



Universidade Federal da Bahia
Escola Politécnica da Bahia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**MÉTODO DE ESTIMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA DE REDE
APLICADO AO SUPORTE DE ESTABILIDADE E QUALIDADE
DE ENERGIA EM INVERSORES CONECTADOS À REDE
ELÉTRICA**

Hugo Matheus Teixeira Cotrim Gomes

TESE DE DOUTORADO

Salvador

19 de agosto de 2022

HUGO MATHEUS TEIXEIRA COTRIM GOMES

**MÉTODO DE ESTIMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA DE REDE
APLICADO AO SUPORTE DE ESTABILIDADE E QUALIDADE DE
ENERGIA EM INVERSORES CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

Esta Tese de Doutorado foi apresentada ao Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa

Salvador

19 de agosto de 2022

G633 Gomes, Hugo Matheus Teixeira Cotrim.

Método de estimação de impedância de rede aplicado ao suporte de estabilidade e qualidade de energia em inversores conectados à rede elétrica/ Hugo Matheus Teixeira Cotrim Gomes. – Salvador, 2022.

130 f. : il. color.

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa.

Tese (doutorado) – Universidade Federal da Bahia. Escola Politécnica, 2022.

1. Redes elétricas. 2. Inversores elétricos. 3. Geração distribuída de energia elétrica. 4. Impedância (Eletricidade). 5. Método Newton-Raphson. I. Costa, Fabiano Fragoso. II. Universidade Federal da Bahia. III. Título.

CDD: 621.3192

TERMO DE APROVAÇÃO

HUGO MATHEUS TEIXEIRA COTRIM GOMES

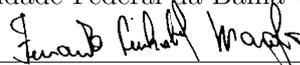
MÉTODO DE ESTIMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA DE REDE APLICADO AO SUPORTE DE ESTABILIDADE E QUALIDADE DE ENERGIA EM INVERSORES CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Esta Tese de Doutorado foi julgada adequada à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia.

Salvador, 19 de agosto de 2022



Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa
Universidade Federal da Bahia - UFBA



Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão
Universidade Estadual de São Paulo - UNESP



Prof. Dr. Alfeu J. Sguarezi Filho
Universidade Federal do ABC - UFABC



Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes
Universidade Federal da Paraíba - UFPB



Prof. Dr. Fernando Augusto Moreira
Universidade Federal da Bahia - UFBA



Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos
Universidade Federal da Bahia - UFBA

Dedico à meu filho Inácio e à minha esposa Fernanda.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer a minha esposa, Fernanda, pelo apoio e pela paciência durante esses anos.

Agradeço aos meus amigos do LABEFEA, companheiros de estudo e de vida que me apoiaram de perto nessa jornada até aqui.

A todos do grupo de pesquisa LABEFEA da Universidade Federal da Bahia, pela parceria, discussão e incentivo.

Um agradecimento especial ao professor Fabiano Fragoso Costa, pela dedicação e orientação durante a pesquisa, e à Fapesb, pelo apoio disponibilizado.

—“SE VOCÊ QUIZER DESCOBRIR OS SEGREDOS DO UNIVERSO,
PENSE EM TERMOS DE ENERGIA, FREQUÊNCIA E VIBRAÇÃO”
(Nikola Tesla)

RESUMO

Este trabalho propõe um método de estimação da impedância de rede adequado a sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica por meio de inversores. O procedimento é baseado em variações nas potências ativa e reativa injetadas pelo inversor. As variações provocam alterações nos valores de tensão e corrente no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Essas alterações são usadas para estimar a resistência e indutância da rede através do método de Newton-Raphson. Além disso, a estimativa da impedância é aplicada para adaptar uma técnica de amortecimento ativo do sistema de controle do inversor. O método proposto é verificado por meio de simulações no ambiente PSIM e experimentalmente em tempo real por meio de plataforma de testes Hardware-in-the-Loop (Typhoon HIL).

Palavras-chave: Geração distribuída, Estimação de impedância, Método de Newton-Raphson, Amortecimento ativo, Análise de estabilidade, Controle adaptativo.

ABSTRACT

This work proposes a method to estimate the grid impedance suitable for inverters connected into distributed power systems. The procedure is based on variations in the reference values of active and reactive powers injected by the inverter. The variation provokes changes in the voltage and current values at the Point of Common Coupling (PCC). The changes are applied to estimate the grid resistance and inductance through a Newton-Raphson algorithm. Moreover, the estimated impedance is used to adapt an active damping technique for the inverter's control system. The proposed method is verified by simulations in the PSIM environment and experimentally in real-time through a Hardware-in-the-Loop (Typhoon HIL) platform.

Keywords: Distributed generation, Grid impedance estimation, Inverters, Newton-Raphson method, Stability analysis, Active damping, Adaptive control.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Crescimento da energia Solar Fotovoltaica no Brasil [adaptado:ANEEL/Absolar].	2
1.2	Análise Bibliométrica VOSviewer/Scopus - palavras chaves [seleção do autor].	4
2.1	Esquema genérico de um Sistema de Geração Distribuída [próprio autor].	11
2.2	Inversor tipo fonte de tensão (VSI) utilizado para um SGD [próprio autor].	12
2.3	Modulação por Largura de Pulso-PWM [adaptado/próprio autor].	13
2.4	Estrutura básica de controle ressonante para um inversor conectado à rede [próprio autor].	14
2.5	Esquema de controle $PRes$ com compensador harmônico em referencial $\alpha\beta$ [próprio autor].	16
2.6	Controle de potência PQ baseado em referencial estacionário $\alpha\beta$ [próprio autor].	17
2.7	Filtros de topologia L e LCL [próprio autor].	19
2.8	Filtro LCL [próprio autor].	19
2.9	Alteração da resposta em frequência do filtro LCL ideal devido a variação da indutância da rede elétrica [próprio autor].	21
2.10	Amortecimento Passivo - LCL [próprio autor].	22
2.11	Impedância da rede vista pelo SGD a partir do PAC [próprio autor].	23

3.1	Diagrama simplificado de um SGD trifásico [próprio autor].	28
3.2	Diagrama unifilar fasorial para SGD Genérico [próprio autor].	28
3.3	Ilustração das variações PQ no método de estimação proposto [próprio autor].	30
3.4	Decomposição do vetor síncrono no plano $\alpha\beta$ [[Silva et al. 2015]].	34
3.5	Extração de sequência positiva baseada em estimação fasorial [próprio autor].	36
4.1	SGD trifásico com controle PRes e proposta de amortecimento ativo com base na estimativa de impedância de rede [próprio autor].	40
4.2	Diagrama de blocos do sistema simulado [próprio autor].	41
4.3	Variação da impedância de rede ([Zhong e Hornik 2013] adaptado).	45
4.4	Algoritmo de aplicação do método proposto [próprio autor].	46
5.1	Plataforma Experimental [próprio autor].	50
5.2	Filtro LCL (representação por fase) [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005] .	52
5.3	Relação entre a atenuação harmônica na frequência de comutação e a relação r entre o indutor da rede e o indutor do inversor [próprio autor]. .	55
5.4	Diagrama em blocos do SRF-PLL [próprio autor].	60
5.5	Sincronização com uso de extração de sequência positiva baseada em algoritmo de Fourier de meio ciclo [próprio autor].	61
6.1	Cenário 1 - Corrente i_a e tensão v_a no PAC [próprio autor].	66
6.2	Cenário 1 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est})[próprio autor].	66

6.3	Cenário 2 - tensões v_{abc} no PAC com desequilíbrio de tensão de rede [próprio autor].	68
6.4	Cenário 2 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].	69
6.5	Cenário 3 - Corrente i_a e tensão v_a no PAC [próprio autor].	71
6.6	Cenário 3 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (i_P e v_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est})[próprio autor].	71
6.7	Cenário 4 - Tensão v_{abc} no PAC com tensões desequilibradas [próprio autor].	72
6.8	Cenário 4 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].	73
6.9	Cenário 5 - Corrente i_a e tensão v_a no PAC [próprio autor].	75
6.10	Cenário 5 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].	75
6.11	Cenário 5 - Polos de malha fechada com R_v variando de 0 a 30 [próprio autor].	76
6.12	Cenário 5* - Corrente i_a e tensão v_a no PAC sem ajuste de R_v [próprio autor].	77
6.13	Cenário 5* - Correntes i_{abc} no PAC sem ajuste de R_v [próprio autor].	78
6.14	Cenário 5* - tensões v_{abc} no PAC sem ajuste de R_v [próprio autor].	78
6.15	Cenário 5 - FFT antes da variação de Z_g ($L_g=1\text{mH}$ e $R_v = 0$) [próprio autor].	80
6.16	Cenário 5* - FFT após variação de Z_g e sem uso de amortecimento ativo ($L_g=4\text{mH}$ e $R_v = 0$) [próprio autor].	81
6.17	Cenário 5 - FFT após ajuste de R_v ($L_g=4\text{mH}$ e $R_v = 20$) [próprio autor].	81

- 6.18 Experimental - Corrente i_a e tensão v_a no PAC a partir do osciloscópio [próprio autor]. 83
- 6.19 Experimental - Variações das magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P and V_P) e estimação de impedância (R_{est} e L_{est}) [próprio autor]. 83

LISTA DE TABELAS

5.1	Parâmetros do sistema	50
5.2	Valores dos componentes LCL	56
5.3	Valores de projeto selecionados para o controlador proporcional ressonante adotado.	58
6.1	Limites de distorção harmônica para a tensão (IEEE 519.2014)	70
6.2	Resumo da estimação de impedância de rede nos diferentes cenários.	77
6.3	THDs nos diferentes cenários e intervalos de simulação	79

LISTA DE SIGLAS E NOMENCLATURAS

- ABGD* - Associação Brasileira de Geração Distribuída.
- ABSOLAR* - Associação Brasileira de Geração Solar Fotovoltaica.
- ANEEL* - Agencia Nacional de Energia Elétrica.
- CA* - Corrente alternada.
- CC* - Corrente contínua.
- DC* - *Direct Current* (Corrente contínua).
- DSP* - *Digital Signal Processing*.
- FCC* - Fourier de ciclo completo.
- FFT* - *Fast Fourier Transform*.
- FMC* - Fourier de meio ciclo.
- IEC* - International Electrotechnical Commission.
- IEEE* - Instituto dos Engenheiros Eletrotécnicos e Eletrônicos.
- IGBT* - *Insulated Gate Bipolar Transistor*.
- MME* - Ministério de Minas e Energia.

- MQRP* - Mínimos quadrados recursivo ponderado.
- ONS* - Operador Nacional do Sistema (Elétrico).
- PAC* - Ponto de Acoplamento Comum.
- PCC* - *Common Coupling Point*.
- PLL* - *Phase Locked Loop*.
- Pres* - Proporcional Ressonante.
- PRODIST* - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Nacional.
- PWM* - Modulação por Largura de Pulso.
- SCADA* - *Supervisory control and data acquisition*.
- SCR* - Relação de curto-circuito.
- SGD* - Sistema de Geração Distribuída.
- THD* - Distorção harmônica total.
- TUSD* - Taxa de Uso do Sistema de Distribuição.
- VSI* - *Voltage Source Inverter*.

LISTA DE SÍMBOLOS

- $\alpha\beta$ - Eixos estacionários.
- ΔI_{ripple} - Ripple de corrente.
- φ_k - Diferença angular entre os fasores de tensão e corrente no PAC.
- ω - Frequência fundamental da tensão em rad/s.
- ω_{ff} - Frequência de *feed forward*.
- ω_{res} - Frequência de ressonância (rad/s).
- ϕ_P - Amplitude de tensão após extração de sequência positiva.
- θ_g - Fase da tensão de rede.
- C_b - Capacitância de base.
- dq - Eixos síncronos.
- f_0 - Frequência fundamental da rede em Hz.
- f_{crit} - Frequência crítica.
- f_{res} - Frequência de ressonância (Hz).
- f_{sw} - Frequência de comutação.

