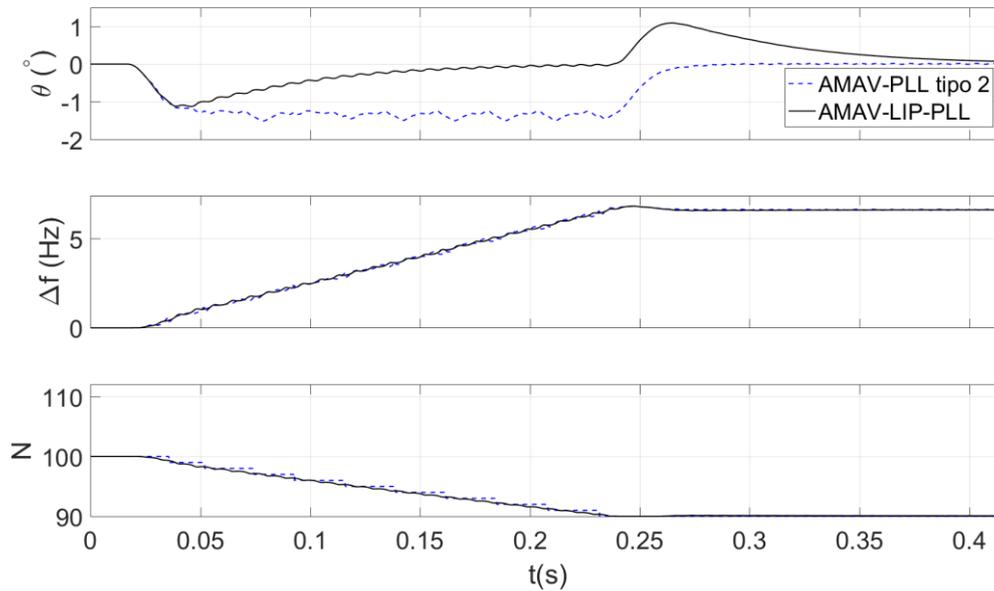
Fonte: Autoria própria.

4.1.3. Teste 3 – Rampa de frequência

O teste de variação de rampa de frequência aplica um aumento de frequência na tensão da rede elétrica de +30 Hz/s.

O resultado do AMAV-PLL tipo 2 para este teste demonstra um erro de fase em regime permanente não nulo. Isto ocorre, pois, o AMAV-PLL tipo 2 é um sistema do tipo 2, o que já era esperado. O valor médio deste erro é de $\pm 1,6^\circ$. O AMAV-LIP-PLL tipo 3 também apresenta um valor de erro em regime permanente. Este erro é devido à constante mudança de ordem do filtro, o que causa uma oscilação no sinal de variação de fase e de frequência. O valor médio deste erro é de $\pm 0,03^\circ$.

Figura 18 – Comparação monofásico: Teste 3 – Rampa de frequência.



Fonte: Autoria própria.

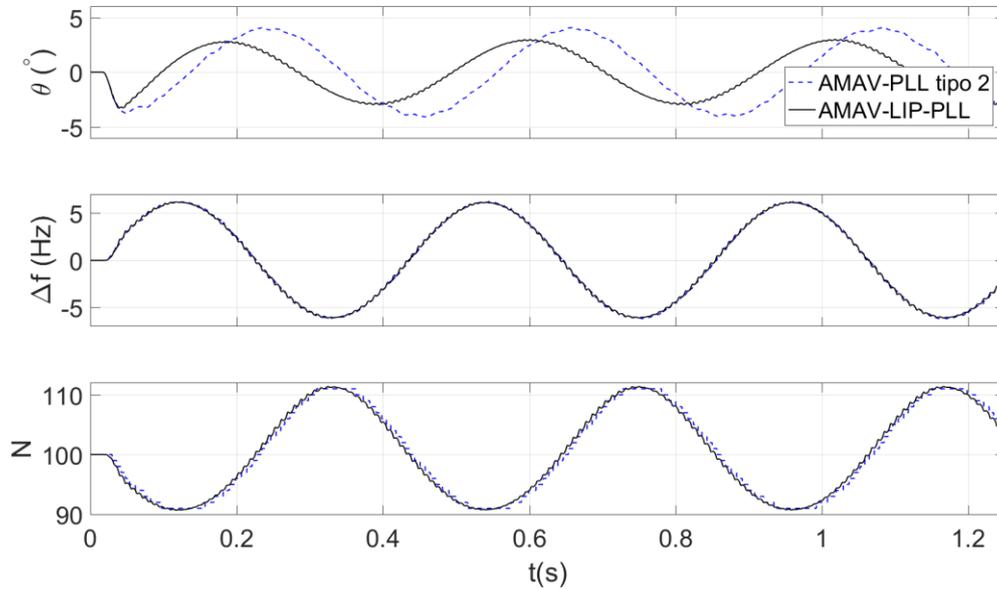
4.1.4. Teste 4 – Variação senoidal de frequência

Este teste aplica uma variação senoidal na frequência do sinal de tensão da rede elétrica. Esta variação se comporta conforme a Equação (34). Este teste é realizado apenas por concordância com os demais estudos sobre PLL do tipo 3, pois, seu motivo de realização não é claro e não foi encontrada nenhuma origem deste tipo de variação na prática.

$$\omega = \omega_1 (1 + 0,1 \cdot \text{sen}(15t)) \quad (34)$$

Na Figura 19, observe que os valores de pico-a-pico da variação de fase do AMAV-PLL tipo 2 e do AMAV-LIP-PLL tipo 3 são de $9,55^\circ$ e $5,85^\circ$, respectivamente. E o valor de pico-a-pico de variação de frequência para os dois sistemas é de $\approx 12,17$ Hz.

Figura 19 – Comparação monofásico: Teste 4 – Variação senoidal de frequência.



Fonte: Autoria própria.

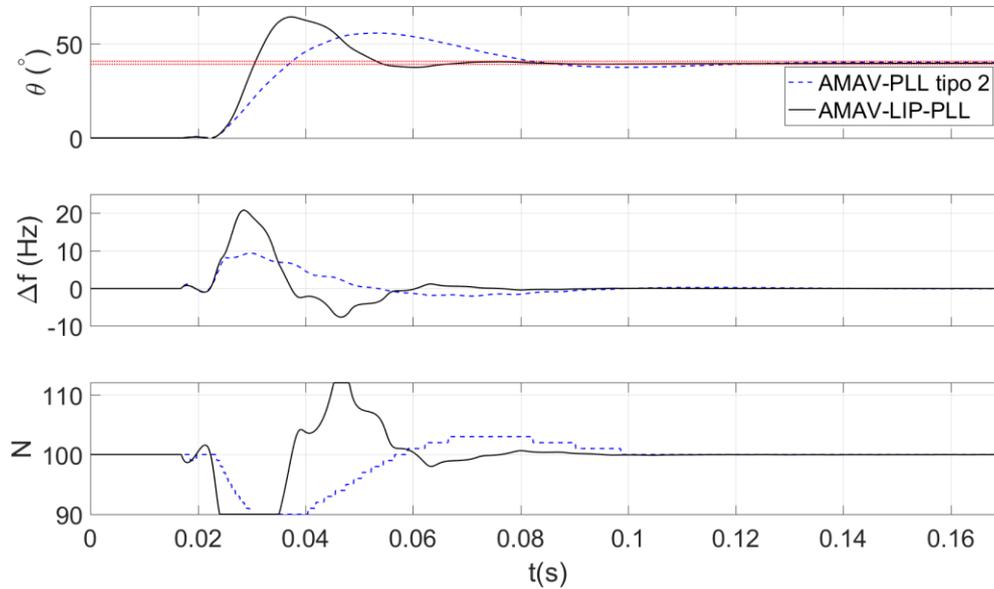
4.1.5. Teste 5 – Afundamento de tensão mais degrau de fase

Este teste aplicada um afundamento de tensão de 0,5 p.u. somado a um degrau de fase de $+40^\circ$ e seus resultado de comparação monofásico são ilustrados pela Figura 20.

O tempo de acomodação de fase do AMAV-PLL tipo 2 é de 115,03 ms ($\approx 6,9$ ciclos) e para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 é de 49,33 ms ($\approx 2,96$ ciclos). O valor de desvio de pico de fase para o AMAV-PLL tipo 2 é de $15,55^\circ$ e para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 é de $24,4^\circ$. O valor de desvio de pico de frequência par ao AMAV-PLL tipo 2 é de 8,494 Hz e para o AMAV-LIP-PL tipo 3 é de 20,7 Hz.

O tempo de acomodação de fase do AMAV-PLL tipo 2 é maior devido à falta de um normalizador de amplitude em seu modelo.

Figura 20 – Comparação monofásico: Teste 5 – Afundamento de tensão mais de grau de fase.



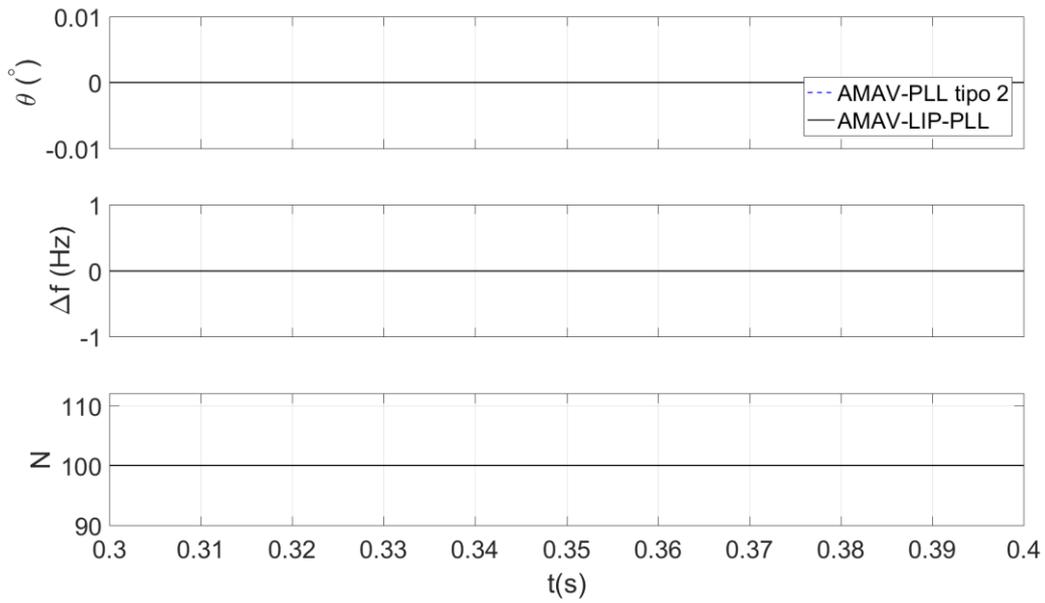
Fonte: Autoria própria.

4.1.6. Teste 6 – Rede distorcida

Neste teste é adicionada uma elevação de tensão +0,1 p.u., +10% de quinta harmônica com 90° de fase e +5% de sétima harmônica à tensão da rede elétrica. O resultado de comparação monofásico é ilustrado na Figura 21.

Observe que ambos os sistemas fazem a filtragem de toda a distorção adicionada. Isto, ocorre devido à correta atenuação realizada pelo filtro média móvel utilizado pelos sistemas.

Figura 21 – Comparação monofásico: Teste 6 – Rede distorcida.



Fonte: Autoria própria.

4.1.7. Tabela resumo de comparação monofásico

Na Tabela 3 abaixo é apresentada uma tabela resumo de comparação dos resultados simulados obtidos entre os sistemas AMAV-PLL tipo 2 e o AMAV-LIP-PLL tipo 3. Em vermelho, é destacado o menor/igual valor entre os dois sistemas.

Tabela 3 – Tabela resumo de comparação monofásico.

Testes	Resultados	
	AMAV-PLL tipo 2	AMAV-LIP-PLL tipo 3
Degrau de fase		
- Tempo de acomodação (2%)	≈ 36,5 ms (2,19)*	≈ 40,75 ms (2,445)*
- Desvio de pico da frequência	15,55 Hz	15,61 Hz
- Desvio de pico de fase	16,10°	21,92°
Degrau de frequência		
- Tempo de acomodação (2%)	≈ 60,5 ms (3,63)*	≈ 40,16 ms (2,77)*
- Desvio de pico da frequência	5,555 Hz	2,952 Hz
- Desvio de pico de fase	12,81°	13,08°
Varição em rampa de frequência		
- Erro de fase em regime permanente	≈ 1,68°	0,03°
Varição senoidal na frequência		
- Erro de pico-a-pico de fase	8,201°	5,85°
Afundamento de tensão		
- Tempo de acomodação (2%)	≈ 102,92 ms (6,18)*	≈ 49,33 ms (2,96)*
- Desvio de pico da frequência	9,423 Hz	20,7 Hz
- Desvio de pico de fase	15,77°	24,4°
Rede distorcida		
- Erro de pico-a-pico da frequência	≈ 0 Hz	≈ 0 Hz
- Erro de pico-a-pico da fase	≈ 0°	≈ 0°

*ciclos de 60 Hz

Todos os valores são arredondados com três casas decimais.

