

Aplicação de controladores fracionários em algoritmos de sincronismo com a rede elétrica

Rafael Catarino Sebastião

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
(2^o ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor José Álvaro Nunes Pombo

outubro de 2022

Declaração de Integridade

Eu, Rafael Catarino Sebastião, que abaixo assino, estudante com o número de inscrição M10847 de/o Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharias, declaro ter desenvolvido o presente trabalho e elaborado o presente texto em total consonância com o **Código de Integridades da Universidade da Beira Interior**.

Mais concretamente afirmo não ter incorrido em qualquer das variedades de Fraude Académica, e que aqui declaro conhecer, que em particular atendi à exigida referenciação de frases, extratos, imagens e outras formas de trabalho intelectual, e assumindo assim na íntegra as responsabilidades da autoria.

Universidade da Beira Interior, Covilhã 4 / 10 / 2022

(assinatura conforme Cartão de Cidadão ou preferencialmente
assinatura digital no documento original se naquele mesmo formato)

Rafael Catarino Sebastião

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais e à minha irmã, pelo apoio incondicional não só durante a realização do presente trabalho, como também, durante todo o meu percurso escolar. Sempre apoiando e acreditando em mim e nas minhas decisões.

Agradeço ao meu orientador, Professor Doutor José Álvaro Nunes Pombo, pelo tempo despendido comigo e ajuda, transmissão de sabedoria e disponibilidade na realização da dissertação, quer pessoalmente ou por videochamada. Sem a sua ajuda, a realização do presente trabalho seria impossível.

Agradeço a todos os elementos do laboratório de Power Systems da Faculdade de Engenharia da Universidade da Beira Interior pela ajuda e por todo o companheirismo demonstrado.

Agradeço à Universidade da Beira Interior, à Faculdade de Engenharia e, em particular, ao laboratório Power Systems pela disponibilização do espaço e equipamentos necessários para a realização do presente trabalho.

Agradeço à minha família e aos meus amigos, pelo apoio não só durante a realização da presente dissertação, mas também durante todo o meu percurso académico. Em especial quero deixar um agradecimento à Ana Carolina, por toda a amizade e carinho

Resumo

Cada vez mais existe a necessidade de uma transição energética para um modelo mais sustentável, resiliente e descarbonizado devido ao aumento dos preços dos combustíveis fósseis, às mudanças climáticas e à crescente preocupação ambiental. Essa transição implica a passagem de um sistema elétrico sustentado por combustíveis fósseis para um sistema elétrico baseado em energias renováveis. Por sua vez, para ser integrada na rede de distribuição, a energia elétrica descentralizada tem de cumprir determinadas normas e padrões. Estas normas ditam os princípios operacionais básicos, operação da rede de distribuição e resposta do sistema a condições anormais de funcionamento da rede elétrica. Recomendam ainda que a interligação dos recursos com a rede de distribuição deve ocorrer com um fator de potência unitário. Assim, para garantir o funcionamento destes recursos é necessário o uso de algoritmos de sincronização com a rede elétrica. Concretamente, é realizado um estudo comparativo que considera os modelos comumente usados na literatura (Notch-PLL e SOGI-PLL). Nesta dissertação, para mitigar algumas desvantagens associadas a estes algoritmos de sincronismo com a rede são usados controladores fracionários. Estes controladores consistem numa generalização dos controladores clássicos, sendo caracterizados por uma função transferência de ordem fracionária. De modo a determinar os valores dos ganhos de cada controlador, bem como as suas respetivas ordens fracionárias, foi considerado um problema de otimização. Portanto, para resolver este problema diferenciadamente foram selecionados quatro métodos meta-heurísticos: *Differential Evolution*, *Grey Wolf Optimizer*, *Particle Swarm Optimization* e *Whale Optimization Algorithm*. Para cada destes métodos os resultados obtidos para os ganhos dos controladores foram analisados em função da integral do erro absoluto (IAE). Já para realizar as aproximações das ordens fracionárias foi utilizada a técnica de aproximação *Oustaloup*. Para avaliar e comparar o desempenho dos controladores clássicos e fracionários nos algoritmos de sincronização com a rede elétrica, os algoritmos usados nesta dissertação foram submetidos a três casos de estudo em ambiente de simulação e ambiente real de operação.

Palavras-chave

Algoritmos de sincronismo com a rede; PLL; Controladores Fracionários; Técnica de aproximação; Métodos Meta-heurísticos;

Abstract

There is an increasing need for an energy transition to a more sustainable, resilient, and decarbonized model due to fossil prices, climate change and growing environmental concerns. This transition implies the transition from an electrical system sustained by fossil fuels to an electrical system based on renewable energies. In turn, to be integrated into the distribution grid, decentralized electrical energy must comply with certain norms and standards. These standards dictate the basic operating principles, operation of the distribution grid and the system's response to abnormal operating conditions of the electrical grid. They also recommend that the interconnection of resources with the distribution grid should occur with a unity power factor. Thus, to guarantee the functioning of these resources, it is necessary to use synchronization algorithms with the electrical grid. Specifically, a comparative study is carried out that considers the models commonly used in the literature (Notch-PLL and SOGI-PLL). In this dissertation, to mitigate some disadvantages associated with these network synchronization algorithms, fractional controllers are used. These controllers consist of a generalization of the classical controllers, being characterized by a fractional order transfer function. To determine the gains values of each controller, as well as their respective fractional orders, an optimization problem was considered. Therefore, to solve this problem differently, four metaheuristic methods were selected: Differential Evolution, Gray Wolf Optimizer, Particle Swarm Optimization and Whale Optimization Algorithm. For each of these methods, the results obtained for the controller gains were analysed as a function of the absolute error integral (IAE). To perform the approximations of the fractional orders, the Oustaloup approximation technique was used. To evaluate and compare the performance of classical and fractional controllers in the synchronization algorithms with the electrical grid, the algorithms used in this dissertation were submitted to three case studies in a simulation environment and a real operating environment.

Keywords

Grid synchronization algorithms; *Phase-locked loop* (PLL); Fractional Controllers; Approximation Techniques; Metaheuristic methods.

Índice

Capítulo 1	1
1. Introdução	1
1.1. Enquadramento	1
1.2. Motivação e objetivos	5
1.3. Organização da dissertação	6
Capítulo 2	8
2. Estado de Arte	8
2.1. Zero Crossing Detection (ZCD)	9
2.2. Phase-Locked Loop (PLL)	10
2.1.1. Algoritmos de sincronismo com realimentação	11
2.1.1. Algoritmos de sincronismo com realimentação em quadratura	13
2.3. <i>Kalman Filter</i>	15
2.4. <i>Discrete Fourier transform (DFT)</i>	15
2.5. <i>Frequency locked loop (FLL)</i>	15
2.6. <i>Discussão e comparações</i>	16
Capítulo 3	18
3. Controladores Fracionários	18
3.1. Técnicas de Aproximação	20
3.2. <i>Métodos de Otimização</i>	21
Capítulo 4	23
4. Algoritmos de otimização meta-heurísticos	23
4.1. <i>Differential Evolution</i>	23
4.2. <i>Grey Wolf Optimizer</i>	24
4.3. <i>Particle Swarm Optimization</i>	26
4.4. <i>Whale Optimization Algorithm</i>	27
4.5. <i>Função Objetivo</i>	28
5. Otimização	31
5.2. Resultados das otimizações para o Notch-PLL	32
5.3. Resultados das otimizações para o SOGI-PLL	37
Capítulo 6	42
6. Simulação	42
6.1. Primeiro caso de estudo	42
6.2. Segundo caso de estudo	46
6.3. Terceiro caso de estudo	48
Capítulo 7	52
7. Procedimento experimental	52
7.1. Hardware experimental	52
7.2. Primeiro caso de estudo experimental	54
7.3. Segundo caso de estudo experimental	57
7.4. Terceiro caso de estudo experimental	60
Capítulo 8	65
8. Conclusão	65
Referências	69

Lista de Figuras

Figura 2. 1 - Principais algoritmos de sincronização com a rede elétrica.....	9
Figura 2. 2 - Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização sem realimentação ZCD.	10
Figura 2. 3- Diagrama de blocos do algoritmo Phase-Locked Loop (PLL).....	10
Figura 2. 4 - Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização Notch-PLL.	12
Figura 2. 5- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com MAF.....	12
Figura 2. 6- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com E-PLL.	13
Figura 2. 7- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal criado com um atraso de $T/4$	13
Figura 2. 8- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal criado com elementos derivativos.	14
Figura 2. 9- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização SOGI-PLL.....	14
Figura 3. 1- Comparação entre a área de operação do PI, PID e PID FRA.	19
Figura 3. 2- Revisão bibliográfica: a) distribuída ao longo dos últimos 5 anos; b) distribuída por áreas de investigação: controlo de geração automático (CGA), eletrónica de potência (EP), energias renováveis (ER), máquinas elétricas (ME) e monitorização (MO).	20
Figura 5. 1 - <i>Conjunto de treino</i>	32
Figura 5. 2 - <i>Distribuição do IAE para os controladores PI e PI FRA, considerando o algoritmo de sincronismo Notch-PLL</i>	34
Figura 5. 3 - <i>Distribuição do IAE para os controladores PID e PID FRA, considerando o algoritmo de sincronismo Notch-PLL</i>	36
Figura 5. 4 - <i>Distribuição do IAE para os controladores PI e PI FRA, considerando o algoritmo de sincronismo SOGI-PLL</i>	39
Figura 5. 5 - <i>Distribuição do IAE para os controladores PID e PID FRA, considerando o algoritmo de sincronismo em quadratura SOGI-PLL</i>	41
Figura 6. 1 - <i>Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo</i>	43
Figura 6. 2- <i>Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para o controlador PI FRA no primeiro caso de estudo</i>	44
Figura 6. 3- <i>Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo</i>	45
Figura 6. 4- <i>Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para o controlador PI FRA no primeiro caso de estudo</i>	45
Figura 6. 5- <i>Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo</i>	46
Figura 6. 6- <i>Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para o controlador PI FRA no segundo caso de estudo</i>	47

Figura 6. 7- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo.	48
Figura 6. 8- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para o controlador PI FRA no segundo caso de estudo	48
Figura 6. 9- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no terceiro caso de estudo.	49
Figura 6. 10- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para o controlador PI FRA no terceiro caso de estudo.....	50
Figura 6. 11- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no terceiro caso de estudo.	51
Figura 6. 12- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para o controlador PI FRA no terceiro caso de estudo.	51
Figura 7. 1- Representação por blocos do hardware desenvolvido.....	53
Figura 7. 2- Esquema elétrico do subsistema de aquisição.	53
Figura 7. 3- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo.	55
Figura 7. 4- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo Notch-PLL, para o primeiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.	55
Figura 7. 5- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo.	56
Figura 7. 6- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo SOGI-PLL, para o primeiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.	57
Figura 7. 7- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo.	58
Figura 7. 8- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo Notch-PLL, para o segundo caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.	58
Figura 7. 9- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo.	59
Figura 7. 10- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo SOGI-PLL, para o segundo caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.	60
Figura 7. 11- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os controladores PI e PI FRA no terceiro caso de estudo.	61
Figura 7. 12- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os controladores PID e PID FRA no terceiro caso de estudo.	62

Figura 7. 13- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo Notch-PLL, para o terceiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.	62
Figura 7. 14- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os controladores PI e PI FRA no terceiro caso de estudo	63
Figura 7. 15- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os controladores PID e PID FRA no terceiro caso de estudo	64
Figura 7. 16- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo SOGI-PLL, para o terceiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.	64

Lista de Tabelas

Tabela 2. 1 – Comparação de diferentes algoritmos de sincronismo com a rede.....	17
Tabela 3. 1 – Classificação de alguns trabalhos da literatura sobre otimização meta heurística dos coeficientes dos controladores fracionários.	22
Tabela 4. 1 – Limites usados para o Notch-PLL	29
Tabela 4. 2 – Limites usados para o SOGI-PLL.....	30
Tabela 5. 1– Configurações dos parâmetros dos meta heurísticos utilizados.....	31
Tabela 5. 2 - Comparação de resultados entre os controladores PI e PI FRA para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL.....	34
Tabela 5. 3- Comparação de resultados entre os controladores PID e PID FRA para o Notch-PLL.....	36
Tabela 5. 4- Resultados obtidos para os controladores PI e PI FRA considerando o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL.....	38
Tabela 5. 5- Resultados obtidos para os controladores PID e PID FRA considerando o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL.....	40
Tabela 6. 1 – Valores dos ganhos de cada controlador, as respectivas ordens fracionárias e os coeficientes dos filtros usados nas simulações	42

Lista de Acrónimos

ACO	Ant Colony Optimization
ALO	Ant Lion Optimization
ANN	Artificial neural network
BA	Bat algorithm
BNEF	Bloomberg New Energy Finance
CGA	Controlo de geração automático
COA	Coyote Optimization Algorithm
CPU	Unidade central de processamento
CSO	Cuckoo Search Optimization
dB	Decibel
DE	Differential Evolution
<i>Delay-PLL</i>	Time Delay-PLL
<i>Deri-PLL</i>	Derivative Based-PLL
DFT	Discrete Fourier transform
EP	Eletrónica de potência
<i>E-PLL</i>	Enhanced PLL
ER	Energias renováveis
FLL	Frequency locked loop
FPA	Flower Pollination Algorithm
GAO	Grasshopper Algorithm Optimization
GB	Gigabyte
GHz	Gigahertz
GWO	Grey Wolf Optimizer
HS	Harmony Search
Hz	Hertz
I ₂ C	Inter-Integrated Circuit
IAE	Integral do erro absoluto
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISE	Integral do erro quadrado
ITAE	Integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo
ITSE	Integral do erro quadrado multiplicado pelo tempo
KB	Kilobyte
kbps	Kilobit por segundo
KF	Kalman filtering
Kw	Kilowatt
LF	Loop Filter
LKF	Filtro linear de Kalman
<i>MAF-PLL</i>	Moving Average Filter-PLL
ME	Máquinas elétricas
MFO	Flame Optimization algorithm
MHz	Megahertz
MO	Monitorização
Ms	Milissegundo

MVA	Megavoltampere
Notch-PLL	PLL com filtro notch
PD	Phase Detector
PI	Controlador proporcional integral
PI FRA	Controlador proporcional integral de ordem fracionaria
PID	Controlador proporcional integral derivativo
PID FRA	Controlador proporcional integral derivativo de ordem fracionaria
PLL	Phase-locked loop
PSO	Particle Swarm Optimization
RAM	Memoria de acesso aleatório
<i>SOGI-PLL</i>	Second Order Generalized Integrator PLL
SPI	Serial Peripheral Interface
THD	Distorção harmônica total
UART	Universal asynchronous receiver/transmitter
V	Volt
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WOA	Whale Optimization Algorithm
ZCD	Zero crossing detection
μ s	Microsegundo

Lista de Símbolos

A_1, A_2, A_3, A_d	Parâmetro de controlo que representa a procura da presa;
b	Constante da aproximação Refinada Oustaloup;
bl	Contante que define a forma da espiral logarítmica;
C_1, C_2, C_3, C_d	Número aleatório entre $[0, 2]$;
c_1	Constante de aceleração cognitiva;
c_2	Constante de aceleração social;
CR	Fator de cruzamento constante $\in [0,1]$;
d	Constante da aproximação Refinada Oustaloup;
D_a	Distância entre o agente a e a solução;
D_α	Distância entre o agente alpha e a solução;
D_β	Distância entre o agente beta e a solução;
D_δ	Distância entre o agente delta e a solução;
F	Fator de mutação constante $\in [0,2]$
g	Variável que decresce de 2 para 0 ao longo das iterações;
H	Função Transferência de um Bloco de Feedback;
it	Iteração atual;
$iter_{max}$	Número máximo de iterações permitidas;
j	Número inteiro entre $[1, d]$;
K	Ganho;
K_d	Ganho do Controlador Derivativo;
K_i	Ganho do Controlador Integral;
K_p	Ganho do Controlador Proporcional;
K_{pd}	Ganho do detetor de Fase;
K_v	Fator de Ponderação;
K_{vo}	Ganho do Oscilador;
m_a	Posição do Agente Gerado pela Mutação;
N	Coefficiente do Filtro;
n	Ordem da Aproximação Fracionaria;
p	Probabilidade de escolha entre diferentes técnicas;
r_1, r_2, r_w	Números aleatórios com uma distribuição uniforme $\in [0,1]$;
s	Representação no Domínio de Laplace;
s^α	Ordem fracionaria;
s_1	Nova posição do agente alfa;
s_2	Nova posição do agente beta;
s_3	Nova posição do agente delta;
t	Instante de tempo;
U	Número aleatório entre $[-1, 1]$;
u_a	Posição do Agente Gerado pelo Cruzamento;
w_h	Limite Superior da Faixa de Frequência de Interesse;
w_k	Polos da Aproximação Fracionaria;
w'_k	Zeros da Aproximação Fracionaria;
w_l	Limite Inferior da Faixa de Frequência de Interesse;
W_n	Frequência Natural;
x_a	Posição do agente;
x_{a1}, x_{a2}, x_{a3}	Agentes mutuamente exclusivos selecionados aleatoriamente;

x_{gbest}	Melhor posição global da população até o momento;
x_{pbest}	Melhor posição encontrada pelo agente a até ao momento;
$X_{\alpha}(it)$	Posição do agente alpha na iteração atual;
$X_{\beta}(it)$	Posição do agente beta na iteração atual;
$X_{\delta}(it)$	Posição do agente beta na iteração atual;
ζ_1, ζ_2	Parâmetros do Filtro Rejeita Banda;
λ	Ordem Fracionaria do Ganho do Controlador Integral;
μ	Ordem Fracionaria do Ganho do Controlador Derivativo;
φ_a	Velocidade do agente a ;
χ	Fator de inércia;

Capítulo 1

1. Introdução

1.1. Enquadramento

A importância da energia elétrica é evidente na vida diária, sendo que esta é um bem essencial à multiplicidade das tarefas constituintes da atividade humana. Com efeito, o progresso e o bem-estar da humanidade estão fortemente condicionados pelo uso da mesma.

Atualmente, o aumento dos preços dos combustíveis fósseis, as mudanças climáticas, o aumento da poluição e as crescentes preocupações ambientais exigem uma transição energética para um modelo mais sustentável, resiliente e descarbonizado. Para alcançar essa transição energética é necessário passar de um sistema elétrico verticalizado (sustentado por combustíveis fósseis) para um sistema elétrico (neutro em carbono) baseado em energias renováveis. No entanto, também é fundamental a adesão de empresas e cidadãos para uma ação concertada de políticas energéticas, sociais e climáticas com o objetivo de alcançar uma economia e uma sociedade descarbonizada, que seja, em simultâneo, impulsionadora do crescimento económico e da melhoria da qualidade de vida [1].

A transição para uma economia e uma sociedade neutra em carbono é um desafio complexo, não trivial e verdadeiramente transformacional exigindo transformações profundas nos padrões de produção e consumo de energia elétrica, na mobilidade e até na forma como se organizam e idealizam as cidades e os espaços de habitação, trabalho e lazer [1].

Relativamente à produção de energia elétrica, um fator estratégico para acelerar essa transição sustentável é a promoção e disseminação da produção descentralizada de energia elétrica a partir de fontes renováveis e endógenas [2]. De acordo com o relatório da produção de energia elétrica global, publicado na revista *Bloomberg New Energy Finance* (BNEF), entre 1970 e 2017 os combustíveis fósseis tiveram uma grande participação na matriz energética. No entanto, a partir de 2018 a contribuição energética

dos combustíveis fósseis reduziu claramente e prevê-se que diminuirá para 31% até 2050. Além disso, as fontes de energia renovável e endógenas terão uma participação dominante, representando mais de 62% na matriz energética. Em particular, estima-se que a energia solar e a energia eólica terão uma grande participação (aproximadamente 48%) no mix ou matriz energética global [3].

Verifica-se, portanto, que a aposta na produção descentralizada de energia elétrica constitui um pilar fundamental para alcançar essa transição energética. No entanto, as crescentes penetrações deste tipo de produção na rede de distribuição têm impactos positivos e negativos, quer para os operadores das redes de distribuição como para os consumidores. A produção descentralizada de energia elétrica permite reduzir as emissões de gases com efeito de estufa, reduzir a importação de energia elétrica, reduzir o custo de operação e de manutenção das linhas de distribuição e, conseqüentemente, aumentar a independência e a eficiência energética. Além disso, promove a participação da sociedade (cidadãos e empresas) nas políticas energéticas e ambientais e o desenvolvimento de uma indústria de serviços na área da energia elétrica (comercialização, instalação, manutenção, entre outras) [4][5].

Por outro lado, a produção descentralizada de energia elétrica a partir de fontes renováveis e endógenas provoca grandes desafios na gestão, operação e planejamento da rede de distribuição de energia elétrica. A natureza intermitente, estocástica e distribuída deste tipo de produção afeta a confiabilidade e a estabilidade da rede de distribuição, provocando o fluxo de potência bidirecional, maior complexidade nos sistemas de proteção e instabilidade no controle de tensão e de frequência. Além disso, a integração deste tipo de produção é feita através de conversores eletrônicos de potência que podem deteriorar a qualidade da energia elétrica. Estes podem causar alterações no perfil da tensão em regime permanente, aumentar as componentes harmônicas, alterações nos níveis de tensão e de frequência, sobretensões e alterações das correntes de curto-circuito [6].

Assim, para garantir a integração adequada da produção de energia elétrica descentralizada na rede de distribuição e, simultaneamente, garantir os níveis de qualidade de serviços exigidos é necessário o cumprimento de determinadas normas e padrões. Essas normas ditam os princípios operacionais básicos, recomendações de qualidade de energia elétrica, medidas de segurança, bem como os requisitos mínimos para a integração com a rede de distribuição. Tipicamente, os governos de cada país estabelecem normas e padrões locais. Contudo, há um esforço global para normalizar os requisitos mínimos, de modo que possam ser utilizados como referência, respeitando

assim as especificidades das redes de energia elétrica de cada país e do modo como são operadas [5].

Entre as normas e padrões internacionais para a integração da produção de energia elétrica na rede de distribuição, destaca-se a IEEE Std 929. Nesta norma são descritas recomendações especificamente para sistemas fotovoltaicos com uma potência nominal até 10 kW. Outra norma internacional bastante utilizada é a IEEE Std 1547 que fornece requisitos relevantes para o desempenho, operação, análise, considerações de segurança e manutenção da integração da produção de energia elétrica descentralizada na rede de distribuição. Os critérios e exigências desta norma são aplicáveis a todas as tecnologias de produção distribuída, com uma potência nominal inferior a 10 MVA. Relativamente as normas internacionais ainda se pode destacar a IEC 61727 que fornece recomendações sobre os equipamentos e funções necessárias para garantir um funcionamento compatível de sistemas fotovoltaicos. Esta norma aplica-se a sistemas fotovoltaicos interligados com a rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão e descreve as recomendações específicas para sistemas com uma potência nominal de 10 kVA ou menos, monofásicos ou trifásicos. Outra norma bastante adotada em todo o mundo é a norma Alemã VDE-AR-N 4105 que regula a interligação dos sistemas de produção de energia elétrica (não apenas sistemas fotovoltaicos) à rede de distribuição de baixa tensão [7][8].

A maioria das normas internacionais recomendam que interligação dos recursos distribuídos com a rede de distribuição deve ocorrer com um fator de potência unitário, i.e., a corrente injetada na rede de distribuição de energia elétrica deve estar em fase com a tensão. Assim, para garantir o funcionamento dos recursos distribuídos com um fator de potência unitário é necessário o uso de algoritmos de sincronização com rede elétrica [9].

Os algoritmos de sincronização com a rede elétrica desempenham um papel crucial na integração da produção de energia elétrica na rede de distribuição. Para que a sincronização seja feita de forma eficaz, estes algoritmos devem possuir a capacidade de acompanhar o ângulo de fase e também devem funcionar de forma adequada quando ocorrem na tensão da rede de distribuição, por exemplo, pequenas variações de frequência ou componentes harmônicas [10].

Na literatura especializada existem inúmeros algoritmos de sincronismo com a rede elétrica, como por exemplo: *zero crossing detection*, *phase-locked loop* (PLL), *Kalman filtering*, *Discrete Fourier transform* (DFT) e *Frequency locked loop* (FLL). Em relação

aos algoritmos de sincronização PLL estes podem-se subdividir em dois grupos: os algoritmos com realimentação e os algoritmos com realimentação em quadratura. Os principais algoritmos de sincronização com realimentação são: o PLL com filtro *notch* (Notch-PLL), o *Moving Average Filter*-PLL (MAF-PLL) e o *enhanced* PLL (E-PLL). Já nos algoritmos com realimentação em quadratura podem-se destacar: o *Time Delay*-PLL (Delay-PLL), o *Derivative Based*-PLL (Deri-PLL) e o *Second Order Generalized Integrator* PLL (SOGI-PLL) [9].

No entanto, nos últimos anos, verifica-se uma clara tendência para a utilização de algoritmos de sincronização que se baseiam no PLL. Tipicamente, o PLL é constituído por uma estrutura assente em três blocos fundamentais. O primeiro desses três blocos é o *Phase Detector* (PD) que é responsável por analisar, comparar e gerar um erro proporcional à diferença de fase entre o sinal medido e estimado. O segundo bloco, o *Loop Filter* (LF), permite filtrar as componentes de baixa frequência do erro gerado pelo bloco PD e, simultaneamente, controlar a resposta do sistema quando este é submetido a diversos distúrbios. Por último, o terceiro bloco é o *Voltage Controlled Oscillator* (VCO) que através de um oscilador interno permite estimar e reproduzir um sinal periódico sinusoidal.

A eficiência e a robustez dos algoritmos de sincronização PLL dependem fortemente do desempenho do bloco LF. Tipicamente, este bloco é constituído por um controlador clássico do tipo proporcional integral (PI) que apresenta diversas desvantagens como a incapacidade de acompanhar uma referência sinusoidal sem erro estacionário e limitações na filtragem e na largura de banda, i.e., para aplicações de sincronismo com a rede elétrica, em que a frequência da portadora assume um valor de 50Hz, o desempenho do bloco LF não é satisfatório para eliminar a componente de alta frequência (100Hz).