- I^* - Corrente de referência para o controle PRes.
- $i_{\alpha\beta}$ - Correntes estacionárias i_{α}^* e i_{β}^* simplificadas em um único termo.
- i_{α}^* e i_{β}^* - Correntes de referência em coordenadas $\alpha\beta$.
- I_{CC} - Máxima corrente de curto circuito.
- $I_k \angle \varphi_k$ - Representação do fasor da a corrente injetada pelo inversor no PAC.
- I_{REF} - Corrente de referência (sistema genérico).
- I_{res} - Corrente residual.
- $i_a; i_b; i_c$ - Correntes por fase no PAC.
- I_P - Amplitude de corrente após extração de sequência positiva.
- $K_p; K_r$ - Ganhos proporcional e ressonante, respectivamente.
- L_{est} - Indutância estimada em relação a L_g .
- L_g - Indutância da rede.
- m - Número de iterações para a solução numérica do sistema.
- P - Potência ativa.
- Q - Potência reativa.
- R_{est} - Resistência estimada em relação R_g .
- R_d - Resistência de amortecimento do filtro LCL.
- R_g - Resistência da rede.

- R_v - Resistência virtual (amortecimento ativo).
- S_{GD} - Potência aparente nominal do inversor
- t - instante de tempo.
- T_d - aproximação do período de dinâmica do PWM.
- T_s - Período de amostragem.
- T_{PWM} - Período de comutação do inversor.
- $U[n]$ - Entrada discreta.
- v_{apwm} - Tensão de saída do inversor (antes do filtro).
- v_{abc} - Tensões trifásicas v_a, v_b, v_c simplificadas em um único termo.
- $v_{ap}; v_{bp}; v_{cp}$ - Tensão de sequência positiva trifásica.
- V_{DC} - Tensão da fonte de corrente contínua.
- $V_k \angle 0$ - Representação do fasor da tensão no PAC no ponto de operação k .
- $V_{gk} \angle \delta_k$ - Representação fasor da tensão da rede.
- v_{dp} - Tensão de sequência positiva no eixo síncrono.
- $v_{ga}; v_{gb}; v_{gc}$ - Tensões por fase de rede.
- V_{max} - Maior módulo da tensão de fase.
- V_{min} - Menor módulo da tensão de fase.

- V_{pac} - Tensão eficaz no PAC.
- $v_a; v_b; v_c$ - Tensões por fase no PAC.
- $V_A; V_B; V_C$ - Representam os módulos das tensões das fases A, B e C.
- v_f - Tensão de fase.
- v_g - Tensão de rede.
- V_P - Amplitude de tensão após extração de sequência positiva.
- X - Matriz de variáveis desconhecidas do método numérico.
- X_g - Reatância equivalente de Thevenin da rede, visto a partir PAC.
- $Y[n]$ - Saída discreta.
- Z_g - Impedância equivalente de Thevenin da rede, visto a partir PAC.

SUMÁRIO

Capítulo 1—Introdução	1
1.1 Contextualização do Tema	1
1.2 Objetivo	5
1.2.1 Objetivo Geral	5
1.2.2 Objetivos Específicos	5
1.3 Organização do Texto	6
Capítulo 2—Revisão Bibliográfica	9
2.1 Sistema de Geração Distribuída	9
2.1.1 Conversores CC/CA - Inversores	11
2.1.2 Modulação por largura de pulso - Pulse-Width Modulation (PWM)	13
2.1.3 Sistema de controle	14
2.1.4 Filtro LCL, ressonância e influência da impedância de rede na es-	
tabilidade	18
2.1.5 Amortecimento da ressonância do filtro LCL	22
2.2 Estimativa de Impedância da rede	23

Capítulo 3—Método Proposto	27
3.1 Estimação de impedância baseado em variação PQ e análise numérica . . .	27
3.2 Estratégia para mitigação de harmônicas	33
3.2.1 Método de extração de sequência positiva	33
3.2.2 Filtro de Fourier de Meio Ciclo	37
Capítulo 4—Aplicação: Aprimoramento de técnica de controle	39
4.1 Amortecimento ativo através de R_v e estabilidade	39
4.2 Detecção de ilhamento	44
4.3 Estratégia global de aplicação do método proposto	45
Capítulo 5—Sistema simulado e plataforma experimental	49
5.1 Modelagem da rede elétrica	50
5.2 Dimensionamento dos parâmetros do Filtro LCL	52
5.3 Controle Proporcional Ressonante	57
5.3.1 Simulação em tempo discreto	58
5.4 PLL empregado	59
Capítulo 6—Resultados	63
6.1 Resultados de Simulação	65
6.1.1 1º Cenário - Operação normal (sem harmônicas de rede)	65

6.1.2	2º Cenário - Diante de desequilíbrio das tensões de rede	67
6.1.3	3º Cenário - Operação na presença de harmônicas, sem variação de Z_g	70
6.1.4	4º Cenário - Operação com harmônicas e desequilíbrio de rede . . .	72
6.1.5	5º Cenário - Harmônicas, variação de impedância Z_g e ajuste de R_v	74
6.2	Resultados Experimentais	82
Capítulo 7—Considerações finais		85
7.1	Conclusão	85
7.2	Continuidade do Trabalho	87
Referências Bibliográficas		89
Apêndice A—Produção bibliográfica		97

INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

Seguindo uma tendência mundial de diversificação de matriz energética, os sistemas de geração de energia distribuída (SGDs) são uma realidade crescente no Brasil, principalmente verificada pelo aumento do número de sistemas baseados em fontes de energia renováveis como fotovoltaica e eólica integrados à rede elétrica nos últimos anos. Conforme levantamento da Associação Brasileira de Geração Distribuída (ABGD), o país alcançou mais de um milhão de conexões totais em 2021, tendo o setor residencial a maior participação com 3,8 GW da potência instalada, seguido por estabelecimentos comerciais (3 GW), meio rural (1,2 GW) e indústria (0,7 GW). Com a promulgação da Lei 14.300/2022 (marco legal da geração distribuída), a ABGD prevê crescimento acentuado em 2022 para a minigeração e microgeração, sobretudo por fonte solar que já representa atualmente 97,7% destes sistemas. Esta lei estabelece direito à isenção da Taxa de Uso do Sistema de Distribuição (TUSD) até dezembro de 2045 para as novas instalações de minigeração e microgeração realizadas até 6 de janeiro de 2023. Segundo a Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR) em seu relatório de outubro de 2021 (em resumo na Figura 1.1), o Brasil superou o patamar de 7,0GW de potência instalada por geração fotovoltaica na forma de geração distribuída, o que representa 65% da geração nacional a partir desta fonte. Conforme dados da ONS/MME para geração

integrada no Sistema Interligado Nacional (SIN), 1,6% da oferta de energia elétrica no Brasil foi gerada pela fonte solar fotovoltaica em setembro de 2021.

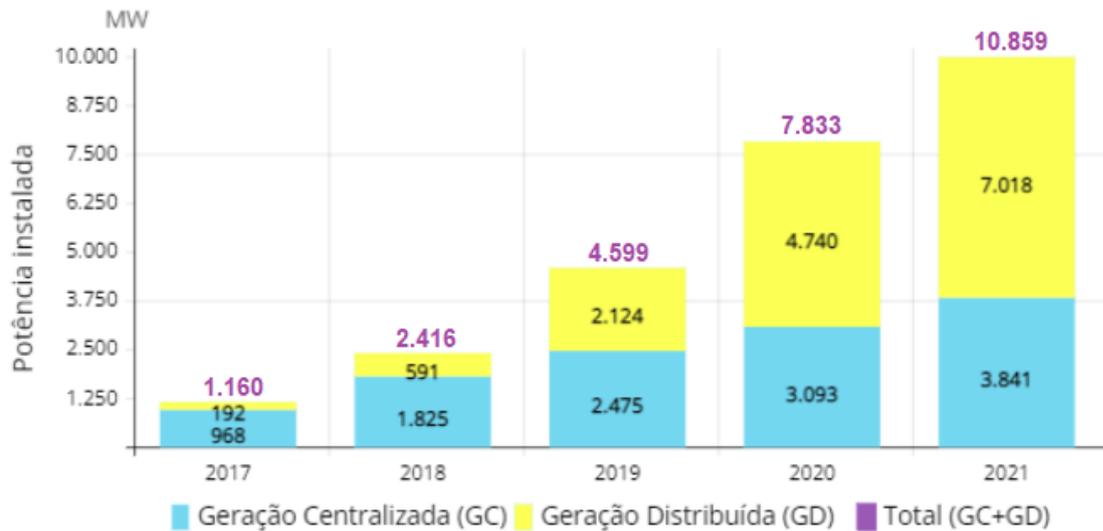


Figura 1.1 Crescimento da energia Solar Fotovoltaica no Brasil [adaptado:ANEEL/Absolar].

A expansão dos SGDs está também relacionada à evolução tecnológica dos conversores de potência e seu controle da operação. Estes dispositivos eletrônicos de potência funcionam como interface encarregada de injetar potência CA em frequência específica no ponto de conexão com a rede elétrica principal a partir de um barramento CC, seja em decorrência do estágio de retificação da tensão gerada em diferentes frequências pelas turbinas eólicas, seja pela tensão CC entregue nos terminais dos painéis fotovoltaicos. Neste processo de conversão e integração com a rede, o controle do conversor deve atender a requisitos de eficiência, proteção e qualidade energia. Para que haja máxima transferência de potência, a corrente injetada pelo conversor deve estar sincronizada com a tensão da rede no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Além disto, o sistema de controle do conversor deve ser capaz de detectar a ocorrência de ilhamento, condição caracterizada pela falta da rede principal decorrente de perturbações tais como queda de tensão de longa duração ou variações de frequência. Finalmente, o controle ainda deve garantir estabilidade do SGD em níveis admissíveis de distorção harmônica total (THD) da corrente injetada.

A estabilidade destes SGDs está ligada às condições de rede, à robustez do controle do inversor e ao projeto do filtro utilizado na saída do inversor para interligação com a rede. O uso de filtro LCL é amplamente adotado na interface entre o inversor e a rede elétrica devido a melhores características de filtragem, volume e peso, em comparação aos filtros L. Entretanto na operação desses inversores, a variação da impedância da rede altera o valor de ressonância do sistema filtro-rede [Liserre, Dell'Aquila e Blaabjerg 2004, Liserre, Dell'Aquila e Blaabjerg 2002], podendo impactar na instabilidade ou deterioração da qualidade da energia e até mesmo danificar algumas cargas sensíveis ligados no PAC. Sabe-se ainda que a estabilidade interna do inversor depende dos valores relativos da frequência de ressonância do filtro LCL e da chamada frequência crítica, relacionada ao período de amostragem de controle [Parker, McGrath e Holmes 2014]. Neste contexto, a estimativa e o monitoramento da impedância da rede constituem opções importantes para estratégias de ajuste dinâmico dos parâmetros do controle dos inversores conectados à rede para garantia da estabilidade do SGD diante de distúrbios e variações de carga [Yang et al. 2011, Shen et al. 2010].

Além dos problemas associados à ressonância, o aumento repentino da impedância da rede no (PAC) também pode indicar uma condição de ilhamento. Nesta condição, é obrigatório o desligamento rápido do inversor da rede para evitar riscos aos operadores de manutenção ou danos ao equipamento conforme prescrito pelas normas VDE0126, IEEE1547 e IEEE929. Portanto, além de apoiar técnicas de controle adaptativo, métodos de estimativa de impedância também podem ser aplicados para garantir requisitos de proteção do inversor e rede elétrica [Jia et al. 2017, Ghanem et al. 2017].

Na literatura, encontram-se variados métodos para estimativa de impedância da rede [Ciobotaru et al. 2007, Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg 2007, Ghzaiel et al. 2017, Yuan, Al Durra e El-Saadany 2019, Alenius et al. 2020]. Uma discussão comparativa quanto a acurácia, impacto na qualidade de energia e tempo para estimação entre diferentes abordagens passivas, ativas é apresentada em [Meerendre et al. 2020]. Observa-se nos mais recentes trabalhos a predominância de procedimentos invasivos, dependentes da injeção de distúrbios na rede de forma controlada, conforme confirmado em [Alves et al. 2021, Mohammed, Kerekes e Ciobotaru 2021]. As técnicas invasivas possuem vantagens sobre as não invasivas devido às suas características predeterminadas quanto a repetibilidade e magnitude de variações impostas, permitindo maior acurácia em diferentes condições de rede. Dada a imprevisibilidade da conexão e desconexão das cargas, essas técnicas devem contar com medições de tensão e corrente no PAC.