Fonte: Autoria própria.

4.2. RESULTADOS DA PROPOSTA 2 – PLL TRIFÁSICO TIPO 3

As comparações dos resultados obtidos entre os sistemas SRF-PLL tipo 3 (GOLESTAN, MONFARED, *et al.*, 2013b), SRF-FLL tipo 3 (KANJIYA, KHADKIKAR e MOURSI, 2018) e o MAV-PLL tipo 3 proposto são apresentadas nesta seção.

Para uma comparação justa entre os sistemas, todos são simulados com uma frequência de amostragem de $f_s = 12000$ Hz e uma frequência fundamental da rede elétrica de $f_1 = 60$ Hz, sendo realizados os ajustes necessários para manter o comportamento original dos sistemas de comparação.

O controlador do SRF-PLL tipo 3 foi ajustado com os coeficientes de valores $c_{n0} = 323768,2131611017$, $c_{n1} = 12260,42596466526$ e $c_{n2} = 116,0691806872232$. Estes valores são obtidos fazendo as mesmas considerações do estudo original, sendo:

$attenu_{\omega_d} = -15$ dB, V_1^+ como sendo unitário e a margem de fase $PM = 47^\circ$, pois os mesmos testes utilizados no seu estudo original são utilizados nesta comparação. Portanto, apenas f_s e f_1 são alterados. Com isto, basta implementar o controlador discretizado utilizando a Regra em Atraso de Euler, conforme a Equação (35).

$$G_{ol}(z) = \frac{(c_{n2} + c_{n1}T_s + c_{n0}T_s^2)z^2 + (-2c_{n0} - c_{n1}T_s)z + c_{n2}}{z^2 - 2z + 1} \quad (35)$$

Para a implementação do SRF-FLL tipo 3, basta recalculer os valores do bloco *Output Filter*. A margem de fase escolhida é a mesma do estudo original $PM = 45^\circ$ e consequentemente $m = 2,4142$, pois é submetido aos mesmos testes do estudo original. Portanto, os valores do *Output Filter* utilizados são de $a = 188,4955592153876$ e $b = 14717,32907129554$.

Para o MAV-PLL tipo 3, os valores de parâmetros adotados são os mesmo para o AMAV-LIP-PLL tipo 3 já que os sistemas são projetados para utilizarem o mesmo controlador (com $K_a = 305$, $\alpha_a = 0,99749$ e $K_i = 1$ para obter os valores de $K = 305$, $\alpha_1 = 0,998258688524741$ e $\alpha_2 = 0,996721311475259$). Porém o filtro média móvel apresenta uma ordem fixa de $N = 100$ com $m = 2$.

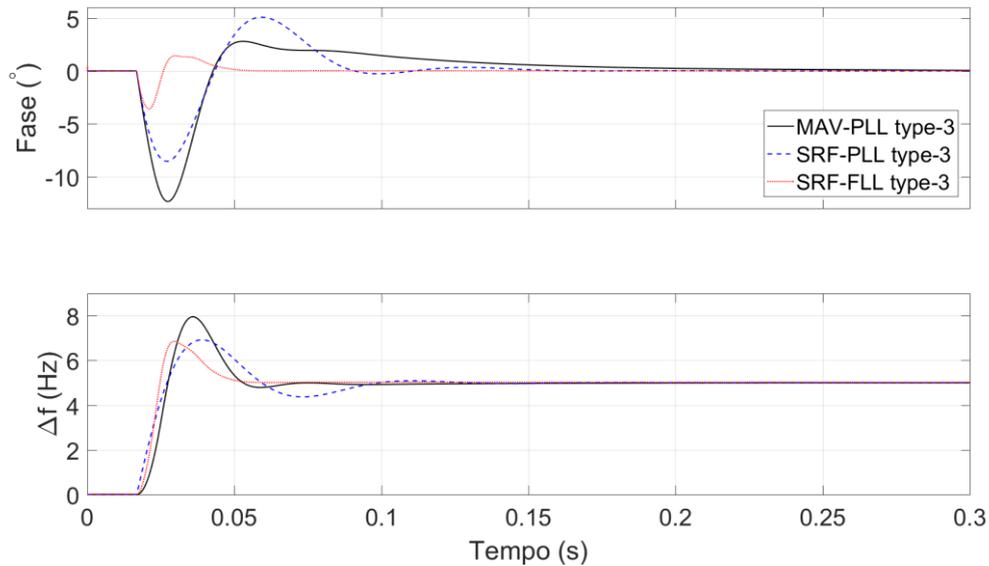
A seguir são ilustrados os resultados gráficos de comparação entre os sistemas trifásico. Cada um representando a variação de fase e de frequência nos sistemas para cada teste. Ao final desta comparação é apresentada uma tabela resumo semelhante a apresentada na seção anterior.

4.2.1. Teste 1 – Degrau de frequência

Este teste aplica um degrau de frequência de +5 Hz nas três fases da tensão da rede elétrica.

Observe na Figura 22, que o SRF-PLL tipo 3 apresenta o maior tempo de acomodação da variação de frequência. Na variação de fase, o MAV-PLL tipo 3 apresenta o maior valor de desvio de pico de fase dentre os três sistemas. Sendo que o SRF-FLL tipo 3 apresenta os menores valores de pico e menores valores de tempo de acomodação.

Figura 22 – Comparação trifásica: Teste 1 – Degrau de frequência



Fonte: Autoria própria.

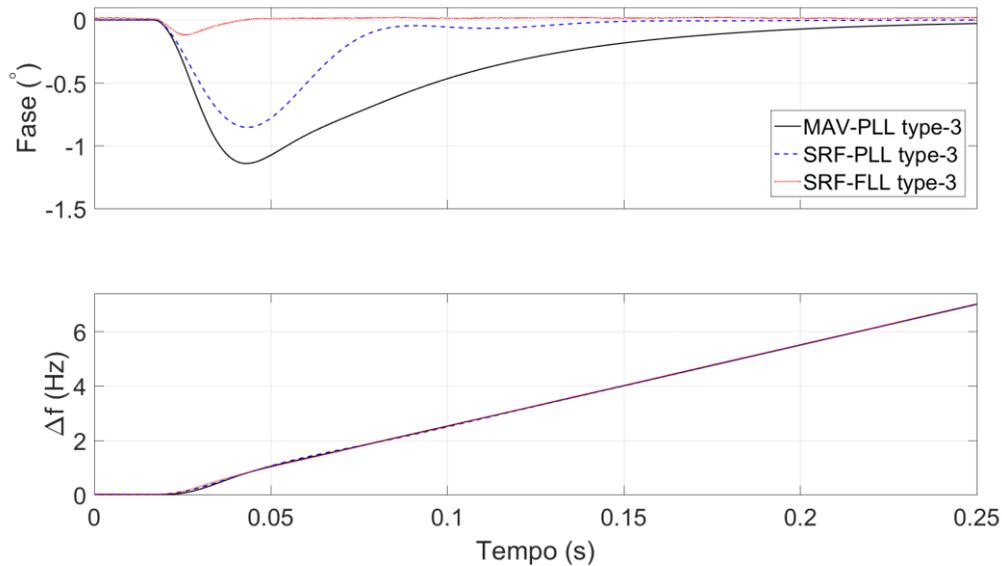
4.2.2. Teste 2 – Rampa de frequência

Este teste aplica uma variação de +30 Hz/s nas três fases do sinal de tensão da rede elétrica.

Ambos os sistemas aparentam uma boa sincronia com a variação de rampa de frequência, conforme a Figura 23. No estudo original do SRF-FLL tipo 3, o autor apresenta um tempo de acomodação para este teste, medindo o tempo de acomodação para a fase do sistema quando este chega e permanece em uma faixa de $\pm 0,02^\circ$. Esta medição não é realizada neste trabalho por se parecer equivocada, pois a medição do valor de um tempo de acomodação está diretamente relacionada com a aplicação de uma variação do tipo degrau, sendo este o motivo de se adicionar um degrau de fase nos testes de afundamento de tensão deste trabalho. (KANJIYA, KHADKIKAR e MOURSI, 2018).

Contudo, o MAV-PLL tipo 3 apresenta o maior tempo de sincronização de fase em relação aos demais sistemas, mesmo assim este ainda chega a ser nulo em regime permanente, alcançando assim o objetivo de um PLL tipo 3.

Figura 23 – Comparação trifásica: Teste 2 – Rampa de frequência



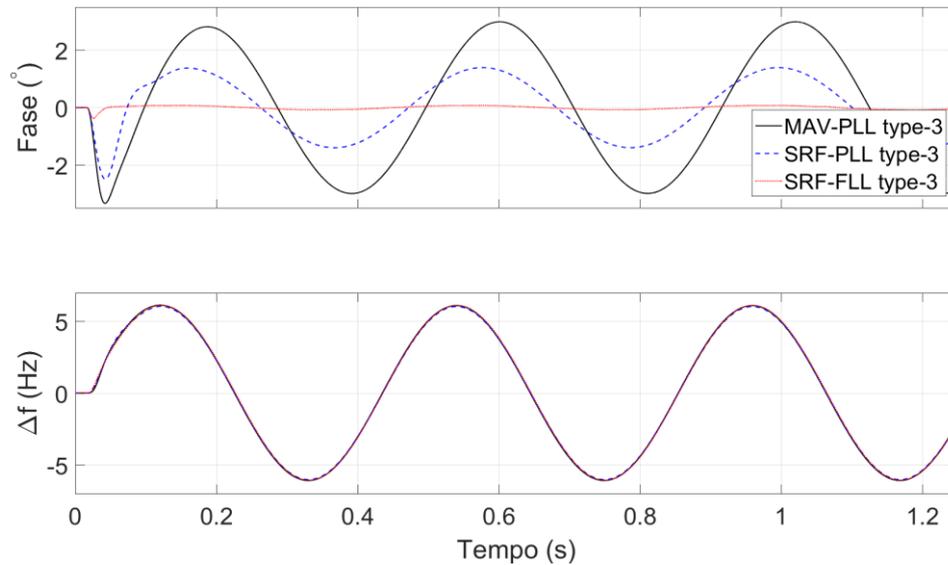
Fonte: Autoria própria.

4.2.3. Teste 3 – Variação senoidal de frequência

Este teste aplica uma variação senoidal de frequência nas três fases da tensão da rede elétrica de mesma forma e intensidade da aplicada no teste de variação senoidal de frequência de comparação monofásico, conforme a Equação (34). A Figura 24 apresenta os resultados deste teste.

Observe que a sincronização de frequência é semelhante entre ambos os sistemas. Já na sincronização de fase, apenas o SRF-FLL tipo 3 apresenta baixa, e quase nula, variação de pico-a-pico e o MAV-PLL tipo 3 apresenta a maior oscilação dentre os sistemas.

Figura 24 – Comparação trifásica: Teste 3 – Variação senoidal de frequência.



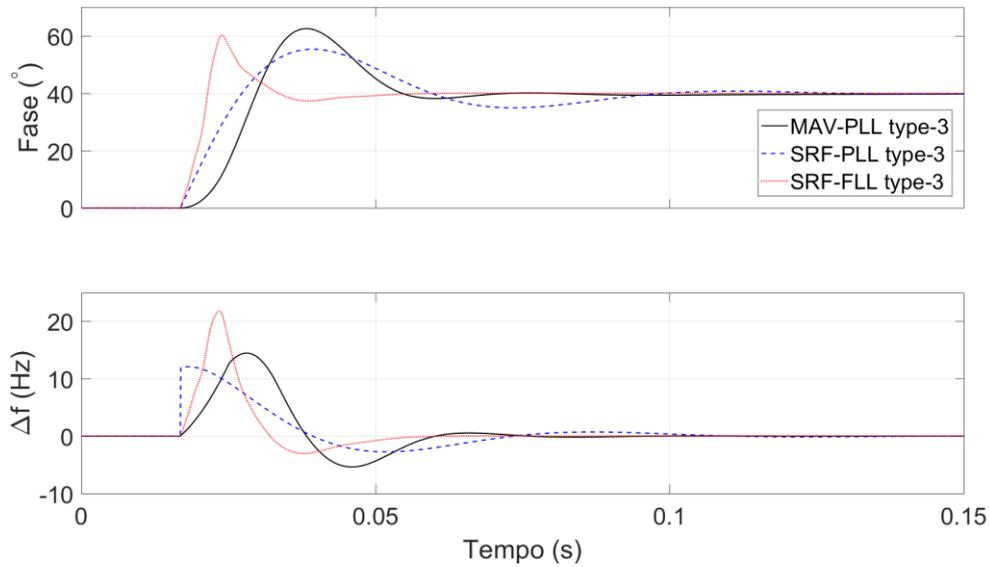
Fonte: Autoria própria.