Nesta dissertação, para mitigar essas desvantagens são utilizados controladores fracionários. Os controladores fracionários consistem numa generalização dos controladores clássicos, sendo caracterizados por uma função transferência de ordem fracionária na qual os ganhos integrais e derivativos podem assumir qualquer valor. Quando comparados com os controladores clássicos, estes conseguem alcançar uma maior robustez e uma melhor resposta dinâmica do sistema em malha fechada quando submetido a perturbações e variações nos parâmetros inerentes.

Além disso, nesta dissertação a determinação dos valores dos ganhos de cada controlador e as respetivas ordens fracionárias foram consideradas um problema de otimização. Portanto, para resolver o respetivo problema de otimização

diferenciadamente, garantindo a adequada avaliação do desempenho dos controladores, foram selecionados quatro métodos meta-heurísticos competitivos inspirados em ideias completamente distintas, nomeadamente: *Differential Evolution*, *Grey Wolf Optimizer*, *Particle Swarm Optimization* e *Whale Optimization Algorithm*.

Para avaliar o desempenho dos controladores clássicos e dos controladores fracionários nos algoritmos de sincronização com a rede elétrica, o algoritmo de sincronismo com realimentação Notch-PLL e o algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL foram submetidos a três casos de estudo em ambiente de simulação e ambiente real de operação. O primeiro caso de estudo contempla uma situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação. O segundo caso de estudo contempla uma situação de operação com uma perturbação na frequência fundamental, i.e., a tensão da rede elétrica sofre uma pequena variação de frequência, passando para uma frequência fundamental de 51 Hz. No terceiro caso de estudo, os algoritmos de sincronismo considerados são submetidos a diversas componentes harmónicas de frequência.

Para analisar o desempenho e validar dos controladores considerados, os resultados obtidos foram analisados em função da integral do erro absoluto (IAE) alcançado por cada método meta-heurístico.

1.2. Motivação e objetivos

A motivação para a escolha deste tema prende-se com a importância da produção de energias renováveis e pelo facto de o sincronismo dessa energia com a rede elétrica constituir um problema desafiador.

Apesar de existir uma grande variedade de algoritmos de sincronismo com a rede elétrica, o desenvolvimento de novas linhas de investigação, que visem promover a eficiência e confiabilidade destes algoritmos, continua a justificar-se.

Esta dissertação tem como principal objetivo avaliar o desempenho dos controladores clássicos (PI e PID), bem como os controladores (PI FRA e PID FRA) em algoritmos de sincronização com a rede elétrica.

1.3. Organização da dissertação

A dissertação está organizada em oito capítulos, onde no presente capítulo (Capítulo 1) é realizada a introdução e são apresentados os objetivos. A restante dissertação está estruturada da seguinte forma:

No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica dos algoritmos de sincronização com a rede elétrica mais usados na literatura especializada.

No capítulo 3 é apresentada e a formulação dos controladores fracionários, das técnicas de aproximação, bem como os vários métodos usados métodos para determinar ou ajustar os ganhos inerentes a cada controlado.

No capítulo 4 é formulado o problema da dissertação e é realizado um estudo sobre os algoritmos de otimização bio inspirados que vão ser utilizados no estudo comparativo.

No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos para os quatro controladores em estudo, nos dois algoritmos de sincronização com a rede elétrica para métodos meta-heurísticos selecionados.

No capítulo 6 são contempladas as simulações dos quatro controladores considerados, para o qual foram criados três casos de estudo.

No capítulo 7, inicialmente é apresentada uma descrição dos equipamentos utilizados no trabalho experimental, bem como o hardware desenvolvido para a realização do mesmo. Ainda neste Capítulo, são apresentados os resultados obtidos pelos controladores em ambiente real, para os três casos de estudo.

O capítulo 8, aborda as principais conclusões do trabalho realizado.

Capítulo 2

2. Estado de Arte

A crescente penetração de produção de energia elétrica descentralizada a partir de fontes renováveis e endógenas provoca grandes desafios na gestão, operação e planejamento da rede de distribuição (em particular na rede de distribuição de baixa tensão) [11]. A rede de distribuição de energia elétrica deve garantir a capacidade de satisfazer as cargas de forma contínua e com as grandezas que a caracterizam dentro de valores apertados de tolerância.

Para garantir a integração adequada da produção de energia elétrica descentralizada na rede de distribuição e, simultaneamente, garantir os níveis de qualidade de serviços exigidos é necessário o cumprimento de determinadas normas e padrões. Essas normas ditam os princípios operacionais básicos, recomendações de qualidade de energia, medidas de segurança, operação da rede de distribuição e resposta do sistema a condições anormais de funcionamento da rede elétrica [12]. As normas e padrões internacionais mais reconhecidas e utilizadas são a IEEE 1547, IEC 61727 e IEEE 929 [9].

A maioria das normas internacionais recomendam que interligação dos recursos distribuídos com a rede de distribuição deve ocorrer com um fator de potência unitário, i.e., a corrente injetada na rede de distribuição de energia elétrica deve estar em fase com a tensão. Assim, para garantir o funcionamento dos recursos distribuídos com um fator de potência unitário é necessário o uso de algoritmos de sincronização com rede elétrica [9]. Os algoritmos de sincronização com a rede elétrica devem acompanhar o ângulo de fase, detectar as pequenas variações de frequência e rejeitar com eficiência as perturbações e as componentes harmônicas que ocorrem na tensão da rede de distribuição. Ao longo do anos, vários algoritmos de sincronização com rede elétrica foram propostos na literatura, diferindo em termos de complexidade, estrutura de controle, custo computacional, eficiência e popularidade [13]. A Figura. 2.1 apresenta uma classificação dos algoritmos de sincronização com a rede elétrica, onde se destacam os algoritmos: *zero crossing detection*, *phase-locked loop (PLL)*, *Kalman filtering*, *Discrete Fourier transform (DFT)* e *Frequency locked loop (FLL)*. Em relação aos algoritmos *PLL* estes podem-se subdividir em dois grupos: os algoritmos com

realimentação e os algoritmos com realimentação em quadratura. Os principais algoritmos de sincronização com realimentação são: o PLL com filtro notch (Notch-PLL), o *Moving Average Filter-PLL (MAF-PLL)* e o *enhanced PLL (E-PLL)*. Já nos algoritmos com realimentação em quadratura podem-se destacar: o *Time Delay-PLL (Delay-PLL)*, o *Derivative Based-PLL (Deri-PLL)* e o *Second Order Generalized Integrator PLL (SOGI-PLL)*.

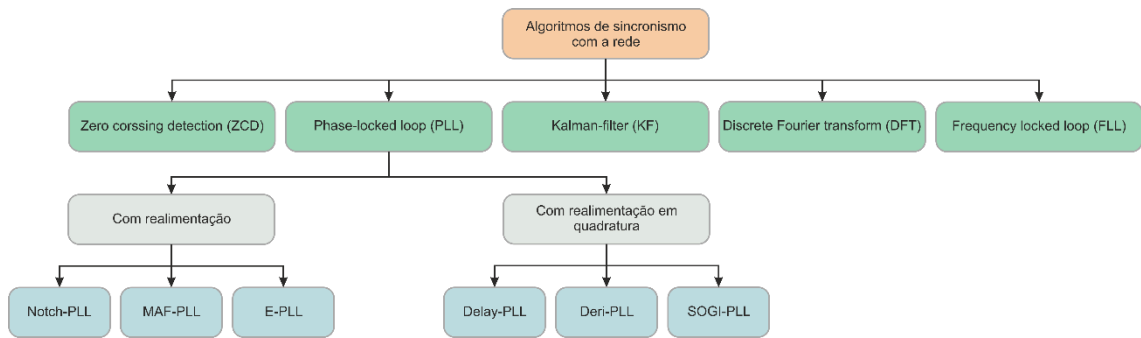


Figura 2. 1 - Principais algoritmos de sincronização com a rede elétrica.

2.1. Zero Crossing Detection (ZCD)

O *zero cross detector (ZCD)* é um algoritmo de sincronização sem realimentação (malha aberta) relativamente simples que se baseia na detecção da passagem por zero da tensão da rede elétrica. O seu esquema encontra-se representado na Figura. 2.2 que consiste na contagem do tempo entre transições (de positivo para negativo e vice-versa) para estimar a frequência da tensão da rede elétrica. Através da integração da frequência estimada é possível obter o ângulo da fase da tensão da rede elétrica [14].

Apesar de ser um algoritmo que requer um baixo custo computacional e apresentar uma boa resposta quando submetido a variações de frequência é inadequado para aplicações que requerem um sincronismo com precisão e rapidez da tensão da rede elétrica [15]. Um problema evidente é a sua taxa de atualização, i.e., a informação apenas se encontra disponível a cada meio ciclo. Outro problema deste algoritmo é a possibilidade de múltiplas deteções por zero devido às componentes harmónicas presentes na tensão da rede elétrica [16].

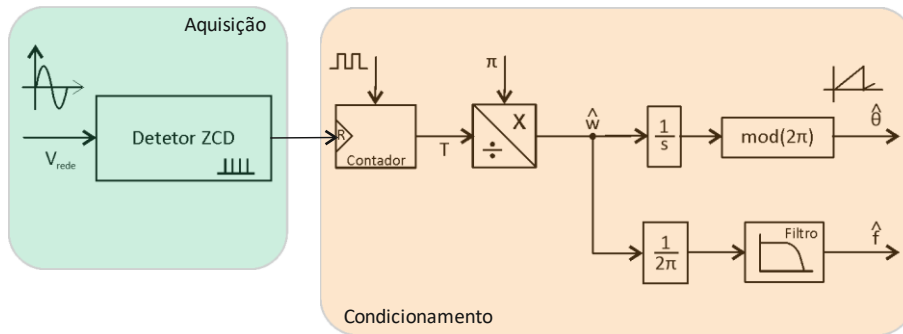


Figura 2. 2 - Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização sem realimentação ZCD.

2.2. Phase-Locked Loop (PLL)

O *Phase-Locked Loop* (PLL) é um algoritmo de detecção de fase em torno do qual tem havido um crescente interesse no seu desenvolvimento com vista à aplicação em sistemas de monitorização de redes de distribuição de energia elétrica. Quando aplicado a conversores de potência, este algoritmo tem apresentado um desempenho que se destaca positivamente de outros sistemas concebidos com o mesmo propósito [17].

Tipicamente o algoritmo PLL apresenta uma estrutura básica assente em três blocos: um detetor de fase, um filtro de malha e um oscilador, como se ilustra na Figura. 2.3 [18].

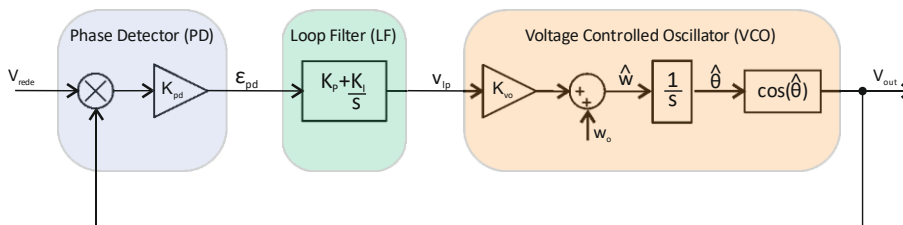


Figura 2. 3- Diagrama de blocos do algoritmo Phase-Locked Loop (PLL).

O *Phase Detector* (PD) é um multiplicador de frequências que gera um sinal que representa a diferença de frequência e de fase entre os sinais de entrada. O *Loop Filter* (LF) possui duas funções: em primeiro lugar, extrair a componente de baixa frequência e atenuar as componentes de alta frequência do sinal proveniente do PD. Em segundo lugar, controlar a resposta do sistema quando este é submetido a diversos distúrbios, como por exemplo, flutuações da tensão da rede elétrica, variações de frequência e saltos de fase. Já o *Voltage Controlled Oscillator* (VCO) tem como função produzir um sinal periódico sinusoidal com uma frequência que é controlada por um sinal externo proveniente do LF [18].

A função transferência em malha fechada pode ser expressa pela seguinte equação:

$$H(s) = \frac{(K_{PD} \times K_{VO} \times K_P)s + K_{PD} \times K_{VO} \times K_I}{s^2 + (K_{PD} \times K_{VO} \times K_P)s + K_{PD} \times K_{VO} \times K_I} \quad (2.1)$$

considerando $K_{PD} = K_{VO} = 1$, a função transferência em malha fechada pode-se reescrita como:

$$H(s) = \frac{K_P s + K_I}{s^2 + K_P s + K_I} \quad (2.2)$$

Ao longo dos anos, este algoritmo foi sofrendo diversas adaptações/modificações com o objetivo de ultrapassar algumas limitações. Dessas adaptações podem-se destacar na literatura dois grandes grupos: os algoritmos de sincronização PLL com realimentação e os algoritmos de sincronização PLL com realimentação em quadratura.

2.1.1. Algoritmos de sincronismo com realimentação

No algoritmo clássico PLL as características do bloco *Loop Filter* não são capazes de cancelar a influência da componente de alta frequência que corresponde ao dobro da frequência da portadora. Assim, diversas técnicas podem ser encontradas na literatura para mitigar esse problema. Dessas técnicas destaca-se o Notch-PLL, representado na Figura. 2.4, com o objetivo de eliminar a componente de alta frequência proveniente do bloco PD [19].

Tipicamente, o filtro *notch* deve ser dimensionado para eliminar a componente de alta frequência que corresponde a 100 Hz. No entanto, para garantir uma aplicabilidade eficaz do algoritmo é necessário definir uma banda de rejeição, em torno dos 100 Hz, com a margem necessária para prevenir as variações de frequência que podem ocorrer na tensão da rede elétrica. Além disso, o dimensionamento deve ter em conta o atraso da resposta do filtro. O filtro *notch* pode ser representado matematicamente pela equação 2.3.

$$H(s) = \frac{s^2 + (2 \times \zeta_2 \times W_n)s + W_n^2}{s^2 + (2 \times \zeta_1 \times W_n)s + W_n^2}, \quad \zeta_2 \ll \zeta_1 \quad (2.3)$$

onde ζ_1 e ζ_2 são os parâmetros ajustáveis do filtro *notch* e W_n representa a frequência natural.

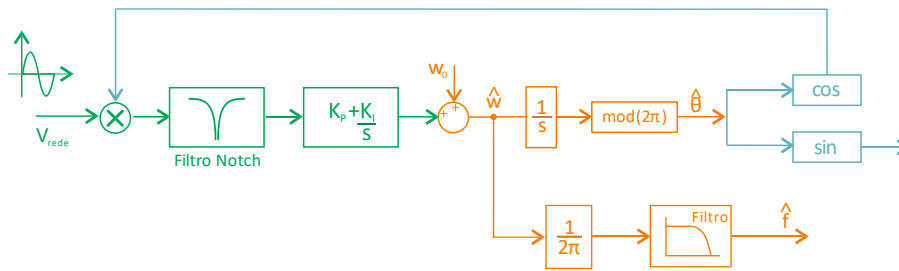


Figura 2. 4 - Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização Notch-PLL.

Para evitar problemas relacionados com a variação da frequência na rede elétrica foi proposto na literatura a utilização de um *adaptive moving average filtering* (MAF) no algoritmo clássico do PLL, representado na Figura. 2.5. Assim, o algoritmo de sincronização possui a capacidade de ajustar dinamicamente os seus próprios parâmetros em função de um algoritmo de otimização, sem requerer nenhum conhecimento a priori do sinal de entrada. Resumidamente, o algoritmo envolve a utilização de uma função de objetivo para determinar e modificar os coeficientes do filtro a cada iteração [20].

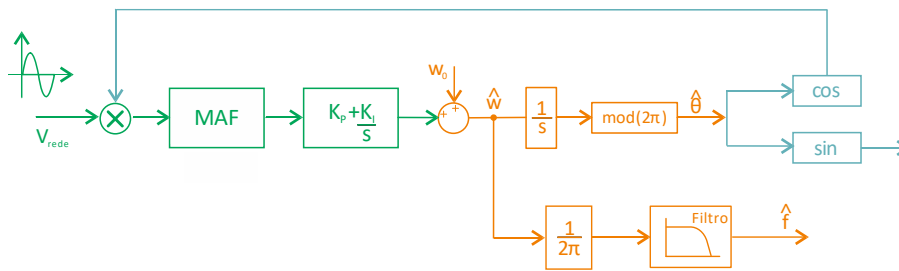


Figura 2. 5- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com MAF.

Outro algoritmo bastante difundido na literatura especializada é o algoritmo de sincronização *enhanced PLL* (E-PLL) que consiste numa abordagem não linear adaptativa. A sua grande vantagem em relação ao PLL clássico está no mecanismo detetor de fase (PD). Este traz mais flexibilidade e fornece informações sobre a presença de harmónicos na rede, amplitude e frequência [21].

O detetor de fase deste algoritmo utiliza um filtro adaptativo e um multiplicador de sinais. Esta técnica é muito adequada num ambiente de frequência variável, podendo fornecer imunidade e insensibilidade a harmónicos, ruído e perturbações no sinal de entrada [22]. Na Figura. 2.6 encontra-se representado o esquema do algoritmo de sincronismo E-PLL, onde K_p é um ganho proporcional e K_v um fator de ponderação incluído no detetor de fase [23].

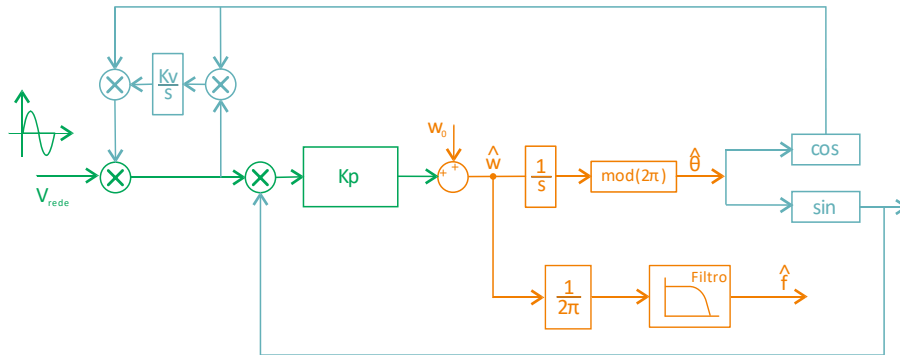


Figura 2. 6- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com E-PLL.

2.1.1. Algoritmos de sincronismo com realimentação em quadratura

Outra metodologia bastante difundida na literatura, com intuito de linearizar a saída do bloco PD, consiste na geração de um sistema ortogonal com o objetivo de eliminar a componente de alta frequência [18]. Para gerar um sinal ortogonal, num sistema monofásico, este tem de ser criado artificialmente. Para criar este sinal existem inúmeras técnicas ou métodos na literatura.

O método mais simples consiste na criação de um atraso de $T/4$, designado como delay-PLL, em relação a tensão da rede elétrica, como se ilustra na Figura. 2.7 [15]. A obtenção desse sistema ortogonal permite a utilização da transformada de Park, criando um referencial síncrono com a tensão da rede elétrica. A implementação deste método é bastante simples, no entanto apresenta uma enorme desvantagem, visto que não apresenta qualquer capacidade de filtragem, i.e., qualquer distúrbio ou perturbação na tensão da rede elétrica vai provocar erros de sincronização [24].

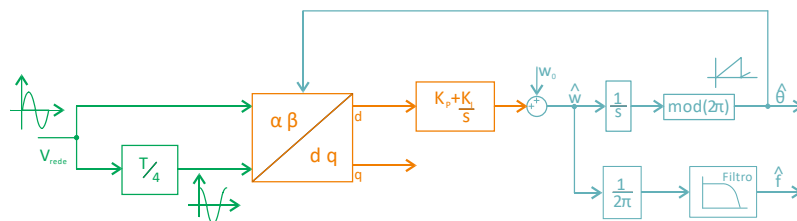


Figura 2. 7- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal criado com um atraso de $T/4$.

A Figura. 2.8 ilustra outro método para gerar o sinal ortogonal com base em elementos derivativos, designado por Deri-PLL. Quando comparado com o método anterior este é dinamicamente muito rápido mas, possui a desvantagem de amplificar o sinal e o ruído de alta frequência [25].

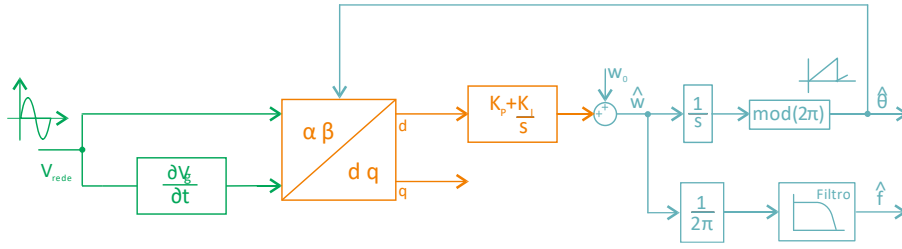


Figura 2. 8- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal criado com elementos derivativos.

Atualmente a estrutura de um sistema PLL baseada num *Second Order Generalized Integrator* (SOGI), representado na Figura. 2.9, apresenta-se como uma das mais promissoras no processo de monitorização da tensão da rede elétrica. Esta topologia, além da simplicidade consegue mitigar os problemas típicos relativos ao processo de filtragem [26]. Este método apresenta-se como uma solução para a deteção da fase e frequência para um sistema de tensão desequilibrada e sujeito a variações ao nível do seu valor de frequência, atuando como um filtro passa banda de ganho infinito [27].

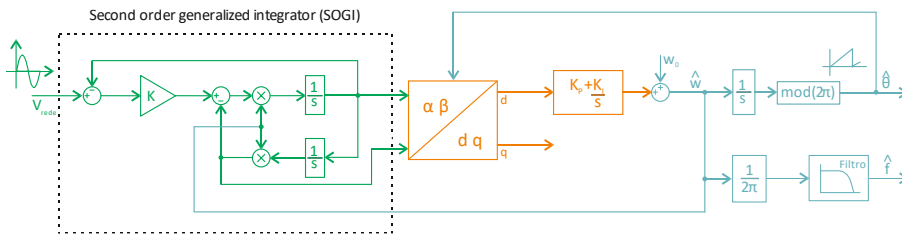


Figura 2. 9- Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização SOGI-PLL.

A função transferência do algoritmo SOGI é dada por:

$$H(s) = \frac{\omega_n s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (2.4)$$

Já as funções transferência das duas saídas que geram o sistema ortogonal são expressas por (2.5) e (2.6).

$$H_d(s) = \frac{K \omega_n s}{s^2 + K \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.5)$$

$$H_q(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + K \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.6)$$

2.3. Kalman Filter

O filtro linear de Kalman (LKF) é um processo recursivo que permite estimar as variáveis de estado de um sistema dinâmico a partir de medições ruidosas de forma eficiente. Recentemente, estes filtros têm recebido uma considerável atenção devido à sua elevada precisão, rápida resposta dinâmica e poucos requisitos computacionais [28][29][30].

Os algoritmos de sincronização PLL, baseados nestes filtros, apresentam um reduzido tempo de resposta (essencial nestes algoritmos) e um bom desempenho quando estes são sujeitos a variações de frequência. No entanto, os LKF-PLL ainda encontram dois desafios principais [31]. O primeiro desafio consiste na determinação e no ajuste ótimo dos parâmetros inerentes ao LKF (a determinação dos parâmetros é um processo complexo e que envolve um alto custo computacional). O outro desafio consiste no desempenho do algoritmo LKF-PLL quando submetido a situações de operação com componentes harmônicas [31][32].

2.4. Discrete Fourier transform (DFT)

Estes algoritmos de sincronização com a rede elétrica utilizam a transformada discreta de Fourier (DFT) para avaliar e caracterizar o espectro da tensão da rede elétrica [33]. Estes algoritmos de sincronização oferecem algumas vantagens: é capaz de realizar uma estimativa precisa do ângulo de fase mesmo quando o sinal é submetido a condições de operação desequilibradas (sem comprometer o tempo de resposta). Outra vantagem particularmente importante consiste na sua estrutura de controlo, i.e., trata-se de um algoritmo de sincronização em malha aberta, não sendo necessário a realização de ajuste nos seus parâmetros [33].

Em relação as desvantagens também são bastante significativas. Uma dessas desvantagens é o uso de uma taxa de amostragem variável para lidar com as variações de frequência. Além disso, estes algoritmos de sincronização são também extremamente intensivos em recursos, apresentando uma complexidade e um alto custo computacional [34].

2.5. Frequency locked loop (FLL)

Na literatura para aplicações de sincronismo com a rede elétrica a utilização de algoritmos baseados em *Frequency locked loop* (FLL) é muito menos comum [35].

Resumidamente, o algoritmo de sincronismo FLL é um sistema de controlo, em malha fechada, que consegue determinar as características da tensão da rede elétrica sem a necessidade do bloco *Voltage Controlled Oscillator* (VCO).

A determinação dos parâmetros deste algoritmo pode ser realizada facilmente, ajustando os ganhos do controlador usados na malha de frequência. Na literatura existem inúmeras variantes deste algoritmo de sincronismo, destacando-se: *Frequency locked loop* com filtro *notch* adaptativo (ANF-FLL) e o *Second Order Generalized Integrator Frequency locked loop* (SOGI-FLL) [36].

Em relação ao ANF-FLL é necessário o cálculo de dois parâmetros, nomeadamente a largura de banda do filtro *notch* e os ganhos do controlador. A estrutura do bloco do filtro *notch* é adaptada à variação da frequência. Já a largura de banda deste diminui com o aumento da ordem dos harmónicos presentes na rede elétrica, afetando assim o desempenho do algoritmo de sincronismo. O algoritmo de sincronismo SOGI-FLL apresenta uma boa resposta à variação de frequência e tensão e ainda uma boa resposta na presença de harmónicos na rede elétrica, no entanto apresenta um alto custo computacional [37].

2.6. Discussão e comparações

Na Tabela 2.1 pode-se observar um breve resumo das vantagens e desvantagens dos diversos algoritmos de sincronismo com rede elétrica. Pode-se constatar que apesar das inúmeras vantagens, nomeadamente devido ao bom desempenho em condições de operação com perturbações, os algoritmos de sincronismo LKF, DFT e FLL devido à sua complexidade e alto custo computacional dificultam a sua aplicação em sistema em tempo real. Por outro lado, devido à sua fácil implementação e bom desempenho faz com que o algoritmo PLL, seja o algoritmo de sincronização mais utilizado pela comunidade científica. De facto, estes algoritmos são amplamente implementados em sistemas em tempo real. Já o algoritmo de sincronização ZCD, devido às suas características inerentes, é inadequado para aplicações que requerem um sincronismo com precisão e rapidez.