1.2 OBJETIVO

1.2.1 Objetivo Geral

Este trabalho propõe um método de estimação de impedância da rede elétrica aplicado a sistemas de geração distribuída integrados à rede por meio de inversores LCL. O método se baseia em variações de injeção de potências ativa e reativa (impostas via controle do inversor) e estimativas dos parâmetros de rede (resistência e indutância) pelo método de Newton-Raphson sobre os fasores de tensão e corrente estimados a partir das medições no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). A aplicação de um extrator de sequência positiva sobre estes fasores é adotada para alcançar maior acurácia na estimativa da impedância diante de diferentes condições da rede elétrica. Propõe-se ainda a introdução deste estimador de impedância em uma estratégia de amortecimento ativo para prover maior estabilidade e qualidade de energia associada ao controle da potência injetado pelo inversor. O método é verificado por meio de simulações computacionais e experimentos com plataforma hardware-in-the-loop capaz de emular diferentes cenários de operação para um SGD genérico conectado à rede.

1.2.2 Objetivos Específicos

Durante a realização deste trabalho foram alcançados os seguintes objetivos específicos:

- Desenvolvimento de técnica de estimação de impedância baseada na injeção controlada de potência ativa e reativa e através de análise numérica de Newton-Raphson a partir das medições de corrente e tensão no PAC;
- Implementação de técnica de extração de sequência positiva aprimorada por método de estimação fasorial baseada no filtro de Fourier de meio ciclo;
- Desenvolvimento de modelo em ambiente Simulink-Matlab e PSIM para um sistema trifásico de Geração Distribuída de baixa tensão genérico e controlável;
- Implementação do modelo simulado a partir de plataforma de Hardware-in-the-Loop Typhoon Hil (modelo 402) e DSP (TMS320F28335) a fim de emular em

tempo real a dinâmica de um inversor conectado à rede elétrica através de filtro LCL de interface e controlado por estrutura proporcional ressonante;

- Seleção de parâmetros do sistema simulado (impedâncias de rede, relação de curto circuito, fator de desequilíbrio e nível de distorção harmônica) para emular diferentes condições de rede elétrica, compatíveis com a realidade e com limites admissíveis por normas vigentes;
- Desenvolvimento de algoritmo para ajuste de amortecimento ativo baseado no método de estimação de impedância proposto, a fim de proporcionar resintonização do sistema de controle para estabilização da injeção de potência do SGD diante de variação significativa da impedância de rede;
- Avaliação da acurácia e robustez do método de estimação de impedância proposto nos diferentes cenários de aplicação analisados e sua efetividade no suporte de estabilidade através da técnica de amortecimento ativo aprimorada.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho está organizado conforme os seguintes capítulos:

No segundo capítulo, em sua primeira seção realiza-se uma breve revisão dos elementos que compõem a estrutura básica de um SGD para delinear o âmbito de aplicação do presente trabalho. Discute-se ainda, o efeito da impedância de rede sobre a ressonância e assim sobre a estabilidade dos SGDs em que são utilizados filtros LCL para reduzir o nível de harmônicos na saída do inversor. Ainda neste contexto, também é apresentada uma introdução sobre o uso de amortecimento ativo para controle de estabilidade de SGDs baseados em inversores, conectados à rede através de filtro LCL. Em sua última seção é apresentado um resumo bibliográfico para métodos de estimação de impedância disponíveis na literatura.

No capítulo 3, descreve-se o método de estimativa de impedância proposto, detalhando o processo de injeção de potência ativa e reativa e análise numérica, e estratégias para melhoria de acurácia do método.

No capítulo 4, dedica-se ao aprimoramento da proposta de adaptabilidade do

sistema de controle para suporte de estabilidade do SGD. Assim, apresenta-se os fundamentos da técnica de amortecimento ativo empregada e a proposta de ajuste baseada no cálculo de impedância da rede realizado pelo método proposto. Como ganho adicional ao projeto se discute ainda neste capítulo a factibilidade de pré-deteção de uma condição de ilhamento mediante a estimação da variação de impedância. Em sua última seção, apresenta-se um resumo quanto a estratégia global de aplicação do método proposto.

No capítulo 5, descrevem-se a plataforma de simulação realizada, o dimensionamento do sistema e o âmbito da aplicação do método no controle de estabilidade.

No capítulo 6, com base nos resultados alcançados em simulações e experimentalmente, realizam-se avaliações do método proposto em alguns cenários de operação como desequilíbrio de tensão de rede, presença de distorção harmônica, e em especial diante variação significativa de impedância de rede.

Por último, no capítulo 7, as conclusões sobre o trabalho são apontadas, juntamente com possíveis caminhos para continuidade do trabalho.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo fornece uma breve revisão sobre as características fundamentais de um sistema de geração distribuída. Assim, delinea-se o âmbito de aplicação da técnica proposta. Neste contexto são introduzidos os conceitos básicos sobre o controle do inversor, filtro LCL e sua ressonância, e estratégia de amortecimento para embasar a discussão central em torno da estimação de impedância para o suporte estabilidade do sistema.

2.1 SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Segundo a definição da ANEEL (PRODIST - Modulo 1), a geração distribuída é o termo empregado para se referir a centrais geradoras de energia elétrica, de qualquer potência, com instalações conectadas diretamente no sistema elétrico de distribuição ou através de instalações de consumidores, podendo operar em paralelo ou de forma isolada e despachadas - ou não - pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico - ONS.

No Brasil, conforme levantamento da ADGD em março de 2022, a geração distribuída nacional tem a classe residencial como a mais presente, responsável por 3,8 GW de potência instalada. Este seguimento se caracteriza essencialmente pelos sistemas de mini e microgeração de eletricidade, com predominância do uso da energia solar como

fonte (aproximadamente 98%). Para estes sistemas, o inversor é a tecnologia de conversão de energia empregada e por isso objeto de abordagem deste trabalho.

Para uma compreensão preliminar destes sistemas, um esquema genérico de SGD baseado em fonte de energia renovável e inversor trifásico conectado à rede elétrica é apresentado na Figura 2.1. Nesta figura, os elementos físicos dos sistemas se apresentam em blocos com bordas em cor preta e os elementos computacionais, com bordas em verde. Um SGD possui como função fundamental a injeção de corrente sincronizada (em cada fase) com a tensão da rede elétrica no ponto de acoplamento comum (PAC). Para isto, em resumo a partir da Figura 2.1, o bloco "Sincronizador" deve fornecer a referência de frequência e fase da tensão no PAC (representados por θ) para o "Sistema de Controle". Este por sua vez tem a função de fornecer ao bloco "Modulação (PWM)" os valores de referência de tensões a serem reproduzidos de forma modulada na saída do inversor, após atuação dos controladores sobre a comparação entre as correntes (i_a, i_b e i_c) medidas no PAC e a corrente de referência (formadas pela composição de I_{ref} e θ). Assim, o bloco "Modulação (PWM)" utiliza as referências $v_{a_{ctrl}}, v_{b_{ctrl}}$ e $v_{c_{ctrl}}$, informadas pelo controle, para gerar sinais de pulso (S_a, S_b, S_c) que controlam as chaves do inversor. Este dispositivo (representado pelo bloco "Inversor") é responsável por transformar a energia CC oriunda da fonte renovável (bloco "Fonte Renovável") em energia CA. Como na saída do inversor as tensões são pulsadas (ou moduladas por pulso), empregam-se na sua interface com a rede elétrica estruturas (bloco "Filtro") capazes suavizar estas tensões para formas senoidais reduzindo assim as distorções na corrente injetada.

A "Rede Elétrica" está representada pelo "Gerador CA" e pela impedância de rede (resistências R_g e indutâncias L_g em série em cada fase). Salienta-se que um SGD pode estar, a partir do PAC, alimentando diretamente, ou não, uma "Carga Local".

De forma a situar a discussão proposta, os componentes relacionados diretamente ao escopo deste trabalho estão destacados pelos blocos coloridos (em verde e vermelho) na Figura 2.1. Nas subseções a seguir são apresentadas mais detalhes sobre estes elementos, suas interações, alguns dos seus possíveis modelos e as estratégias de atuação selecionadas para compor a avaliação do método de estimação de impedância proposto e sua aplicação técnica.

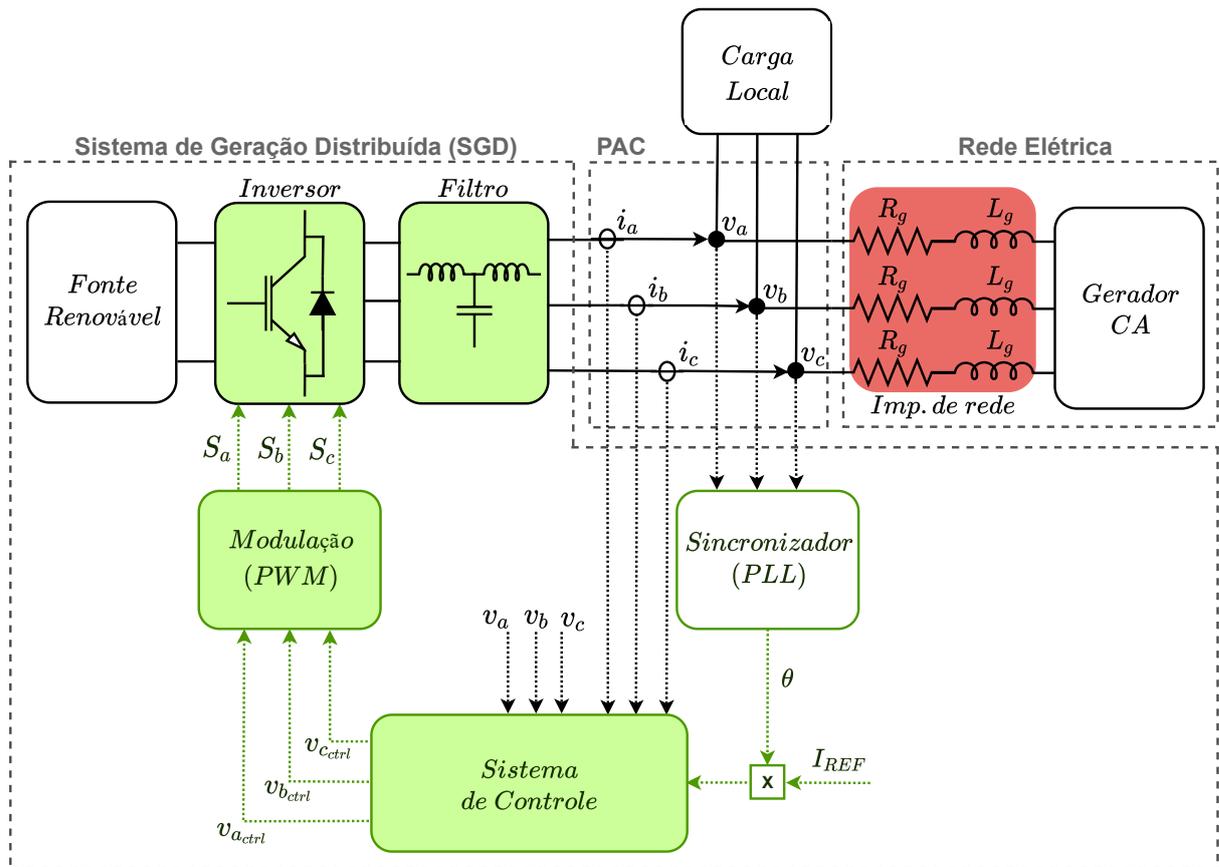


Figura 2.1 Esquema genérico de um Sistema de Geração Distribuída [próprio autor].

2.1.1 Conversores CC/CA - Inversores

O conversor CC-CA, ou inversor, é o dispositivo principal para a conexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica. Para o caso da geração fotovoltaica por exemplo, é responsável por converter a corrente contínua fornecida pelos painéis fotovoltaicos em corrente alternada sincronizada à tensão de rede [Teodorescu, Liserre e Rodríguez 2011].

A partir de seu sistema de controle, o inversor deve manter, no ponto de conexão, a tensão alternada em mesma frequência nominal da rede e garantir injeção de corrente no padrão de qualidade de energia compatível com as normas vigentes. Em princípio, a saída do inversor deve suportar limitadas alterações na tensão (ou corrente) presente no barramento CC (fonte distribuída), nas cargas alimentadas pela rede CA ou na própria rede CA (em que se verifica mudanças na tensão e, em menor escala, na frequência).