4.2.4. Teste 4 – Afundamento de tensão mais degrau de fase

Este teste aplica um afundamento de tensão de 0,5 p.u. nas três fases da tensão da rede elétrica e somados com um degrau de fase de $+40^\circ$.

Na Figura 25, observe que o SRF-FLL tipo 3 apresenta o melhor comportamento de variação de fase, pois apresenta um menor tempo de acomodação entre os três sistemas. Sendo que o SRF-PLL tipo 3 apresenta o maior tempo de acomodação. Na variação de frequência o SRF-FLL tipo 3 apresenta maior pico dentre os demais.

Figura 25 – Comparação trifásica: Teste 4 – Afundamento de tensão mais degrau de fase.



Fonte: Autoria própria.

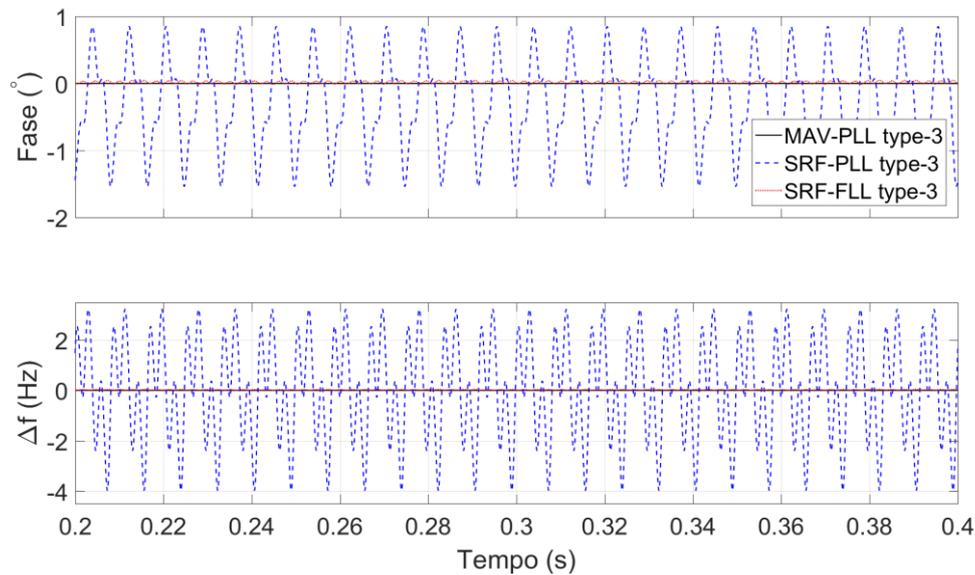
4.2.5. Teste 5 – Desbalanceamento e distorção

Neste teste são aplicados distorções e desbalanceamento nas fases de tensão da rede elétrica de acordo com os valores abaixo.

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{V}_1^+ = 1 \angle 0 \\ \vec{V}_1^- = 0,1 \angle 0 \\ \vec{V}_5^- = 0,05 \angle 90^\circ \\ \vec{V}_7^+ = 0,05 \angle 0 \end{array} \right. \quad (36)$$

Na Figura 26, observe que apenas o SRF-PLL tipo 3 não faz a total filtragem das distorções aplicadas e que o SRF-FLL tipo 3 e o MAV-PLL tipo 3 apresentam uma variação quase nula, tanto para a variação de fase quanto para a variação de frequência.

Figura 26 – Comparação trifásica: Teste 5 – Desbalanceamento e distorção.



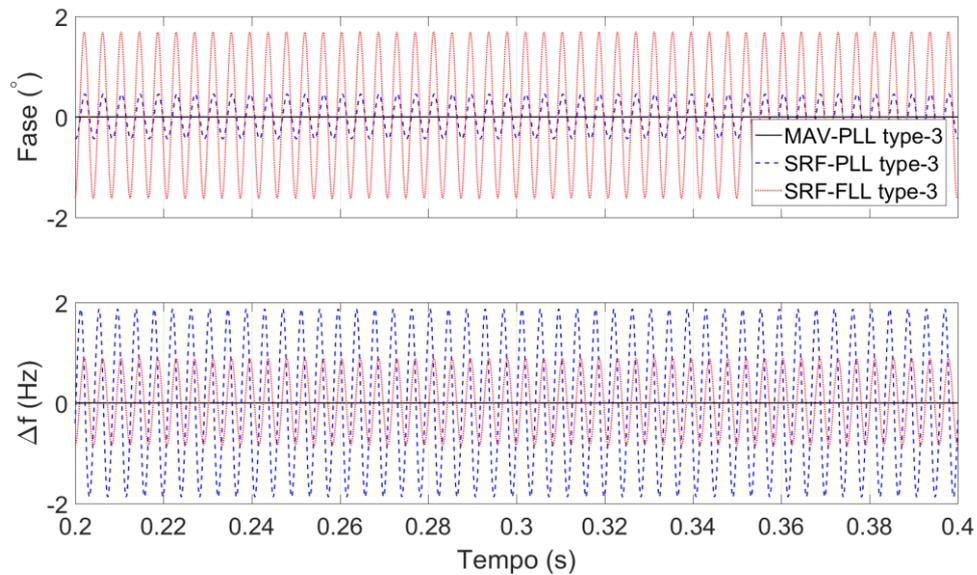
Fonte: Autoria própria.

4.2.6. Teste 6 – Distorção de quinta harmônica

Este teste aplica apenas uma adição +10% de quinta harmônica nas fases de tensão da rede elétrica. O objetivo deste teste é demonstrar a fragilidade do SRF-FLL tipo 3 em filtrar esta harmônica em específica devido ao seu filtro seletivo de harmônicas.

Observe na Figura 27 que o SRF-FLL tipo 3 é o que apresenta a maior variação de fase e de frequência. Isto ocorre pois no projeto deste sistema, o projetista deve especificar qual harmônica seu sistema deverá filtrar, adicionando para cada harmônica um filtro passa-baixa, neste caso apenas a segunda e sexta harmônica. Ou seja, este sistema deverá possuir um filtro passa-baixa para cada harmônica prevista para filtragem. Sendo assim, a quinta harmônica aplicada neste teste não é atenuada pelo sistema SRF-FLL tipo 3, mas o MAV-PLL tipo 3 consegue realizar a total filtragem.

Figura 27 – Comparação trifásica: Teste 6 – Distorção de quinta harmônica.



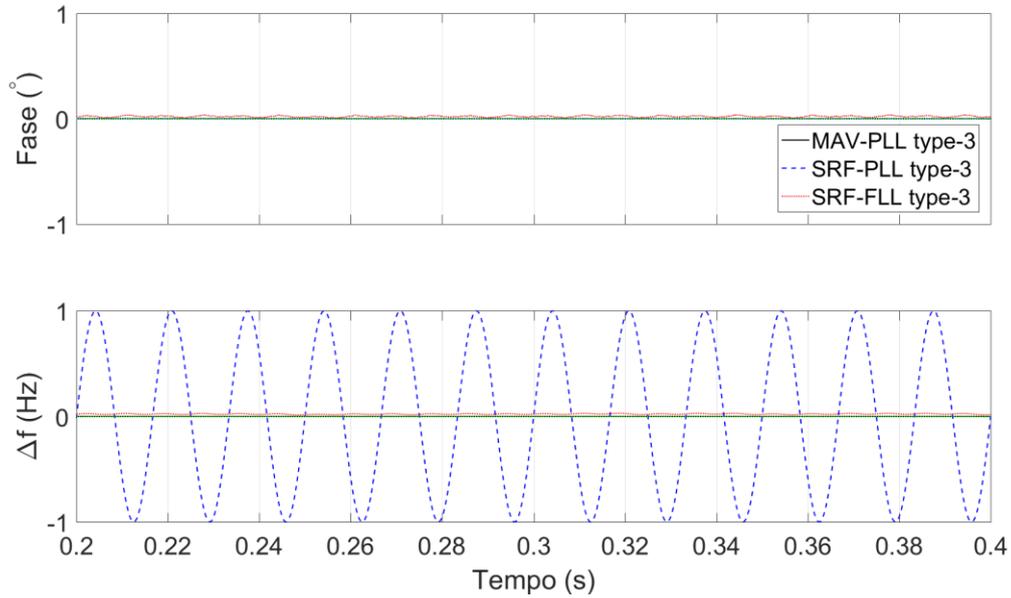
Fonte: Autoria própria.

4.2.7. Teste 7 – Afundamento de tensão de apenas uma fase

Este teste aplica um afundamento de tensão de 0,5 p.u. apenas em uma fase da rede trifásica. O objetivo deste teste é demonstrar o efeito de desequilíbrio sobre os sistemas de sincronismo.

Observe na Figura 28 que o SRF-PLL tipo 3 apresenta uma variação de frequência de ± 1 Hz enquanto os outros sistemas apresentam uma variação próxima de zero tanto para a variação de fase quanto para a variação de frequência.

Figura 28 – Comparação trifásica: Teste 7 – Afundamento de tensão de apenas uma fase



4.2.8. Tabela resumo de comparação trifásica

Abaixo é apresentada na Tabela 4, uma tabela resumo de comparação de resultados simulados entre os sistemas SRF-PLL tipo 3, SRF-FLL tipo 3 e o MAV-PLL tipo 3. Em vermelho, é destacado o menor/igual valor entre os três sistemas. Em verde, é destacado o valor intermediário entre os três.

Tabela 4 – Tabela resumo de comparação trifásica.

Testes	Resultados		
	SRF-PLL (GOLESTAN, MONFARED, <i>et al.</i> , 2013b)	SRF-FLL (KANJIYA, KHADKIKAR e MOURSİ, 2018)	MAV-PLL tipo 3 (Proposta 2)
Degrau de frequência - Tempo de acomodação (2%) - Desvio de pico da frequência - Desvio de pico de fase	≈ 77,83 ms (4,67)* 1,918 Hz 8,534°	≈ 33,75 ms (2,03)* 1,85 Hz 3,61°	≈ 49,33 ms (2,96)* 2,951 Hz 12,33°
Variação em rampa de frequência - Erro de fase em regime permanente	≈ 0°	≈ 0°	≈ 0°
Variação senoidal na frequência - Erro de pico-a-pico de fase	2,792°	0,160°	5,982°
Afundamento de tensão - Tempo de acomodação (2%) - Desvio de pico da frequência - Desvio de pico de fase	≈ 78,08 ms (4,69)* 12,09 Hz 15,35°	≈ 33,58 ms (2,02)* 21,82 Hz 20,23°	≈ 50,50 ms (3,03)* 14,46 Hz 22,53°
Desequilíbrio e distúrbios - Erro de pico-a-pico da frequência - Erro de pico-a-pico da fase	7,2 Hz 2,39°	0,05 Hz 0,06°	≈ 0 Hz ≈ 0°
Quinta harmônica - Erro de pico-a-pico da frequência - Erro de pico-a-pico da fase	3,7 Hz 0,89°	1,7 Hz 3,3°	≈ 0 Hz ≈ 0°
SAG uma fase - Erro de pico-a-pico da frequência - Erro de pico-a-pico da fase	2 Hz ≈ 0°	0,04 Hz 0,04°	≈ 0 Hz ≈ 0°

*ciclos de 60 Hz

Todos os valores são arredondados com três casas decimais.

Fonte: Autoria própria.

4.3. TEMPO DE EXECUÇÃO

Afim de averiguar a complexidade estrutural dos sistemas de sincronismo, é medido o tempo de execução dos sistemas implementados no STM32F407 quando aplicado os testes de degra de frequência apresentados nas seções 4.1.2 e 4.2.1.