Tabela 2. 1 – Comparação de diferentes algoritmos de sincronismo com a rede.

Algoritmo de sincronismo	Vantagens	Desvantagens
<i>Zero crossing detection</i> (ZCD)	<ul style="list-style-type: none"> • Fácil de implementar; • Robusto para variações de frequência; 	<ul style="list-style-type: none"> • Mau desempenho na presença de harmônicos na rede; • Sensível a ruído; • Elevado tempo de resposta;
<i>Phase-locked loop</i> (PLL)	<ul style="list-style-type: none"> • Fácil de implementar; • Muito preciso; 	<ul style="list-style-type: none"> • Não é preciso em condições de desequilíbrio (ruído e variações de frequência);
<i>Kalman-filter</i> (LKF)	<ul style="list-style-type: none"> • Preciso durante a variação na frequência; • Baixo tempo de resposta; 	<ul style="list-style-type: none"> • Não usado para detecção de harmônicos; • Alta computação; • Cálculos complexos;
<i>Discrete Fourier transform</i> (DFT)	<ul style="list-style-type: none"> • Usado para detecção de harmônicos e frequência; • Imune ao ruído; 	<ul style="list-style-type: none"> • Não é adequado para condições desequilibradas; • Alta computação;
<i>Frequency locked loop</i> (FLL)	<ul style="list-style-type: none"> • Usado para detecção e eliminação de harmônicos; • Confiável à variação de frequência, tensão; 	<ul style="list-style-type: none"> • Alta computação; • Difícil de implementar;

Capítulo 3

3. Controladores Fracionários

Os controladores clássicos PI e/ou PID têm sido amplamente utilizados em aplicações industriais, tornando-se um padrão no controlo de processos. Embora houvesse outras técnicas de controlo com maior robustez e eficiência, a popularidade dos controladores clássicos permaneceu devido à sua relativa simplicidade e facilidade de adaptação a aplicações industriais [38].

Nos últimos anos, os avanços computacionais possibilitaram a transição de modelos matemáticos e controladores clássicos caracterizados matematicamente por equações diferenciais de ordem inteira, para modelos matemáticos e controladores caracterizados por equações diferenciais de ordem não inteira. Um exemplo dessa transição são os controladores fracionários que consistem numa generalização dos controladores clássicos PI e/ou PID, mas caracterizados por uma função transferência de ordem fracionária na qual os ganhos integrais e derivativos podem assumir qualquer valor. Quando comparados com os controladores clássicos, os controladores fracionários conseguem alcançar uma maior robustez e uma melhor resposta dinâmica do sistema em malha fechada quando submetido a perturbações e variações nos parâmetros inerentes [39]. Podem ser aplicados em sistemas de controlo complexos, visto que permitem um ajuste mais alargado e coerente para os valores dos ganhos e das respetivas ordens fracionárias, como se ilustra na Figura. 3.1 [39]. Além disso, podem facilmente alcançar a propriedade de “*iso-damping*”, i.e., o *overshoot* da resposta dinâmica do sistema em malha fechada permanecer quase constante para os diferentes valores dos ganhos do controlador [40].

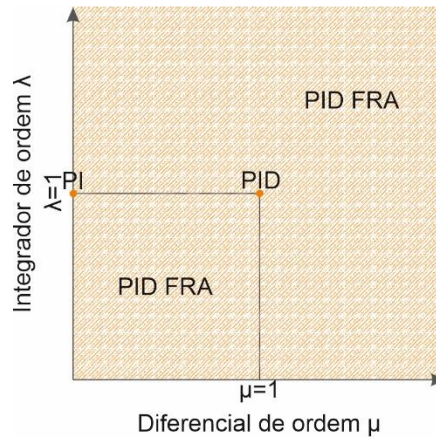


Figura 3. 1- Comparação entre a área de operação do PI, PID e PID FRA.

O controlador proporcional integral derivativo de ordem fracionária (PID FRA) foi proposto por Podlubny em [41] com o objetivo de controlar processos caracterizados por uma função transferência de ordem fracionária [39]. Como referido anteriormente, este controlador consiste numa generalização do PID convencional, na qual os ganhos integrais e derivativos possam assumir qualquer valor. Desta forma, o controlador é caracterizado por mais dois parâmetros que o controlador PID convencional, i.e., mais duas especificações: o integrador de ordem λ e o diferencial de ordem μ [40]. A sua função transferência é representada através da seguinte expressão,

$$G(s) = K_P + \frac{K_I}{s^\lambda} + K_D s^\mu \quad (3.1)$$

Na literatura especializada também é possível encontrar o controlador proporcional integral de ordem fracionaria (PI FRA), caracterizado e descrito matematicamente através da equação 8. Este controlador é uma generalização do PI convencional com a diferença na ordem do integrador λ , permitindo melhorar a resposta dinâmica e as características de estabilidade do sistema [42].

$$G(s) = K_P + \frac{K_I}{s^\lambda} \quad (3.2)$$

Como se pode observar na Figura. 3.2. estes controladores têm tido uma crescente tendência e aceitação pela comunidade académica, em particular o controlador proporcional integral derivativo de ordem fracionaria (PID FRA). Esta corresponde a uma revisão bibliográfica, nos últimos 5 anos, sobre a aplicabilidade do controlador PID FRA nas diversas áreas de investigação (pesquisa realizada até dia 1 de março de 2022). Foram contempladas 371 publicações em revistas internacionais, em diversas áreas de investigação. Da revisão bibliográfica é possível identificar as seguintes áreas de

investigação: controlo de geração automática com 53 artigos publicados; eletrónica de potência com apenas 28 artigos; energia renovável com 45 artigos; máquinas elétricas com 56 artigos publicados; monitorização com 46 artigos; robótica com 65 artigos e, por fim, existem ainda outras áreas onde a utilização destes controladores é residual, como por exemplo, em telecomunicações e em veículos elétricos.

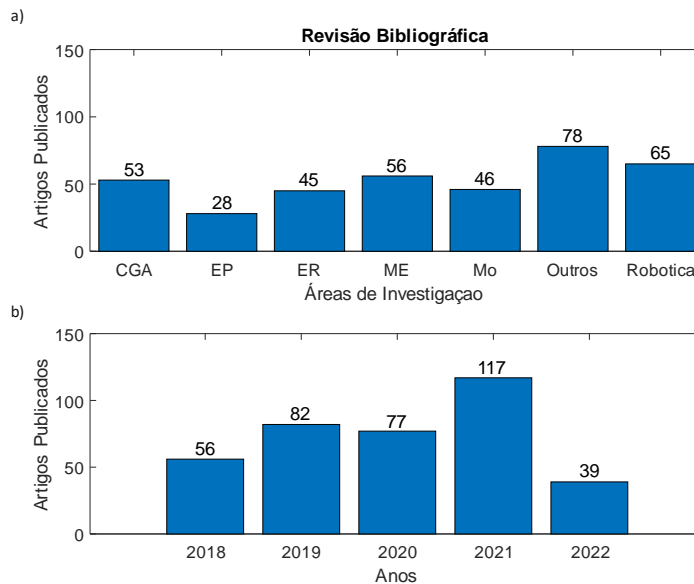


Figura 3. 2- Revisão bibliográfica: a) distribuída ao longo dos últimos 5 anos; b) distribuída por áreas de investigação: controlo de geração automática (CGA), eletrónica de potência (EP), energias renováveis (ER), máquinas elétricas (ME) e monitorização (MO).

3.1. Técnicas de Aproximação

Existem diversas técnicas na literatura especializada para realizar a aproximação dos elementos fracionários, onde se destacam: *The Matsuda approximation*, *Curve Fitting Approximation Algorithm*, *Power Series Expansion Techniques*, aproximação *Oustaloup* e a aproximação refinada *Oustaloup* [43].

No entanto, devido à simplicidade, rapidez e eficiência as técnicas de aproximação mais utilizadas na literatura especializada são a aproximação *Oustaloup* e a aproximação refinada *Oustaloup*. Estas técnicas são baseadas em funções transferência do tipo *integer-order-zero-pole* em cascata, onde a localização dos zeros e dos pólos é selecionada corretamente para obter a resposta em frequência dos elementos fracionários, numa determinada frequência [39],[40].

A aproximação *Oustaloup* da ordem fracionaria (s^α) na faixa de frequência desejada $[wl, wh]$ é definida por:

$$s^\alpha \approx w_h^\alpha \prod_{k=1}^n \frac{s + w'_k}{s + w_k}, 0 < \alpha < 1 \quad (3.3)$$

onde α é a ordem fracionária, N é a ordem da aproximação, w_l e w_h são a faixa de frequência de interesse e w'_k e w_k são os zeros e pólos, respetivamente [40].

O valor dos zeros e pólos w'_k e w_k da equação 3.3 podem ser calculados através das seguintes equações:

$$w'_k = w_l \left(\frac{wh}{wl} \right)^{\frac{2k-1-\alpha}{2n}} \quad (3.4)$$

$$w_k = w_l \left(\frac{wh}{wl} \right)^{\frac{2k-1+\alpha}{2n}} \quad (3.5)$$

Já aproximação refinada *Oustaloup* da ordem fracionaria (s^α) na faixa de frequência desejada $[w_l, w_h]$ é definida por:

$$s^\alpha \approx \left(\frac{dwh}{b} \right)^\alpha \left(\frac{ds^2 + bw_h s}{d(1-\alpha)s^2 + bw_h s + d\alpha} \right)^\alpha \prod_{k=-n}^n \frac{s + w'_k}{s + w_k}, 0 < \alpha < 1 \quad (3.6)$$

onde α é a ordem fracionária, N é a ordem da aproximação, w_l e w_h são a faixa de frequência de interesse w'_k e w_k são os zeros e polos, já b e d são constantes cujo valor são 10 e 9, respetivamente [40]. O valor dos zeros e pólos w'_k e w_k da equação 3.5 podem ser calculados pelas equações 3.4 e 3.5, respetivamente [40].

3.2. Métodos de Otimização

Existem diversos métodos para determinar ou ajustar os ganhos inerentes a cada controlador que podem ser classificados, grosseiramente, em métodos clássicos e métodos inteligentes [10]. Dentro dos métodos clássicos podemos encontrar: o *Trial and Error Method*, *Ziegler–Nichols Step Response Method*, *Ziegler–Nichols Frequency Response Method*, *Relay Tuning Method* e *Cohen-Coon Method* [44]. Os métodos inteligentes mais aplicados são os métodos baseados em redes neuronais (ANN) [45][46], lógica *fuzzy* [47] e, finalmente, métodos baseados em algoritmos de otimização.

No entanto, devido à sua robustez, flexibilidade, confiabilidade e capacidade de lidar com problemas não lineares verifica-se uma clara tendência na utilização de algoritmos de otimização meta-heurísticos para obter os valores dos ganhos dos controladores, como por exemplo, *Differential Evolution* (DE) [48], *Particle Swarm Optimization* (PSO) [49][50], *Ant Colony Optimization* (ACO) [51], *Bat algorithm* (BA) [52], *Grasshopper Algorithm Optimization* (GAO) [53], *Grey Wolf Optimizer* (GWO) [54][55], *Flame Optimization algorithm* (MFO) [56], *Ant Lion Optimization* (ALO) [57], *Cuckoo Search Optimization* (CSO) [58], *Coyote Optimization Algorithm* (COA) [59], *Flower Pollination Algorithm* (FPA) [60], *Whale Optimization Algorithm* (WOA) [61], *Harmony Search* (HS) [62].

Na Tabela 3.1 encontra-se um breve resumo de algumas publicações científicas no que diz respeito ao método de otimização meta-heurístico utilizado para ajustar os ganhos dos controladores e as respectivas ordens fracionárias assim como, da técnica utilizada para realizar a aproximação dos elementos fracionários. Onde podemos constatar que existe uma grande variedade de métodos e a técnica mais presente na literatura é a aproximação *Oustaloup*, devido à simplicidade, rapidez e eficiência.

Tabela 3. 1 – Classificação de alguns trabalhos da literatura sobre otimização meta heurística dos coeficientes dos controladores fracionários.

Controlador Fracionário	Método meta heurístico	Método de aproximação	Comparação entre outros meta heurístico	Referencias
PID FRA	<i>Particle Swarm Optimization</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	Não	[63]
PID FRA	<i>Ant Colony Optimization</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	Não	[64]
PI FRA	<i>Particle Swarm Optimization</i>	Logica <i>fuzzy</i>	Não	[65]
PI FRA	<i>Gray Wolf Optimizer</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	Não	[66]
PID FRA	<i>Salp Swarm Optimization</i>	Função simulink/matlab	Não	[67]
PID FRA	<i>Firefly Algorithm</i>	Técnica proposta pelo mesmo	Algoritmos genéticos	[68]
PID FRA	<i>Particle Swarm Optimization</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	<i>Artificial Bee Colony</i>	[69]
PI FRA	<i>Particle Swarm Optimization</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	Não	[70]
PID FRA	<i>Particle Swarm Optimization</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	Não	[71]
PID FRA	<i>Queen Bee Assisted Genetic Algorithm</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	Não	[72]
PID FRA	<i>Particle Swarm Optimization</i>	Aproximação <i>Oustaloup</i>	<i>Differential Evolution</i>	[73]

Capítulo 4

4. Algoritmos de otimização meta-heurísticos

A determinação ou o ajuste dos valores dos ganhos de cada controlador e as respectivas ordens fracionárias é um problema de otimização que consiste na minimização do erro entre o sinal de referência e o sinal medido (variável de controle). Assim, a complexidade e o número de parâmetros desconhecidos (ganhos e ordens fracionárias) a determinar no problema de otimização depende diretamente do tipo de controlador. Em particular, o controlador PI e o controlador PI FRA são caracterizados dois e três parâmetros desconhecidos, respectivamente. Já o controlador PID e o controlador PID FRA são caracterizados por três e cinco parâmetros desconhecidos. Uma vez que a determinação dos parâmetros inerentes a cada controlador é formulada como um problema de otimização torna-se indispensável o uso de algoritmos de otimização na sua resolução. Para tal, e como referido anteriormente, os métodos meta-heurísticos são frequentemente utilizados devido à sua elevada capacidade de procura ao lidar com problemas de otimização multimodais (diversos mínimos locais). Os seus mecanismos de procura são normalmente muito distintos uma vez que são inspirados em diferentes ideias/comportamentos do mundo real (inspirados na natureza) e, por isso, podem ser mais ou menos eficazes ao encontrar soluções de elevada qualidade. Portanto, para resolver o respetivo problema de otimização diferenciadamente, garantindo a adequada avaliação do desempenho dos controladores, foram selecionados quatro métodos meta-heurísticos competitivos inspirados em ideias completamente distintas, nomeadamente: *Differential Evolution* [74], *Grey Wolf Optimizer* [75], *Particle Swarm Optimization* [76] e *Whale Optimization Algorithm* [77].

4.1. Differential Evolution

O método meta-heurístico *Differential Evolution* (DE) é inspirado na seleção e na evolução natural das espécies [74]. O desenvolvimento das espécies acontece de sucessivas modificações, onde os indivíduos (agentes) com maior aptidão apresentam uma maior probabilidade de se reproduzirem e transmitirem as suas características genéticas aos descendentes. Para isso, o DE recorre a procedimentos de seleção, com base na aptidão dos agentes, e a modificações que ocorrem a partir de mutações e

cruzamentos. O processo de *mutation* utiliza a diferença vetorial entre agentes selecionados aleatoriamente. Na variante DE/rand/1/bin, um agente selecionado aleatoriamente ($a1$) sofre uma mutação que resulta de uma diferença vetorial entre agentes ($a2$ e $a3$), ponderada pelo fator de mutação (F). Assim, a posição do novo agente criado pelo processo de mutação (ma) é dada pela equação 4.1.

$$m_{a,d}(it + 1) = x_{a1,d}(it) + F(x_{a2,d}(it) - x_{a3,d}(it)) \quad (4.1)$$

onde $xa1$, $xa2$ e $xa3$ são agentes mutuamente exclusivos selecionados aleatoriamente e F representa um fator de mutação constante $\in [0.2]$.

O processo de crossover, que tipicamente pode ser binomial (bin) ou exponencial (exp), permite aumentar a diversificação na construção de novas soluções. O processo de crossover binomial garante que a posição do novo agente (ua), criado pelo processo de cruzamento, receba pelo menos uma componente do agente gerado pelo processo de mutação. O processo de crossover binomial é o mais utilizado na literatura e é dado por

$$u_{a,d}(it + 1) = \begin{cases} m_{a,d}(it + 1) & \text{se } r_1 \leq CR \text{ ou } j = r_2 \\ x_{a,d}(it) & \text{se } r_1 > CR \text{ ou } j \neq r_2 \end{cases} \quad (4.2)$$

onde CR é um fator de cruzamento constante $\in [0.1]$, r_1 é um número aleatório com uma distribuição uniforme entre 0 e 1. e r_2 é um índice aleatório pertencente ao intervalo $[1, d]$.

Para decidir se o novo agente, ua , vai ser membro da próxima geração é utilizado um processo elitista, que avalia o agente ua através da função objetivo, designado selection process. Assim, apenas os agentes com maior aptidão transitam para as gerações/iterações seguintes, sendo o processo de seleção dado por

$$\begin{aligned} \text{se } f(u_a(it + 1)) < f(x_a(it)) & \text{ implica } x_a(it + 1) = u_a(it + 1) \\ \text{se } f(u_a(it + 1)) \geq f(x_a(it)) & \text{ implica } x_a(it + 1) = x_a(it) \end{aligned} \quad (4.3)$$

4.2. Grey Wolf Optimizer

O *Grey Wolf Optimizer* (GWO) é um método meta-heurístico inspirado na hierarquia social e comportamento de caça de matilhas de lobos cinzentos (*Canis lupus*) [75]. Por natureza os lobos (agentes) vivem em pequenas populações com uma hierarquia social

bem definida. Tipicamente, cada população está organizada em quatro níveis hierárquicos distintos: alfa (α), beta (β), delta (δ) e ômega (ω). Tendo em consideração os níveis hierárquicos, a posição da solução global é denominada de alfa (X_α) a segunda melhor de beta (X_β) e a terceira de delta (X_δ). Os restantes agentes são considerados ômega, ω , e são os agentes de menor expressividade na hierárquica social, os quais durante o movimento social de caça seguem os três primeiros. O comportamento social de caça do GWO está dividido em quatro etapas: *encircling prey*, *hunting*, *attacking prey*, e *searching for prey*. A dinâmica e harmonia destas quatro etapas estabelecem o equilíbrio entre os mecanismos de diversificação e intensificação que são coordenados por dois parâmetros de controlo, descritos pelas equações (4.4) e (4.5).

$$G_w = 2 - 2 \frac{it}{iter_{max}} \quad (4.4)$$

$$A_d = 2g \times r_w - g \quad (4.5)$$

onde r_w representa um número aleatório com uma distribuição uniforme $\in [0,1]$, d representa a dimensão do problema de otimização, $iter_{max}$ representa o número máximo de iterações permitidas, e t representa a iteração atual.

A etapa *searching for prey*, que ocorre quando $|A_d| > 1$. força os agentes a divergir da melhor solução global encontrada até o momento, x_α , favorecendo a procura de novas soluções em regiões inexploradas (mecanismo de diversificação). As restantes etapas favorecem o mecanismo de intensificação, forçando a construção de novas soluções em regiões próximas da melhor solução global. Portanto, para um espaço de procura multidimensional, a nova posição de cada agente é obtida pelas equações 4.6, 4.7 e 4.8.

$$D_{\alpha,d} = |C_{1,d}X_{\alpha,d}(it) - X_{\alpha,d}(it)|, D_{\beta,d} = |C_{2,d}X_{\beta,d}(it) - X_{\alpha,d}(it)|, D_{\delta,d} = |C_{3,d}X_{\delta,d}(it) - X_{\alpha,d}(it)| \quad (4.6)$$

$$s_{1,d} = X_{\alpha,d}(it) - A_{1,d}D_{\alpha,d}; s_{2,d} = X_{\beta,d}(it) - A_{2,d}D_{\beta,d}; s_{3,d} = X_{\delta,d}(it) - A_{3,d}D_{\delta,d} \quad (4.7)$$

$$X_{\alpha,d}(it + 1) = \frac{s_{1,d} + s_{2,d} + s_{3,d}}{3} \quad (4.8)$$

onde, $X_\alpha(it)$ representa a posição do agente alfa na iteração t, $X_\beta(it)$ representa a posição do agente beta na iteração t, $X_\delta(it)$ representa a posição do agente delta na iteração t, e C_d é um número aleatório com uma distribuição uniforme entre 2 e 0.

4.3. Particle Swarm Optimization

O *Particle Swarm Optimization* (PSO) é um método meta-heurístico populacional inspirado em princípios de cooperação e comportamento social de enxames biológicos como, por exemplo, bandos de pássaros ou cardumes de peixes [76]. Cada agente da população, que representa uma possível solução, possui uma posição e uma velocidade que são ajustadas através da experiência do próprio agente e dos restantes agentes da população, na procura da melhor solução global. Os agentes são inicializados aleatoriamente dentro do espaço de procura multidimensional e, durante o processo de otimização, avaliados através de uma função objetivo. O ajuste da velocidade é efetuado através da equação 4.9 que considera três fatores: o fator cognitivo que representa a tendência do agente em seguir a sua própria experiência pessoal (x_{pbest}), o fator social que representa a tendência do agente em seguir experiência coletiva (x_{gbest}), e a tendência do movimento do próprio agente ponderado pelo fator de inércia (χ). Estes três fatores estabelecem o equilíbrio entre os mecanismos de intensificação e diversificação forçando os agentes a movimentarem-se em regiões mais próximas ou mais afastadas da melhor solução global, respetivamente. Assim, para um espaço de procura multidimensional, o movimento de cada agente é expresso pelas equações 4.9 e 4.10.

$$\begin{aligned} \varphi_{a,d}(it+1) = & \chi\varphi_{a,d}(it) + c_1r_1(x_{pbest\ a,d}(it) - x_{a,d}(it)) \\ & + c_2r_2(x_{gbest\ a,d}(it) - x_{a,d}(it)) \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$x_{a,d}(it+1) = x_{a,d}(it) + \varphi_{a,d}(it+1) \quad (4.10)$$

onde, $x_a(it)$ representa a posição do agente a na iteração t, $\varphi_a(it)$ representa a velocidade do agente a na iteração t, d representa a dimensão do problema de otimização, χ representa o coeficiente de inércia, c_1 e c_2 são coeficientes de aceleração (cognitivo e social), r_1 e r_2 são números aleatórios com uma distribuição uniforme $\in [0,1]$, $x_{pbest}(it)$ é a melhor posição encontrada pelo agente a até ao momento, e $x_{gbest}(it)$ é a melhor posição global (considerando todos os agente da população) até ao momento.

4.4. Whale Optimization Algorithm

O *Whale Optimization Algorithm* (WOA) simula o comportamento das baleias-de-bossa na procura por alimento [77]. Estas baleias têm uma técnica de caça muito característica, na qual formam uma rede de bolhas para trazer o cardume mais próximo da superfície e começar o ataque. Esta técnica pode ser dividida em três etapas: circundar a presa, caçar com rede de bolhas e procurar a presa.

A primeira etapa favorece o mecanismo de intensificação em que os agentes reconhecem a localização da presa e circundam-na. Os agentes movimentam-se fazendo uma busca local tendo em conta a melhor posição obtida até ao momento. Este comportamento pode ser descrito por 4.11 e 4.12:

$$D_{a,d} = |C_d xgbest_d(it) - x_{a,d}(it)| \quad (4.11)$$

$$x_{a,d}(it + 1) = xgbest_d(it) - A_d D_{a,d} \quad (4.12)$$

Em que a representa o agente, $D_{a,d}$ representa a distância entre os agentes, it indica a iteração atual, A_d representa um parâmetro de controlo que varia entre $[-\beta, \beta]$, β é um fator decrescente em função das iterações, C_d um número aleatório com uma distribuição uniforme entre $[0,2]$, $x_{a,d}$ é a posição do agente a e $xgbest_d$ é a melhor posição global da população.

A próxima etapa simula o comportamento das baleias na ação de caça através da técnica da rede de bolhas. Esta ação pode ser dividida em dois processos que favorecem o mecanismo de intensificação. O primeiro processo consiste numa pesquisa local aleatória em função de um determinado raio de ação (distância entre agentes) e o segundo estabelece uma trajetória, em espiral, do agente até à melhor solução encontrada até ao momento. O equilíbrio e harmonia destes processos são controlados em função de uma probabilidade (p), pelo que na simulação se atribui uma probabilidade de 50%. Esta etapa é descrita pelas equações 4.13 e 4.14.

$$D'_{a,d} = |xgbest_d(it) - x_{a,d}(it)| \quad (4.13)$$

$$x_{a,d}(it + 1) \begin{cases} xgbest_d(it) - A_d D_{a,d}, & p < 0.5 \\ D'_{a,d} e^{bl} \cos(2\pi U) + xgbest_d(it), & p \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.14)$$

Em que $D'_{a,d}$ é a distância entre o agente a e a melhor solução encontrada até ao momento, bl é a contante que define a forma da espiral logarítmica, e U um número aleatório com uma distribuição uniforme entre $[-1,1]$.

A última etapa favorece o mecanismo de diversificação e consiste na procura da presa. A nova posição do agente a é determinada com base na posição de um outro agente escolhido aleatoriamente e pertencente à população. Esta etapa é dada pelas equações 4.15 e 4.16.

$$D_{a,d} = |C_d x_{ra,d}(it) - x_{a,d}(it)| \quad (4.15)$$

$$x_{a,d}(it + 1) = x_{ra,d}(it) - A_d D_{a,d} \quad (4.16)$$

Onde $x_{ra,d}$ representa a posição de um agente escolhido aleatoriamente.