Para que se obtenha a máxima transferência de potência da fonte distribuída, a corrente injetada pelo inversor e a tensão no PAC devem ser senoides sincronizadas (em mesma frequência e fase). Para que haja fluxo de potência reativa do inversor, seu sistema de controle deve impor defasagem da corrente de referência em relação a tensão no PAC.

Estão disponíveis na literatura variadas topologias do inversor de acordo com seu tipo de alimentação, modelo de conversão de saída, forma de controle e estrutura de potência [Zeb et al. 2018]. Por simplicidade de aplicação, neste trabalho, adota-se um inversor trifásico tipo fonte de tensão (VSI - Voltage Source Inverter). Sua configuração básica é ilustrada na Figura 2.2. O inversor é composto por seis chaves ($Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$), geralmente *IGBTs*, dispostas aos pares em três braços (ou ramos). Essas chaves são controladas por sinais externos S_a, S_b, S_c (e seus complementares $\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c$), produzidos por modulação de largura de pulso ou *PWM (Pulse-width Modulation)*. Nesta estrutura, observa-se uma fonte CC de tensão, representada por V_{DC} . Uma saída monofásica pode ser obtida utilizando-se apenas dois ramos.

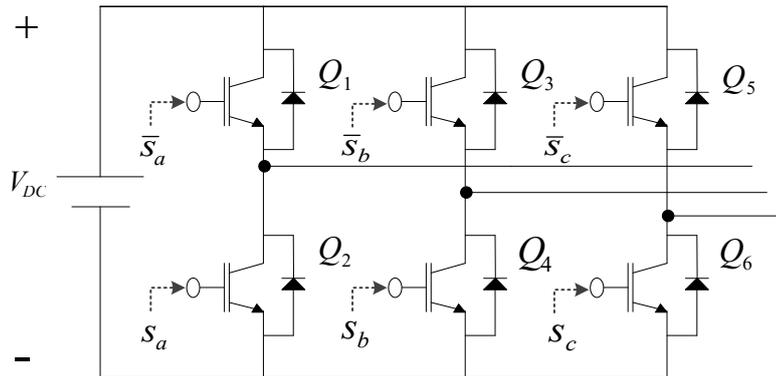


Figura 2.2 Inversor tipo fonte de tensão (VSI) utilizado para um SGD [próprio autor].

Havendo uma fonte de tensão no lado CC, quando um interruptor da semiponte superior e outro da semiponte inferior (nunca os dois de um mesmo ramo) estiverem em condução, uma tensão com amplitude V_{DC} aparecerá entre um par dos condutores de saída.

A conexão do inversor à rede principal deverá ser feita por meio de indutores. Tais elementos permitem limitar as variações (derivada) de corrente. Para que seja possível ter controle sobre a corrente no lado CA é preciso preliminarmente que a tensão V_{DC} seja superior ao valor de pico das tensões de linha no lado CA.

2.1.2 Modulação por largura de pulso - Pulse-Width Modulation (PWM)

Na modulação por largura de pulso, a informação de um sinal de referência (modulante) que se deseja impor a um circuito de potência, é obtida ao se compará-lo com outro sinal triangular de alta frequência (portadora). A frequência da portadora determina a frequência de comutação das chaves semicondutoras do inversor. O sinal resultante desta comparação (sinal modulado) é um sinal com pulsos cujas larguras dependem da amplitude relativa entre a modulante e a portadora. A frequência da onda portadora deve ser muito superior à máxima frequência da onda de referência para que se obtenha uma reprodução aceitável da forma de onda sobre a carga, depois de efetuada a filtragem. No caso do presente trabalho, o sistema de controle fornece três sinais de referência (modulantes) que são comparados com a portadora para obtenção entre os terminais de saída do inversor, três tensões moduladas, que após filtradas pelo circuito LCL assumem comportamento senoidal.

A tensão de saída, aplicada à carga, é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e duração variável. Existem na literatura outras técnicas de PWM, a exemplo da SVPWM, THIPWM, DPWM [Artal-Sevil, Dufo-López e Bernal-Agustín 2018, Shukla e Maheshwari 2019]. A Figura 2.3 apresenta um exemplo de modulação de uma onda senoidal (referência), produzindo na saída uma tensão (modulada) em dois níveis com a frequência da onda triangular (portadora).

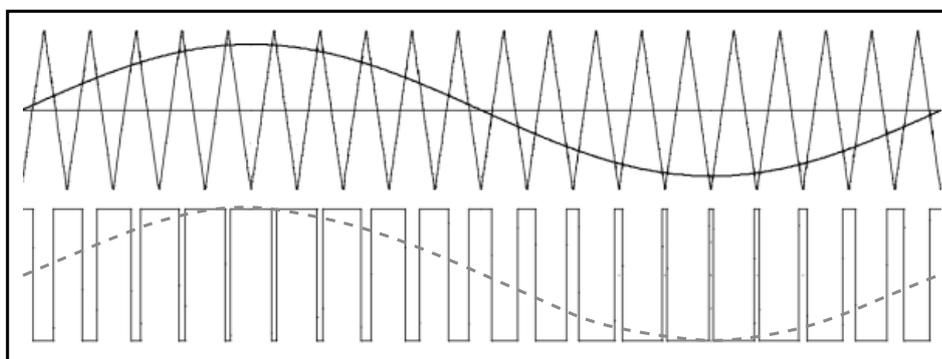


Figura 2.3 Modulação por Largura de Pulso-PWM [adaptado/próprio autor].

2.1.3 Sistema de controle

Destacam-se na literatura variadas abordagens de controle para os SGDs: controle de corrente orientado à tensão da rede em referencial síncrono girante dq [Zhong e Hornik 2013]; controle de corrente orientado à tensão da rede em referencial estacionário $\alpha\beta$ [Zhong e Hornik 2013]; controle direto de potência com aplicação da modulação SVPWM [Malinowski, Jasinski e Kazmierkowski 2004]; controle Preditivo Dead Beat [Pezzotti, Valencia e Londono 2012, Zhong e Hornik 2013];

Neste trabalho por questão de simplicidade e efetividade para testagem da técnica proposta, adotou-se a abordagem de controle Proporcional Ressonante (PRes). Amplamente difundida, esta estratégia de controle é baseada em referencial estacionário $\alpha\beta$ e apresenta vantagens significativas sobre o uso de controladores PI convencionais que requerem estruturas de transformação prévias para controlar variáveis que são apresentadas de forma alternada. Assim, o controlador PI somente apresentará erro zero em regime permanente quando as variáveis em questão puderem ser analisadas continuamente. A abordagem de controle *PRes* possui menor nível de processamento não necessitando de cálculos trigonométricos e de rede de desacoplamento para regulação das variáveis de corrente do sistema, como ocorrem no controle com referencial síncrono girante dq .

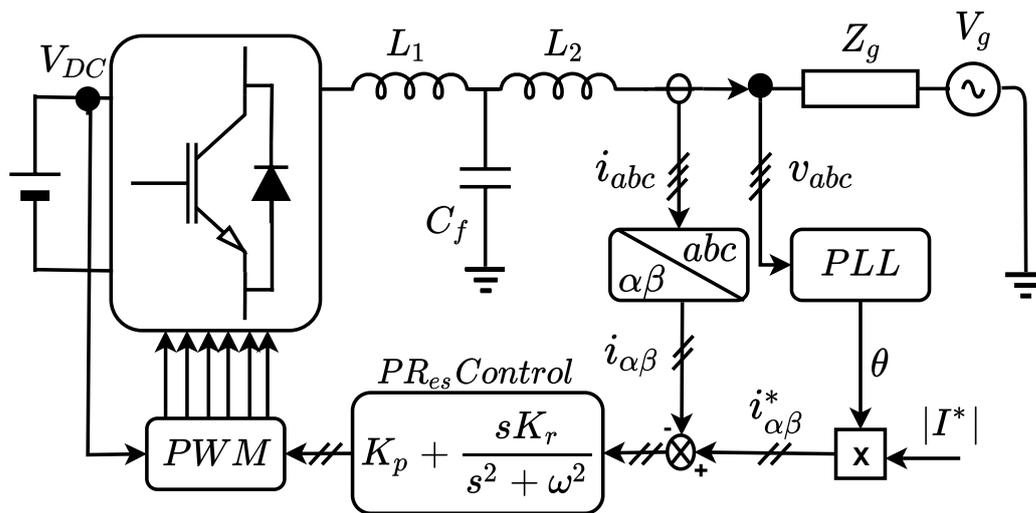


Figura 2.4 Estrutura básica de controle ressonante para um inversor conectado à rede [próprio autor].

A Figura 2.4 mostra um SGD genérico em que o controlador proporcional ressonante (*PRes*) é empregado para realização do controle do sistema. Os parâmetros C_f , L_1 e L_2 representam, respectivamente a capacitância, a indutância de entrada e indutância de saída do filtro LCL empregado para interface entre o inversor e a rede elétrica.

No domínio da frequência a função de transferência para esse regulador na forma ideal é dada por (2.1) [Zhong e Hornik 2013]:

$$G_{PRes}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2}, \quad (2.1)$$

em que K_p e K_r representam, respectivamente, os ganhos proporcional e ressonante do regulador *PRes*. O valor K_p determina a dinâmica do sistema em termos de banda passante e das margens de fase e ganho. A constante K_r pode ser ajustada para deslocar verticalmente a resposta em frequência do ganho, mas não incrementa a largura da banda passante.

Na forma ideal, $G_{PRes}(s)$ apresenta ganho infinito na frequência angular ω sem deslocamento de fase e ganho unitário para outras frequências diferentes da frequência de ressonância [Zmood e Holmes 2003]. Comumente emprega-se o modelo não ideal para evitar problemas de estabilidade tornando o ganho finito em torno da frequência ω , mas suficientemente alto para forçar o erro a ficar reduzido em regime permanente. Assim é possível fazer o controlador menos sensível às variações de frequência, garantido uma resposta do sistema mais rápida [Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg 2007]. Esta estratégia é representada pela função de transferência expressa pela equação (2.2).

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c^2 s + \omega^2}, \quad (2.2)$$

A largura de banda, ω_c é a faixa de frequência em torno da frequência ω , na qual se permite ganho alto, mas finito para o regulador *PRes* real. Com o ajuste de ω_c é possível minimizar a sensibilidade do compensador *PRes* às pequenas variações da frequência ω . Um valor maior para esta constante faz o filtro menos sensível às variações de frequência, tornando a resposta do sistema mais rápida.

Além da compensação na frequência fundamental, é possível fazer a compensação seletiva de harmônicos adicionando paralelamente outros blocos ressonantes nas frequências

presentes no sinal de erro [Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg 2007]. A função de transferência do compensador de harmônicos (CH) é definida por (2.3):

$$G_{ch}(s) = \frac{K_{ih}s}{s^2 + (\omega_h)^2} \quad (2.3)$$

Para um CH não ideal, a função de transferência é expressa pela equação (2.4):

$$G_{ch}(s) = \frac{2K_{ih}\omega_h s}{s^2 + 2\omega_h^2 s + (\omega_h)^2}, \quad (2.4)$$

sendo h , a ordem do harmônico e K_{ih} seu respectivo ganho.

O ganho individual é colocado em valor elevado para reduzir o erro de regime permanente, limitado pela estabilidade do sistema. O CH não afeta a dinâmica do controlador $PRes$ para a componente fundamental, só compensa as frequências que estão próximas à frequência de ressonância selecionadas [Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg 2005, Teodorescu et al. 2006]. A Figura 2.5 apresenta o esquema de blocos para um regulador proporcional ressonante ($PRes$) acrescida de elemento compensador (CH).

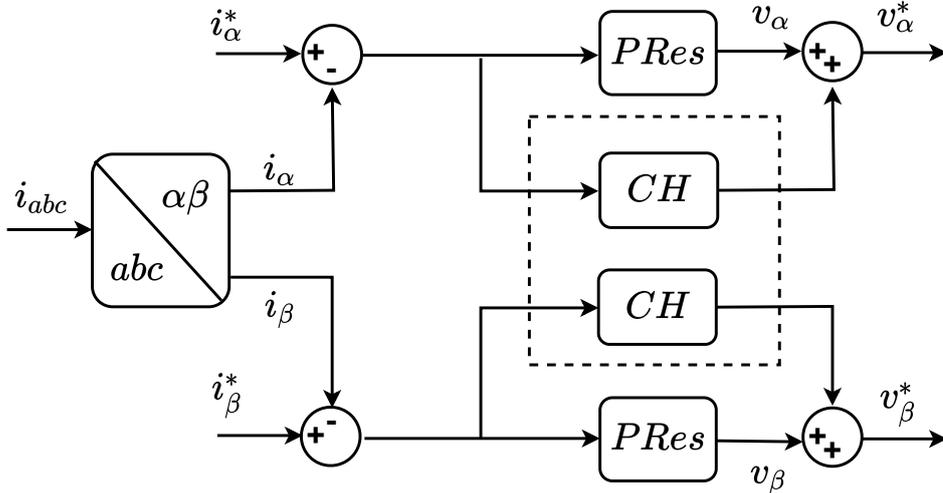


Figura 2.5 Esquema de controle $PRes$ com compensador harmônico em referencial $\alpha\beta$ [próprio autor].