Esse tempo é medido utilizando uma variável auxiliar no código do sistema implementado. Esta variável é inicializada com valor alto quando o teste aplicado é selecionado e recebe valor baixo assim que primeiro valor de saída do sistema é calculado. O tempo que esta variável auxiliar leva para mudar de estado é medido através do

osciloscópio determinando o tempo de execução do sistema. A Tabela 5 resume os tempos de execução medidos.

Tabela 5 – Valores de tempo de execução medidos.

Sistema de sincronismo	Tempo de execução (μ s)
Monofásico	
AMAV-PLL tipo 2 (referência)	9,7
AMAV-LIP-PLL tipo 3 (proposto)	26,1
Trifásico	
SRF-PLL tipo 3 (referência)	16,2
SRF-FLL tipo 3 (referência)	45,6
MAV-PLL tipo 3 (proposto)	35,6

Fonte: Autoria própria.

Em relação aos sistemas monofásicos, a Proposta 1 – AMAV-LIP-PLL tipo 3 apresenta um tempo de execução quase três vezes superior ao do sistema AMAV-PLL tipo 2. Isto já era esperado devido ao fato do sistema AMAV-PLL tipo 2 ser do tipo 2 e não apresentar uma estratégia de normalização de amplitude o deixando com uma estrutura menos complexa do que a do sistema da Proposta 1.

Em relação aos sistemas trifásicos, a Proposta 2 – MAV-PLL tipo 3 apresenta um tempo de execução mediano em comparação aos sistemas SRF-PLL tipo 3 e SRF-FLL tipo 3. Seu tempo de execução é maior do que o do SRF-PLL tipo 3 devido aos filtros média móvel que possui deixando sua execução mais lenta e é menor do que o do SRF-FLL tipo 3 pois apresenta uma complexidade estrutural mais simples.

5. CONCLUSÕES

As pesquisas realizadas para aprimorar as técnicas aplicadas aos sistemas de sincronismo estão em constante crescimento e sempre buscam a melhor eficiência possível. A qualidade do sistema de sincronismo é de grande importância para a performance do sistema o qual é instalado, portanto, as pesquisas nesta área sempre buscam desenvolver um sistema preciso, rápido e robusto.

As pesquisas sobre as técnicas de sincronismo para sistemas fotovoltaicos vêm apresentando projetos de sistemas do tipo 3. A intenção de se ter um sistema do tipo 3 é ampliar a faixa de entradas no sistema o qual este irá apresentar erro nulo em regime permanente.

Dois recentes projetos do tipo 3, que funcionam apenas para sistemas trifásicos, são brevemente apresentadas neste trabalho e são utilizadas como base para o desenvolvimento da Proposta 2, o MAV-PLL tipo 3. Dentre estes projetos, o SRF-FLL tipo 3 apresenta ótimos resultados, porém com uma estrutura complexa e uma seletiva atenuação de harmônicas, fazendo com que perca eficiência quando influenciado por alguma harmônica a qual não foi previamente definida para ser atenuada em seu projeto. O SRF-PLL tipo 3, um dos primeiros projetos de sistemas de sincronismo do tipo 3, quando se comparado com os outros sistemas deste trabalho, apresenta algumas respostas de tempo de acomodação mais elevado, um desempenho inferior na filtragem de harmônicos e apresenta sinal de saída distorcido caso a rede elétrica apresente desequilíbrio de fase.

O MAV-PLL tipo 3 proposto é capaz de fazer a atenuação das múltiplos harmônicos pares, ou ímpares, da frequência fundamental da rede elétrica de forma excelente, devido ao uso de filtros média móvel, e com uma estrutura muito mais simples quando comparada com a estrutura do SRF-FLL tipo 3. O tempo de acomodação apresentado nos testes realizados não é o mais rápido dentre os sistemas comparados, porém nem o mais devagar, apresentando um tempo de acomodação médio, apesar de sua simplicidade estrutural.

A Proposta 1, o AMAV-LIP-PLL tipo 3, baseada no AMAV-PLL tipo 2, apresenta uma melhor performance de tempo de acomodação nos testes realizados quando comparado com o AMAV-PLL tipo 2, sendo que ambos apresentam uma excelente atenuação de distúrbios presentes na rede elétrica. Porém, apenas o AMAV-LIP-PLL tipo 3 apresenta erro nulo em regime permanente quando a rede elétrica sofre de uma variação de frequência do tipo rampa. Isso ocorre como o esperado, devido ao tipo de cada sistema.

Sendo que esta proposta apresenta o primeiro modelo de sistema de sincronismo por travamento de fase do tipo 3 para sistemas fotovoltaicos ligado à rede elétrica monofásica

Ambas as propostas desenvolvidas apresentam o mesmo controlador, tornando-as mais simples de serem implementadas em conjunto. O projeto deste controlador é realizado para que possa ser reajustado conforme as especificações do sistema em que será utilizado, podendo ser definido em que frequência de amostragem este será implementado, escolher entre uma frequência fundamental da rede elétrica de 50 Hz ou 60 Hz e, para uma melhor performance, definir se irá atenuar as harmônicas ímpares ou pares da frequência fundamental da rede elétrica.

Assim, apesar das propostas aqui apresentadas não resultarem nos sistemas mais rápidos entre os sistemas comparados, elas cumprem com seu objetivo de serem simples, robustas e eficientes.

6. REFERÊNCIAS

AGORRETA, J. L. et al. **Modeling and Control of N Paralleled GridConnected Inverters With LCL Filter Coupled Due to Grid Impedance in PV Plants**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 26, p. 770-785, mar. 2011.

AMA, N. et al. **PLL performance under frequency fluctuation-compliance with standards for distributed generation connected to the grid**. 2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America). [S.l.]: [s.n.]. abr. 2013b. p. 1-6.

AMA, N. R. N. et al. **Phase-Locked Loop Based on Selective Harmonics Elimination for Utility Applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, p. 144-153, jan. 2013a. ISSN ISSN: 0885-8993.

AMA, N. R. N.; KOMATSU, W.; MATAKAS JUNIOR, L. **Single and three phase moving average filter PLLs: Digital controller design recipe**. Electric Power Systems Research, v. 116, p. 276-283, nov. 2014b.

AMA, N.; KOMATSU, W.; KASSAB, F. **Adaptive single phase moving average filter PLLs: analysis, design, performance evaluation and comparison**. Przegląd Elektrotechniczny, p. 180-188, 2014a. ISSN ISSN: 0033-2097.

CAO, X. et al. **The simulation study of the modulation method for PV gridconnected system**. Energy Procedia, v. 145, p. 122-127, jul. 2018.

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

CLARKE, E. **Circuit Analysis Of A-C Power Systems Vol. I**. [S.l.]: Institution of Engineering and Technology (IET), v. 1, 1951. 554 p.

GOLESTAN, S. et al. **Advantages and Challenges of a Type-3 PLL**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, p. 4985-4997, nov. 2013b. ISSN ISSN: 0885-8993.

GOLESTAN, S. et al. **Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, p. 2750-2763, jun. 2014.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. **High-Order Frequency-Locked Loops: A Critical Analysis**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 32, p. 3285-3291, maio 2017.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; FREIJEDO, F. D. **Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, p. 765-778, fev. 2013a.

HE, X.; GENG, H.; YANG, G. **A Generalized Design Framework of Notch Filter Based Frequency-Locked Loop for Three-Phase Grid Voltage**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 65, p. 7072-7084, set. 2018.

IEEE STD-519, I. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), p. 1-29, jun. 2014.

KANJIYA, P.; KHADKIKAR, V.; MOURSI, M. S. E. **A Novel Type-1 Frequency-Locked Loop for Fast Detection of Frequency and Phase With Improved Stability Margins**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 31, p. 2550-2561, mar. 2016.

KANJIYA, P.; KHADKIKAR, V.; MOURSI, M. S. E. **Obtaining Performance of Type-3 Phase-Locked Loop Without Compromising the Benefits of Type-2 Control System**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 33, p. 1788-1796, fev. 2018. ISSN ISSN: 0885-8993.

KHAZRAJ, H. et al. **Analysis and design of notch filter-based PLLs for grid-connected applications**. Electric Power Systems Research, v. 147, p. 62-69, 2017. ISSN ISSN: 0378-7796. Disponivel em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779617300664>>.

KO, Y. et al. **A new PLL system using full order observer and PLL system modeling in a single phase grid-connected inverter**, maio 2011.

KOMATSU, W.; AMA, N.; MATAKAS JUNIOR, L. **Digital Control for PLLs Based on Moving Average Filter: Analysis and Design in Discrete Domain**. Eletrônica de Potência, v. 20, p. 293-299, set. 2015.

LIMA, F. K. A. et al. **A Phase-Locked Loop Algorithm for Single-Phase Systems with Inherent Disturbance Rejection**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 1-1, 2019.

LYDEN, S.; HAQUE, M. E. **Maximum Power Point Tracking techniques for photovoltaic systems a comprehensive review and comparative analysis**. Renewable and Sustainable Energy Reviews, v. 52, p. 1504-1518, dez. 2015.

MACHIDA, H. et al. **A PWM motor speed control system based on the dual-loop PLL**. 2009 ICCAS-SICE. [S.l.]: [s.n.], ago. 2009. p. 418-423.

MUH, E.; TABET, F. **Comparative analysis of hybrid renewable energy systems for off-grid applications in Southern Cameroons**. Renewable Energy, v. 135, p. 41-54, maio 2019.

PADUA, M. S.; DECKMANN, S. M.; MARAFAO, F. P. **Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications**. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005.

PRODIST. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST – Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. [S.l.]: [s.n.], 2018.

RANI, M. A. A.; NAGAMANI, C.; ILANGO, G. S. **An Improved Rotor PLL (R-PLL) for Enhanced Operation of Doubly Fed Induction Machine**. IEEE Transactions on Sustainable Energy, v. 8, p. 117-125, jan. 2017.

REZA, M. S. et al. **Three-Phase PLL for Grid-Connected Power Converters under Both Amplitude and Phase Unbalanced Conditions**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 1-1, 2019.

ROCHA-OSORIO, C. M. et al. **Morphological PLL for potential applications on renewable energy**. Electric Power Systems Research, v. 156, p. 15-23, 2018. ISSN ISSN: 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779617304303>>.

SANTOS FILHO, R. M. et al. **Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 55, p. 2923-2932, ago. 2008.

SEMAIL, E.; BOUSCAYROL, A.; HAUTIER, J.-P. **Vectorial formalism for analysis and design of polyphase**. The European Physical Journal Applied Physics, v. 22, p. 207-220, maio 2003.

SILVA, L. H. S. et al. **A robust phase-locked loop against fundamental frequency deviations and harmonic distortions**. Electric Power Systems Research, v. 163, p. 338-347, 2018. ISSN ISSN: 0378-7796. Disponivel em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779618302062>>.

ŠIMEK, P.; ŠKRAMLÍK, J.; VALOUCH, V. **A frequency locked loop strategy for synchronization of inverters used in distributed energy sources**. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, v. 107, p. 120-130, 2019. ISSN ISSN: 0142-0615. Disponivel em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061518306586>>.

TAUSWORTHE, R. C.; CROW, R. S. **Improvements in deep-space tracking by use of third-order loops**. International Telemetry Conference Proceedings, 1972. ISSN ISSN: 0884-5123. Disponivel em: <<http://hdl.handle.net/10150/605301>>.

VARMA, R. K. et al. **Harmonic Impact of a 20-MW PV Solar Farm on a Utility Distribution Network**. IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, v. 3, p. 89-98, set. 2016. ISSN ISSN: 2332-7707.

WANG, L. et al. **A Novel Phase-Locked Loop Based on Frequency Detector and Initial Phase Angle Detector**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, p. 4538-4549, out. 2013.

XIE, M. et al. **SRF-PLL with in-loop differentiator decouple filter for unbalanced three-phase systems**. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.]: IEEE. mar. 2017. p. 1314-1318.

YANG, Y.; BLAABJERG, F. **Synchronization in single phase grid connected photovoltaic systems under grid faults**, jun. 2012.

YE, Z. et al. **A PWM Strategy Based on State Transition for Cascaded H-Bridge Inverter under Unbalanced DC Sources**. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, p. 1-1, 2019.

ZHU, C. et al. **A new nonlinear Type3-PLL with noise rejection and fast locking performance in tracking telemetry and command systems**. Acta Astronautica, v. 157, p. 397-403, abr. 2019.