4.5. Função Objetivo

Para minimizar o erro e avaliar o grau de correspondência entre os entre o sinal de referência e o sinal medido (variável de controlo) podem ser utilizados vários índices de desempenho, como por exemplo:

a integral do erro quadrado (ISE) [78][60][79]

$$\int_0^t |e(t)| dt \quad (4.17)$$

a integral do erro absoluto (IAE) [78] [80][81] [82],

$$\int_0^t e(t)^2 dt \quad (4.18)$$

a integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo (ITAE)[83][60][84]

$$\int_0^t (t|e(t)|) dt \quad (4.19)$$

e a integral do erro quadrado multiplicado pelo tempo (ITSE)[83][60][79].

$$\int_0^t (t \cdot e(t)^2) dt \quad (4.20)$$

Nesta dissertação, a função objetivo para avaliar o desempenho e a fiabilidade dos algoritmos de sincronismo com a rede elétrica foi a integral do erro absoluto (IAE). Para tal, foram considerados um algoritmo de sincronismo com realimentação (Notch-PLL) e um algoritmo de sincronismo com realimentação em quadratura (SOGI-PLL), em três casos de estudo. Importa referir, que foi utilizada técnica de aproximação Oustaloup para realizar a aproximação dos elementos fracionários.

Para uma comparação justa entre os vários métodos meta-heurísticos, os parâmetros desconhecidos foram limitados em conformidade para cada controlador e para cada algoritmo de sincronismo em estudo. As Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam os limites superiores e inferiores utilizados para os algoritmos de sincronismo com realimentação (Notch-PLL) e para o algoritmo de sincronismo com realimentação em quadratura (SOGI-PLL).

Todo o trabalho computacional foi realizado em ambiente de programação Matlab® utilizando um computador com processador CPU Intel® Xeon® E5-1650 v2 @ 3.50GHz z, 16 GB RAM e sistema operativo Windows 10 Professional 64-bit. Para cada caso de estudo, foram realizados 30 runs independentes.

Tabela 4. 1 –Limites usados para o Notch-PLL

	Notch-PLL							
	PI		PI FRA		PID		PID FRA	
	Limite Inferior	Limite Superior	Limite Inferior	Limite Superior	Limite Inferior	Limite Superior	Limite Inferior	Limite Superior
KP	200	1E4	200	1E5	200	1E6	200	1E6
KI	200	1E4	200	1E5	200	1E6	200	1E6
KD	-	-	-	-	200	1E6	200	1E6
λ	-	-	0.001	1.9999	-	-	0.001	1.9999
μ	-	-	-	-	-	-	0.001	1.9999
N	-	-	-	-	0.001	27	0.001	27

Tabela 4. 2 – Limites usados para o SOGI-PLL

	SOGI-PLL							
	PI		PI FRA		PID		PID FRA	
	Limite Inferior	Limite Superior	Limite Inferior	Limite Superior	Limite Inferior	Limite Superior	Limite Inferior	Limite Superior
KP	200	1E4	200	1E5	200	1E6	200	1E6
KI	200	1E4	200	1E5	200	1E6	200	1E6
KD	-	-	-	-	200	1E6	200	1E6
λ	-	-	0.001	1.9999	-	-	0.001	1.9999
μ	-	-	-	-	-	-	0.001	1.9999
N	-	-	-	-	0.001	27	0.001	27

Capítulo 5

5. Otimização

Para otimizar os ganhos de cada controlador, as respetivas ordens fracionárias e os coeficientes dos filtros foram considerados quatro métodos meta-heurísticos com distintos mecanismos de diversificação e intensificação. Para tal, considerou-se uma população em função da dimensão do problema de otimização (20 por dimensão). Também o número de iterações foi considerado em função da dimensão do problema (500 iterações por dimensão).

Para obter os melhor resultados possíveis é crucial definir os parâmetros de controlo, uma vez que se estes não forem definidos adequadamente a sua capacidade de exploração durante o processo de procura pode estar comprometida. Assim, os parâmetros de controlo para os quatro métodos meta-heurísticos considerados foram definidos de acordo com as sugestões da literatura e são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5. 1– Configurações dos parâmetros dos meta heurísticos utilizados.

Métodos meta heurísticos	Parâmetros de controlo
DE	Fator de mutação = 1
	Fator de cruzamento = 1
GW	g diminui linearmente de 2 para 0
PSO	Coefficiente cognitivo: $c_1 = 2$
	Coefficiente social: $c_2 = 2$
	Coefficiente da inércia = 0.4
WOA	β decresce linearmente em função das iterações

5.1. Organização da dissertação

Como referido anteriormente, os algoritmos de sincronização com a rede elétrica devem acompanhar o ângulo de fase, detetar as pequenas variações de frequência e rejeitar com eficiência as perturbações e as componentes harmónicas que ocorrem na tensão da rede

elétrica. Assim, para aumentar a robustez e a confiabilidade dos controladores considerados, foi criado um conjunto de treino que considera diferentes perturbações e que se encontra ilustrado na Figura. 5.1.

O conjunto de treino representa a tensão da rede elétrica normalizada e contempla diversas condições de operação. Inicialmente, o conjunto de treino contempla uma situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação. No entanto, no instante tempo 0.2s, é introduzido no conjunto de treino uma perturbação que consiste num salto de fase de $\pi/2$. Além disso, o conjunto de treino, no instante de tempo 0.4s, contém uma perturbação que compreende flutuações nos níveis de tensão da rede elétrica. Por último, no instante 0.6s foram introduzidas no conjunto de treino várias componentes harmónicas.

Para analisar o desempenho e a confiabilidade dos controladores considerados, os resultados obtidos foram analisados em função da integral do erro absoluto (IAE) alcançado por cada método meta-heurístico.

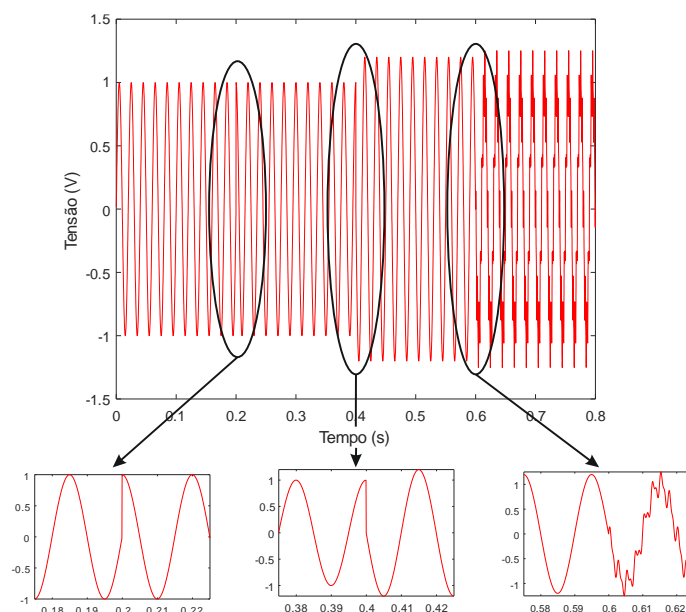


Figura 5. 1 - Conjunto de treino.

5.2. Resultados das otimizações para o Notch-PLL

Primeiramente, procedeu-se à estimação dos valores de todos os controladores para o algoritmo de sincronismo com realimentação Notch-PLL. A Tabela 5.2 apresenta os valores (mínimo, médio, máximo e desvio padrão) dos ganhos dos controladores PI e PI FRA, as respetivas ordens fracionárias e o valor do IAE obtido por cada um dos vários métodos meta-heurísticos. Da análise da Tabela 5.2 pode-se inferir que para o

controlador PI, todos os métodos meta-heurísticos implementados convergiram para valores semelhantes. O mesmo não acontece para o controlador PI FRA que apresenta uma grande diversidade para os valores dos ganhos (mas com um valor de IAE semelhante). Através da tabela 5.2 também é possível observar que os valores de IAE obtidos para o controlador PI FRA, para todos os métodos meta-heurísticos, são inferiores aos valores obtidos para o controlador PI. Para os controladores considerados, os métodos meta-heurísticos que apresentam melhores resultados são o PSO com um valor de IAE de 974.0342 para o controlador PI FRA e o método meta-heurístico DE com um valor de IAE de 1090.3766 para o controlador PI. Ainda em relação aos valores de IAE, o controlador PI apresenta menor variação, sendo o valor mínimo de desvio padrão de $4.5333E-4$ e para o controlador PI FRA o valor mínimo de desvio padrão foi de 0.5671.

Em relação aos ganhos dos controladores, o controlador PI é o que apresenta menor variação e, conseqüentemente, menor desvio padrão, como se pode verificar pelos valores obtidos pelo DE e pelo GW. O mesmo não acontece para o controlador PI FRA que apresenta uma grande variação para os valores dos ganhos, apresentando nas 30 *runs* realizadas valores de desvio padrão elevados (como por exemplo os valores 3728.0232 e 4133.5685 ambos para o algoritmo WOA).

Em relação as respectivas ordens fracionárias, o controlador PI FRA apresenta valores diferentes para os métodos meta-heurísticos considerados, onde se destaca o valor de 0.0102 obtido com o WOA e o valor de 1.8995 obtido pelo PSO.

Na Figura. 5.2. encontra-se o diagrama de extremos e quartis para os controladores PI e PI FRA. Em relação ao controlador PI pode-se observar que a variação do IAE é praticamente nula, destacando-se pela negativa o WOA. Já para o controlador PI FRA pode-se verificar que o método que apresenta um menor valor de IAE é o PSO. Já o WOA apresenta outra vez a maior variação nos valores de IAE.

Tabela 5. 2 - Comparação de resultados entre os controladores PI e PI FRA para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL.

		KP	KI	KD	N	λ	μ	IAE	
PI	DE	MIN	489.2029	449.0784	-	-	1	-	1090.3766
		MEDIA	489.2512	449.0784	-	-	1	-	1090.3770
		MAX	489.2528	455.6129	-	-	1	-	1090.3774
		STD	0.0088	1.2032	-	-	1	-	1.3229E-4
	GW	MIN	489.1703	449.1162	-	-	1	-	1090.3767
		MEDIA	489.2271	449.6554	-	-	1	-	1090.3767
		MAX	489.2512	450.8056	-	-	1	-	1090.3768
		STD	0.0233	0.5260	-	-	1	-	4.5893E-3
	PSO	MIN	487.9201	444.3647	-	-	1	-	1090.3767
		MEDIA	489.1968	450.3254	-	-	1	-	1090.3767
		MAX	492.7641	450.8431	-	-	1	-	1090.3768
		STD	0.7800	0.7963	-	-	1	-	4.5333E-4
WOA	MIN	489.0739	448.8290	-	-	1	-	1090.3767	
	MEDIA	489.2115	450.7419	-	-	1	-	1090.3768	
	MAX	489.4021	451.8131	-	-	1	-	1090.3777	
	STD	0.0753	0.7176	-	-	1	-	2.2806E-3	
PI FRA	DE	MIN	6633.7309	49686.4133	-	-	0.2097	-	975.4407
		MEDIA	11840.5402	49989.5035	-	-	0.2970	-	977.0216
		MAX	16760.4721	50000.1126	-	-	0.4271	-	979.5549
		STD	2892.7388	57.2451	-	-	0.0598	-	0.8513
	GW	MIN	10427.1946	1000.9651	-	-	0.001458	-	975.7238
		MEDIA	13376.3134	7267.3004	-	-	0.0061	-	977.2348
		MAX	19422.6556	10000.3652	-	-	0.0368	-	978.3608
		STD	2823.2911	2965.8796	-	-	0.0088	-	0.6695
	PSO	MIN	1200.9641	1000.3645	-	-	0.001322	-	974.0342
		MEDIA	2305.8297	4875.3190	-	-	1.3073	-	974.3705
		MAX	3367.8067	9771.6148	-	-	1.8995	-	975.2953
		STD	1167.3237	3073.3242	-	-	0.7483	-	0.5671
WOA	MIN	10414.6479	500.3652	-	-	0.001252	-	977.1562	
	MEDIA	1551.7063	5311.3111	-	-	0.0102	-	978.5546	
	MAX	19903.0323	10000.7896	-	-	0.0793	-	980.3292	
	STD	3728.0232	4133.5685	-	-	0.0168	-	0.8864	

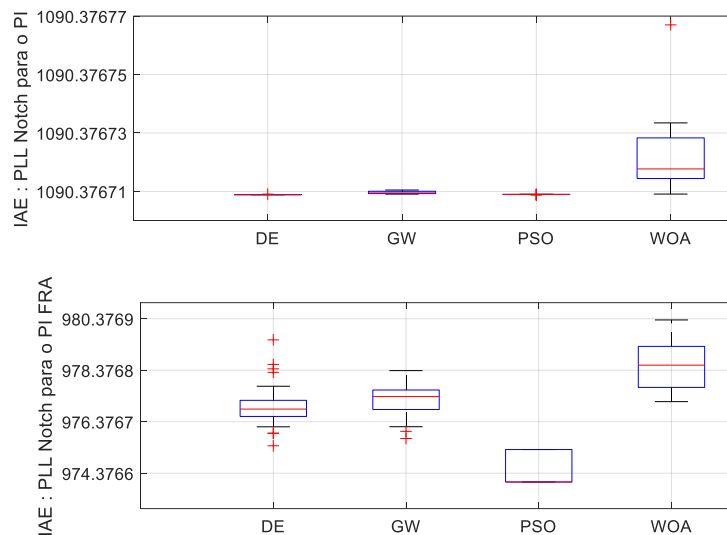


Figura 5. 2 - Distribuição do IAE para os controladores PI e PI FRA, considerando o algoritmo de sincronismo Notch-PLL

Ainda para algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL, a Tabela 5.3 apresenta os valores (mínimo, medio, máximo e desvio padrão) dos ganhos dos controladores PID e PID FRA, as respectivas ordens fracionarias e os respectivos coeficientes dos filtros. Da análise da tabela 5.3 pode-se inferir que para os controladores PID e PID FRA, os métodos meta-heurísticos implementados apresentam uma grande diversidade obtendo uma grande variação nos valores dos ganhos (mas com valores de IAE semelhantes). O controlador PID apresenta um valor médio mínimo de IAE de 2433.2559 para o DE, sendo que o valor do desvio padrão é 14.4555. Em relação ao PID FRA, o valor médio mínimo do IAE é 1373.1123 para o GW, sendo que o valor do desvio padrão é 32.1323. Através da Tabela 5.3 podem-se constatar que os valores de IAE obtidos para o controlador PID FRA, por todos os métodos meta-heurísticos, são inferiores aos valores obtidos para o controlador PID.

Relativamente aos ganhos para o controlador PID, estes apresentam diferenças significativas no valor de KP obtidos para todos os métodos meta-heurísticos considerados. Destes pode-se destacar o valor médio obtidos pelo GW de 2119.9210 e o valor médio obtido pelo PSO de 8389.9716. Por sua vez, para os restantes ganhos (KI e KP) os valores obtidos são semelhantes entre todos os métodos meta-heurísticos sendo estes de aproximadamente 250000 para o KI e de 1000 para o KP. Em relação aos ganhos para o controlador PID FRA, estes apresentam diferenças significativas nos valores obtidos em todos os métodos meta-heurísticos.

Em relação às respectivas ordens fracionarias, o controlador PID não possui parte fracionária, i.e., o valor de λ e de μ são iguais a 1. No entanto, para o controlador PID FRA as ordens fracionárias (λ e μ) apresentam valores próximos para todos os métodos meta-heurísticos considerados.

Relativamente aos coeficientes do filtro, os valores obtidos para o controlador PID são semelhantes para todos os métodos meta-heurísticos, podendo-se destacar o menor valor médio de 16.7660 e o maior valor médio de 19.2256 obtidos pelo DE e pelo PSO, respetivamente. Em relação aos coeficientes do filtro para o controlador PID FRA existe uma grande variação (valores médios de 9.4643 e de 19.859 obtidos pelo PSO e pelo WOA, respetivamente).

Para visualizar as variações do IAE, na Figura. 5.3 encontra-se o diagrama de extremos e quartis para os controladores PID e PID FRA. Relativamente ao controlador PID pode-se observar que o valor do IAE obtido pelos 4 métodos meta-heurísticos é semelhante, destacando-se pela negativa o WOA. Por outro lado, pode-se destacar o PSO que

apresenta um menor valor de IAE. Já para o controlador PID FRA pode-se observar que o método que apresenta um menor valor de IAE é o DE.

Tabela 5. 3- Comparação de resultados entre os controladores PID e PID FRA para o Notch-PLL.

		KP	KI	KD	N	λ	μ	IAE
DE	MIN	1000.5241	246371.2590	1000.8565	15.0025	1	1	2411.4428
	MEDIA	3361.4589	249513.5760	1000.6362	16.7660	1	1	2433.2559
	MAX	5091.8841	250000.1256	1019.0881	19.2399	1	1	2458.5784
	STD	1252.2484	987.1341	3.4849	1.2433	1	1	14.4555
GW	MIN	1000.1121	247883.7540	1000.8785	15.2025	1	1	2407.7665
	MEDIA	2119.9210	249662.9520	1001.2246	17.9815	1	1	2434.2450
	MAX	4862.7103	250000.4589	1007.1659	19.1346	1	1	2475.7839
	STD	1107.8522	570.2398	2.3804	1.1047	1	1	15.774733
PSO	MIN	1000.6563	247560.5256	1000.7899	16.2250	1	1	2272.2561
	MEDIA	8389.9716	249800.1120	1005.28546	19.2256	1	1	2389.5231
	MAX	24717.4104	250000.1119	1010.2256	22.8936	1	1	15.4519
	STD	10146.6452	585.2789	4.3784	2.6919	1	1	399.6180
WOA	MIN	1000.7896	248386.9750	1000.6589	14.2702	1	1	2431.6153
	MEDIA	1997.4175	249834.9750	1000.3259	18.1611	1	1	2461.9925
	MAX	6033.2064	250000.7856	1007.4972	19.1904	1	1	2484.5189
	STD	1588.3838	437.6623	1.3824	1.5672	1	1	14.1724
DE	MIN	450.2321	1000.1211	36399.3996	0.4585	0.01987	0.1787	1315.0071
	MEDIA	3631.2993	170363.7072	672251.6768	20.1475	1.7676	0.3735	1477.6861
	MAX	95888.9818	500000.1245	950000.3697	26.1245	1.9912	0.9667	3831.6868
	STD	17424.6944	196025.4750	334751.6461	7.4865	0.4105	0.2473	453.2635
GW	MIN	300.2351	1017.7399	98884.4687	1.2902	0.2650	0.0101	1355.5457
	MEDIA	675.3146	13504.2915	466278.3612	12.7375	0.8491	0.3530	1373.1123
	MAX	2469.0891	103377.1520	925270.3181	25.7323	0.9992	0.7053	1499.0472
	STD	710.7645	20290.9788	271803.2542	7.3818	0.2502	0.1774	32.1323
PSO	MIN	300.2151	300.1247	300.7894	0.001245	0.3662	0.01256	1367.0342
	MEDIA	2294.5836	215299.0418	130598.9581	9.4643	1.5948	0.2445	1395.4194
	MAX	3367.7857	500000.9632	500000.1598	26.1478	1.9958	0.8199	1427.0342
	STD	1302.7610	192367.3811	159817.2637	9.9671	0.4828	0.2805	25.8533
WOA	MIN	300.2145	300.7896	51089.7624	1.3351	0.3742	0.01561	1370.4568
	MEDIA	321.2585	95677.8105	684668.3549	19.859	0.9702	0.1595	1439.5662
	MAX	468.9923	950000.1475	950000.3697	26.2452	1.9987	0.7930	1445.3536
	STD	54.7047	289274.9815	310116.9121	7.3799	0.4305	0.2282	107.6972

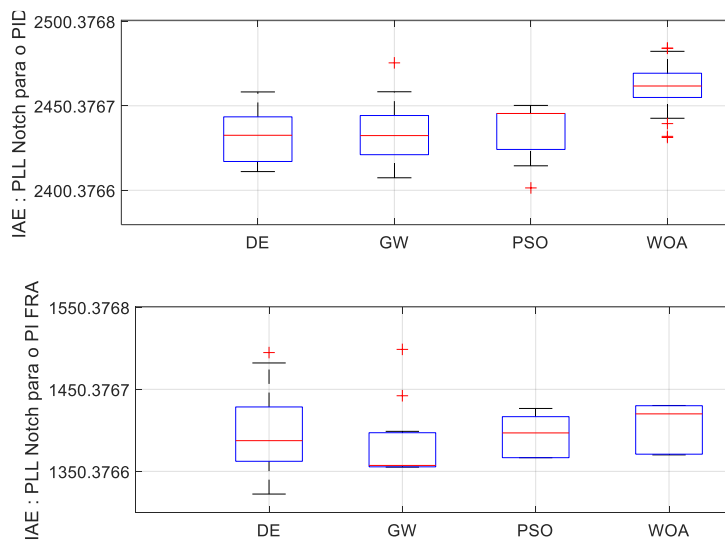


Figura 5. 3 - Distribuição do IAE para os controladores PID e PID FRA, considerando o algoritmo de sincronismo Notch-PLL

Comparando todos os valores obtidos, pode-se verificar que o controlador que apresenta menor valor de IAE é o controlador PI FRA com um valor de 974.0344, seguindo-se o controlador PI com um IAE de 1090.3766. O controlador PID FRA apresenta um valor de IAE de 1315.0071 e, por último, o controlador PID com um valor de 2272.2561.

5.3. Resultados das otimizações para o SOGI-PLL

Depois de se proceder à estimação dos valores inerentes a cada controlador para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL, realizou-se a estimação dos valores de todos os controladores para o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL. A tabela 5.4 apresenta os valores (mínimo, médio, máximo e desvio padrão) dos ganhos dos controladores PI e PI FRA e as respectivas ordens fracionárias. Da análise da tabela 5.4 pode-se inferir que para o controlador PI e PI FRA, todos os métodos meta-heurísticos implementados convergiram para valores semelhantes em termos de IAE. Através da tabela 5.4 pode-se também observar que os valores de IAE obtidos para o controlador PI FRA são inferiores aos valores obtidos para o controlador PI. Para estes controladores, os métodos meta-heurísticos que apresentam melhores resultados são o GW com um valor de IAE de 1385.7854 para o controlador PI e o DE com um valor de IAE de 1212.9545 para o controlador PI FRA. Pode-se ainda observar que o valor de IAE tanto para o controlador PI como para o controlador PI FRA não sofrem grandes variações no decorrer das 30 runs realizadas, obtendo pequenos valores de desvio padrão (4.741E-07 para o PI FRA e 0.01063 para o PI).

Em relação aos ganhos dos controladores, o controlador PI apresenta a menor variação e o menor desvio padrão, em particular para o ganho proporcional (KP). É de salientar os valores de desvio padrão alcançados pelos métodos meta-heurísticos GW e WOA, de 11.0550 e de 4.6937, respetivamente. O mesmo não acontece para o controlador PI FRA que apresenta uma grande variação para os valores dos ganhos. Essa característica também pode ser observada no valor de desvio, onde se destacam os valores de 1558.9007 e de 2675.9326 para os métodos meta-heurísticos PSO e GW, respetivamente.

Para as respetivas ordens fracionárias, o controlador PI FRA apresenta valores diferentes para os quatro métodos meta-heurísticos considerados, onde podemos realçar o valor obtido pelo GW de 0.003341 e o valor obtido pelo WOA de 1.9941.

Tabela 5. 4- Resultados obtidos para os controladores PI e PI FRA considerando o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL.

		KP	KI	KD	N	λ	μ	IAE
DE	MIN	4420.2521	4890.3222	-	-	1	-	1385.8929
	MEDIA	4290.9613	4987.2254	-	-	1	-	1386.3007
	MAX	4432.6319	5000.2565	-	-	1	-	1386.5333
	STD	15.6658	37.8785	-	-	1	-	0.04382
GW	MIN	4432.4717	4908.3162	-	-	1	-	1385.7854
	MEDIA	4438.5897	4980.6553	-	-	1	-	1385.8794
	MAX	4458.3634	5000.2620	-	-	1	-	1385.8958
	STD	11.0550	35.8565	-	-	1	-	0.02888
PSO	MIN	3136.6422	4970.3523	-	-	1	-	1385.8929
	MEDIA	4393.7294	4355.6201	-	-	1	-	1387.2356
	MAX	4465.4509	5000.2522	-	-	1	-	1391.2569
	STD	237.6137	1333.2963	-	-	1	-	7.7190
WOA	MIN	4432.5509	4913.5435	-	-	1	-	1385.8343
	MEDIA	4433.4744	4997.1181	-	-	1	-	1385.8912
	MAX	4458.3259	5000.5225	-	-	1	-	1385.8943
	STD	4.6937	15.7847	-	-	1	-	0.01063
DE	MIN	3491.8657	1000.2231	-	-	0.3788	-	1212.9545
	MEDIA	4358.8842	7095.0108	-	-	1.0411	-	1212.9552
	MAX	4442.8909	10000.2256	-	-	1.9978	-	1212.9558
	STD	204.3707	3547.2019	-	-	0.4171	-	1.556E-05
GW	MIN	1006.3816	1001.3093	-	-	0.003341	-	1212.9549
	MEDIA	4039.2269	3715.7447	-	-	1.0500	-	1212.9549
	MAX	4441.8049	9648.4183	-	-	1.9978	-	1212.9550
	STD	854.9377	2675.9326	-	-	0.6987	-	1.250E-05
PSO	MIN	1000.2231	1000.2248	-	-	0.001874	-	1212.9549
	MEDIA	3400.8766	5326.0383	-	-	1.0967	-	1212.9549
	MAX	4441.8026	10000.8745	-	-	1.9944	-	1212.9549
	STD	1558.9007	3044.9660	-	-	0.8174	-	4.741E-07
WOA	MIN	1000.2252	500.7894	-	-	0.001062	-	1212.9549
	MEDIA	4063.5513	6554.9363	-	-	1.4083	-	1212.9550
	MAX	4441.8517	10000.8796	-	-	1.9941	-	1212.9554
	STD	904.8144	3885.0304	-	-	0.8338	-	0.0001230

Para visualizar as variações do IAE para os métodos meta-heurísticos implementados, a Figura. 5.4 apresenta o diagrama de extremos e quartis para os controladores PI e PI FRA. Em relação ao controlador PI, pode-se observar que a variação do IAE é praticamente nula, destacando-se pela negativa o PSO (método que apresenta uma maior variação). Pelo contrário, o método meta-heurístico GW e WOA são os que apresentam menor variação. Já para o controlador PI FRA, pode-se verificar que o método que apresenta uma menor variação de IAE é o DE. O método meta-heurístico WOA é o que apresenta a maior variação de IAE.