O controle de corrente está diretamente ligado ao controle da potência injetada

pelo SGD. A expressão básica para determinação de potência em referencial estacionário ($\alpha\beta$) é apresentada em (2.5). A partir dessa equação, pode-se extrair as relações desacopladas para as correntes i_α^* e i_β^* conforme equação 2.6 [Zhong e Hornik 2013]. O diagrama da Figura 2.6 explicita esta estratégia para o controle das variações de fluxo de injeção das potências ativa (P) e reativa (Q) pelo SGD. As tensões v_α e v_β apresentadas nesta figura, são extraídas por meio da transformação de Clarke (3.11) sobre as medições trifásicas no PAC.

$$\begin{cases} P = \frac{1}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \\ Q = \frac{1}{2}(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} i_\alpha^* = \frac{2(v_\beta Q + v_\alpha P)}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \\ i_\beta^* = \frac{2(v_\beta P - v_\alpha Q)}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \end{cases} \quad (2.6)$$

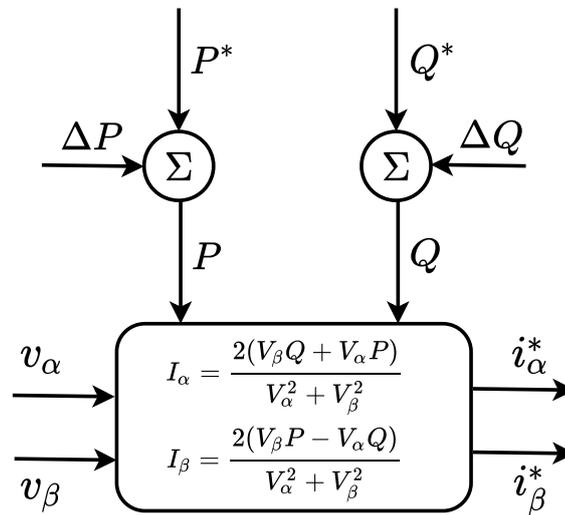


Figura 2.6 Controle de potência PQ baseado em referencial estacionário $\alpha\beta$ [próprio autor].

O controlador ressonante funciona sintonizando as correntes de referência i_α^* e seu ortogonal i_β^* (ambos simplificados pela Figura 2.4 como $i_{\alpha\beta}^*$) à frequência angular da rede elétrica, que pode ser estimada por meio de um PLL.

2.1.4 Filtro LCL, ressonância e influência da impedância de rede na estabilidade

As frequências de comutação observadas nos inversores comerciais baseados em PWM são da ordem de 2kHz a 20kHz, as quais geram componentes harmônicas de alta frequência. Essas harmônicas geradas pela modulação são capazes de produzir danos ou distúrbios de funcionamento em equipamentos conectados à rede [Hill e Kapoor 1998], e por isso são interferências indesejáveis no sinal senoidal na saída do conversor. Associadas à elas são identificados problemas como a degradação do fator de potência, as distorções nas formas de onda de corrente e tensão, o aquecimento de elementos reativos e as irradiações de ondas eletromagnéticas [Luiz e Cardoso Filho 2008].

Para mitigar esses efeitos, utiliza-se filtros de corrente para a conexão do inversor com a rede, permitindo a atenuação das harmônicas de ordem superior, de maneira a atender as normas relativas à qualidade de energia a ser injetada na rede. Diversas topologias de filtros podem ser utilizadas para reduzir os problemas relacionados às harmônicas de corrente na saída dos conversores. Destacam-se nessa função os filtros L e LCL. Essas duas topologias de filtro estão apresentadas na Figura 2.7.

A escolha entre estes filtros para estágio de saída do inversor é baseada principalmente no compromisso entre o nível de distorção harmônica, o custo e o tamanho dos componentes do filtro. Embora apresente maior número de componentes, o filtro LCL é amplamente utilizado em sistemas de geração distribuída baseado em inversor. Quando comparado ao filtro L, o LCL oferece a possibilidade de reduzir os harmônicos causados pela comutação das chaves do inversor com valores de indutância relativamente menores, além da vantagem da atenuação em altas frequências ser significativamente maior. Análises comparativas neste sentido e quanto a menor circulação de energia reativa pelo sistema e melhor resposta dinâmica são apresentadas em [Cha e Vu 2010] e [Sosa et al. 2014] e, que corroboram com superioridade do filtro LCL em relação ao filtro L. Mais detalhes quanto ao desempenho da topologia LCL são discutidos em [Dahono, Purwadi et al. 1995], [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005].

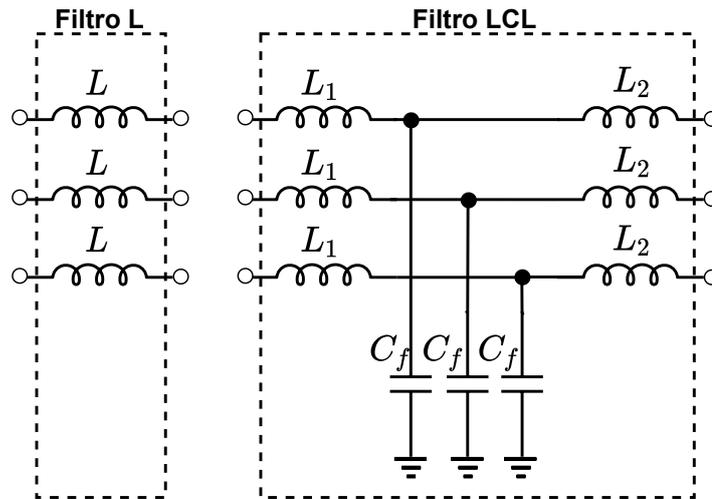


Figura 2.7 Filtros de topologia L e LCL [próprio autor].

Como pontuado em [Li et al. 2015, Xin et al. 2016], apesar de tais vantagens, o filtro LCL possui maior complexidade em seu projeto, com possibilidade de maior número de sensores para o controle em malha fechada, vista a necessidade de amortecimento de indesejável ressonância. De modo geral, o uso de um filtro LCL torna o controle de corrente instável se um amortecimento adequado não for adotado. Isso se deve ao fato de que o filtro LCL introduz dois polos ressonantes no loop de corrente a uma frequência igual à frequência de ressonância [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2007].

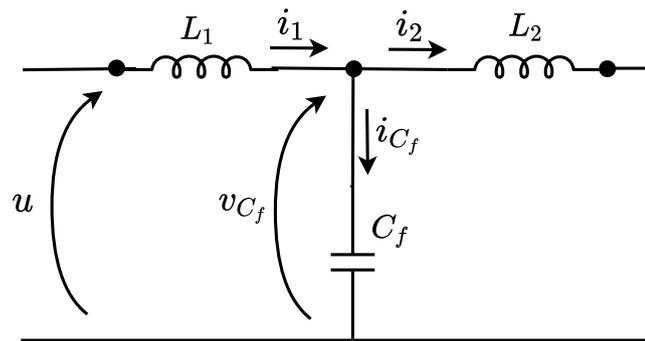


Figura 2.8 Filtro LCL [próprio autor].

Com base na Figura 2.8, esta análise pode ser feita a partir da função de transferência do filtro LCL no domínio da frequência, descrita em (2.7).

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_2(s)}{u(s)} = \frac{1}{s^3(C_f L_1 L_2) + s(L_1 + L_2)}, \quad (2.7)$$

A frequência de ressonância (f_{Res}) do filtro LCL ideal (com resistências desprezíveis) é determinada através do cálculo das raízes do denominador de $G_{LCL}(s)$, conforme equações (2.8) e (2.9). Sua expressão em termos dos parâmetros ideais do filtro está definida em (2.10).

$$s = j\omega = j\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1 L_1 L_2}}, \quad (2.8)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1 L_1 L_2}} [\text{rad/s}] \quad (2.9)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1 L_1 L_2}} [\text{Hz}]. \quad (2.10)$$

Entretanto, é importante destacar que o filtro LCL, como elemento de interface para conexão entre o inversor e a rede elétrica, tem seu comportamento também influenciado pela rede e por isso seu dimensionamento está diretamente ligado aos parâmetros desta. O comportamento variável e incerto quanto a carga e assim da impedância da rede elétrica vista a partir do PAC, traz mudança no valor da frequência de ressonância do sistema inversor-LCL-rede e pode levar o SGD à instabilidade [Liserre, Teodorescu e Blaabjerg 2004]. A análise da rede elétrica pelo seu equivalente de Thévenin, formado por fonte de tensão e a impedância de rede em série com indutância de saída do LCL (conforme sugerido na Figura 2.1) permite avaliar o efeito do incremento de impedância na rede na redução do valor de frequência de ressonância do filtro, uma vez que L_2 se somará L_g . A Figura 2.9 apresenta a resposta em frequência por meio do diagrama de Bode do filtro LCL para uma impedância da rede variável. Em um caso genérico, é considerada uma faixa desde a condição ideal com $L_g = 0\text{mH}$ (em azul, à direita da figura) até 1mH (em amarelo, à esquerda da figura). Desta forma, a frequência de ressonância, f_{res} , será expressa pela equação (2.11):

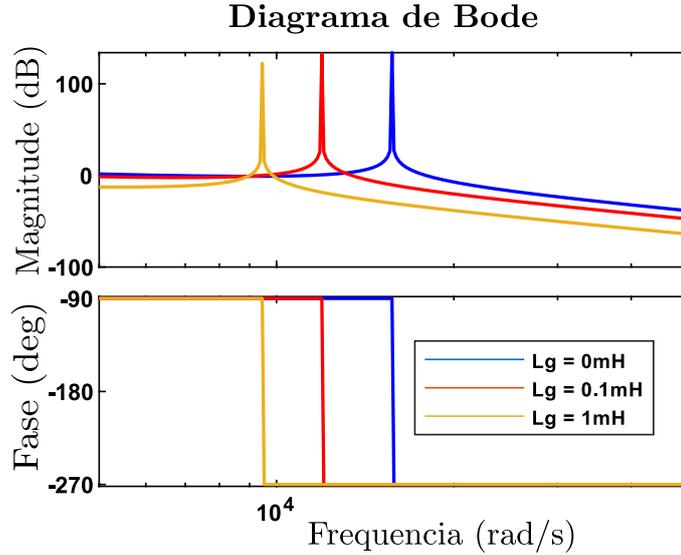


Figura 2.9 Alteração da resposta em frequência do filtro LCL ideal devido a variação da indutância da rede elétrica [próprio autor].

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{C_1 L_1 (L_2 + L_g)}} [Hz]. \quad (2.11)$$

Assim, em um projeto inicial de um filtro LCL, a f_{res} deve estar contida em uma faixa não acarrete instabilidade nas mais baixas ou nas mais altas frequências. Geralmente f_{res} deve estar situada em um valor superior a 10 vezes a frequência nominal dos sistema, $f = \omega/2\pi$, e inferior a metade da frequência de chaveamento do inversor, f_{sw} [Liserre, Dell'Aquila e Blaabjerg 2002].

Ainda como requisito de projeto do LCL e interação do inversor com a rede, deve-se atentar com o valor da frequência de ressonância em relação a frequência crítica (f_{crit}) de controle do inversor, associada à frequência de amostragem utilizada na implementação do PWM. Quando f_{res} (LCL-rede) é menor do que f_{crit} , torna-se necessária uma estratégia de amortecimento para manter o sistema em estabilidade [Parker, McGrath e Holmes 2014]. f_{crit} é definido como uma função da frequência de amostragem, f_s , usada para implementar o PWM, $f_{crit} = f_s/6$. Assim o monitoramento da variação de impedância da rede constitui um importante recurso para o controle de operação dos SGDs. Ressalta-se ainda que a estabilidade do SGDs também é influenciada pela razão X_g/R_g [Adib e Mirafzal 2019]. Por exemplo, dependendo da relação entre a indutância e resistência

de rede, um aumento na indutância do filtro pode inclusive melhorar a estabilidade do sistema em uma rede fraca [Adib et al. 2018].