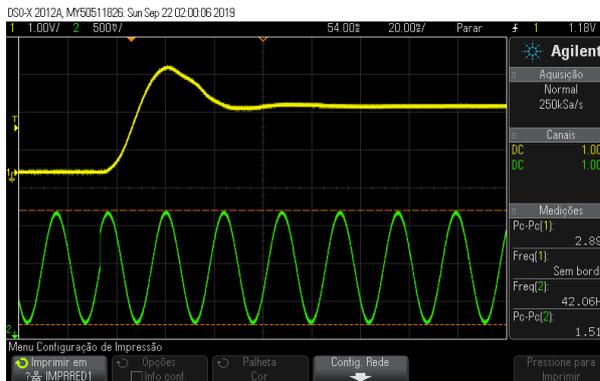
7. APÊNDICE 1 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS (SINAL ANALÓGICO)

Neste Apêndice são apresentados os resultados com sinais analógicos dos sistemas AMAV-LIP-PLL tipo 3 e MAV-PLL tipo 3. Estes resultados são semelhantes aos apresentados nas seções 4.1 e 4.2, porém é observado seu comportamento analógico através de um osciloscópio.

7.1.1. Proposta 1 – PLL monofásico tipo 3

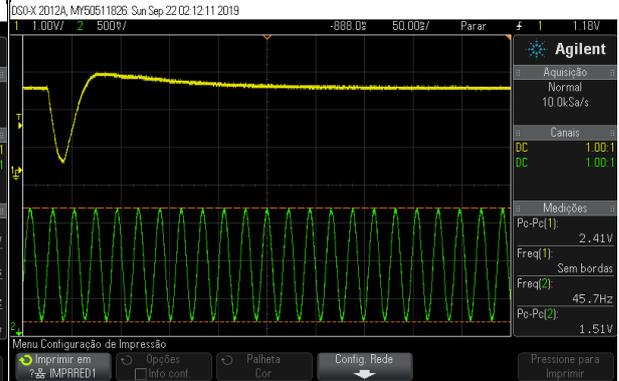
Os resultados estão arranjados de maneira que cada coluna apresenta os resultados de um teste, a primeira linha a variação de fase, a segunda linha a variação de frequência e a terceira linha a variação da ordem N do filtro média móvel.

Figura 29 – AMAV-LIP-
PLL tipo3. Teste 1. Variação de fase.



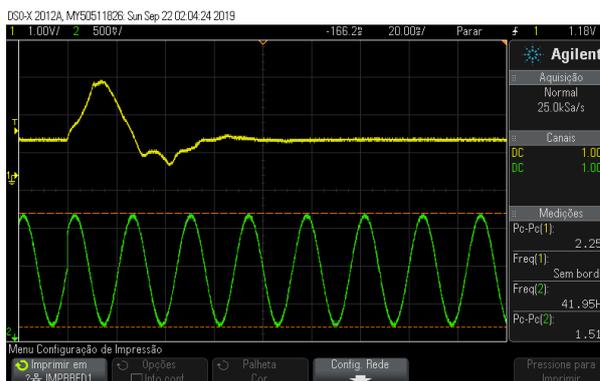
Fonte: Autoria própria.

Figura 30 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 2. Variação de fase.



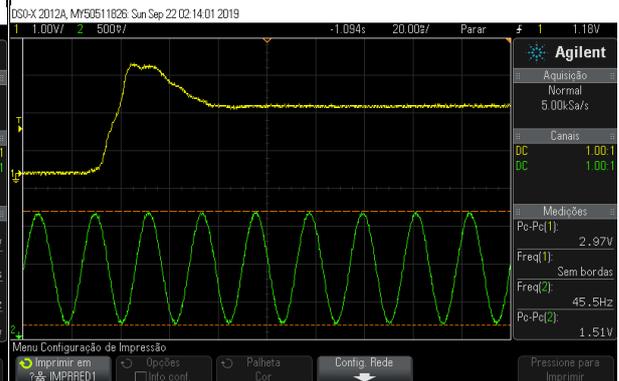
Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 1. Variação de
frequência.



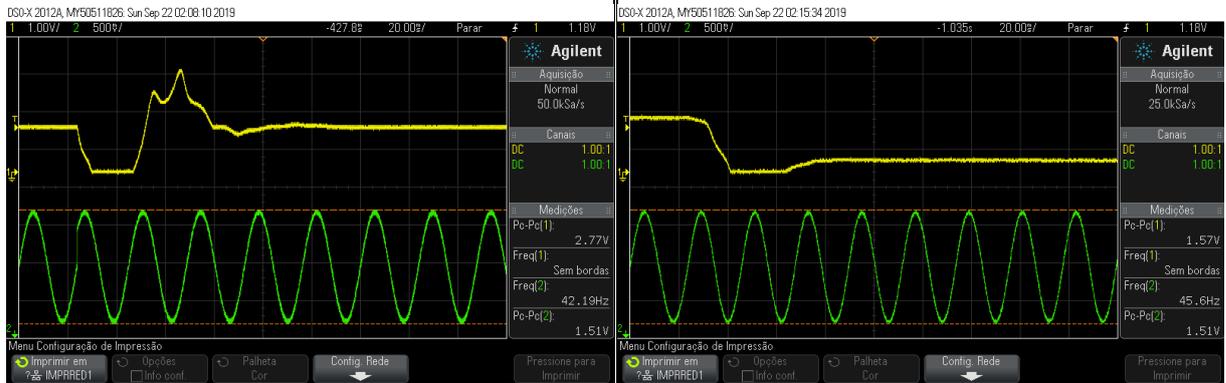
Fonte: Autoria própria.

Figura 32 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 2. Variação de
frequência.



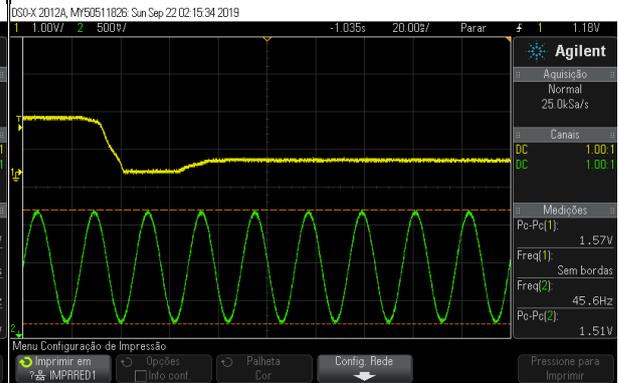
Fonte: Autoria própria.

Figura 33 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 1. Ordem N.



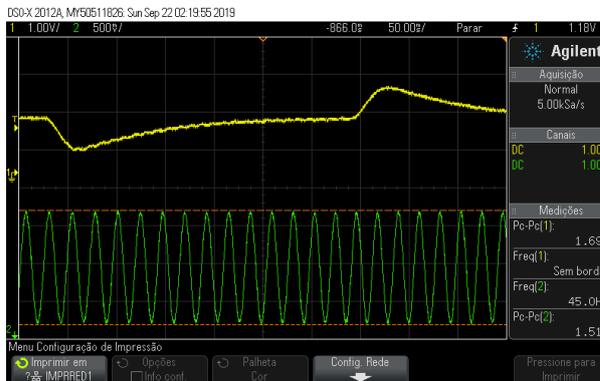
Fonte: Autoria própria.

Figura 34 – AMAV-LIP-
PLL tipo3. Teste 2. Ordem N.



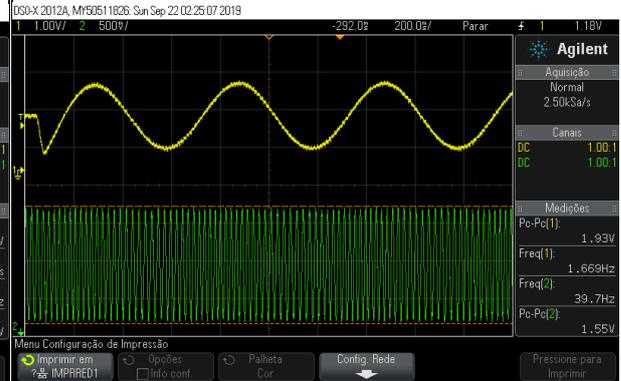
Fonte: Autoria própria.

Figura 35 – AMAV-LIP-
PLL tipo3. Teste 3. Variação de fase.



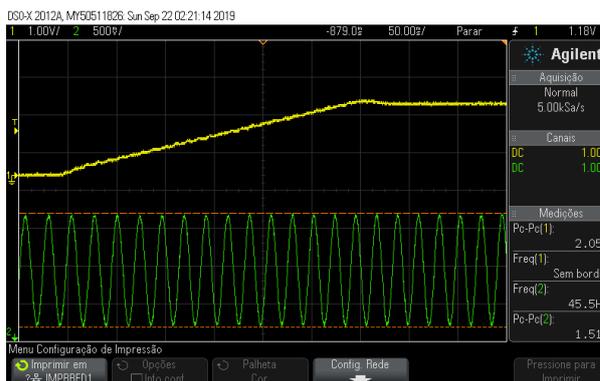
Fonte: Autoria própria.

Figura 36 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 4. Variação de fase.



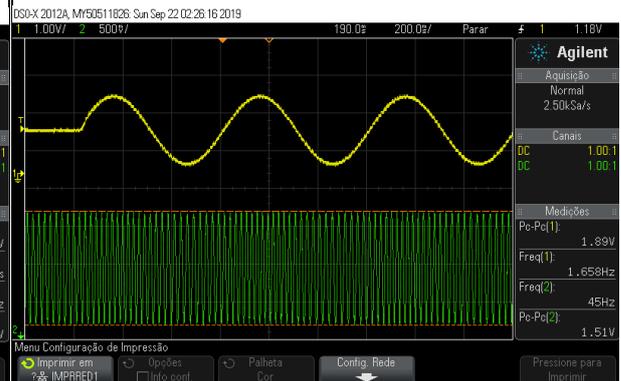
Fonte: Autoria própria.

Figura 37 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 3. Variação de
frequência.



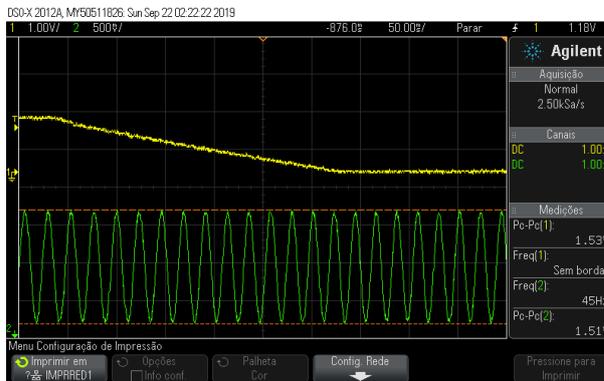
Fonte: Autoria própria.

Figura 38 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 4. Variação de
frequência.



Fonte: Autoria própria.

Figura 39 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 3. Ordem N.



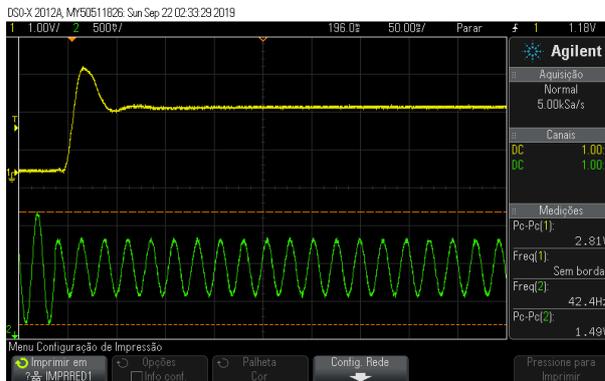
Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – AMAV-LIP-
PLL tipo3. Teste 4. Ordem N.



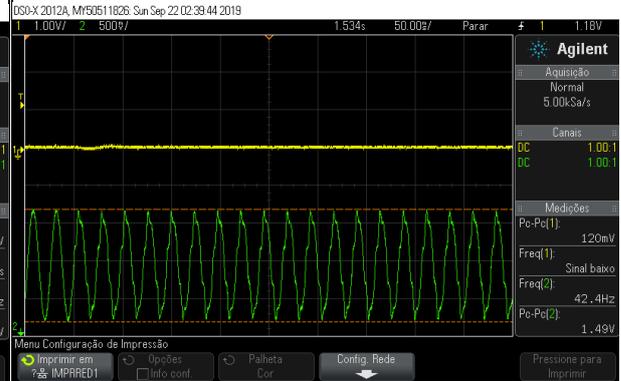
Fonte: Autoria própria.