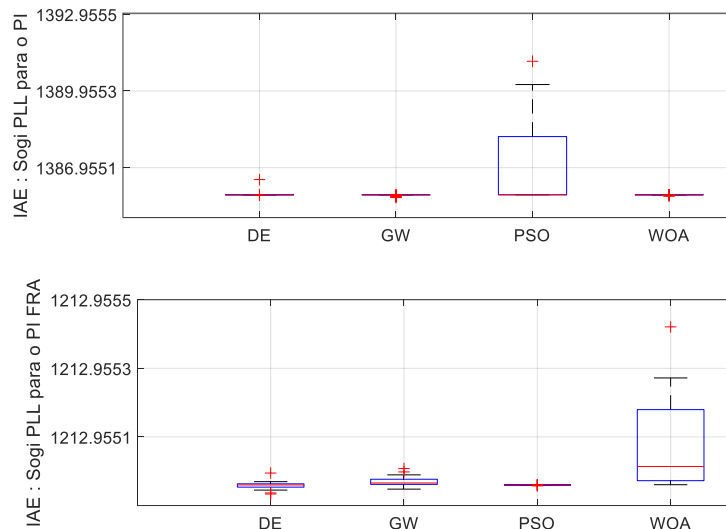


Figura 5. 4 - Distribuição do IAE para os controladores PI e PI FRA, considerando o algoritmo de sincronismo SOGI-PLL

Ainda para algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL, a Tabela 5.5 apresenta os valores (mínimo, medio, máximo e desvio padrão) dos ganhos dos controladores PID e PID FRA, as respectivas ordens fracionarias e os respectivos coeficientes dos filtros. Da análise da tabela 5.5 pode-se inferir que para os controladores PID e PID FRA, os métodos meta-heurísticos implementados apresentam uma grande diversidade obtendo uma grande variação nos valores dos ganhos (mas com valores de IAE semelhantes). O controlador PID apresenta um valor médio mínimo de IAE de 1439.4016 para o GW, sendo que o valor do desvio padrão é 0.9638. Em relação ao PID FRA, o valor médio mínimo do IAE é 1322.4226 para o WOA, sendo que o valor do desvio padrão é 0.3061. Através da Tabela 5.3 podem-se constatar que os valores de IAE obtidos para o controlador PID FRA, por todos os métodos meta-heurísticos, são inferiores aos valores obtidos para o controlador PID.

Relativamente aos ganhos para o controlador PID, estes apresentam diferenças significativas nos valores obtidos em todos os métodos meta-heurísticos para todos os ganhos, ao longo dos 30 runs, obtendo assim valores médios diferentes para todos os métodos. Para o ganho KP pode-se destacar o valor médio obtidos pelo DE de 1491.7934 e o valor medio obtido pelo GW de 3953.1709. Por sua vez para o ganho KI pode-se destacar o valor médio obtidos pelo WOA de 664866.4619 e o valor medio obtido pelo PSO de 581424.4040. Já para o ganho KD pode-se destacar o valor médio obtidos pelo DE de 6953.6775 e o valor medio obtido pelo GW de 25784.2801. Em relação aos ganhos para o controlador PID FRA, estes apresentam diferenças significativas nos valores obtidos em todos os métodos meta-heurísticos para todos os ganhos, ao longo dos 30 runs, obtendo assim valores médios diferentes.

Em relação às respetivas ordens fracionárias, o controlador PID não possui parte fracionária, i.e., o valor de λ e de μ são iguais a 1. No entanto, para o controlador PID FRA as ordens fracionárias (λ e μ) apresentam valores próximos para todos os métodos meta-heurísticos considerados.

Por fim, relativamente aos coeficientes do filtro os valores obtidos para o controlador PID são semelhantes para todos os métodos meta-heurísticos, podendo-se destacar o menor valor médio de 0.6005 e o maior valor médio de 3.3761 obtidos pelo PSO e DE, respetivamente. Em relação ao controlador PID FRA, já existe uma variação entre métodos meta-heurísticos onde se pode destacar os valores médios de 6.4293 e de 12.3619 obtidos pelo WOA e o DE, respetivamente.

Tabela 5. 5- Resultados obtidos para os controladores PID e PID FRA considerando o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL.

		KP	KI	KD	N	λ	μ	IAE	
PID	DE	MIN	100.1223	932168.6370	1000.8791	0.01789	1	1	1440.1648
		MEDIA	982.6325	949405.621	6953.6775	3.3761	1	1	1440.7352
		MAX	4369.5250	950000.7894	95382.1142	4.3154	1	1	1442.2926
		STD	1480.5393	3255.54667	18845.9891	1.5964	1	1	0.8304
	GW	MIN	100.1458	1087.24155	1000.7896	0.01011	1	1	1439.4016
		MEDIA	2818.5148	586760.5231	25784.2801	0.7380	1	1	1441.8399
		MAX	4418.4038	950000.9658	99355.3465	4.3402	1	1	1442.3017
		STD	1653.9287	338705.7180	32348.1721	1.5427	1	1	0.9638
	PSO	MIN	100.1247	1000.4796	1000.7412	0.01781	1	1	1440.1648
		MEDIA	4159.9101	581424.4040	53754.5822	0.6005	1	1	1442.3648
		MAX	19168.7161	950000.7412	100000.9632	4.3609	1	1	1443.5211
		STD	4254.9073	392670.3990	44035.7946	1.4881	1	1	1.9955
WOA	MIN	100.1478	1133.9331	1000.5632	0.01896	1	1	1439.4200	
	MEDIA	1411.9786	664866.4619	12287.6592	2.6522	1	1	1440.9504	
	MAX	4453.4120	950000.7412	100000.4125	4.3155	1	1	1442.3150	
	STD	1898.3773	402270.8829	29359.8706	2.0358	1	1	1.1169	
PID FRA	DE	MIN	450.1223	1000.2397	300.8974	0.001	0.01019	0.04623	1323.7082
		MEDIA	1491.7934	348486.344	660263.8980	12.3619	0.8933	0.4725	1324.1563
		MAX	4428.5187	500000.5412	950000.6321	26.5236	1.4785	1.6028	1324.6727
		STD	1394.8370	178993.2350	359902.3060	10.9734	0.3365	0.3630	0.3042
	GW	MIN	300.5892	1470.4039	329.8366	0.02021	0.4109	0.01049	1322.7454
		MEDIA	3953.1709	113156.8504	211012.9432	7.1419	1.2489	0.1419	1323.1556
		MAX	4441.6666	459697.0810	890954.0134	23.8522	1.9408	1.3257	1323.6699
		STD	946.7540	147251.4980	243579.1668	7.8312	0.4605	0.2455	0.2965
	PSO	MIN	1154.5572	300.2452	300.7893	0.001569	0.1525	0.01478	1323.4083
		MEDIA	3632.0388	236908.1340	237365.0550	11.8314	1.4008	0.2401	1323.9016
		MAX	4441.7475	500000.4789	500000.6321	26.2541	1.9923	0.6955	1324.3657
		STD	1060.1510	184366.7270	166575.7040	9.1979	0.5056	0.2361	0.2734
WOA	MIN	300.2112	300.7896	300.8651	0.001214	0.04426	0.01876	1322.4226	
	MEDIA	3097.9287	216068.9080	231554.8470	6.4293	1.4672	0.7282	1322.9183	
	MAX	4441.7952	950000.5963	950000.8659	26.7852	1.9932	1.9978	1323.3857	
	STD	1840.5497	349080.6940	372280.8163	9.8275	0.6761	0.6581	0.3061	

Para visualizar as variações do IAE, a Figura. 5.5 apresenta o diagrama de extremos e quartis para os controladores PID e PID FRA. Pode-se observar que ambos os controladores apresentam pequenas variações nos valores de IAE. Em particular, para o controlador PID o método meta-heurístico que obteve melhores resultados foi o GW, apresentando um menor valor de IAE e também um menor desvio padrão. Pelo

contrário, o WOA é o método que se destaca pela negativa pois é o que apresenta uma maior variação. Relativamente ao controlador PID FRA, o método meta-heurístico que se destaca pela positiva, apesar de apresenta uma maior variação nos valores de IAE, é o WOA.

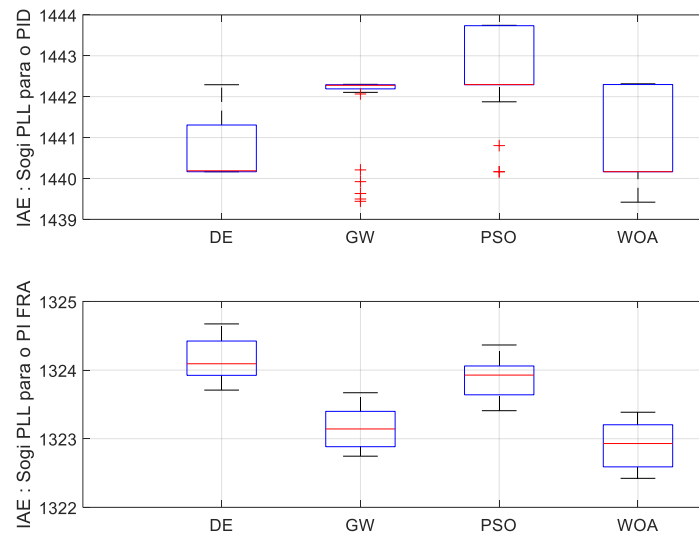


Figura 5. 5 - Distribuição do IAE para os controladores PID e PID FRA, considerando o algoritmo de sincronismo em quadratura SOGI-PLL.

Comparando todos os valores obtidos pode-se concluir que o melhor controlador é o controlador PI FRA, com um valor de IAE de 1212.9545. Segue-se o controlador PID FRA com um valor de IAE que corresponde a 1322.4226. Já o controlador PI apresenta um valor de IAE de 1385.7854 e, por último, o controlador PID com um valor de 1439.4016.

Capítulo 6

6. Simulação

Para simular e avaliar o desempenho dos quatro controladores considerados, foram criados três casos de estudo em ambiente de simulação. O primeiro caso de estudo contempla uma situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação. No segundo caso de estudo o sinal sofre uma pequena variação de frequência, passando para uma frequência fundamental de 51 Hz no instante de tempo 0.1s. No terceiro caso de estudo os algoritmos de sincronismo são submetidos a componentes harmônicos de frequência, no instante 0.1 segundos.

Na Tabela 6.1 podemos encontrar os valores dos ganhos de cada controlador, as respectivas ordens fracionárias e os coeficientes dos filtros usados nas simulações. Considerando que estes correspondem aos melhores valores obtidos no decorrer das 30 *runs* para cada controlador, bem como para os algoritmos de sincronismo em estudo.

Tabela 6. 1 – Valores dos ganhos de cada controlador, as respectivas ordens fracionárias e os coeficientes dos filtros usados nas simulações

		KP	KI	KD	N	λ	μ	IAE	Meta-heurísticos
Notch- PLL	PI	489.2512	449.0784	-	-	1	-	1090.3766	DE
	PI FRA	15153.9976	5203.2337	-	-	0.0013	-	974.0344	PSO
	PID	2023.5240	1000.1256	1000.3691	0.01366	1	1	2272.2561	PSO
	PID FRA	450.5698	97694.9970	950000.256	26.1125	1.3832	0.1789	1315.0071	DE
SOGI- PLL	PI	4436.6319	5000.1365	-	-	1	-	1385.7854	GW
	PI FRA	4421.3110	9948.7711	-	-	0.9976	-	1212.9545	DE
	PID	100.0112	740666.7405	1013.8549	4.2801	1	1	1439.4016	GW
	PID FRA	4394.8236	300.5236	171425.2158	0.001245	0.3020	0.8596	1322.4226	WOA

6.1. Primeiro caso de estudo

O primeiro caso de estudo considera uma situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação para avaliar o desempenho dos algoritmos de sincronização (Notch-PLL e SOGI-PLL).

Na Figura. 6.1 está representada a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores em estudo. Verifica-se que para todos os controladores a frequência fundamental é de 50 Hz, apresentando uma potência de aproximadamente -3 dB. Em relação à potência dos

restantes harmônicos, os valores não apresentam grandes variações, onde para o 3^o harmônico para todos os controladores é de -54 dB, para o 5^a harmônico é de -55 dB, para o 7^o harmônico é de -61 dB, para o 9^o harmônico -62 dB e para o 11^o harmônico é de -65 dB.

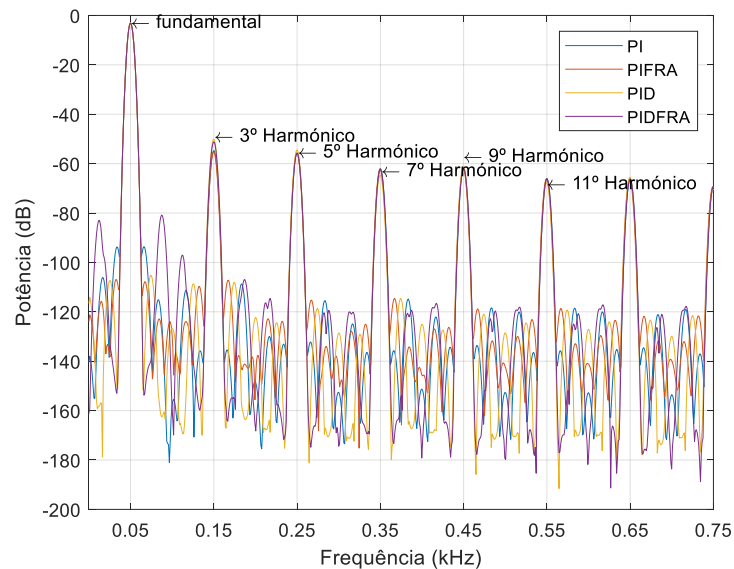


Figura 6.1 - Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo.

Relativamente aos valores obtidos para a *Total harmonic distortion* (THD), observa-se que ambos os controladores fracionários apresentam melhores resultados que os controladores clássicos. Onde o controlador PI FRA apresenta um valor de -48.52 dB e o controlador PI apresenta um valor de -48.12 dB. Já o controlador PID FRA apresenta um valor de -45.28 dB e o controlador PID apresenta um valor de -46.20 dB.

O melhor resultado com uma potência de -48.52 dB foi obtido pelo controlador PI FRA, portanto a Figura. 6.2 representa os gráficos da simulação do algoritmo de sincronismo. Através da Figura. 6.2 podemos observar que o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL apresenta um excelente desempenho com um tempo de estabilização de aproximadamente 3.5 ms.

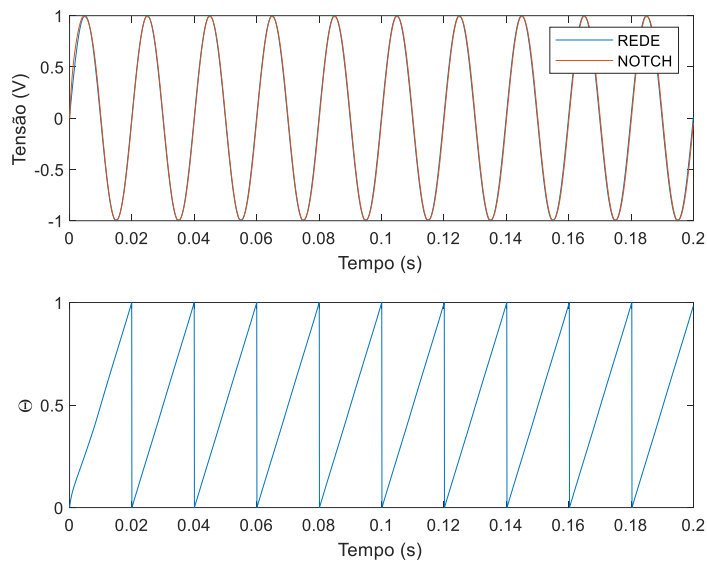


Figura 6. 2- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para o controlador PI FRA no primeiro caso de estudo.

Ainda para o primeiro caso de estudo, na Figura. 6.3 está representada a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL. Pode-se verificar que todos os controladores apresentam uma frequência fundamental de 50 Hz e uma potência de aproximadamente -3 dB. Em relação à potência dos restantes harmónicos, para os controladores PI FRA, PID e PID FRA os valores são de aproximadamente -92 dB para todos os harmónicos. Já para o controlador PI, o valor para o 3^a harmónico é de -55 dB, para o 5^a harmónico é de -55 dB, para o 7^o harmónico é de -61 dB, para o 9^o harmónico -62 dB e para o 11^o harmónico é de -65 dB.

Referente aos valores obtidos para a THD para o algoritmo de sincronização SOGI-PLL, o controlador PI FRA apresenta o melhor resultado que o controlador clássico PI. Onde estes valores são -81.02 dB, -48.56 dB respetivamente. Além disso, o controlador PID FRA apresenta também o melhor resultado que o seu controlador clássico PID com um valor -79.57 dB e -79.47 dB, respetivamente.

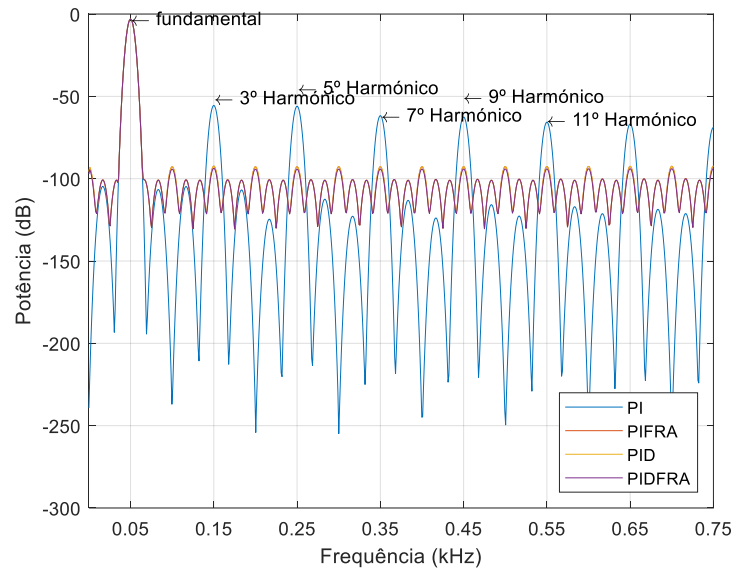


Figura 6. 3- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo.

Através da Figura. 6.4 é possível analisar o gráfico obtido através da simulação do algoritmo de sincronismo em quadratura SOGI-PLL com o controlador PI FRA (controlador com melhor desempenho). Pode-se ainda observar que, para o algoritmo utilizado, o tempo de sincronismo é de aproximadamente 30 ms.

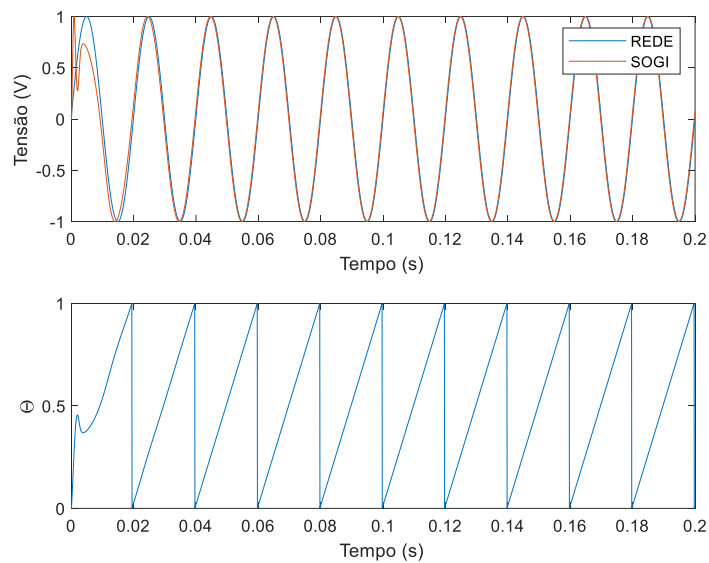


Figura 6. 4- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para o controlador PI FRA no primeiro caso de estudo.

6.2. Segundo caso de estudo

De modo a testar a robustez dos algoritmos de sincronismo em estudo (Notch-PLL e SOGI-PLL) às variações de frequência, estes foram submetidos a um segundo caso de estudo que consiste num aumento da frequência de 1 Hz.

Para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL, a Figura. 6.5 apresenta a densidade espectral de potência para o segundo caso de estudo. Pode-se verificar que todos os controladores conseguem alcançar uma frequência fundamental de 51 Hz, com um valor de potência de aproximadamente -3 dB. Em relação à potência dos restantes harmónicos, apresentam variações significativas consoante o controlador em causa, onde se pode destacar o 3º harmónico que para o controlador PI FRA apresenta um valor de -56.84dB, enquanto para o PID o valor é de -50.26 dB. Já para o valor da potência do 5º harmónico o controlador PI FRA apresenta um valor de -59.84 dB, enquanto para o PID apresenta um valor é de -54.84 dB.

Em relação aos valores obtidos para a THD, o PI FRA é o controlador que apresenta o melhor resultado com um valor de -49.46 dB, de seguida destaca-se o PID FRA que apresenta um valor de -48.42 dB. Em relação aos controladores clássicos o PI apresenta um valor de -47.67 dB e o PID apresenta um valor de -45.61 dB.

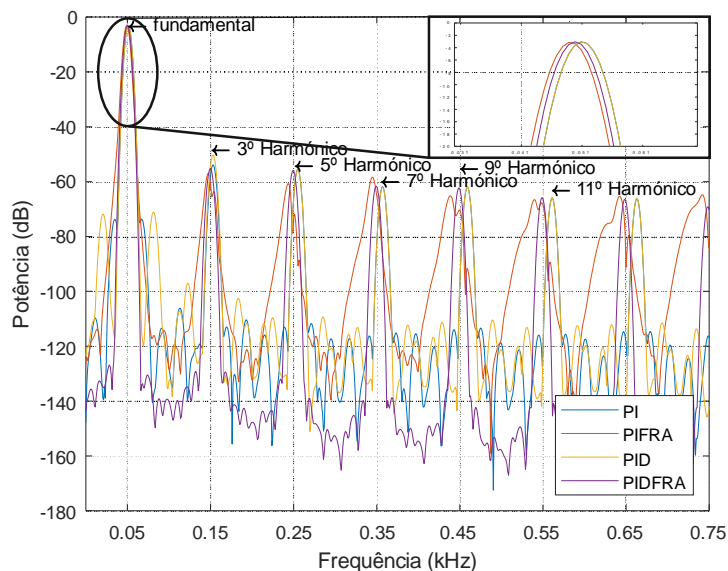


Figura 6. 5- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo.

Quando submetido a uma variação de frequência de 1 Hz o controlador que revela um melhor desempenho foi novamente o PI FRA com um valor de -48.42 dB. Nesta figura

pode-se constatar que o algoritmo apresenta uma maior dificuldade em estabilizar, obtendo um tempo de estabilização após a perturbação de aproximadamente de 50 ms.

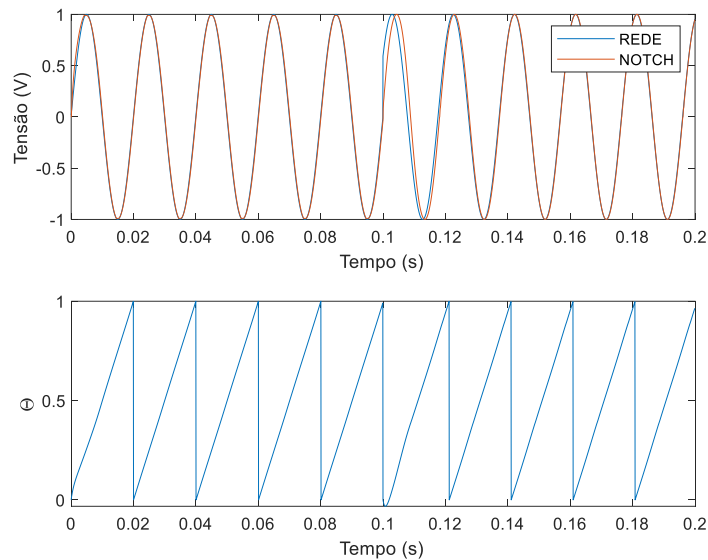


Figura 6. 6- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para o controlador PI FRA no segundo caso de estudo.

Ainda no segundo caso de estudo, a Figura. 6.7 ilustra a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL. Pode-se verificar que todos os controladores sincronizam com uma frequência fundamental de 51 Hz, com uma potência de aproximadamente -3 dB. Em relação à potência dos restantes harmônicos, os valores não apresentam grandes variações para todos os controladores. Para o 3^a harmónico a potência obtida é de -49 dB, para o 5^a harmónico é de -88 dB, para o 7^o harmónico é de -92 dB, para o 9^o harmónico -92 dB e para o 11^o harmónico é de -92 dB.

Em relação aos valores obtidos para a THD, os valores são muito idênticos para todos os controladores, destacando-se ligeiramente o controlador PI FRA. Sendo assim, o valor para o controlador PI é -46.08 dB, para o controlador PI FRA é -46.09 dB, para o controlador PID é -46.07 dB, e para o controlador PID FRA é -46.08 dB.

A Figura. 6.8 apresenta os gráficos obtidos através da simulação do algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL com o controlador PI FRA. No caso de estudo 2, pode-se observar que contrariamente ao algoritmo Notch-PLL, a frequência passa de 50 Hz para 51 Hz no instante 0.1s. Este algoritmo não apresenta grandes dificuldade a estabilizar, onde o controlador PI FRA apresenta um tempo de estabilização após a perturbação de aproximadamente de 35 ms.

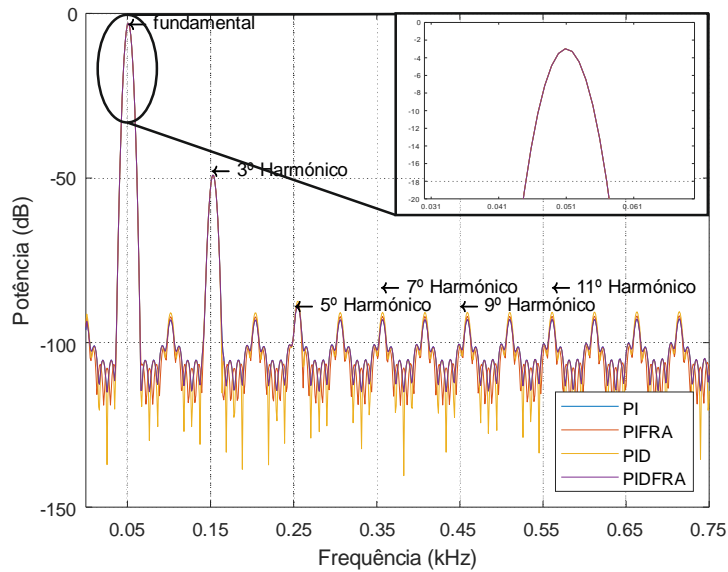


Figura 6. 7- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo.