2.1.5 Amortecimento da ressonância do filtro LCL

Para atenuar os efeitos da ressonância do filtro LCL em aplicações de SGDs, variadas técnicas de amortecimento são apresentadas na literatura. Discussões detalhadas quanto aos principais métodos são apresentadas em trabalhos de revisão geral propostos em [Gomes, Cupertino e Pereira 2018] e [Wu et al. 2017].

De forma básica, as técnicas de amortecimento podem ser subdivididas entre estratégias passivas e ativas. As técnicas de amortecimento passivo consistem na adição de elementos passivos no filtro, a fim de atenuar a ressonância do mesmo. A metodologia mais simples nesta abordagem consiste na conexão de um resistor em série com o capacitor do filtro LCL, como apresentado na Fig. 2.10.

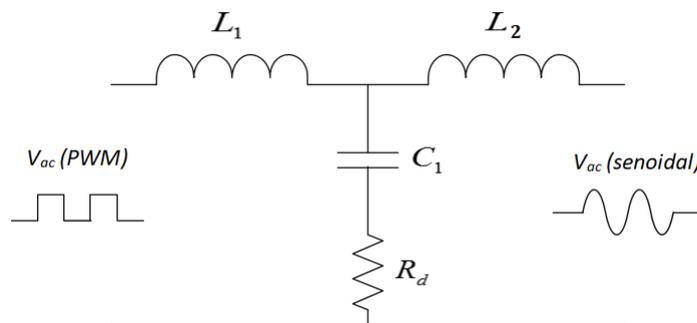


Figura 2.10 Amortecimento Passivo - LCL [próprio autor].

As técnicas de amortecimento ativo consistem essencialmente em amortecer o par de polos complexos – que ocasionam a ressonância – por meio do controle digital. Dentre as técnicas tradicionais propostas estão: a técnica por realimentação da corrente do capacitor (CCF) [Dannehl et al. 2010, Wang et al. 2014], realimentação da tensão do capacitor [Liserre, Dell’Aquila e Blaabjerg 2002] e o uso do filtro notch [Peña-Alzola et al. 2014].

Dada a efetividade e simplicidade, neste trabalho investiga-se o aprimoramento

da técnica CCF. Esta estratégia de amortecimento também é conhecida por método do resistor virtual, pois resulta em amortecimento semelhante ao amortecimento passivo. Esta estratégia inclui uma realimentação da corrente do capacitor no controle de corrente, proporcionando um amortecimento adicional no circuito de malha fechada.

2.2 ESTIMATIVA DE IMPEDÂNCIA DA REDE

Conforme ilustrado na Figura 2.11, a impedância da rede elétrica para um SGD pode ser interpretada como a impedância de Thevenin vista a partir do PAC pelo inversor (mais especificamente após o filtro). Assim, a estimativa de impedância se caracteriza pela determinação dos parâmetros de resistência, R_g , e de indutância, L_g .

Como detalhado em [Liserre, Teodorescu e Blaabjerg 2006], [Mohamed 2011], o valor da impedância da rede pode ser usado nos SGDs para detecção de condições de ilhamento e para melhorar o sistema de controle, garantindo maior estabilidade e confiabilidade ao sistema. Dessa forma métodos de estimativa de impedância constituem importantes recursos para a operação e ajuste destes sistemas.

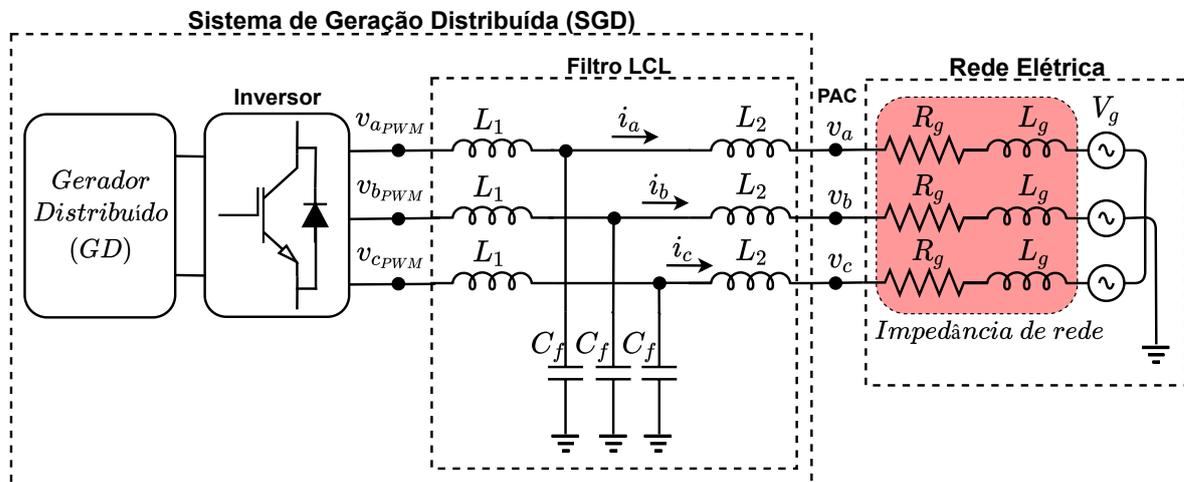


Figura 2.11 Impedância da rede vista pelo SGD a partir do PAC [próprio autor].

Os métodos de estimativa da impedância da rede são classificados como não invasivos e invasivos. A primeira abordagem é baseada em medições de tensão e corrente, as quais naturalmente, podem variar sempre que a rede experimente qualquer alteração.

No entanto, na maioria dos casos, as variações podem não ocorrer no intervalo e na taxa de repetição necessária para se estimar adequadamente a impedância de rede [Pedersen, Nielsen e Poulsen 2003]. De forma oposta, a abordagem invasiva é caracterizada por introduzir perturbações controladas na rede, promovendo características predeterminadas, em termos de repetibilidade e magnitude, que permitem uma maior acurácia para a estimação da impedância da rede nas diferentes condições do sistema. Por esse contexto, observa-se predominância desta abordagem para os SGD, uma vez que a partir do inversor é possível controlar a injeção de potência ativa ou reativa, tensões ou correntes de frequências não características.

Entre métodos ativos, pode-se pontuar a técnica de [Rhode, Kelley e Baran 1997], na qual é utilizado um analisador de rede para determinar as correntes de frequência não características em um sistema de tensão, com o intuito de caracterizar a impedância de rede em frequências que variam de 20 Hz a 24 kHz.

Destaca-se semelhança em [Timbus et al. 2004], onde o cálculo da impedância é realizado por meio da relação entre a perturbação harmônica da tensão injetada e a corrente medida na saída do inversor. Em [Fasshauer e Viotto 2005], utilizam-se duas frequências de injeção equidistantes (40 Hz e 60 Hz para uma rede de 50 Hz) e através de extrapolação linear se obtém a impedância da rede nessas frequências e depois se interpola para 50 Hz. Outro método que usa apenas uma frequência (75 Hz) é relatado em [Asiminoaei et al. 2005].

Outro trabalho interessante é relatado por [Bertling e Soter 2006], em que o compensador harmônico de tensão é usado para estimar indiretamente a impedância da rede. Basicamente, encontra-se a amplitude de tensão necessária para compensar um harmônico específico e, conseqüentemente, estima-se a impedância da rede para essa frequência.

No trabalho de [Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg 2007], o método proposto baseia-se nas produções de perturbações periódicas de um ou dois sinais harmônicos de tensão na saída do inversor de potência. A injeção com apenas uma harmônica usa um sinal de 500 Hz e a injeção de dupla harmônica usa sinais de 500 Hz e 600 Hz. O valor da impedância da rede é estimado utilizando dois algoritmos diferentes de processamento de sinal. A Transformada Discreta de Fourier (DFT) é utilizada no método de injeção com uma única harmônica e uma técnica baseado em estatística é aplicada para o método com dupla injeção harmônica.

Outro método apresentado em [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2007] utiliza a ressonância para determinar os parâmetros de impedância de rede com base na relação entre a frequência de ressonância do sistema e os parâmetros da impedância de rede e do filtro LCL. Apesar de apresentar acurácia na estimativa, o método possui como inconveniente a necessidade de gerar condições de ressonância do filtro LCL por meio de ajuste dos parâmetros de controle, podendo levar condição agressiva para redes fracas e provocar o desligamento do próprio SGD pelo sistema de proteção.

Outra estratégia interessante para monitorar a impedância de rede com base em estimação fasorial é apresentada em [Cobreces et al. 2009]. Nesta proposta, as medidas de tensão realizadas no ponto de acoplamento são analisadas pelo algoritmo recursivo de mínimos quadrados. Abordagens semelhantes foram sugeridas em [Yang et al. 2010] e [Yang et al. 2011], para estimar a impedância da rede com os mínimos quadrados ponderados e um fator de esquecimento nas medições das tensões e correntes de linha.

Um método baseado na variação das potências ativa e reativa injetadas por um inversor controlado é apresentado em [Cho et al. 2014]. Utilizando este método é possível analisar separadamente a tensão e a corrente nos eixos síncronos dq , permitindo determinar os valores de resistência (R_g) e indutância da rede (L_g) através da variação intercalada das correntes de referência (i_d^* e i_q^*) impostas ao sistema de controle do inversor. O método apresenta acurácia para estimar a impedância da rede em condições de tensão equilibrada não distorcidas no PAC. No entanto, isso pode ser afetado por redes elétricas contaminadas com harmônicas e com significativo desequilíbrio.

De forma a garantir maior acurácia em relação ao método apresentado em [Cho et al. 2014] em cenários mais agressivos para operação do SGD como desequilíbrio e ocorrência de ressonância do sistema inversor-filtro LCL-rede elétrica devido a variação significativa de impedância da rede, propõe-se neste trabalho um nova técnica de estimação de impedância de rede. Esta técnica baseia-se na variação de injeção de potência pelo inversor e cálculo dos parâmetros de impedância partir da análise numérica sobre as alterações dos fasores de sequência positiva extraídos das medições de tensões e correntes do sistema no PAC. Este método também busca contornar a desvantagem do método apresentado em [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2007], quanto a necessidade de impor ao sistema, ainda que momentaneamente, a condição de ressonância para realizar o cálculo desta impedância, evitando assim o impacto na qualidade de energia e possível falha da proteção. O método numérico inspirou-se na proposta apresentada por [Arefifar e Xu

2009] combinada com a proposta de variação controlada de potência no PAC por meio do controle de corrente do inversor conectado á rede. Como aplicação prática, propõe-se ainda neste trabalho a inclusão do método proposto na estratégia de controle de corrente de um SGD através do emprego de controlador ressonante com retroalimentação da corrente do capacitor com ganho ajustável por meio de uma resistência virtual baseada em estimação de impedância de rede. Esta abordagem permite a partir do cálculo de impedância de rede, a adaptabilidade de controle do inversor para garantia estabilidade do sistema inversor-LCL-rede.

Expandindo a comparação com outros métodos invasivos, como a excitação por ressonância [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2007], ou excitações harmônicas ou inter-harmônicas de corrente [Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg 2007], [Asiminoaei et al. 2005], o método aqui proposto não impacta significativamente as tensões e correntes no PAC. Além disso, diferentemente desses métodos citados, a técnica proposta para estimar a impedância baseia-se em distúrbios impostos na frequência fundamental que preservam as THDs de tensões e correntes. Para essas estratégias, a acurácia da estimativa da impedância da rede está diretamente relacionada ao aumento da amplitude do distúrbio introduzido conforme destacado em [Alves et al. 2021]. Um aumento significativo na THD de corrente no PAC pode causar instabilidades no controle do inversor, que são potencializadas pela variação da impedância da rede [Samavati e Mohammadi 2020]. Além disso, o método proposto não requer que as variações sobre a potência ativa e reativa sejam realizadas de forma descasada. Ou seja, o método não requer nenhuma manipulação na etapa invasiva para desacoplamento das variáveis dq . Isso reduz o período de tempo para estimar a impedância. Além disso, em relação às estratégias baseadas em referencial dq , a acurácia da estimativa também é melhorada para condições de desequilíbrio de rede, uma vez que tensões e correntes síncronas dq são contaminadas com interferência de segunda ordem de baixa frequência [Cho et al. 2014], [Reyes et al. 2012].