Figura 41 – AMAV-LIP-
PLL tipo3. Teste 5. Variação de fase.



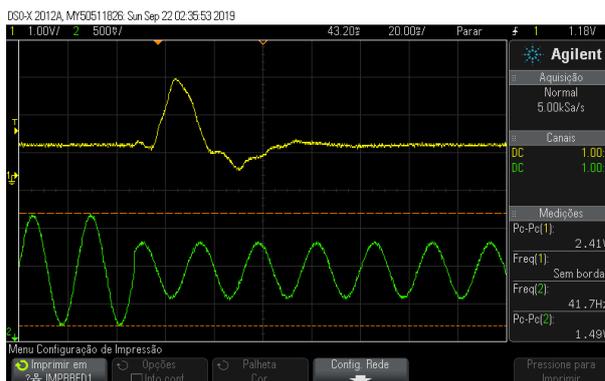
Fonte: Autoria própria.

Figura 42 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 6. Variação de fase.



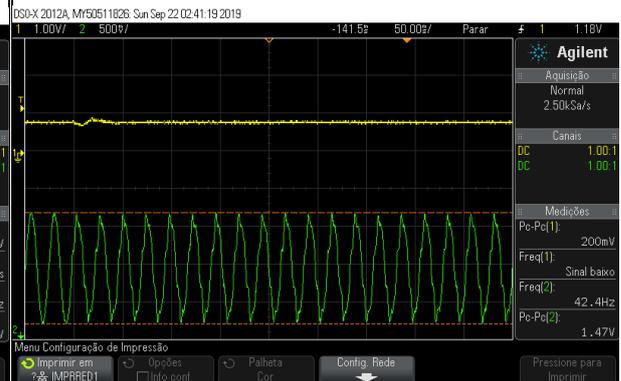
Fonte: Autoria própria.

Figura 43 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 5. Variação de
frequência.



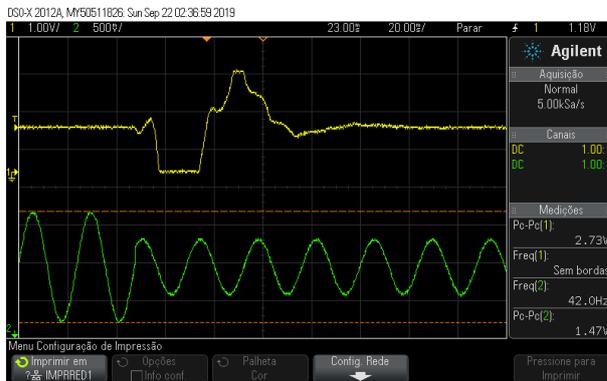
Fonte: Autoria própria.

Figura 44 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 6. Variação de
frequência.



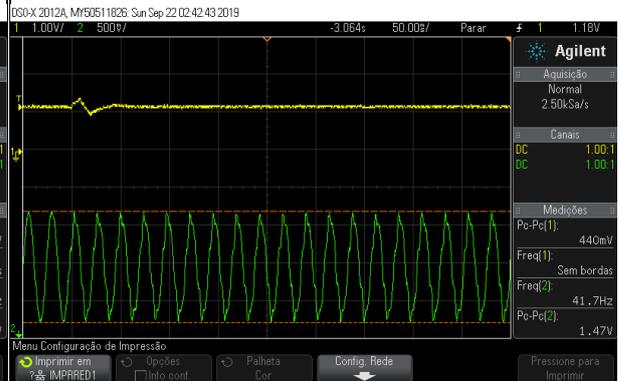
Fonte: Autoria própria.

Figura 45 – AMAV-LIP-
PLL tipo 3. Teste 5. Ordem N.



Fonte: Autoria própria.

Figura 46 – AMAV-LIP-
PLL tipo3. Teste 6. Ordem N.

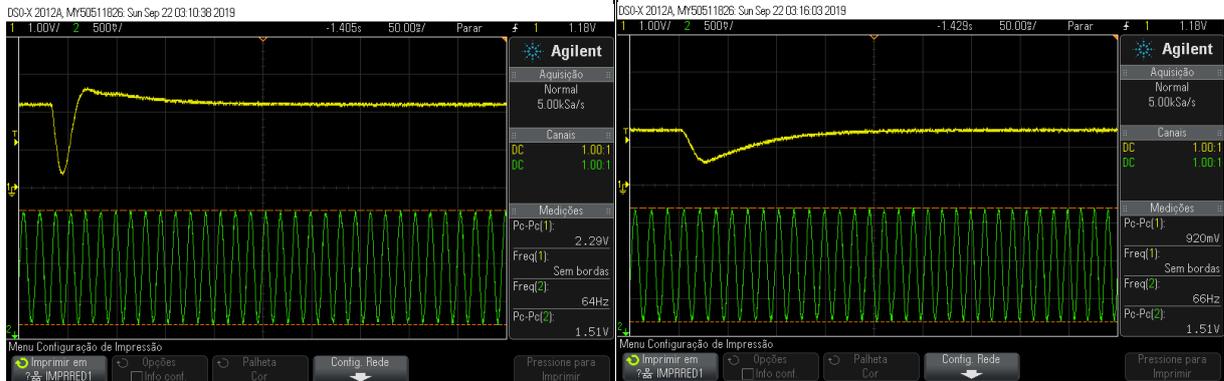


Fonte: Autoria própria.

7.1.2. Proposta 2 – PLL trifásico tipo 3

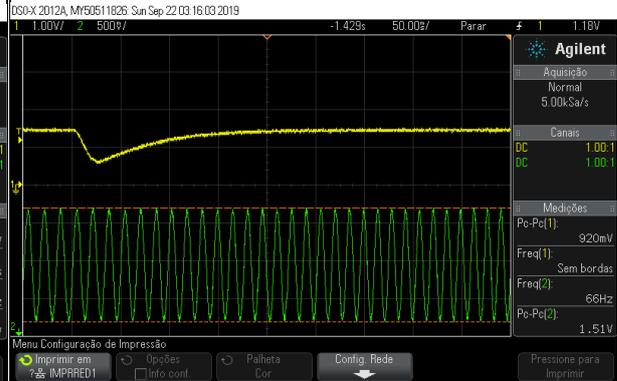
Para este sistema as imagens são arranjadas de maneira semelhante a apresentada na secção anterior, porém agora com apenas duas linhas: uma representando a variação de fase e a outra representando a variação de frequência. Exceto o teste 5 que é apresentado em linha.

Figura 47 – MAV-PLL tipo3. Teste 1. Variação de fase.



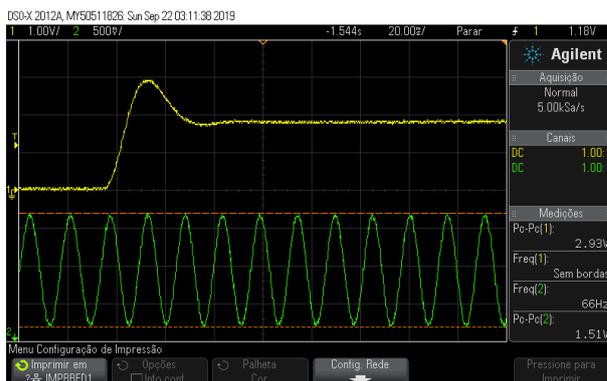
Fonte: Autoria própria.

Figura 48 – MAV-PLL tipo3. Teste 2. Variação de fase.



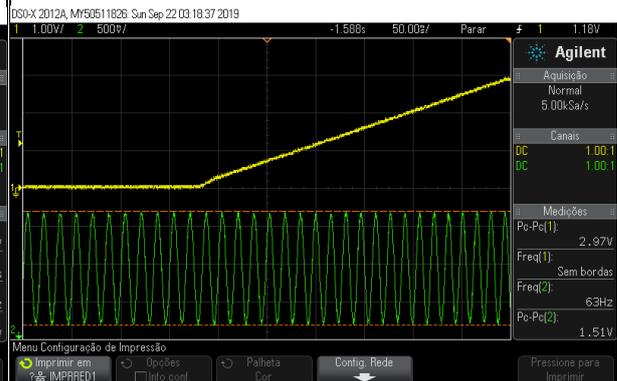
Fonte: Autoria própria.

Figura 49 – MAV-PLL tipo3. Teste 1. Variação de frequência.



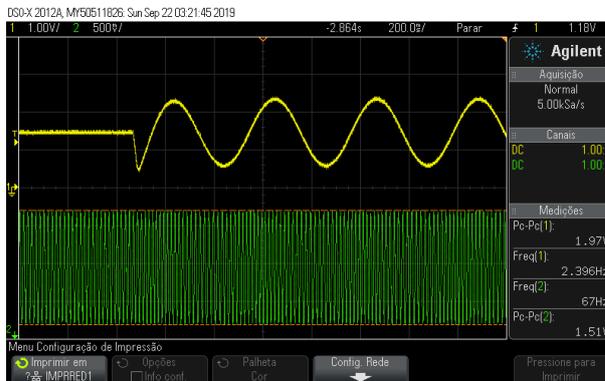
Fonte: Autoria própria.

Figura 50 – MAV-PLL tipo3. Teste 2. Variação de frequência.



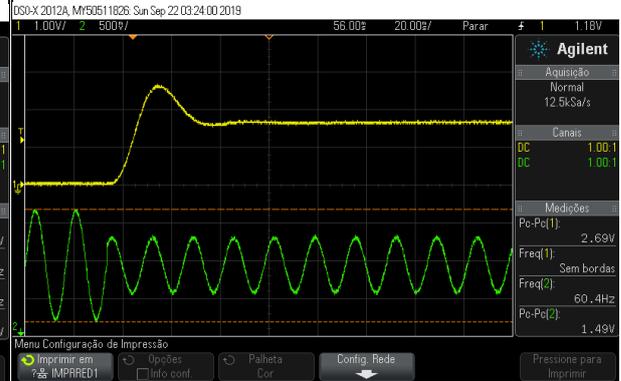
Fonte: Autoria própria.

Figura 51 – MAV-PLL tipo3. Teste 3. Variação de fase.



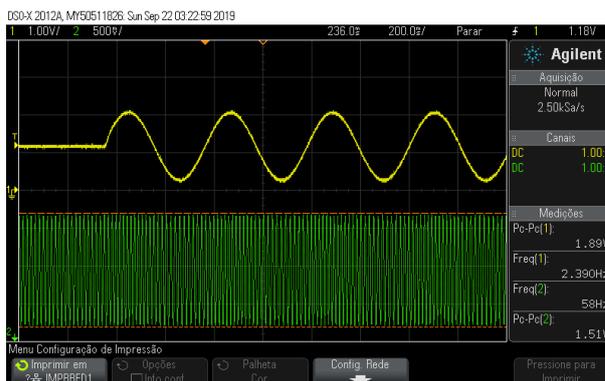
Fonte: Autoria própria.

Figura 52 – MAV-PLL tipo3. Teste 4. Variação de fase.



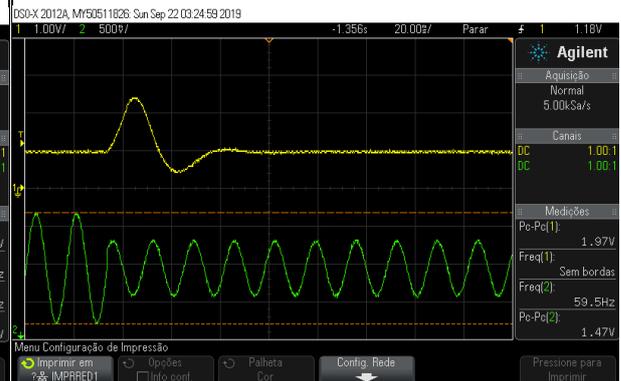
Fonte: Autoria própria.

Figura 53 – MAV-PLL tipo3. Teste 3. Variação de frequência.



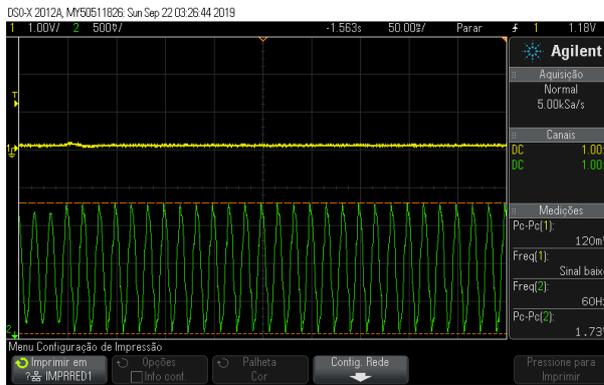
Fonte: Autoria própria.