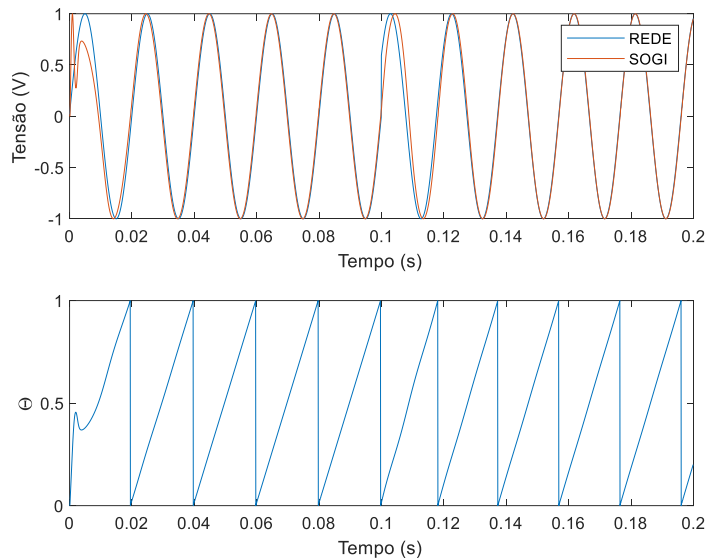


Figura 6. 8- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para o controlador PI FRA no segundo caso de estudo

6.3. Terceiro caso de estudo

No caso de estudo 3 os algoritmos de sincronização (Notch-PLL e SOGI-PLL) vão ser submetidos a várias componentes harmônicas no instante de tempo 0.1s.

Na Figura. 6.9 está representada a densidade espectral de potência para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL. Pode-se verificar que para todos os controladores a frequência fundamental é 50 Hz e apresentam uma potência de aproximadamente -3 dB. Em relação à potência dos restantes harmônicos, os valores não apresentam grandes variações, onde para o 3^a harmônico para todos os controladores é

de -54 dB, para o 5^a harmónico é de -55 dB, para o 7^o harmónico é de -62 dB, para o 9^o harmónico -62 dB e para o 11^o harmónico é de -65 dB.

Em relação aos valores obtidos para a THD para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL, o controlador PI FRA destaca-se pela positiva obtendo um valor de -48.40 dB, de seguida o controlador PI e o controlador PID FRA, com os valores de -39.26 dB e -35.03 dB, respetivamente. Pela negativa destaca-se o controlador PID com um valor de -29.24 dB.

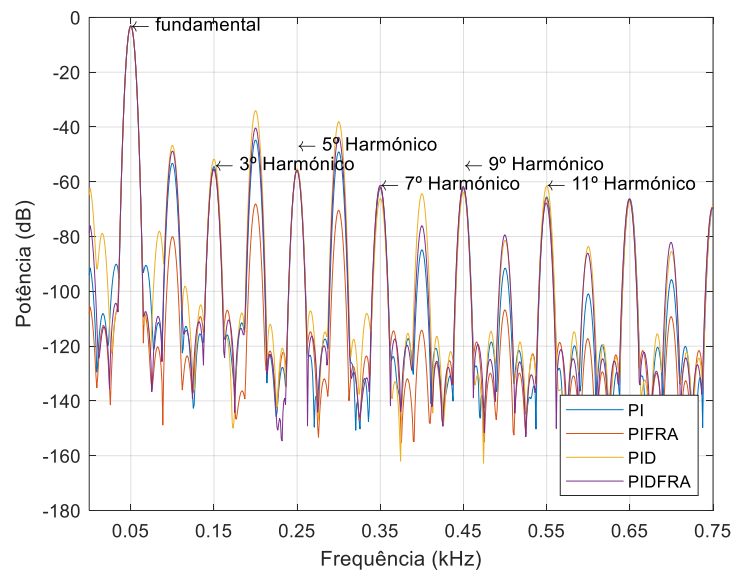


Figura 6. 9- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no terceiro caso de estudo.

Como o controlador PI FRA apresenta o melhor resultado, a Figura. 6.10 apresenta os gráficos obtidos através da simulação do algoritmo. O desempenho do algoritmo Notch-PLL é submetido a várias componentes harmónicas no instante de tempo 0.1s, onde pode-se observar que após a perturbação a resposta do algoritmo para o controlador PI FRA é praticamente imune a essas componentes harmónicas, visto que, essas componentes são eliminadas pelo bloco Loop Filter. Assim o algoritmo atinge o sincronismo, com um tempo de estabilização de aproximadamente 30 ms após a perturbação.

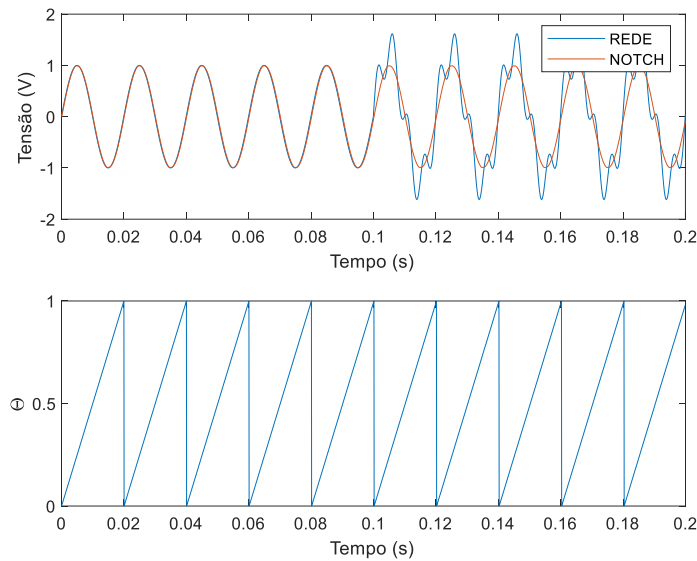


Figura 6. 10- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para o controlador PI FRA no terceiro caso de estudo.

Por último, na Figura. 6.11 está representada a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL. Pode-se verificar que todos os controladores convergem para uma frequência fundamental de 50 Hz e com uma potência de aproximadamente -3 dB. Em relação à potência dos restantes harmônicos, os valores não apresentam grandes variações para todos os controladores, onde para o 3^a harmónico é de -52 dB, para o 5^a harmónico é de -56 dB, para o 7^o harmónico é de -64 dB, para o 9^o harmónico -64 dB e para o 11^o harmónico é de -65 dB.

Em relação aos valores obtidos para a THD para o algoritmo de sincronização SOGI-PLL, pode-se verificar que o controlador PI FRA apresenta um melhor resultado que o controlador PI. O mesmo se verifica com o controlador PID FRA, sendo que este apresenta um melhor resultado que o controlador PID. Para estes controladores os valores são -49.36 dB, -37.15 dB, -34.05 dB e -28.22 dB, respetivamente.

A Figura. 6.12 apresenta os gráficos obtidos através da simulação do algoritmo SOGI-PLL para o controlador PI FRA. O desempenho do algoritmo de sincronismo SOGI-PLL é submetido a várias componentes harmónicas no instante de tempo 0.1s. Através da Figura. 6.12 é possível notar que após a perturbação, a resposta do algoritmo para o controlador PI FRA é imune à perturbação, i.e., o tempo de estabilização ocorre no mesmo instante verificado no caso de estudo 1.

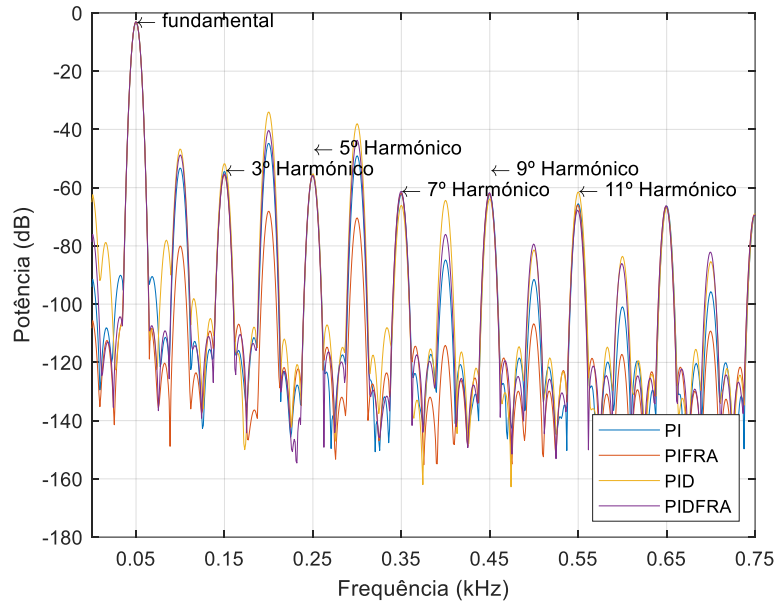


Figura 6. 11- Densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no terceiro caso de estudo.

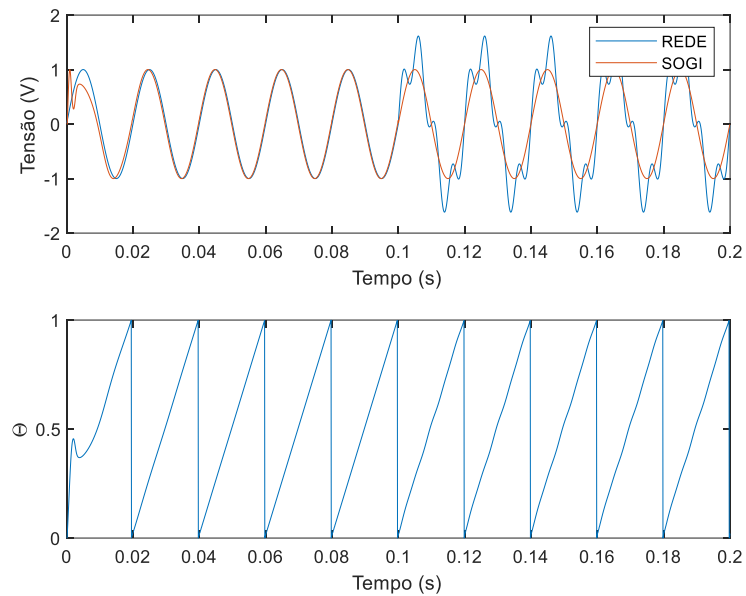


Figura 6. 12- Resultados da simulação do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para o controlador PI FRA no terceiro caso de estudo.

Capítulo 7

7. Procedimento experimental

Nesta secção pretende-se fazer uma descrição dos equipamentos utilizados no trabalho experimental, bem como o *hardware* desenvolvido para a realização do mesmo. O desempenho e a eficiência dos algoritmos de sincronização com a rede elétrica podem ser condicionados negativamente por várias perturbações, como por exemplo, a variação de frequência e a presença de componentes harmónicas. Assim, de modo a testar experimentalmente os valores dos ganhos obtidos na secção 5, desenvolveu-se o *hardware* e o *software* necessários com o objetivo de analisar o desempenho dos quatro controladores (PI, PI FRA, PID e PID FRA) nos algoritmos de sincronização com a rede elétrica.

7.1. Hardware experimental

Para validar experimentalmente os algoritmos de sincronização considerados, foi desenvolvido o *setup* experimental, ilustrado na Figura. 7.1. Este pode ser dividido em dois blocos fundamentais a saber: a unidade de controlo e a unidade de aquisição e processamento.

A unidade de controlo consiste no *software Matlab*® que permite processar com rapidez uma grande quantidade de informação e no *software Ultrascope*® que permite capturar a forma de onda obtida no osciloscópio. A unidade de aquisição e processamento apresenta uma arquitetura centralizada que pode ser subdividida em dois subsistemas. Um desses subsistemas consiste no LAUNCHXL-F28377S da *Texas Instruments*®. Este possui um microcontrolador de 32 bits que por sua vez oferece uma frequência de *clock* de 200 MHz com uma memória RAM de 164 KB e memória *Flash* de 1024 KB. Dispõe ainda de diversos protocolos de comunicação: *Enhanced Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* (UART); *Serial Peripheral Interface* (SPI) e *Inter-Integrated Circuit* (I2C) [85]. Esta unidade proporciona uma excelente resposta em tempo real e uma maior versatilidade e flexibilidade na interligação da unidade de controlo e processamento com as restantes unidades através dos diversos protocolos de comunicação.

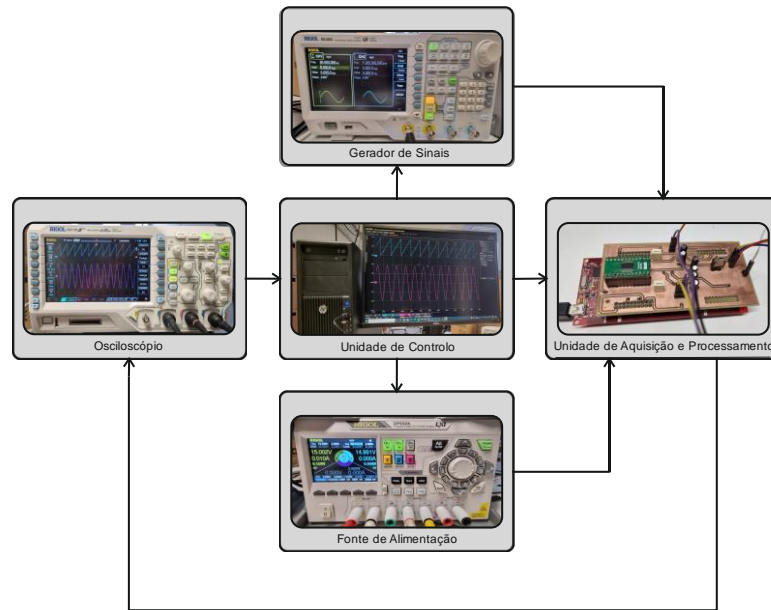


Figura 7. 1- Representação por blocos do hardware desenvolvido.

O subsistema de aquisição, ilustrado na Figura. 7.2 é constituído essencialmente por um conversor analógico digital AD7367 da *Analog Devices*®. Trata-se de um conversor de 14 bits de 4 canais com uma taxa de transmissão de 500 kbps e um tempo de conversão inferior a 1.25 μ s, permitindo assim uma maior resolução [86]. Além disso, permite uma maior flexibilidade pelas diferentes gamas de tensão de operação permitidas (+/- 5 V, +/- 10 V, 0 V a 10 V), tendo sido usada a gama de operação entre -10 V e 10 V. A comunicação entre esta unidade e a unidade de controlo e processamento de dados é realizada através do protocolo de comunicação SPI.

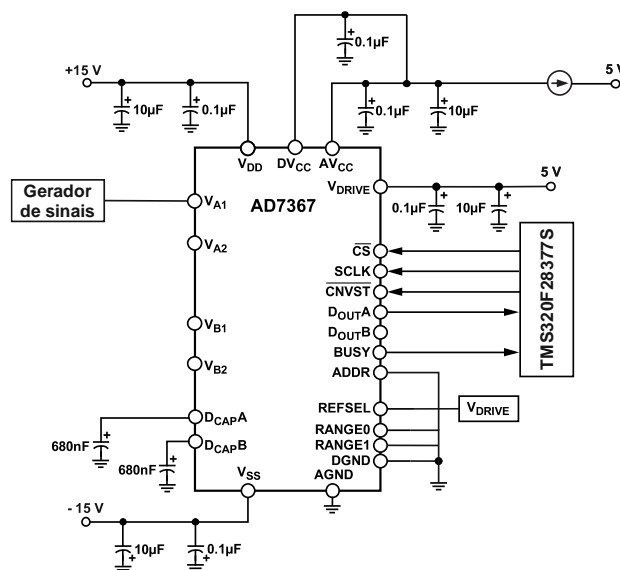


Figura 7. 2- Esquema elétrico do subsistema de aquisição.

Para testar os algoritmos em diferentes condições de operação e analisar o desempenho dos quatro controladores (PI, PI FRA, PID e PID FRA) nos algoritmos de sincronização

com a rede elétrica, foram criados três casos de estudo. O primeiro caso de estudo contempla uma situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação. O segundo caso de estudo contempla uma situação onde o sinal sofre um aumento de frequência de 1 Hz, passando assim para uma frequência fundamental de 51 Hz. O terceiro caso de estudo contempla uma situação onde os algoritmos de sincronismo e, conseqüentemente, os controladores considerados são submetidos a várias componentes harmônicas.

7.2. Primeiro caso de estudo experimental

No primeiro caso de estudo, o desempenho dos algoritmos de sincronização (Notch-PLL e SOGI-PLL) é avaliado experimentalmente numa situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação.

Na Figura. 7.3 está representada a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores em estudo. Verifica-se que todos os algoritmos de sincronização conseguem sincronizar com uma frequência fundamental de 50 Hz e com uma potência de aproximadamente -2.5 dB. Em relação à potência dos restantes harmônicos, os valores não apresentam grandes variações com exceção do 9º harmônico, que para o controlador PI apresenta uma potência de -37 dB e para o controlador PI FRA apresenta uma potência de -42 dB. Também se pode constatar uma variação no 11º harmônico, onde para o controlador PI a potência é de -47 dB e para o controlador PID FRA é de -58 dB.

Relativamente aos valores obtidos para a THD, pode-se verificar que ambos os controladores fracionários apresentam melhores resultados que os controladores clássicos, onde o controlador PI FRA apresenta um valor de -19.45 dB, enquanto o controlador PI apresenta um valor de -19.22 dB. Já o controlador PID FRA apresenta um valor de -18.85 dB e o controlador clássico PID apresenta um valor de -18.44 dB.

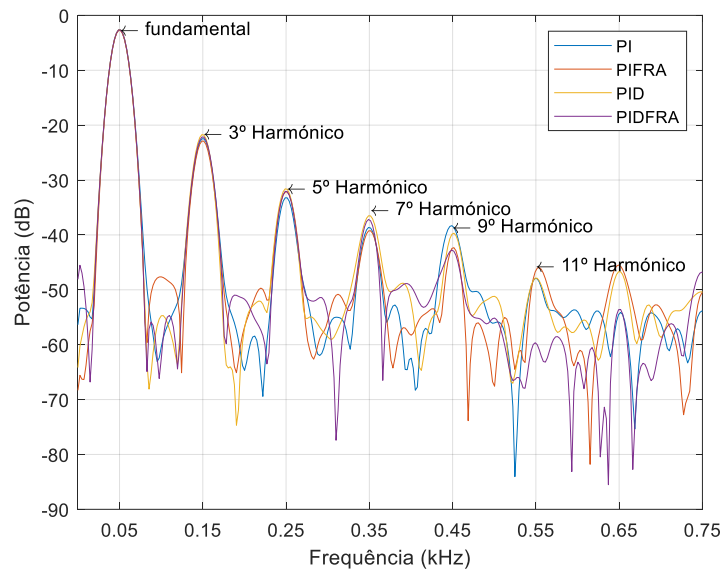


Figura 7.3- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação *Notch-PLL* para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo.

O controlador PI FRA apresenta o melhor resultado em função dos resultados obtidos pela THD com um valor de -19.45 dB. Através da Figura. 7.4 é possível observar o excelente desempenho do algoritmo de sincronização com realimentação *Notch-PLL* quando submetido a uma situação real de operação.

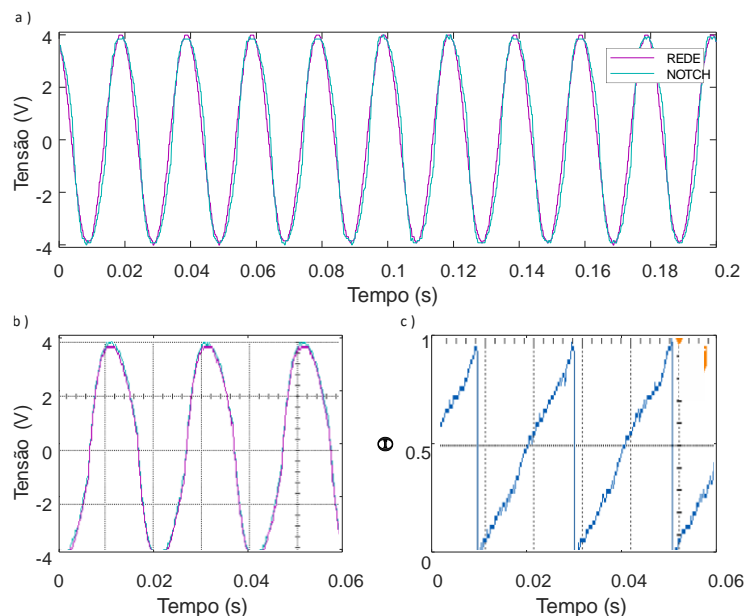


Figura 7.4- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo *Notch-PLL*, para o primeiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) ângulo de fase obtido através do osciloscópio.

Na Figura. 7.5 está representada a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores em estudo. Para este algoritmo de sincronização todos os controladores apresentam uma frequência fundamental de 50 Hz. Pode-se ainda constatar que para

esta frequência, a potência é de aproximadamente -3 dB para todos os controladores. Contrariamente ao que se verifica com o algoritmo Notch-PLL, os valores da potência dos restantes harmónicos apresentam variações significativas. Com destaque para a variação do 3º harmónico, que para o controlador PI FRA apresenta um valor de -26.97 dB, por sua vez o controlador PID o valor é de -20.2 dB. Já para o 5º harmónico o controlador PI apresenta um valor de -46.12 dB, enquanto o controlador PID um valor de -36.55 dB.

Relativamente aos valores obtidos para a THD, para o algoritmo de sincronização SOGI-PLL, verifica-se que o controlador PI FRA, com o valor de -23.53 dB, apresenta um melhor resultado que o controlador clássico PI, que obteve um valor de -22.45 dB. Por sua vez o controlador PID FRA, com o valor de -18.75 dB, também apresenta um melhor resultado que o controlador clássico PID, que obteve um valor de -16.58 dB. Dos controladores fracionários destaca-se o controlador PI FRA, que apresenta o melhor valor comparativamente aos outros controladores.

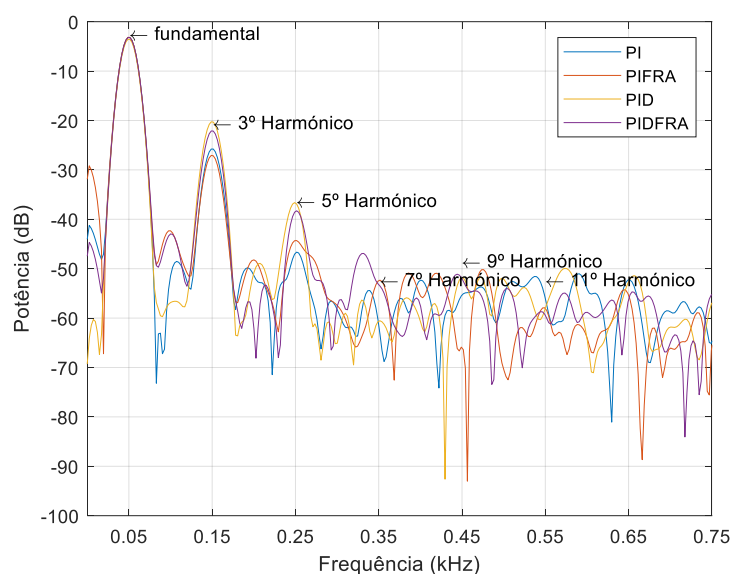


Figura 7. 5- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no primeiro caso de estudo.

Para o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL, o controlador que apresentou o melhor resultado em função da THD foi o controlador PI FRA com um valor de -23.53 dB. Assim sendo, na Figura. 7.6 é possível visualizar a resposta do algoritmo de sincronismo com realimentação em quadratura, com o controlador PI FRA, quando este não é submetido a nenhuma perturbação.

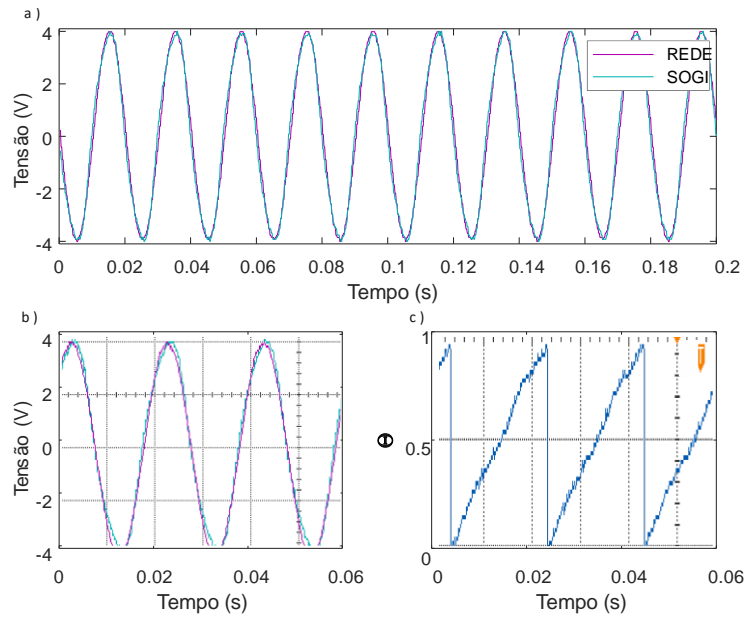


Figura 7. 6- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo SOGI-PLL, para o primeiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.

7.3. Segundo caso de estudo experimental

De modo a testar a robustez dos algoritmos em situações reais submeteram-se os algoritmos (Notch-PLL e SOGI-PLL) a um segundo caso de estudo que contempla uma situação de variação de frequência.

A densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores em estudo encontra-se representada na Figura. 7.7. Onde para todos os controladores a frequência fundamental é de 51 Hz. Já em relação à potência nesta frequência, o valor é de aproximadamente -2.6 dB também para todos os controladores. Em relação à potência dos restantes harmónicos, nenhum controlador apresenta grandes variações. Obtiveram-se para todos os controladores os valores para o 3^a harmónico de -23 dB, para o 5^a harmónico de -33 dB, para o 7^o harmónico de -38 dB, para o 9^o harmónico de -40 dB e para o 11^o harmónico de -48 dB.

Relativamente aos valores obtidos para a THD, pode-se observar que ambos os controladores fracionários apresentam melhores resultados que os controladores clássicos. Neste sentido, o controlador que apresentou melhor resultado foi o controlador PI FRA com o valor de -20.18 dB, por outro lado o controlador PID FRA apresenta um valor de -19.18 dB. Comparativamente, o controlador PI apresenta um valor de 19.88 dB e o controlador PID um valor de -18.68 dB.

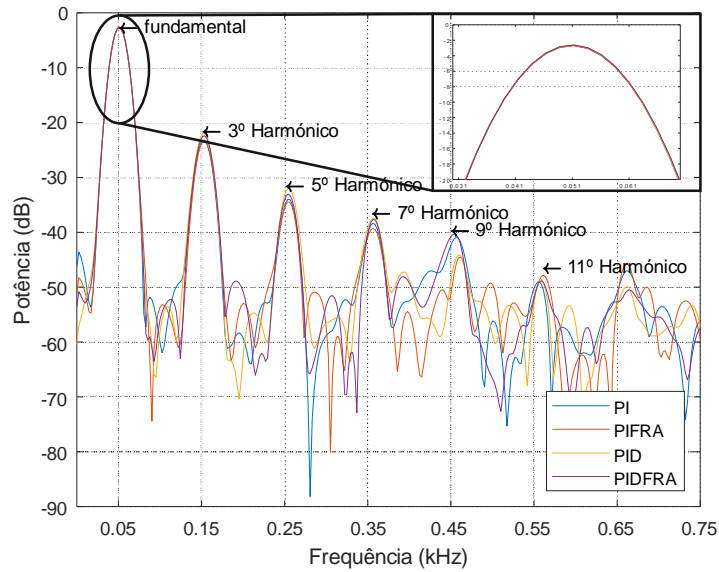


Figura 7.7- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo.

Como já foi dito anteriormente para o algoritmo sincronismo com realimentação Notch-PLL, o controlador que apresentou melhor resultado foi o controlador PI FRA. O desempenho do algoritmo de sincronismo para o controlador PI FRA quando este é submetido a variações de frequência está representada na Figura. 7.8.

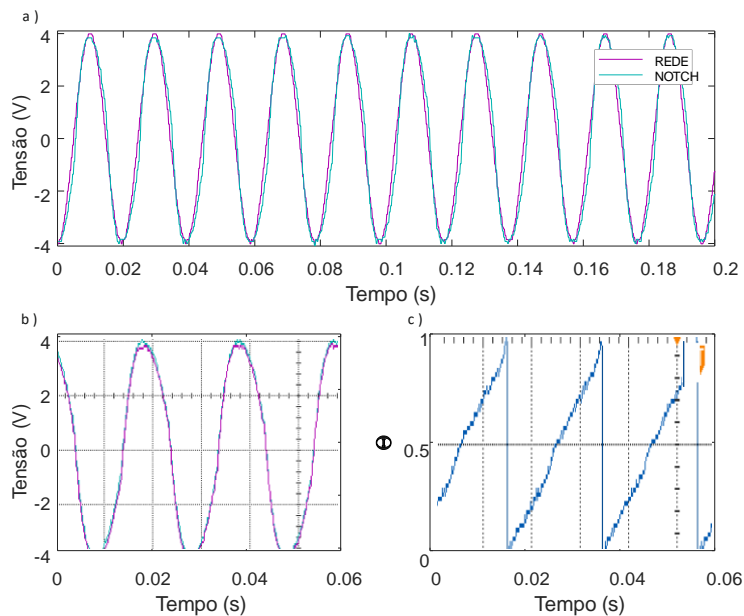


Figura 7.8- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo Notch-PLL, para o segundo caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) ângulo de fase obtido através do osciloscópio.

Ainda para o segundo caso de estudo, na Figura. 7.9 está representada a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL para os quatro controladores em estudo. Através da Figura. 7.9 é possível

constatar que a frequência fundamental é de 51 Hz para os controladores em estudo. Estes apresentam ainda, para a frequência fundamental, uma potência de aproximadamente -3.1dB. Contrariamente ao sucedido para o algoritmo de sincronização Notch-PLL, os valores da potência dos restantes harmónicos apresentam variações significativas consoante o controlador em causa. Onde para o 3º harmónico o controlador PI apresenta um valor de -27.55 dB, por sua vez o controlador PID o valor é de -20.70 dB. Para o 5º harmónico enquanto para o controlador PI FRA o valor é de -46.04 dB, para o controlador PID o valor é de -36.62 dB. Relativamente ao 9º harmónico para o controlador PI FRA apresenta um valor de -52.82 dB, sendo que para o controlador PID o valor é de -59.32 dB. Por fim, para o 11º harmónico o controlador PI apresenta um valor de -49.39 dB, já para o controlador PID o valor é de -74.43 dB.

Para a THD os valores obtidos verificam que o controlador PI FRA apresenta um melhor resultado comparativamente ao controlador PI. Em relação ao controlador PID FRA, este também apresenta um melhor resultado em relação ao controlador clássico PID. Para estes controladores os valores são -23.68 dB, -23.30 dB, -19.26 dB e -16.98 dB, respetivamente.

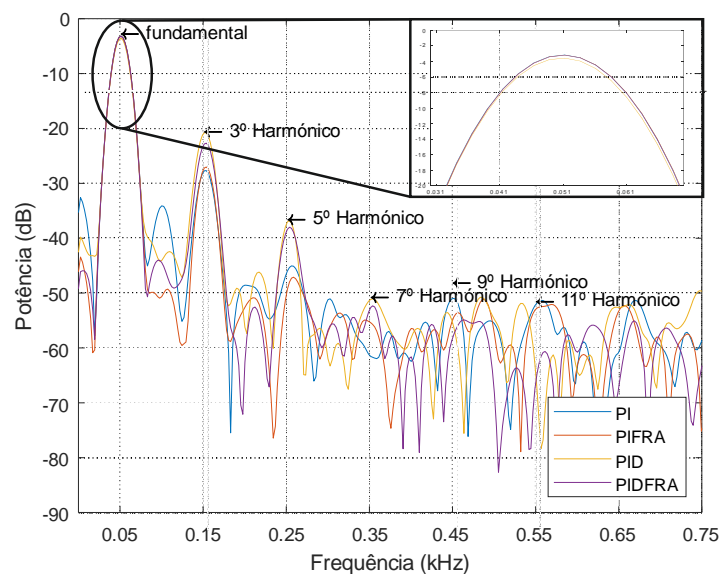


Figura 7. 9- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os quatro controladores considerados no segundo caso de estudo.

Em função dos resultados obtidos pela THD o controlador que apresentou o melhor desempenho, para o algoritmo sincronização em quadratura SOGI-PLL, foi o controlador PI FRA com um valor de -23.68 dB. A Figura. 7.10 ilustra o desempenho do controlador quando submetido a uma perturbação na frequência fundamental (aumento de 1Hz).

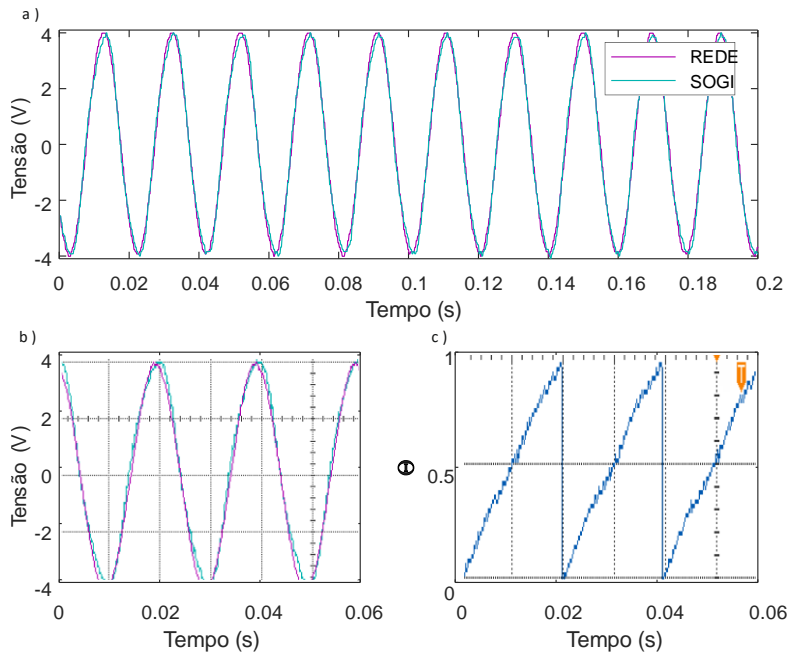


Figura 7. 10- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo SOGI-PLL, para o segundo caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.

7.4. Terceiro caso de estudo experimental

Por último, no terceiro caso de estudo, os algoritmos de sincronismo (Notch-PLL e SOGI-PLL) vão ser testados de modo a avaliar o desempenho destes algoritmos quando estes são submetidos à presença de harmónicos na rede elétrica.

Na Figura. 7.11 está representada a densidade espectral de potência do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os controladores PI e PI FRA. Pode-se verificar que para estes controladores a frequência fundamental é 50 Hz e apresenta uma potência de aproximadamente -2.7 dB para ambos os controladores. Em relação à potência dos restantes harmónicos, a variação apresentada pelos controladores não é relevante. Concretamente, para o 3^a harmónico o valor apresentado é de -26 dB, para o 5^a harmónico o valor é de -46 dB, para o 7^o harmónico o valor é de -41 dB, para o 9^o harmónico o valor é de -40 dB e para o 11^o harmónico o valor é de -44 dB.

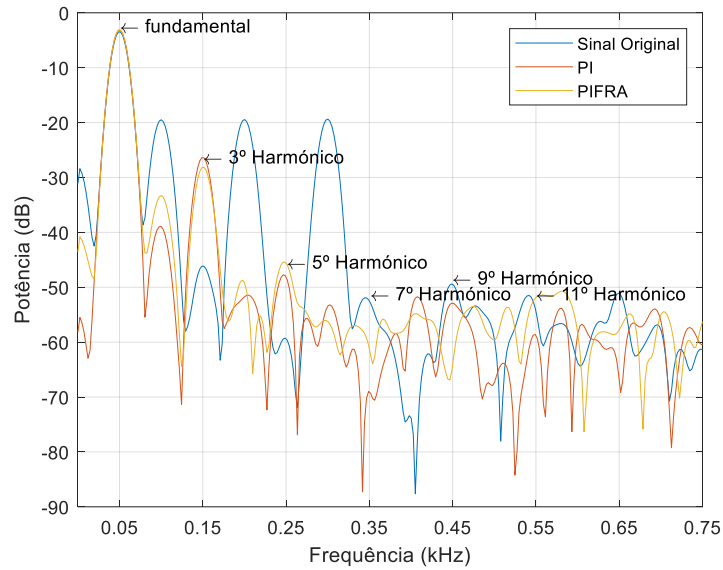


Figura 7. 11- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os controladores PI e PI FRA no terceiro caso de estudo.

Ainda para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL está representada na Figura. 7.12 a densidade espectral de potência deste algoritmo para os restantes controladores (PID e PID FRA). Estes controladores apresentam uma frequência fundamental de 50 Hz, que por sua vez apresentam uma potência de aproximadamente -2.6 dB. Em relação à potência dos restantes harmônicos, estes valores não apresentam grandes variações à exceção do 7º harmónico em que para o controlador PID apresenta uma potência de -39 dB enquanto para o controlador PID FRA a potência é de -37 dB. O mesmo acontece para o 11º harmónico onde para o controlador PID a potência é de -50 dB e para o controlador PID FRA é de -46 dB.

Em relação aos valores obtidos para a THD para o algoritmo de sincronização Notch-PLL, os valores são muito idênticos para todos os controladores, destacando-se o ligeiramente o controlador PI FRA. Assim sendo, o valor para o controlador PI é -20.64 dB, para o controlador PI FRA é -20.77 dB, para o controlador PID é -19.83 dB, e para o controlador PID FRA é -20.06 dB.

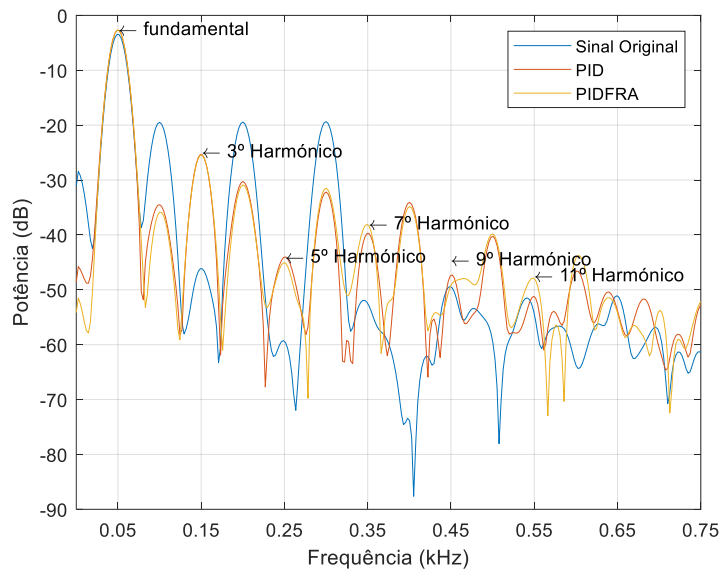


Figura 7.12- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL para os controladores PID e PID FRA no terceiro caso de estudo.

Como já foi dito anteriormente para o algoritmo de sincronização com realimentação Notch-PLL, o controlador que obteve o melhor resultado em relação à THD foi o controlador PI FRA. Assim, na Figura. 7.13 é possível visualizar a resposta do algoritmo de sincronismo quando este é submetido a componentes harmônicas.

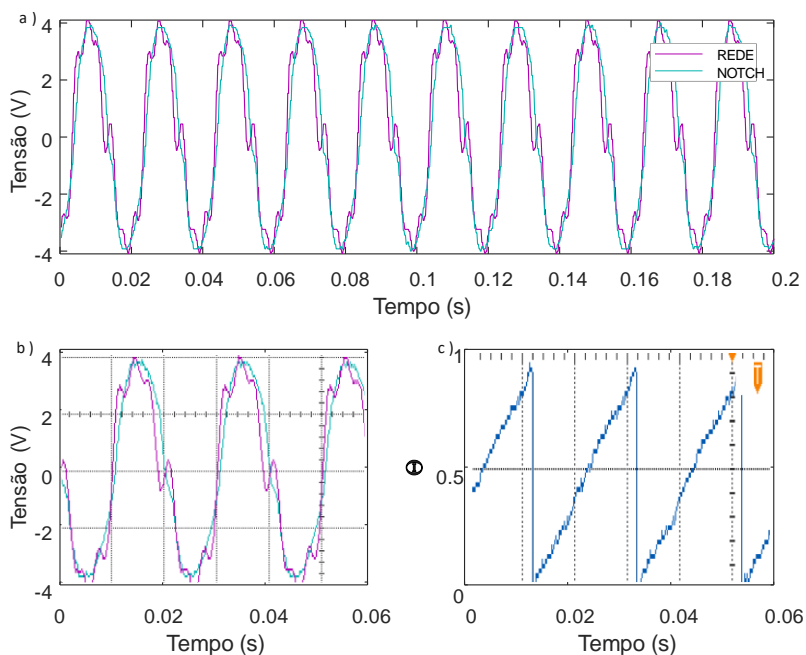


Figura 7.13- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo Notch-PLL, para o terceiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) angulo de fase obtido através do osciloscópio.

Para o algoritmo de sincronização com realimentação em quadratura SOGI-PLL na Figura. 7.14 está representada a densidade espectral de potência para os controladores PI e PI FRA. Para estes controladores observa-se que a frequência fundamental é 50 Hz.

Para esta frequência a potência apresentada pelos controladores é de aproximadamente -3.1 dB. Em relação à potência dos restantes harmônicos, os valores não apresentam grandes variações exceto para o 9º harmônico em que para o controlador PI apresenta uma potência de -51 dB e para o controlador PI FRA a potência é de -60 dB. O mesmo acontece para o 11º harmônico onde para o controlador PI a potência é de -58 dB e para o controlador PI FRA é de -52 dB.

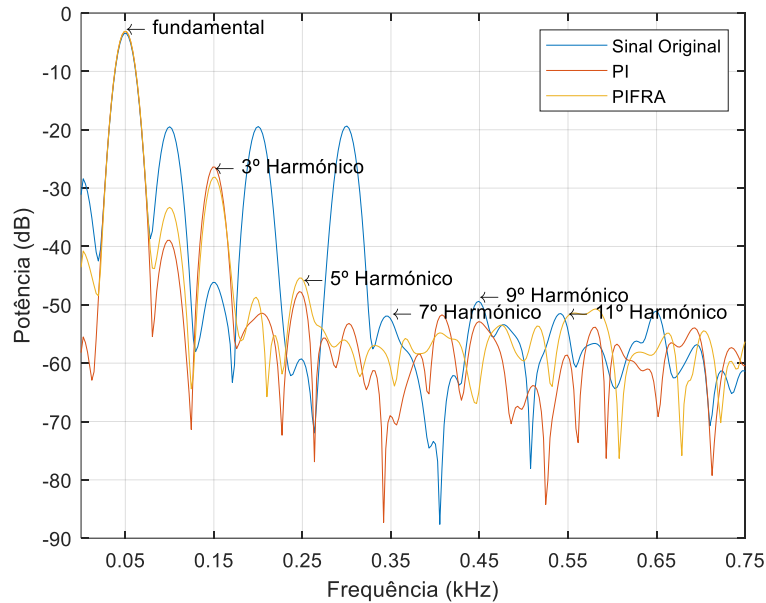


Figura 7. 14- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os controladores PI e PI FRA no terceiro caso de estudo

Por último, e ainda para o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL para os controladores PID e PID FRA, na Figura. 7.15 está representada a densidade espectral de potência. Pode-se verificar que para todos os controladores a frequência fundamental é 50 Hz e apresenta uma potência é de -3.1 dB. Em relação à potência dos restantes harmônicos apresentam variações significativas. Onde para o 3º harmônico o controlador PID apresenta um valor de -20.37 dB, já para o controlador PID FRA o valor é de -22.34 dB. Relativamente ao 7º harmônico para o controlador PID o valor é de -52.22 dB e para o controlador PID FRA o valor é de -56.21 dB. Por fim, o 11º harmônico apresenta um valor de -61.87 dB para o controlador PID, em conta partida o controlador PID FRA apresenta o valor é de -57.20 dB.

Em relação aos valores obtidos para a THD, podem-se verificar que o PI FRA apresenta o melhor resultado com um valor de -23.67. Enquanto por sua vez o controlador PI apresenta um valor de -22.83 dB, o controlador PID FRA apresenta um valor de -19.14 dB e o controlador PID apresenta um valor de -16.71 dB.

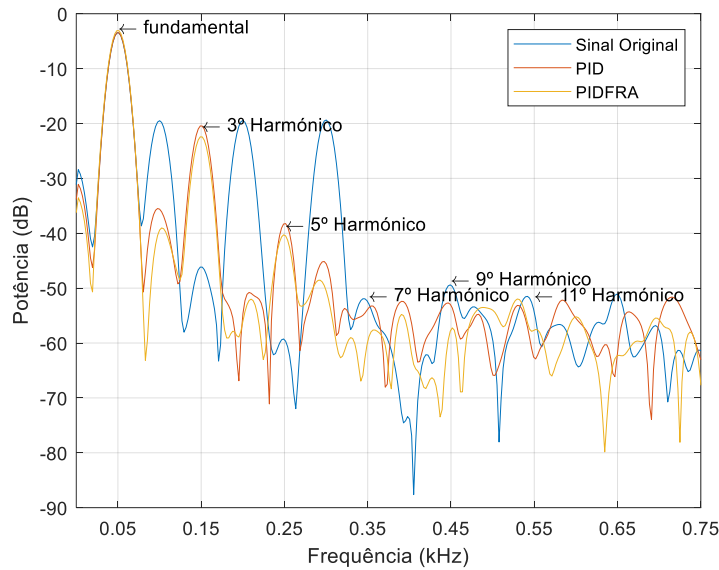


Figura 7. 15- Densidade espectral de potência, obtida experimentalmente, do algoritmo de sincronização com realimentação SOGI-PLL para os controladores PID e PID FRA no terceiro caso de estudo

Para o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL, o controlador que apresentou o melhor resultado foi o PI FRA, com um valor de THD de aproximadamente -23.67 dB. Sendo assim, na Figura. 7.16 é possível visualizar a resposta do algoritmo de sincronismo.

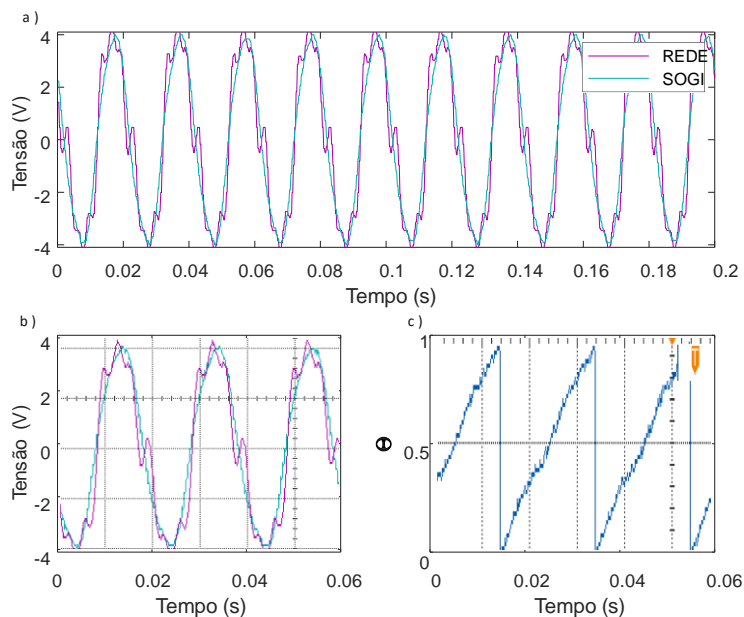


Figura 7. 16- Resultados experimentais do controlador PI FRA considerando o algoritmo SOGI-PLL, para o terceiro caso de estudo: a) através do sistema de aquisição; b) através do sistema do osciloscópio; c) ângulo de fase obtido através do osciloscópio.

Capítulo 8

8. Conclusão

O aumento dos preços dos combustíveis fósseis, as mudanças climáticas, o aumento da poluição e as crescentes preocupações ambientais exigem uma transição energética para um modelo mais sustentável, resiliente e descarbonizado. Assim, a aposta na produção descentralizada de energia elétrica constitui um pilar fundamental para alcançar essa transição energética.

Para garantir a integração adequada da produção de energia elétrica descentralizada na rede de distribuição e, simultaneamente, garantir os níveis de qualidade de serviços exigidos, é necessário o cumprimento de determinadas normas e padrões. Para esse efeito, as normas e padrões internacionais mais reconhecidas e utilizadas são a IEEE 1547, IEC 61727 e IEEE 929.

Neste contexto, os algoritmos de sincronização com a rede elétrica desempenham um papel crucial na integração da produção de energia elétrica na rede de distribuição. Para que a sincronização seja feita de forma eficaz, estes algoritmos devem possuir a capacidade de acompanhar o ângulo de fase e também devem funcionar de forma adequada quando ocorrem na tensão da rede de distribuição, por exemplo, pequenas variações de frequência ou componentes harmônicas.

A literatura apresenta inúmeros algoritmos de sincronização com a rede elétrica, onde se destacam os algoritmos: *zero crossing detection*, *phase-locked loop (PLL)*, *Kalman filtering*, *Discrete Fourier transform (DFT)* e *Frequency locked loop (FLL)*. Em relação aos algoritmos *PLL* estes podem-se subdividir em dois grupos: os algoritmos com realimentação e os algoritmos com realimentação em quadratura. Os principais algoritmos de sincronização com realimentação são: o *PLL* com filtro *notch* (*Notch-PLL*), o *Moving Average Filter-PLL (MAF-PLL)* e o *enhanced PLL (E-PLL)*. Já nos algoritmos com realimentação em quadratura podem-se destacar: o *Time Delay-PLL (Delay-PLL)*, o *Derivative Based-PLL (Deri-PLL)* e o *Second Order Generalized Integrator PLL (SOGI-PLL)*.

Os controladores clássicos PI e/ou PID têm sido amplamente utilizados em aplicações industriais, tornando-se um padrão no controle de processos. No entanto, nos últimos anos, os avanços computacionais possibilitaram o aparecimento de modelos matemáticos e controladores caracterizados por equações diferenciais de ordem não inteira. Um exemplo é o aparecimento de controladores fracionários que consistem numa generalização dos controladores clássicos PI e/ou PID, mas caracterizados por uma função transferência de ordem fracionária na qual os ganhos integrais e derivativos podem assumir qualquer valor.

A determinação ou o ajuste dos valores dos ganhos de cada controlador e as respectivas ordens fracionárias é um problema de otimização que consiste na minimização do erro entre o sinal de referência e o sinal medido (variável de controle). Portanto, para resolver o respectivo problema de otimização diferenciadamente, foram selecionados quatro métodos meta-heurísticos, nomeadamente: *Differential Evolution*, *Grey Wolf Optimizer*, *Particle Swarm Optimization* e *Whale Optimization Algorithm*.

Nesta dissertação, a função objetivo para avaliar o desempenho e a fiabilidade dos algoritmos de sincronismo com a rede elétrica foi a integral do erro absoluto (IAE). Para tal, foram considerados um algoritmo de sincronismo com realimentação (Notch-PLL) e um algoritmo de sincronismo com realimentação em quadratura (SOGI-PLL), em três casos de estudo.

Assim, para aumentar a robustez e a confiabilidade dos controladores considerados, foi criado um conjunto de treino que considera diferentes perturbações.