MÉTODO PROPOSTO

Neste capítulo, apresenta-se o arcabouço teórico para realização da técnica de estimação de impedância proposta. Assim, detalham-se o procedimento de injeção de potência ativa e reativa, o método de análise numérica de Newton-Raphson para cálculo da impedância de rede, e as estratégias auxiliares de extração de sequência positiva e estimação fasorial utilizadas no aprimoramento do método.

3.1 ESTIMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA BASEADO EM VARIAÇÃO PQ E ANÁLISE NUMÉRICA

A Figura 3.1 apresenta um sistema simplificado de geração distribuída trifásica. Neste, v_a, v_b, v_c representam as tensões e i_a, i_b, i_c , as correntes, por fase, no ponto de acoplamento comum (PAC). A rede principal está representada pelas fontes de tensão por fase $v_{g_a}, v_{g_b}, v_{g_c}$ e as linhas (e equipamentos) de distribuição destas até o PAC, resumidas pelas resistências R_g e indutâncias L_g em serie para cada fase.

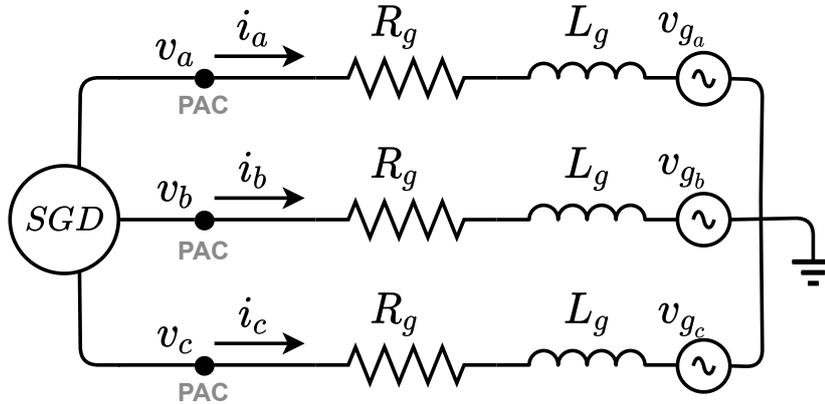


Figura 3.1 Diagrama simplificado de um SGD trifásico [próprio autor].

Um diagrama unifilar para este SGD genérico em termos fasoriais é representado no esquema mostrado na Figura 3.2. Neste diagrama, a resistência e indutância da rede são representadas respectivamente por R_g e L_g . Comumente nas análises de sistemas de eletrônica de potência, a representação de uma rede de distribuição de baixa tensão é realizada através do equivalente de Thevenin com modelo RL para impedância de rede [Mohammed, Kerekes e Ciobotaru 2021]. $V_k \angle 0$ representa o fasor da tensão no PAC, $V_{gk} \angle \delta_k$, o fasor da tensão da rede, e $I_k \angle \varphi_k$, a corrente injetada pelo inversor. A fase φ_k representa a diferença angular entre os fasores de tensão e corrente no PAC. Ainda nesta figura, ωL_g expressa a reatância da rede, X_g , sendo ω a frequência angular nominal da rede. A impedância da rede é definida como $Z_g = R_g + jX_g$. O subscrito k está relacionado a diferentes níveis de potência nos quais a rede elétrica pode operar. Esses níveis devem ser impostos pelo controle conforme a estratégia do método proposto.

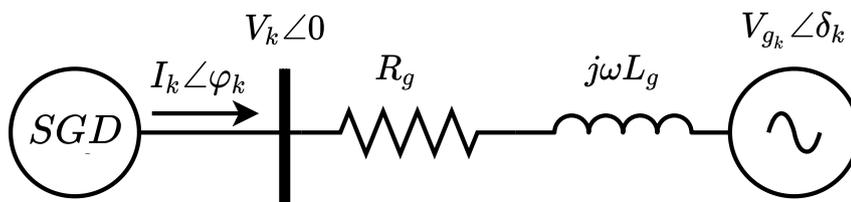


Figura 3.2 Diagrama unifilar fasorial para SGD Genérico [próprio autor].

A partir do diagrama da Figura 3.2, é possível extrair a equação que relaciona essas variáveis do sistema, como:

$$V_{g_k} \angle \delta_k = V_k - (R_g + jX_g)I_k \angle \varphi_k \quad (3.1)$$

Observa-se na expressão (3.1), a presença de sete variáveis. Três são conhecidas a partir de estimação fasorial extraída sobre as medições no PAC: V_k , I_k e φ_k . As demais variáveis, desconhecidas, podem ser determinadas por meio de novos pontos de operação, ou seja, através de novas equações.

Para este propósito, considerando três pontos de operação do sistema a partir de (3.1), pode-se escrever o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} V_{g_1} \angle \delta_1 = V_1 - (R_g + jX_g)I_1 \angle \varphi_1 \\ V_{g_2} \angle \delta_2 = V_2 - (R_g + jX_g)I_2 \angle \varphi_2 \\ V_{g_3} \angle \delta_3 = V_3 - (R_g + jX_g)I_3 \angle \varphi_3 \end{cases} \quad (3.2)$$

Expandindo (3.2) em termos reais e imaginários (respectivamente, expressos com subscritos x e y), resulta em:

$$\begin{cases} V_{g_{1x}} = V_1 - R_g I_{1x} + X_g I_{1y} \\ V_{g_{1y}} = R_g I_{1y} - X_g I_{1x} \\ V_{g_{2x}} = V_2 - R_g I_{2x} + X_g I_{2y} \\ V_{g_{2y}} = R_g I_{2y} - X_g I_{2x} \\ V_{g_{3x}} = V_3 - R_g I_{3x} + X_g I_{3y} \\ V_{g_{3y}} = R_g I_{3y} - X_g I_{3x} \end{cases} \quad (3.3)$$

Considerando:

$$\begin{cases} V_{g_{kx}} = V_{g_k} \cos(\delta_k) \\ V_{g_{ky}} = V_{g_k} \sin(\delta_k) \\ I_{kx} = I_k \cos(\varphi_k) \\ I_{ky} = I_k \sin(\varphi_k) \end{cases} \quad (3.4)$$

Com a expansão em (3.3), esse sistema ainda possui seis equações independentes definidas e oito variáveis a serem determinadas: $V_{g_{1x}}, V_{g_{1y}}, V_{g_{2x}}, V_{g_{2y}}, V_{g_{3x}}, V_{g_{3y}}, R_g$ e X_g . No entanto, é razoável supor que durante o período de medição da impedância, as magnitudes dos fasores das tensões da rede equivalentes de Thevenin de uma fase (V_{g_1}, V_{g_2} e V_{g_3}), em três diferentes níveis de potência do inversor, permanecem as mesmas. Ou seja, o seguinte é válido:

$$V_{g_1} = V_{g_2} = V_{g_3}, \quad (3.5)$$

o que leva as equações:

$$\begin{cases} V_{g_{1x}}^2 + V_{g_{1y}}^2 = V_{g_{2x}}^2 + V_{g_{2y}}^2 \\ V_{g_{2x}}^2 + V_{g_{2y}}^2 = V_{g_{3x}}^2 + V_{g_{3y}}^2. \end{cases} \quad (3.6)$$

Então, com oito equações independentes, o sistema é determinado de forma única.

Neste trabalho, esses três diferentes pontos de operação são alcançados com três etapas operacionais impostas ao sistema pelo controle do inversor através de mudanças incrementais na potência injetada ativa (P) e reativa (Q). Como ilustrado na Figura 3.3, três níveis para as amplitudes das correntes (I_1, I_2, I_3), amplitudes das tensões (V_1, V_2, V_3), e diferenças de fase ($\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$) são obtidos com as mudanças impostas nos níveis de potências injetados pelo inversor entre os instantes t_0 e t_3 . Assim, é possível montar as equações em (3.3) e resolver o sistema de (3.2) pelo algoritmo de Newton-Raphson (3.7). Esta abordagem é semelhante à proposta em [Arefifar e Xu 2009] e [Santos e Barbosa 2004] que se basearam em variações naturais para a estimativa da impedância da rede.

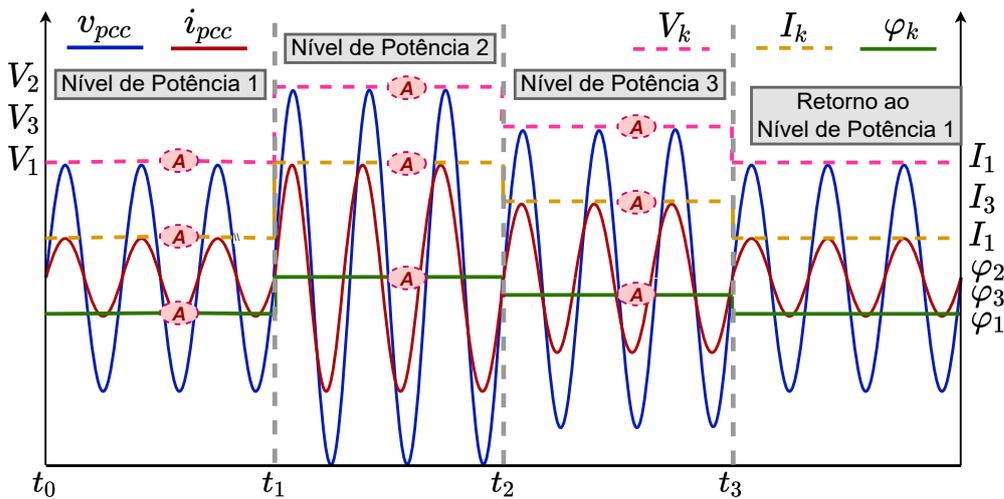


Figura 3.3 Ilustração das variações PQ no método de estimação proposto [próprio autor].

$$X^{(m+1)} = X^{(m)} - [J^{(m)}]^{-1} \cdot G(X^{(m)}), \quad (3.7)$$

onde X , apresentada pela sua transposta em (3.8), representa a matriz de variáveis desconhecidas a serem determinadas, sendo R_g e X_g , dentre elas, os elementos alvos do método. Em (3.7), m é o número de iterações para a solução numérica do sistema.

$$X^T = [V_{g_{1x}} \ V_{g_{1y}} \ V_{g_{2x}} \ V_{g_{2y}} \ V_{g_{3x}} \ V_{g_{3y}} \ R_g \ X_g] \quad (3.8)$$

$G(x)$, definido em (3.9), é o sistema de equações em forma de matriz a ser resolvido. Os elementos dessa matriz ($g_1, g_2, g_3, g_4, g_5, g_6, g_7, g_8$) são equações implícitas apresentadas em (3.3) e (3.6).

$$G(X) = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \\ g_7 \\ g_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 - R_g I_{1x} + X_g I_{1y} - V_{g_{1x}} \\ R_g I_{1y} - X_g I_{1x} - V_{g_{1y}} \\ V_2 - R_g I_{2x} + X_g I_{2y} - V_{g_{2x}} \\ R_g I_{2y} - X_g I_{2x} - V_{g_{2y}} \\ V_3 - R_g I_{3x} + X_g I_{3y} - V_{g_{3x}} \\ R_g I_{3y} - X_g I_{3x} - V_{g_{3y}} \\ V_{g_{1x}}^2 + V_{g_{1y}}^2 - V_{g_{2x}}^2 - V_{g_{2y}}^2 \\ V_{g_{2x}}^2 + V_{g_{2y}}^2 - V_{g_{3x}}^2 - V_{g_{3y}}^2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_1}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_1}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_1}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_1}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_1}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_1}{\partial R_g} & \frac{\partial g_1}{\partial X_g} \\ \frac{\partial g_2}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_2}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_2}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_2}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_2}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_2}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_2}{\partial R_g} & \frac{\partial g_2}{\partial X_g} \\ \frac{\partial g_3}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_3}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_3}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_3}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_3}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_3}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_3}{\partial R_g} & \frac{\partial g_3}{\partial X_g} \\ \frac{\partial g_4}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_4}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_4}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_4}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_4}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_4}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_4}{\partial R_g} & \frac{\partial g_4}{\partial X_g} \\ \frac{\partial g_5}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_5}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_5}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_5}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_5}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_5}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_5}{\partial R_g} & \frac{\partial g_5}{\partial X_g} \\ \frac{\partial g_6}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_6}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_6}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_6}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_6}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_6}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_6}{\partial R_g} & \frac{\partial g_6}{\partial X_g} \\ \frac{\partial g_7}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_7}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_7}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_7}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_7}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_7}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_7}{\partial R_g} & \frac{\partial g_7}{\partial X_g} \\ \frac{\partial g_8}{\partial V_{g_{1x}}} & \frac{\partial g_8}{\partial V_{g_{1y}}} & \frac{\partial g_8}{\partial V_{g_{2x}}} & \frac{\partial g_8}{\partial V_{g_{2y}}} & \frac{\partial g_8}{\partial V_{g_{3x}}} & \frac{\partial g_8}{\partial V_{g_{3y}}} & \frac{\partial g_8}{\partial R_g} & \frac{\partial g_8}{\partial X_g} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

J , expressa em (3.10), representa a matriz Jacobiana. É importante notar que a matriz J tem diagonal predominante unitária e é composta principalmente de elementos nulos. Esta característica reduz o número de operações para o cálculo em cada iteração. A fim de reduzir o esforço computacional, a abordagem de Decomposição Inferior-Superior (*LU Decomposition*) foi adotada, superando assim as dificuldades com a inversão e recursão da matriz envolvida no cálculo dos determinantes. Neste método, 15 iterações são usadas para solução analítica.