Figura 54 – MAV-PLL tipo3. Teste 4. Variação de frequência.



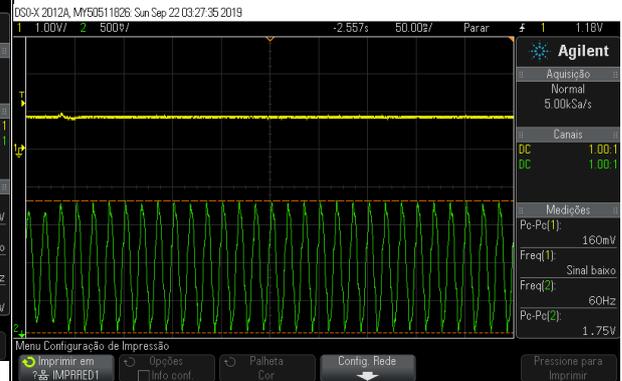
Fonte: Autoria própria.

Figura 55 – MAV-PLL
tipo3. Teste 5. Variação de fase.



Fonte: Autoria própria.

Figura 56 – MAV-PLL
tipo3. Teste 5. Variação de
frequência.



Fonte: Autoria própria.

8. APÊNDICE 2 – READAPTAÇÃO DE PARÂMETROS

Neste Apêndice é apresentado uma forma de readaptação dos parâmetros do MAV-PLL tipo 3 e do AMAV-LIP-PLL tipo 3 baseado no trabalho de Ama, Komatsu e Matakas Junior (2014b).

As propostas apresentadas são todas projetadas para implementações com o uso de uma frequência de amostragem $f_s = 12000$ Hz, frequência fundamental da rede $f_1 = 60$ Hz e atenuação de harmônicas pares $m = 2$. A seguir, é apresentado uma forma de reajustar os parâmetros calculados anteriormente para uma frequência de amostragem desejada, uma frequência fundamental de rede de 50 Hz ou 60 Hz e atenuação de harmônicas pares ou ímpares.

Esta readaptação é realizada em função de parâmetros-base aqui pré-estabelecidos de acordo com a Tabela 6. Os valores apresentados nesta tabela foram calculados da mesma maneira que foram calculados os parâmetros do controlador apresentado para as propostas. Onde t_s é o tempo de acomodação de fase com critério de 2% para um teste de afundamento de tensão de 0,5 p.u. somado com um degrau de fase de $+40^\circ$, GM é a margem de ganho do sistema e ω_c a frequência de corte.

Tabela 6 – Valores base dos controladores e características dos sistemas.

f		60 Hz		50 Hz	
		1	2	1	2
Controlador	α_1	0,999030322580783	0,998258688524741	0,9990111111111823	0,998274291497994
	α_2	0,998709677419217	0,996721311475259	0,998888888888177	0,997975708502006
	K	155	305	135	247
t_s (s)	(2)	4,560	3,015	5,675	2,413
	(1)	4,515	2,955	5,713	2,325
PM (°)	(2)	8,70	12,80	7,94	11,01
	(1)	8,71	12,82	7,94	11,02
GM (dB)	(2)	19,82	35,74	17,71	30,53
	(1)	19,83	35,75	17,71	30,54
ω_c (Hz)	(2)	0,172	0,518	0,151	0,364
	(1)	0,172	0,518	0,151	0,364

(1) Proposta 1: AMAV-LIP-PLL tipo 3 considerando o travamento de fase: $N = N_f$ e $w=0$.
(2) Proposta 2: MAV-PLL tipo 3

Fonte: Autoria própria.

Para determinar se o filtro MAV do MAV-PLL tipo 3 ou o filtro $AMAV_{LIP}$ do AMAV-LIP-PLL tipo 3 irá filtrar as múltiplas harmônicas ímpares ou pares, basta redefinir sua ordem conforme a Equação (A.1). Onde, para $m = 1$ as harmônicas ímpares serão atenuadas e para $m = 2$ as harmônicas pares serão atenuadas.

$$N = \frac{f_s}{f_1} \frac{1}{m} \quad (\text{A.1})$$

Assim, primeiramente deve-se escolher os valores base adequados para qual frequência fundamental da rede o sistema será utilizado, e se a rede é mais influenciada por harmônicas ímpares ou pares para então serem redefinidos os parâmetros do sistema.

O reajuste dos parâmetros do sistema começa considerando a função de transferência em malha aberta do MAV-PLL tipo 3 como descrito na Equação (A.2), onde a função de transferência do integrador no domínio z é denominado como $G_I(z)$. Esta função de transferência em malha aberta representa o sistema MAV-PLL tipo 3 com $f_s = 12000$ Hz, e para a readaptação de parâmetros, uma função de transferência com a frequência de amostragem a ser reajustada é descrita pela Equação (A.3).

$$G_{ol}^{MAV}(z) = \frac{1}{2} MAV(z) F(z) G_I(z) \quad (A.2)$$

$$\overline{G}_{ol}^{MAV}(z) = \frac{1}{2} \overline{MAV}(z) \overline{F}(z) \overline{G}_I(z) \quad (A.3)$$

As funções de transferência em malha aberta acima, são compostas por três funções de transferência. As quais representam o filtro, o controlador e o integrador do sistema de sincronismo. Estas funções de transferências são então analisadas separadamente nas próximas secções.

8.1. INTEGRADOR

Começando pela função de transferência do integrador, descrito pela Equação (A.4), é feito o mapeamento de polos e zeros para o domínio s , conforme a Equação (A.5), onde, $G_I(z)$ com apenas um polo na origem é mapeado para $G_I(s)$, agora com um ganho k_1 devido à mudança de domínio e seu devido polo na origem.

$$G_I(z) = \frac{T_s}{z-1} \quad (A.4)$$

$$G_I(s) = \frac{k_1}{s} \quad (A.5)$$

O ganho k_1 é determinado igualando-se a magnitude do integrador no domínio z com a magnitude do integrador no domínio s para uma determinada frequência arbitrária ω_m , neste trabalho considerada $\omega_m = 2\pi \text{ rad}/s$, conforme a Equação (A.6), onde é usado $z = e^{j\omega_m T_s}$ e $s = j\omega_m$.

$$\begin{aligned} \left| G_I(z = e^{j\omega_m T_s}) \right|_{\omega_m} &= \left| G_I(s = j\omega_m) \right|_{\omega_m} \\ \left| \frac{T_s}{e^{j\omega_m T_s} - 1} \right| &= \left| \frac{k_1}{j\omega_m} \right| \\ k_1 &= \omega_m \left| \frac{T_s}{e^{j\omega_m T_s} - 1} \right| \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Assim, mapeando o controlador $G_I(s)$ de volta para o domínio z com uma nova frequência de amostragem desejada \bar{f}_s , conforme a Equação (A.7). Este irá conter um ganho k_2 devido a essa mapeamento.

$$\bar{G}_I(z) = \frac{k_2}{z-1} \quad (\text{A.7})$$

O ganho k_2 é calculado de forma similar a realizada com o ganho k_1 . Igualase o valor de magnitude do controlador $\bar{G}_I(z)$ com a magnitude do controlador no domínio s $G_I(s)$ para a mesma frequência ω_m , conforme a Equação (A.8).

$$\begin{aligned} \left| \bar{G}_I(z = e^{j\omega_m \bar{T}_s}) \right|_{\omega_m} &= \left| G_I(s = j\omega_m) \right|_{\omega_m} \\ \left| \frac{k_2}{e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1} \right| &= \left| \frac{k_1}{s} \right| \\ k_2 &= \frac{k_1}{\omega_m} \left| e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1 \right| \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Portanto, o novo controlador no domínio z com uma nova frequência de amostragem em função de uma frequência de amostragem base é dado pela Equação (A.9). Observa-se que o controlador não está na forma padrão de utilização $(T_s/(z-1))$. Para ajustá-lo à forma padrão, $\bar{G}_I(z)$ é multiplicado por \bar{T}_s/\bar{T}_s , ficando com um termo de forma padrão de integrador juntamente com um termo de ganho, onde este ganho é adicionado ao ganho do controlador desenvolvido na próxima secção.

$$\begin{aligned}\bar{G}_I(z) &= \frac{k_2}{z-1} \\ \bar{G}_I(z) &= \frac{1}{(z-1)} \left(\frac{k_1}{\omega_m} \left| e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1 \right| \right) \\ \bar{G}_I(z) &= \frac{\bar{T}_s}{(z-1)} \left(\frac{T_s}{\bar{T}_s} \left| \frac{e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1}{e^{j\omega_m T_s} - 1} \right| \right)\end{aligned}\tag{A.9}$$

8.2. CONTROLADOR

O reajuste do controlador é feito de forma similar à realizada com o integrador. Nele, o controlador em sua forma original (Equação (A.10)) é primeiramente mapeado para o domínio s para que possa ser mapeado de volta ao domínio z com a frequência de amostragem desejada, sendo que as magnitudes destas funções de transferência devem se manter iguais para uma mesma frequência.

$$F(z) = K \frac{(z - \alpha_1)(z - \alpha_2)}{(z - 1)^2}\tag{A.10}$$

O mapeamento dos zeros $\alpha_{1,2}$ de $F(z)$ tem como zeros no domínio s iguais à $s = \ln(\alpha_{1,2})/T_s$ e os polos de $z = 1$ no domínio z têm como polos no domínio s em $s = 0$. Então o mapeamento de $F(z)$ para o domínio s é dado conforme a Equação (A.11).

$$F(s) = k_3 \frac{\left(s - \frac{\ln(\alpha_1)}{T_s}\right) \left(s - \frac{\ln(\alpha_2)}{T_s}\right)}{s^2} \quad (\text{A.11})$$

Usando $z = e^{j\omega_m T_s}$ e $s = j\omega_m$, as magnitudes de $F(z)$ e $F(s)$ são igualadas, resultando em um valor de ganho k_3 para o ajuste do controlador, conforme a Equação (A.12).

$$\left| F(z = e^{j\omega_m T_s}) \right|_{\omega_m} = \left| F(s = j\omega_m) \right|_{\omega_m}$$

$$\left| K \frac{(e^{j\omega_m T_s} - \alpha_1)(e^{j\omega_m T_s} - \alpha_2)}{(e^{j\omega_m T_s} - 1)^2} \right| = \left| k_3 \frac{\left(j\omega_m - \frac{\ln(\alpha_1)}{T_s}\right) \left(j\omega_m - \frac{\ln(\alpha_2)}{T_s}\right)}{(j\omega_m)^2} \right| \quad (\text{A.12})$$

$$k_3 = K \frac{\left| (e^{j\omega_m T_s} - \alpha_1)(e^{j\omega_m T_s} - \alpha_2) \right|}{\left| (e^{j\omega_m T_s} - 1)^2 \right|} \frac{\omega_m^2}{\left| \left(j\omega_m - \frac{\ln(\alpha_1)}{T_s}\right) \left(j\omega_m - \frac{\ln(\alpha_2)}{T_s}\right) \right|}$$

Agora, retornando $F(s)$ para o domínio z com uma nova frequência de amostragem \bar{f}_s , de acordo com o mapeamento dos zeros $s = \ln(\alpha_{1,2})/T_s$ no domínio s para os zeros no domínio z desenvolvido na Equação (A.13). Obtêm-se o controlador $\bar{F}(z)$ da Equação (A.14).

$$z = e^{s\bar{T}_s} = e^{(\ln(\alpha_{1,2})/T_s)\bar{T}_s} = \alpha_{1,2}^{(\bar{T}_s/T_s)} \quad (\text{A.13})$$

$$\bar{F}(z) = \bar{K} \frac{\left(z - \alpha_1^{(\bar{T}_s/T_s)}\right) \left(z - \alpha_2^{(\bar{T}_s/T_s)}\right)}{(z-1)^2} = \bar{K} \frac{(z - \bar{\alpha}_1)(z - \bar{\alpha}_2)}{(z-1)^2} \quad (\text{A.14})$$

A partir da Equação (A.14), conclui-se a relação dos novos zeros com os zeros de valor base, a frequência de amostragem de valor base e a nova frequência de amostragem desejada, conforme a Equação (A.15).

$$\bar{\alpha}_x = \alpha \left(\frac{\bar{T}_s}{T_s} \right) \quad (\text{A.15})$$