Na estimação dos valores de todos os controladores para o algoritmo de sincronismo com realimentação Notch-PLL, comparando todos os valores obtidos, pode-se verificar que o controlador que apresenta menor valor de IAE é o controlador PI FRA com um valor de 974.0344, seguindo-se o controlador PI com um IAE de 1090.3766. O controlador PID FRA apresenta um valor de IAE de 1315.0071 e, por último, o controlador PID com um valor de 2272.2561.

Comparando todos os valores obtidos, na estimação dos mesmos para todos os controladores, para o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL, pode-se concluir que o melhor controlador é o controlador PI FRA, com um valor de IAE de 1212.9545. Segue-se o controlador PID FRA com um valor de IAE que corresponde a 1322.4226. Já o controlador PI apresenta um valor de IAE de 1385.7854 e, por último, o controlador PID com um valor de 1439.4016.

Para simular e avaliar o desempenho dos quatro controladores considerados, foram criados três casos de estudo em ambiente de simulação. O primeiro caso de estudo contempla uma situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação. No segundo caso de estudo o sinal sofre uma pequena variação de frequência, passando para uma frequência fundamental de 51 Hz no instante de tempo 0.1s. No terceiro caso de estudo os algoritmos de sincronismo são submetidos a componentes harmônicas de frequência, no instante 0.1 segundos.

Relativamente ao algoritmo de sincronismo com realimentação Notch-PLL, o controlador PI FRA foi o que apresentou melhor resultado com uma potência de -48.52, para o primeiro caso de estudo. Apresenta também um excelente tempo de estabilização de aproximadamente 3.5 ms. O controlador PI FRA, para o segundo caso de estudo, foi novamente o que apresentou melhor resultado com uma potência de -48.42 dB. Neste caso de estudo pode-se constatar que o algoritmo apresenta uma maior dificuldade em estabilizar, obtendo um tempo de estabilização após a perturbação de aproximadamente de 50 ms. Por último, relativamente ao algoritmo de sincronismo com realimentação Notch-PLL, como se sucedeu nos casos de estudo anteriores, o controlador que apresentou melhor resultado para o terceiro caso de estudo foi o controlador PI FRA com uma potência -48.40 dB. Oferece também um tempo de estabilização de aproximadamente 30 ms após a perturbação.

Ainda relativamente às simulações, o algoritmo de sincronismo em quadratura SOGI-PLL, para o primeiro caso de estudo, o controlador PI FRA (controlador com melhor desempenho) apresentou um valor de potência de -81.02 dB. Apresenta um tempo de sincronismo de aproximadamente 30 ms. Para o segundo caso de estudo, o controlador PI FRA foi novamente o controlador a verificar um melhor valor de potência com -46.09 dB. Este algoritmo não apresenta grandes dificuldade a estabilizar em comparação com o algoritmo Notch-PLL, apresentando um tempo de estabilização após a perturbação de aproximadamente de 35 ms. Ainda para o algoritmo de sincronismo em quadratura SOGI-PLL, no terceiro caso de estudo, o controlador que oferece um melhor valor de potência foi novamente o controlador PI FRA com um valor de -49.36 dB. O algoritmo para o controlador PI FRA é imune as componentes harmônicas, visto que, essas componentes são eliminadas pelo bloco Loop Filter, i.e., o tempo de estabilização ocorre no mesmo instante verificado no caso de estudo 1.

Para validar experimentalmente os algoritmos de sincronização algoritmos em diferentes condições de operação e analisar o desempenho dos quatro controladores (PI, PI FRA, PID e PID FRA) nos algoritmos de sincronização com a rede elétrica, foram

criados três casos de estudo. O primeiro caso de estudo contempla uma situação de operação normal, sem qualquer tipo de perturbação. O segundo caso de estudo contempla uma situação onde o sinal sofre um aumento de frequência de 1 Hz, passando assim para uma frequência fundamental de 51 Hz. O terceiro caso de estudo contempla uma situação onde os algoritmos de sincronismo e, conseqüentemente, os controladores considerados são submetidos a várias componentes harmónicas.

Relativamente ao algoritmo de sincronismo com realimentação Notch-PLL, o controlador PI FRA foi o que exibiu um melhor resultado com uma potência de -19.45 dB, para o primeiro caso de estudo. Para o segundo caso de estudo, o controlador PI FRA foi o que apresentou o melhor resultado relativamente à THD, com uma potência de -20.18 dB. Ainda relativamente ao algoritmo de sincronismo com realimentação Notch-PLL, para o terceiro caso de estudo, o controlador que obteve o melhor resultado em relação à THD foi o controlador PI FRA, com um valor de potência de -20.77 dB.

Por último, para o algoritmo de sincronização em quadratura SOGI-PLL, no primeiro caso de estudo, o controlador que apresentou o melhor resultado em função da THD foi o controlador PI FRA com um valor de -23.53 dB. No segundo caso de estudo, em função dos resultados obtidos pela THD o controlador que verificou um melhor desempenho, para o algoritmo sincronização em quadratura SOGI-PLL, foi o controlador PI FRA com um valor de -23.68 dB. Como sucedido nos dois casos de estudo anteriores, no terceiro caso de estudo o controlador que exibiu o melhor resultado foi o PI FRA, com um valor de THD de aproximadamente -23.67 dB.

Para concluir, devido ao facto de os controladores fracionários conseguirem alcançar maior robustez e melhor resposta dinâmica do sistema em malha fechada quando submetido a perturbações e variações nos parâmetros inerentes, estes apresentam melhores resultados quando comparados com os seus respetivos controladores clássicos.

Referências

- [1] R. Vakulchuk, I. Overland, and D. Scholten, “Renewable energy and geopolitics: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 122, no. January, p. 109547, 2020, doi: 10.1016/j.rser.2019.109547.
- [2] A. Sch, “Stability Investigation of PLL-Based Grid Synchronization,” pp. 233–238, 2021.
- [3] A. A. Kebede, T. Kalogiannis, J. Van Mierlo, and M. Berecibar, “A comprehensive review of stationary energy storage devices for large scale renewable energy sources grid integration,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 159, p. 112213, 2022, doi: 10.1016/j.rser.2022.112213.
- [4] M. Jordane, D. A. Silva, M. Jordane, and D. A. Silva, “SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA LAVRAS – MG,” 2019.
- [5] “Análise Comparativa dos Algoritmos de Sincronismo NRF-PLL e GDSC-PLL com implementação Hardware-in-the-loop Análise Comparativa dos Algoritmos de Sincronismo NRF-PLL e GDSC-PLL com implementação Hardware-in-the-loop,” 2021.
- [6] Marielle Jordane da Silva, Carlos Antônio Rufino Júnior, Sílvia Costa Ferreira, Danton Diego Ferreira, Leonardo Maia Barbosa, and Vinícius Miranda Pacheco, “Avaliação De Desempenho De Algoritmos De Sincronismo Com a Rede Elétrica,” *Proc. XXII Congr. Bras. Automática*, 2018, doi: 10.20906/cps/cba2018-0595.
- [7] A. F. de C. Pinto Neto, “Inversor IEEE 1547 e UL 1741,” 2012.
- [8] M. S. Ndiaye and Tese, “Operação de conversores Back-to-back para o aproveitamento de energia fotovoltaica,” *J. Chem. Inf. Model.*, vol. 53, p. 160, 1989.
- [9] R. Panigrahi, S. K. Mishra, S. C. Srivastava, A. K. Srivastava, and N. N. Schulz, “Grid Integration of Small-Scale Photovoltaic Systems in Secondary Distribution Network—A Review,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, no. 3, pp. 3178–3195, May 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2979789.
- [10] C. Zhang, X. Zhao, X. Wang, X. Chai, Z. Zhang, and S. Member, “A Grid Synchronization PLL Method Based on Mixed Second- and Third-Order Generalized Integrator for DC Offset Elimination and Frequency Adaptability,” vol. 6, no. 3, pp. 1517–1526, 2018.
- [11] N. Stringer, N. Haghdadi, A. Bruce, J. Riesz, and I. MacGill, “Observed behavior of distributed photovoltaic systems during major voltage disturbances and implications for power system security,” *Appl. Energy*, vol. 260, no. November 2019, p. 114283, 2020, doi: 10.1016/j.apenergy.2019.114283.
- [12] Y. K. Wu, J. H. Lin, and H. J. Lin, “Standards and Guidelines for Grid-Connected Photovoltaic Generation Systems: A Review and Comparison,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 4, pp. 3205–3216, 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2680409.
- [13] P. Gawhade and A. Ojha, “Grid Synchronization Techniques: A Review,” 2022, pp. 187–195.
- [14] Å. K. E. Larsson, *The Power Quality of Wind Turbines Department of Electric Power Engineering*. 2000.
- [15] R. Grid, C. Detection, S. D. Power, G. Systems, and A. Universitet, *Reliable Grid*

Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems. 2009.

- [16] J.-W. Choi, Y.-K. Kim, and H.-G. Kim, "Digital PLL control for single-phase photovoltaic system," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, p. 40, 2006, doi: 10.1049/ip-epa:20045225.
- [17] S. E. N. B, "Grid synchronization algorithm for distributed generation system during grid abnormalities," *Grid synchronization algorithm Distrib. Gener. Syst. Dur. grid Abnorm.*, vol. 769008, 2012, [Online]. Available: [http://scholar.google.com/scholar?q=Grid synchronization algorithm for distributed generation system during grid abnormalities&btnG=&hl=en&num=20&as_sdt=0,22](http://scholar.google.com/scholar?q=Grid+synchronization+algorithm+for+distributed+generation+system+during+grid+abnormalities&btnG=&hl=en&num=20&as_sdt=0,22).
- [18] P. Rodr, *contraseña_pedro_GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS.pdf*. 2011.
- [19] X. Q. Guo, W. Y. Wu, and H. R. Gu, "Phase locked loop and synchronization methods for gridinterfaced converters: A review," *Prz. Elektrotechniczny*, vol. 87, no. 4, pp. 182–187, 2011.
- [20] G. Panda, S. Jena, and P. Rangababu, "A Low Voltage Ride Through Scheme for three phase grid connected PV inverter with an adaptive window based MAF-PLL," *India Int. Conf. Power Electron. IICPE*, vol. 2018-Decem, 2018, doi: 10.1109/IICPE.2018.8709499.
- [21] M. R. Iravani, "A New Phase-Locked Loop (PLL) System," pp. 42–45, 2001.
- [22] R. R. Behera and A. N. Thakur, "An overview of various grid synchronization techniques for single-phase grid integration of renewable distributed power generation systems," *Int. Conf. Electr. Electron. Optim. Tech. ICEEOT 2016*, pp. 2876–2880, 2016, doi: 10.1109/ICEEOT.2016.7755223.
- [23] M. Talha, A. Amir, S. R. S. Raihan, and N. Abd Rahim, "Grid-connected photovoltaic inverters with low-voltage ride through for a residential-scale system: A review," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 31, no. 10, pp. 1–28, 2021, doi: 10.1002/2050-7038.12630.
- [24] Y. Yang, L. Hadjidemetriou, F. Blaabjerg, and E. Kyriakides, "Benchmarking of phase locked loop based synchronization techniques for grid-connected inverter systems," *9th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2015-ECCE Asia*, pp. 2167–2174, 2015, doi: 10.1109/ICPE.2015.7168077.
- [25] S. Muddasani and A. V. R. Teja, "Orthogonal Signal Generation based PLL using Arbitrary Order Exact Differentiator with Inherent Disturbance Rejection for Single Phase Systems," in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct. 2020, pp. 5088–5093, doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254406.
- [26] C. Pazhanimuthu, I. Baranilingesan, and A. Karthick, "An improved control algorithm for Series Hybrid Active Power Filter based on SOGI-PLL under dynamic load conditions," *Solid State Commun.*, vol. 333, p. 114357, Jul. 2021, doi: 10.1016/j.ssc.2021.114357.
- [27] J. Xu, H. Qian, Y. Hu, S. Bian, and S. Xie, "Overview of SOGI-Based Single-Phase Phase-Locked Loops for Grid Synchronization Under Complex Grid Conditions," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 39275–39291, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3063774.
- [28] K. P. Loop, "Analyses and Enhancement of Linear," vol. 70, 2021.

- [29] S. Swain and B. Subudhi, "A new grid synchronization scheme for a three phase PV system employing Kalman filtering," *TENSYMP 2017 - IEEE Int. Symp. Technol. Smart Cities*, pp. 1–5, 2017, doi: 10.1109/TENCONSpring.2017.8070042.
- [30] M. Sun and Z. Sahinoglu, "Extended Kalman filter based grid synchronization in the presence of voltage unbalance for smart grid," *IEEE PES Innov. Smart Grid Technol. Conf. Eur. ISGT Eur.*, no. 1, pp. 2–5, 2011, doi: 10.1109/ISGT.2011.5759147.
- [31] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Steady-state linear kalman filter-based pll's for power applications: A second look," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 12, pp. 9795–9800, 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2823668.
- [32] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah, and Y. Al-Turki, "Single-Phase FLLs Based on Linear Kalman Filter, Limit-Cycle Oscillator, and Complex Bandpass Filter: Analysis and Comparison with a Standard FLL in Grid Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 12, pp. 11774–11790, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2906031.
- [33] N. Jaalam, N. A. Rahim, A. H. A. Bakar, C. Tan, and A. M. A. Haidar, "A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 59, pp. 1471–1481, Jun. 2016, doi: 10.1016/j.rser.2016.01.066.
- [34] F. Baradarani, M. R. Dadash Zadeh, and M. A. Zamani, "A Phase-Angle Estimation Method for Synchronization of Grid-Connected Power-Electronic Converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 2, pp. 827–835, 2015, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2362930.
- [35] H. Saxena, A. Singh, J. N. Rai, and M. Badoni, "PV integrated grid synchronization technique using modified SOGI-FLL and zero-crossing detector," *Electr. Eng.*, vol. 104, no. 3, pp. 1361–1372, 2022, doi: 10.1007/s00202-021-01394-3.
- [36] T. Z. Bei and P. Wang, "Robust frequency-locked loop algorithm for grid synchronisation of single-phase applications under distorted grid conditions," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 10, no. 11, pp. 2593–2600, 2016, doi: 10.1049/iet-gtd.2015.0914.
- [37] U. F. F. Loop and A. Bamigbade, "Parameter Estimation and Grid Synchronization," vol. 71, 2022.
- [38] J. Rigelsford, "Advances in PID Control," *Assem. Autom.*, vol. 21, no. 1, pp. 51–54, 2001, doi: 10.1108/aa.2001.03321aad.010.
- [39] A. Tepljakov *et al.*, "Towards Industrialization of FOPID Controllers: A Survey on Milestones of Fractional-Order Control and Pathways for Future Developments," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 21016–21042, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3055117.
- [40] K. Bingi, R. Ibrahim, M. N. Karsiti, S. M. Hassan, and V. R. Harindran, *Fractional-order set-point weighted controllers*, vol. 264. 2020.
- [41] I. Podlubny, L. Dorcak, and I. Kostial, "On fractional derivatives, fractional-order dynamic systems and PI λ D μ -controllers," *Proc. IEEE Conf. Decis. Control*, vol. 5, no. December, pp. 4985–4990, 1997, doi: 10.1109/cdc.1997.649841.
- [42] P. Roy and B. Krishna Roy, "Fractional order PI control applied to level control in coupled two tank MIMO system with experimental validation," *Control Eng. Pract.*, vol. 48, pp. 119–135, 2016, doi: 10.1016/j.conengprac.2016.01.002.
- [43] F. V. Monje, C. A. M., Chen Y. Vinagre, B.M. Xue D., *Fractiona-Order Systems and*

Controls: Fundamentals and Applications. 2019.

- [44] R. P. Borase, D. K. Maghade, S. Y. Sondkar, and S. N. Pawar, "A review of PID control, tuning methods and applications," *Int. J. Dyn. Control*, vol. 9, no. 2, pp. 818–827, 2020, doi: 10.1007/s40435-020-00665-4.
- [45] K. Seo and H. H. Choi, "Simple Fuzzy PID Controllers for DC-DC Converters," vol. 7, no. 5, pp. 724–729, 2012.
- [46] I. N. Ibrahim, "Exploiting an Intelligent Fuzzy-PID system in Nonlinear Aircraft Pitch Control," 2016.
- [47] Z. Erdem, "Double-loop PI controller design of the DC-DC boost converter with a proposed approach for calculation of the controller parameters," 2017, doi: 10.1177/0959651817740006.
- [48] B. Leandro, A. O. Silva, and B. Augusto, "Tuning of a PI-MR Controller Based on Differential Evolution Metaheuristic Applied to the Current Control Loop of a Shunt-APF," vol. 64, no. 6, pp. 4751–4761, 2017.
- [49] H. Gozde, "Robust 2DOF state-feedback PI-controller based on meta-heuristic optimization for automatic voltage regulation system," *ISA Trans.*, vol. 98, pp. 26–36, 2020, doi: 10.1016/j.isatra.2019.08.056.
- [50] R. Marouane and Z. Malika, "in FOC chain of induction motors," no. 1, pp. 0–4, 2018.
- [51] B. Leandro, G. Costa, C. Luiz, B. Augusto, A. Goedel, and M. Favoretto, "Metaheuristics optimization applied to PI controllers tuning of a DTC-SVM drive for three-phase induction motors," *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 62, pp. 776–788, 2018, doi: 10.1016/j.asoc.2017.09.007.
- [52] M. R. Sathya and M. M. T. Ansari, "Electrical Power and Energy Systems Load frequency control using Bat inspired algorithm based dual mode gain scheduling of PI controllers for interconnected power system," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 64, pp. 365–374, 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.07.042.
- [53] H. Fethia, "Tuning gain of PI controller based on Meta-heuristic techniques," no. November, pp. 24–25, 2018.
- [54] H. S. Ramadan, "ScienceDirect Optimal fractional order PI control applicability for enhanced dynamic behavior of on-grid solar PV systems," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 7, pp. 4017–4031, 2017, doi: 10.1016/j.ijhydene.2017.01.122.
- [55] M. H. Qais, H. M. Hasanien, and S. Alghuwainem, "A Grey Wolf Optimizer for Optimum Parameters of Multiple PI Controllers of a Grid-Connected PMSG Driven by Variable Speed Wind Turbine," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 44120–44128, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2864303.
- [56] N. Aouchiche, "Meta-heuristic optimization algorithms based direct current and DC link voltage controllers for three-phase grid connected photovoltaic inverter," *Sol. Energy*, vol. 207, no. July, pp. 683–692, 2020, doi: 10.1016/j.solener.2020.06.086.
- [57] R. Veramalla, "Meta-heuristics algorithms for optimization of gains for dynamic voltage restorers to improve power quality and dynamics," no. February, pp. 1–20, 2022, doi: 10.1002/oca.2881.
- [58] O. Aguilar-mejía and H. Minor-popocatl, "applied sciences Comparison and Ranking of Metaheuristic Techniques for Optimization of PI Controllers in a Machine Drive System," 2020, doi: 10.3390/app10186592.

- [59] J. Arfaoui, H. Rezk, M. Al-dhaifallah, and M. N. Ibrahim, "Simulation-Based Coyote Optimization Algorithm to Determine Gains of PI Controller for Enhancing the Performance of Solar PV Water-Pumping System," 2020.
- [60] P. Dash, L. Chandra, and N. Sinha, "Electrical Power and Energy Systems Flower Pollination Algorithm Optimized PI-PD Cascade Controller in Automatic Generation Control of a Multi-area Power System," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 82, pp. 19–28, 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.02.028.
- [61] M. Elsis, "New design of robust PID controller based on meta - heuristic algorithms for wind energy conversion system," no. October 2019, pp. 391–403, 2020, doi: 10.1002/we.2439.
- [62] H. S. Ramadan, S. Padmanaban, and M. I. Mosaad, "Metaheuristic-based Near-Optimal Fractional Order PI Controller for On-grid Fuel Cell Dynamic Performance Enhancement," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 208, no. January, p. 107897, 2022, doi: 10.1016/j.epsr.2022.107897.
- [63] M. Zamani, M. Karimi-Ghartemani, N. Sadati, and M. Parniani, "Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization," *Control Eng. Pract.*, vol. 17, no. 12, pp. 1380–1387, 2009, doi: 10.1016/j.conengprac.2009.07.005.
- [64] A. Mughees and S. A. Mohsin, "Design and Control of Magnetic Levitation System by Optimizing Fractional Order PID Controller Using Ant Colony Optimization Algorithm," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 116704–116723, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3004025.
- [65] O. Saleem, U. T. Shami, and K. Mahmood-ul-Hasan, "Time-optimal control of DC-DC buck converter using single-input fuzzy augmented fractional-order PI controller," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 29, no. 10, pp. 1–20, 2019, doi: 10.1002/2050-7038.12064.
- [66] C. Komathi and M. G. Umamaheswari, "Design of Gray Wolf Optimizer Algorithm-Based Fractional Order PI Controller for Power Factor Correction in SMPS Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 2, pp. 2100–2118, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2920971.
- [67] I. A. Khan, A. S. Alghamdi, T. A. Jumani, A. Alamgir, A. B. Awan, and A. Khidrani, "Salp Swarm Optimization Algorithm-Based Fractional Order PID Controller for Dynamic Response and Stability Enhancement of an Automatic Voltage Regulator System," *Electronics*, vol. 8, no. 12, p. 1472, 2019, doi: 10.3390/electronics8121472.
- [68] B. N. Kommula and V. R. Kota, "Direct instantaneous torque control of Brushless DC motor using firefly Algorithm based fractional order PID controller," *J. King Saud Univ. - Eng. Sci.*, vol. 32, no. 2, pp. 133–140, 2020, doi: 10.1016/j.jksues.2018.04.007.
- [69] Z. Bingul and O. Karahan, "Comparison of PID and FOPID controllers tuned by PSO and ABC algorithms for unstable and integrating systems with time delay," *Optim. Control Appl. Methods*, vol. 39, no. 4, pp. 1431–1450, Jul. 2018, doi: 10.1002/oca.2419.
- [70] A. Srivastava, D. K. Das, and A. Kumar, "A PSO based Fractional Order PI (FOPI) controller design for a Shunt Active Power Filter for Harmonic Elimination," *2018 5th IEEE Uttar Pradesh Sect. Int. Conf. Electr. Electron. Comput. Eng. UPCON 2018*, 2018, doi: 10.1109/UPCON.2018.8596957.
- [71] R. Rajesh, "Optimal tuning of FOPID controller based on PSO algorithm with

- reference model for a single conical tank system,” *SN Appl. Sci.*, vol. 1, no. 7, pp. 1–14, 2019, doi: 10.1007/s42452-019-0754-3.
- [72] S. V. Devaraj *et al.*, “Robust Queen Bee Assisted Genetic Algorithm (QBGA) Optimized Fractional Order PID (FOPID) Controller for Not Necessarily Minimum Phase Power Converters,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 93331–93337, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3092215.
- [73] A. Idir, M. Kidouche, Y. Bensafia, K. Khettab, and S. A. Tadjer, “Speed control of DC motor using PID and FOPID controllers based on differential evolution and PSO,” *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, vol. 11, no. 4, pp. 241–249, 2018, doi: 10.22266/ijies2018.0831.24.
- [74] H. Li, P. G. H. Nichols, S. Han, K. J. Foster, K. Sivasithamparam, and M. J. Barbetti, “Resistance to race 2 and cross-resistance to race 1 of *Kabatiella caulivora* in *Trifolium subterraneum* and *T. purpureum*,” *Australas. Plant Pathol.*, vol. 38, no. 3, pp. 284–287, 2009, doi: 10.1071/AP09004.
- [75] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, and A. Lewis, “Grey Wolf Optimizer,” *Adv. Eng. Softw.*, vol. 69, pp. 46–61, 2014, doi: 10.1016/j.advengsoft.2013.12.007.
- [76] J. Kennedy and R. Eberhart, “Particle swarm optimization,” in *Proceedings of ICNN’95 - International Conference on Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942–1948, doi: 10.1109/ICNN.1995.488968.
- [77] S. Mirjalili and A. Lewis, “The Whale Optimization Algorithm,” *Adv. Eng. Softw.*, vol. 95, pp. 51–67, 2016, doi: 10.1016/j.advengsoft.2016.01.008.
- [78] M. M. Alhato and S. Bouallègue, “Thermal exchange optimization based control of a doubly fed induction generator in wind energy conversion systems,” no. November, pp. 1252–1260, 2020, doi: 10.11591/ijeecs.v20.i3.pp1252-1260.
- [79] M. M. Hato and S. Bouallègue, “Whale Optimization Algorithm for Active Damping of LCL-Filter-Based Grid-Connected Converters,” no. January, 2021.
- [80] T. Huynh, “A Modified Shuffled Frog Leaping Algorithm for Optimal Tuning of Multivariable PID Controllers,” pp. 3–8, 2008.
- [81] I. Darwich, I. Lachhab, and L. Krichen, “ScienceDirect Implementation of an on-line multi-objective particle swarm optimization controllers gains self-adjusted of FC / UC system devoted for electrical vehicle,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 44, no. 52, pp. 28262–28272, 2019, doi: 10.1016/j.ijhydene.2019.09.075.
- [82] M. Sedighzadeh, H. Yarmohammadi, and M. Esmaili, “Engineering Science and Technology , an International Journal Enhancing FRT performance and smoothing output power of DFIG wind farm equipped by SFCL and SMES in a fuzzy framework,” *Eng. Sci. Technol. an Int. J.*, vol. 22, no. 3, pp. 801–810, 2019, doi: 10.1016/j.jestch.2018.12.013.
- [83] N. Aouchiche, “Meta-heuristic optimization algorithms based direct current and DC link voltage controllers for three-phase grid connected photovoltaic inverter,” *Sol. Energy*, vol. 207, no. June, pp. 683–692, 2020, doi: 10.1016/j.solener.2020.06.086.
- [84] M. Ali, H. Kotb, K. M. Aboras, N. H. Abbasy, and S. Member, “Design of Cascaded PI-Fractional Order PID Controller for Improving the Frequency Response of Hybrid Microgrid System Using Gorilla Troops Optimizer,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 150715–150732, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3125317.
- [85] C. The and D. Launchpad, “LAUNCHXL-F28377S overview,” no. March, pp. 1–22, 2019.

- [86] A. True and S. P. S. Simultaneous, "2-Channel , Simultaneous Sampling SAR ADCs," 2011.