Para achar o ganho \bar{K} , basta igualar os valores de magnitude para uma frequência ω_m dos controladores $\bar{F}(z)$ e $F(s)$ usando $z = e^{j\omega_m \bar{T}_s}$ e $s = j\omega_m$, conforme a Equação (A.16). Onde o ganho k_3 já é substituído pelo seu valor encontrado na Equação (A.12).

$$\begin{aligned} \left| \bar{F}(z = e^{j\omega_m \bar{T}_s}) \right|_{\omega_m} &= \left| F(s = j\omega_m) \right|_{\omega_m} \\ \bar{K} \frac{\left| (e^{j\omega_m \bar{T}_s} - \bar{\alpha}_1)(e^{j\omega_m \bar{T}_s} - \bar{\alpha}_2) \right|}{\left| (e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1)^2 \right|} &= K \frac{\left| (e^{j\omega_m T_s} - \alpha_1)(e^{j\omega_m T_s} - \alpha_2) \right|}{\left| (e^{j\omega_m T_s} - 1)^2 \right|} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

$$\bar{K} = K \frac{\left| (e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1)^2 \right| \left| (e^{j\omega_m T_s} - \alpha_1)(e^{j\omega_m T_s} - \alpha_2) \right|}{\left| (e^{j\omega_m T_s} - 1)^2 \right| \left| (e^{j\omega_m \bar{T}_s} - \bar{\alpha}_1)(e^{j\omega_m \bar{T}_s} - \bar{\alpha}_2) \right|}$$

Assim, basta adicionar o valor do ganho do integrador $\bar{G}_I(z)$ conforme comentado anteriormente. Por fim, o ganho \bar{K} é representado na Equação (A.17) e de forma simplificada na Equação (A.18).

$$\bar{K} = K \left(\frac{\left| (e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1)^2 \right| \left| (e^{j\omega_m T_s} - \alpha_1)(e^{j\omega_m T_s} - \alpha_2) \right|}{\left| (e^{j\omega_m T_s} - 1)^2 \right| \left| (e^{j\omega_m \bar{T}_s} - \bar{\alpha}_1)(e^{j\omega_m \bar{T}_s} - \bar{\alpha}_2) \right|} \right) \left(\frac{T_s}{\bar{T}_s} \frac{|e^{j\omega_m \bar{T}_s} - 1|}{|e^{j\omega_m T_s} - 1|} \right) \quad (\text{A.17})$$

$$\bar{K} = K \left(\frac{e^{\omega_m \bar{T}_s} - 1}{e^{\omega_m T_s} - 1} \right)^3 \frac{(e^{\omega_m T_s} - \alpha_1)(e^{\omega_m T_s} - \alpha_2)}{(e^{\omega_m \bar{T}_s} - \bar{\alpha}_1)(e^{\omega_m T_s} - \bar{\alpha}_2)} \frac{T_s}{\bar{T}_s} \quad (\text{A.18})$$

8.3. OS FILTROS

Os reajustes dos filtros MAV e do MAV_{LIP} não são necessários, pois ao observar suas funções de transferência representadas abaixo, percebe-se que independentemente do novo valor de uma frequência de amostragem elas não se alteram em relação a um valor de frequência de amostragem base.

$$MAV(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{A.19})$$

$$MAV_{LIP}(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - (w^2 - w)z^{-(N_f-1)} - (1 + w - 2w^2)z^{-N_f} - w^2 z^{-(N_f+1)}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{A.20})$$

8.4. EXEMPLO DE READAPTAÇÃO DE PARÂMETROS

A seguir é apresentado na Tabela 7 quatro exemplos de reajuste de parâmetros realizados conforme explicado logo acima. Esta tabela apresenta os parâmetros K , α_1 e α_2 do controlador para diferentes situações conforme os valores da frequência de amostragem f_s , a frequência fundamental da rede f_1 e a escolha de atenuação de harmônicas pares ou ímpares conforme a variável m .

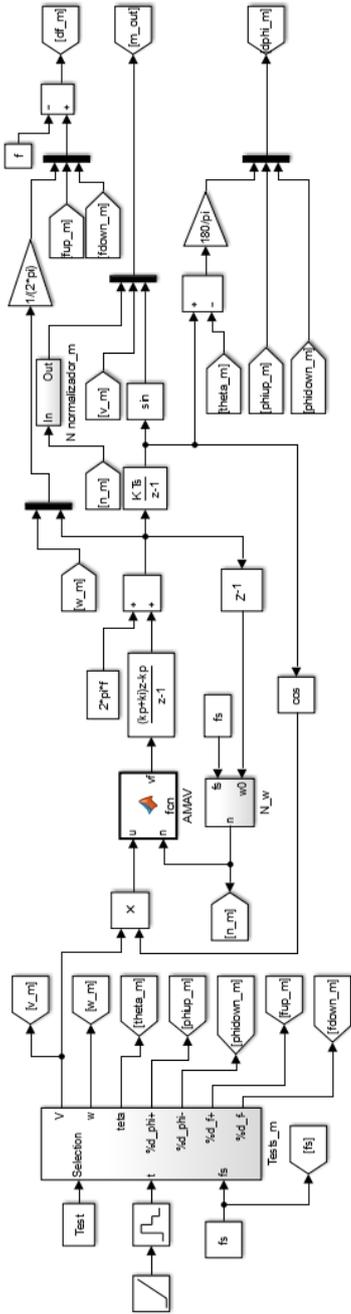
Tabela 7 – Exemplo de reajuste de parâmetros.

		Exemplo 1	Exemplo 2	Exemplo 3	Exemplo 4
f_1		60 Hz	60 Hz	50 Hz	50 Hz
m		1	2	1	2
f_s		21 KHz	8,4 KHz	15 KHz	10 KHz
Controlador	α_1	0,999445783428767	0,997513340700256	0,999208810626398	0,997929507330558
	α_2	0,999262468816349	0,995319452062763	0,999111012301187	0,997571342198819
	K	154,9075494902779	305,3627317266337	134,9645795048104	247,1056193017459
t_s (s)	(2)	4,560	3,015	5,670	2,410
	(1)	4,529	2,955	5,713	2,320
PM (°)	(2)	5,52	15,32	6,85	12,07
	(1)	5,52	15,35	6,85	12,09
GM (dB)	(2)	7,67	43,50	12,86	34,47
	(1)	7,67	43,50	12,87	34,48
ω_c (Hz)	(2)	0,130	0,622	0,135	0,399
	(1)	0,130	0,622	0,135	0,399
<p>(1) Proposta 2: AMAV-LIP-PLL tipo 3 considerando o travamento de fase: $N = N_f$ e $w=0$. (2) Proposta 1: MAV-PLL tipo 3</p>					

Fonte: Autoria própria.

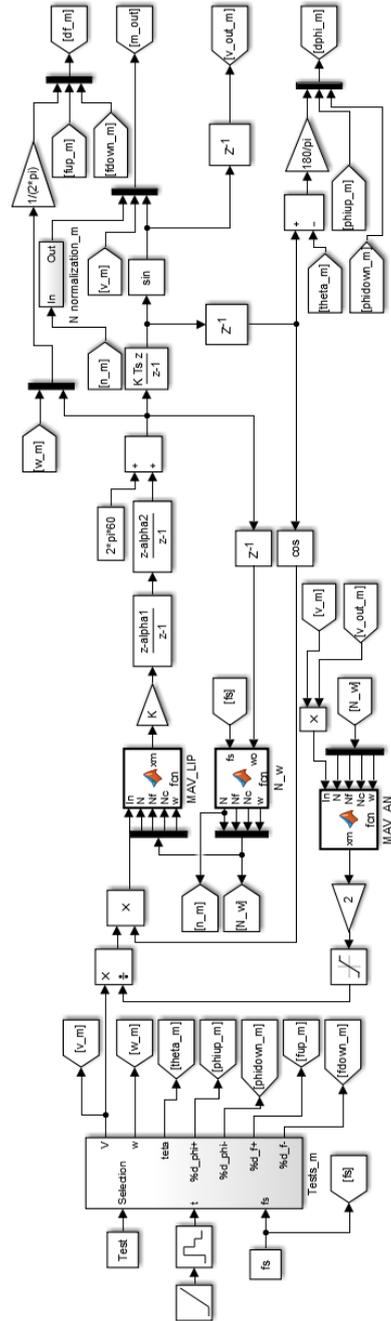
9. APÊNDICE 3 – MODELOS DE SIMULAÇÃO

Figura 57 – Modelo de simulação: AMAV-PLL tipo 2.



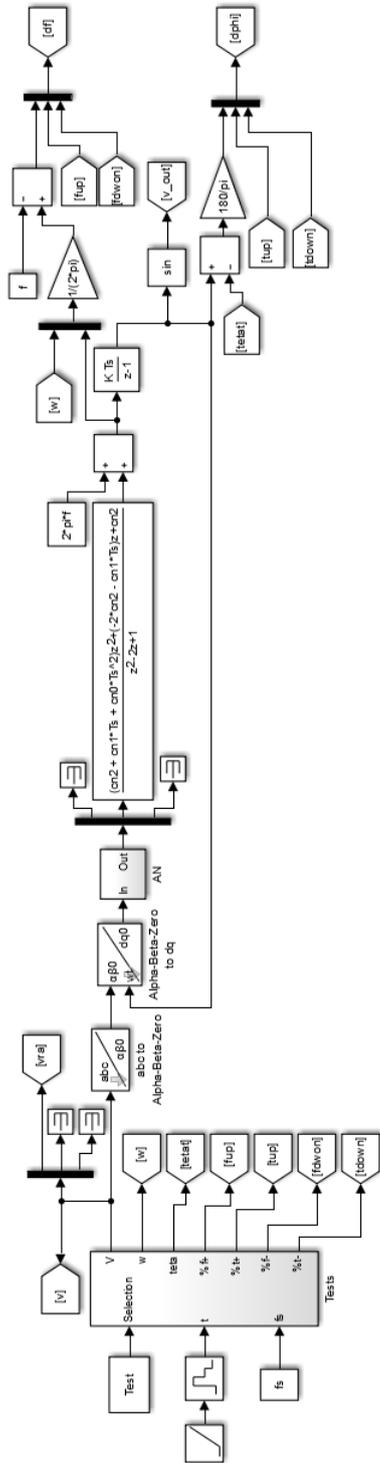
Fonte: Autoria própria.

Figura 58 – Modelo de simulação: AMAV-LIP-PLL tipo 3.



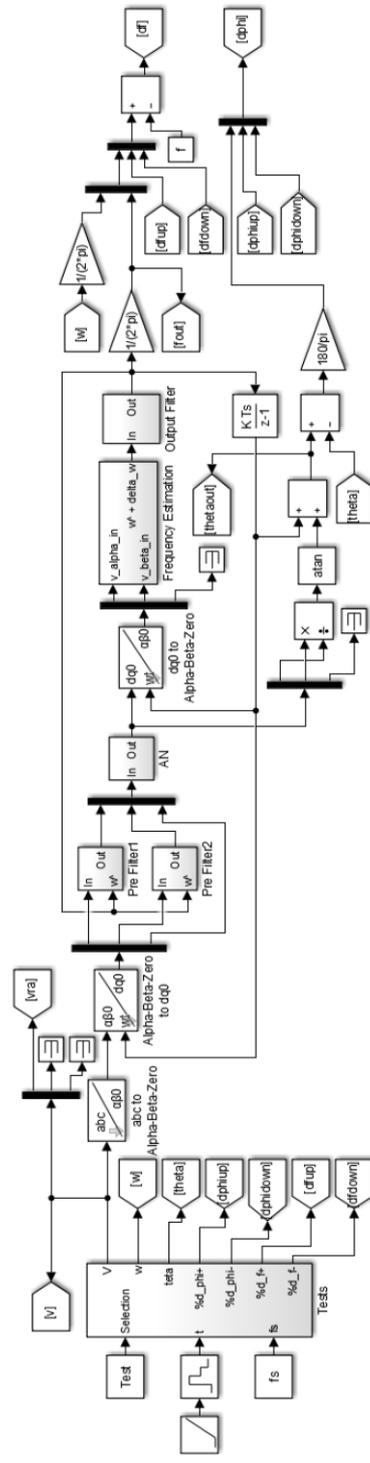
Fonte: Autoria própria.

Figura 59 – Modelo de simulação: SRF-PLL tipo 3.



Fonte: Autoria própria.

Figura 60 – Modelo de simulação: SRF-FLL tipo 3.



Fonte: Autoria própria.