O desempenho do método está diretamente associado à qualidade da estimativa fasorial feita a partir das medições no PAC. De forma a aumentar a acurácia do método, duas estratégias auxiliares foram utilizadas. Primeiramente, aplica-se um estimador para extrair a sequência positiva das tensões e correntes trifásicas medidas no PAC. Assim, a influência dos harmônicos apresentados na rede e herdados do inversor é mitigada com os valores filtrados V_p , I_p e φ_p , respectivamente os termos de sequência positiva para amplitude de tensão, amplitude de corrente e diferença de fase. Esta proposta é discutida na seção seguinte com mais detalhes. O segundo procedimento é calcular a média de cada um desses valores extraídos das regiões indicadas pela letra A na Figura 3.3. A seleção das estimativas fasoriais para essas regiões evitam o impacto de transientes impostos pela mudança no nível de potência.

Levando em consideração os valores dos fasores das tensões e correntes obtidos pelo estimador de sequência positiva a partir das medições no PAC nos três níveis distintos de potência injetada pelo inversor (sendo dois níveis referentes a etapa invasiva do método), a estimativa de impedância proposta neste trabalho é realizada pelo seguinte procedimento: Em primeiro momento, calcula-se os valores médios das amplitudes e diferenças de fase das correntes e tensões. Essas médias são calculadas especificamente nas regiões A que contém cem estimativas para valores de V_p , I_p e φ_p em cada nível de potência. Em seguida, formam-se as equações implícitas (3.9). Então (3.9) é resolvida pelo método de Newton-Raphson. O extrator de sequência positiva empregado neste trabalho é discutido em [Fernandes, Naidu e Coura 2009]. Para maior ganho em velocidade e acurácia da estimativa contra distorções harmônicas, um filtro de Fourier de meio ciclo (FMC) foi incorporado ao algoritmo. Esta estratégia se mostra mais vantajosa sobre a alternativa de ciclo completo, conforme indicado em [GOMES 2016].

3.2 ESTRATÉGIA PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS

Nesta seção é apresentado o desenvolvimento matemático referente ao extrator de sequência positiva empregado e o algoritmo de Fourier de meio ciclo (FMC), implementado junto ao extrator. Estas estratégias permitem maior acurácia na estimativa de amplitude e fase de sequência positiva do sinal processado, ao rejeitar harmônicas e desequilíbrios da rede.

O algoritmo baseado na FMC foi selecionado dado sua maior velocidade de convergência em comparação ao filtro de Fourier de ciclo completo e sua intrínseca capacidade de rejeições à harmônicas ímpares, mais comuns na rede elétrica de distribuição. Essa seleção se deu a partir da análise em ambiente Matlab/Simulink previamente realizados em [GOMES 2016].

3.2.1 Método de extração de sequência positiva

A técnica de estimativa dos componentes de sequência utilizada neste trabalho opera sobre as tensões v_α e v_β e correntes i_α e i_β , extraídas dos valores instantâneos, no PAC, das tensões de fases (v_a, v_b e v_c) e das correntes (i_a, i_b e i_c), mediante a transformada de Clarke. Essa transformação permite converter o sistema trifásico em sistema de dois vetores ortogonais e estacionários ($\alpha\beta$). Por simplificação, este procedimento será explicitado apenas para tensão, conforme (3.11):

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

As tensões trifásicas v_a, v_b e v_c podem ser representadas no plano α e β por um vetor síncrono \vec{v}_s , com velocidade angular ω , conforme exibido na Figura 3.4. Assim, ω e $|\vec{v}_s|$ são constantes positivas e \vec{v}_s gira no sentido anti-horário. Em caso de desequilíbrio na rede elétrica, o vetor \vec{v}_s , pode ser definido por uma soma de dois vetores: um de sequência positiva, \vec{v}_p , girando no sentido anti-horário com velocidade ω e outro de sequência ne-

gativa, \vec{v}_n que gira no sentido horário com velocidade angular $-\omega$ [Fernandes, Naidu e Coura Jr 2009]. Cada um desses vetores tem magnitudes constantes V_p e V_n . As posições angulares são dadas por $\theta_p = \omega t + \phi_p$, para a sequência positiva, e $\theta_n = -\omega t + \phi_n$, para a sequência negativa. Deste modo, a extração de sequência, aqui empregada, consiste na decomposição do vetor síncrono em suas componentes síncronas positivas e negativas. A sequência zero somente estará presente em um sistema trifásico desequilibrado a 4 fios. Nesta trabalho adota-se as análise para sistemas a três fios.

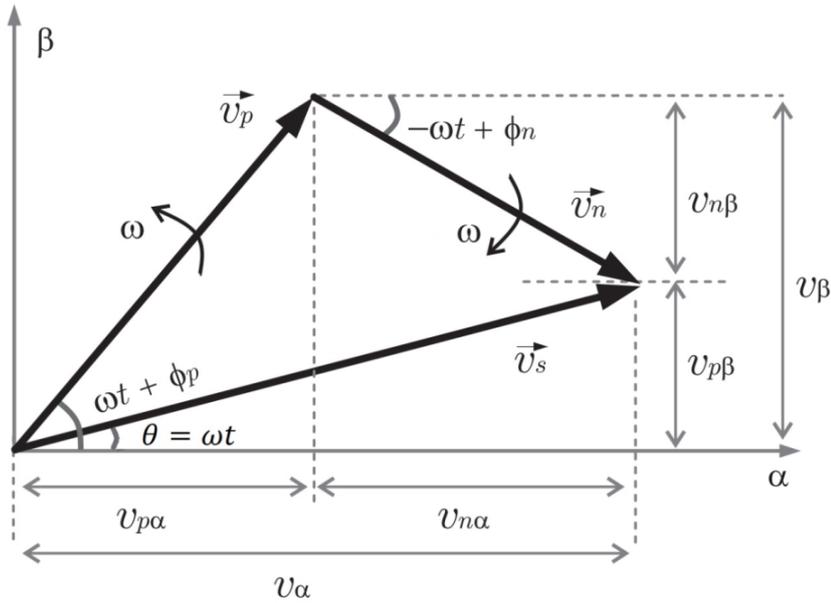


Figura 3.4 Decomposição do vetor síncrono no plano $\alpha\beta$ [[Silva et al. 2015]].

Examinando a Figura 3.4, é possível escrever as tensões v_α e v_β por meio das expressões (3.12) e (3.13):

$$v_\alpha = v_{p\alpha} + v_{n\alpha} \quad (3.12)$$

$$v_\beta = v_{p\beta} + v_{n\beta} \quad (3.13)$$

As equações (3.12) e (3.13) podem ser reescritas por:

$$v_\alpha = v_p \cos(\theta + \phi_p) + v_n \cos(\theta + \phi_n), \quad (3.14)$$

$$v_\beta = v_p \sin(\theta + \phi_p) - v_n \sin(\theta + \phi_n) \quad (3.15)$$

Nas equações (3.16) e (3.17), adota-se expansão dos senos e cossenos sobre as equações (3.14) e (3.15), com intuito de contornar o problema de não-linearidade das contribuições angulares:

$$v_\alpha = (v_{p\alpha 0} + v_{n\alpha 0})\cos(\omega t) + (-v_{p\beta 0} + v_{n\beta 0})\sen(\omega t), \quad (3.16)$$

$$v_\beta = (v_{p\beta 0} - v_{n\beta 0})\cos(\omega t) + (v_{p\alpha 0} - v_{n\alpha 0})\sen(\omega t), \quad (3.17)$$

em que $v_{p\alpha 0} = v_p \cos \phi_p$, $v_{p\beta 0} = v_p \sen \phi_p$, $v_{n\alpha 0} = v_n \cos \phi_n$ e $v_{n\beta 0} = v_n \sen \phi_n$. De forma mais compacta, estas equações podem ser reescritas como:

$$v_\alpha = X_1^c \cos(\omega t) + X_1^s \sen(\omega t), \quad (3.18)$$

$$v_\beta = Y_1^c \cos(\omega t) + Y_1^s \sen(\omega t), \quad (3.19)$$

considerando que:

$$\left\{ \begin{array}{l} X_1^c = v_p \cos \phi_p + v_n \cos \phi_n = v_{p\alpha 0} + v_{n\alpha 0} \\ X_1^s = -v_p \sen \phi_p + v_n \sen \phi_n = -v_{p\beta 0} + v_{n\beta 0} \\ Y_1^c = v_p \sen \phi_p - v_n \sen \phi_n = v_{p\beta 0} - v_{n\beta 0} \\ Y_1^s = v_p \cos \phi_p - v_n \cos \phi_n = v_{p\alpha 0} - v_{n\alpha 0} \end{array} \right. \quad (3.20)$$

Esta estratégia permite utilizar um algoritmo da estimativa fasorial linear, uma vez que as equações (3.18) e (3.19) tornam os parâmetros X_1^c , X_1^s , Y_1^c e Y_1^s lineares em relação a v_α e v_β . As equações (3.20) podem então ser reorganizadas nas relações em (3.21):

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{p\alpha 0} = v_p \cos \phi_p = \frac{1}{2}(X_1^c + Y_1^s) \\ v_{p\beta 0} = v_p \sen \phi_p = \frac{1}{2}(Y_1^c - X_1^s) \\ v_{n\alpha 0} = v_n \cos \phi_n = \frac{1}{2}(X_1^c - Y_1^s) \\ v_{n\beta 0} = v_n \sen \phi_n = -\frac{1}{2}(Y_1^c + X_1^s) \end{array} \right. \quad (3.21)$$

As magnitudes das componentes de seqüências positiva e negativa podem assim ser determinadas por:

$$v_p = \sqrt{v_{p\alpha 0}^2 + v_{p\beta 0}^2}, \quad (3.22)$$

$$v_n = \sqrt{v_{n\alpha 0}^2 + v_{n\beta 0}^2}, \quad (3.23)$$

e as fases iniciais por:

$$\phi_p = \arccos\left(\frac{v_{p\alpha 0}}{v_p}\right), \quad (3.24)$$

$$\phi_n = \arcsen\left(\frac{v_{n\beta 0}}{v_n}\right). \quad (3.25)$$

Este método está esquematizado pela Figura 3.5. Salienta-se que objetivo específico do extrator é estimar a amplitude e fase da componente de seqüência positiva da tensão de rede, respectivamente V_p e ϕ_p . Nota-se que $\theta_p = \theta + \phi_p$. Destaca-se ainda que todo o processo de extração das componentes é dependente do algoritmo de estimação fasorial adotado. Logo o torna responsável direto pela rejeição de desequilíbrios e de harmônicos, uma vez que este método não dispõe de estruturas dinâmicas durante este processo. Assim a extração de seqüência deve fornecer ao estimador de impedância um fasor de tensão (e corrente) na frequência fundamental, possibilitando maior acurácia do método mesmo em condições de desequilíbrio ou distorção harmônica.

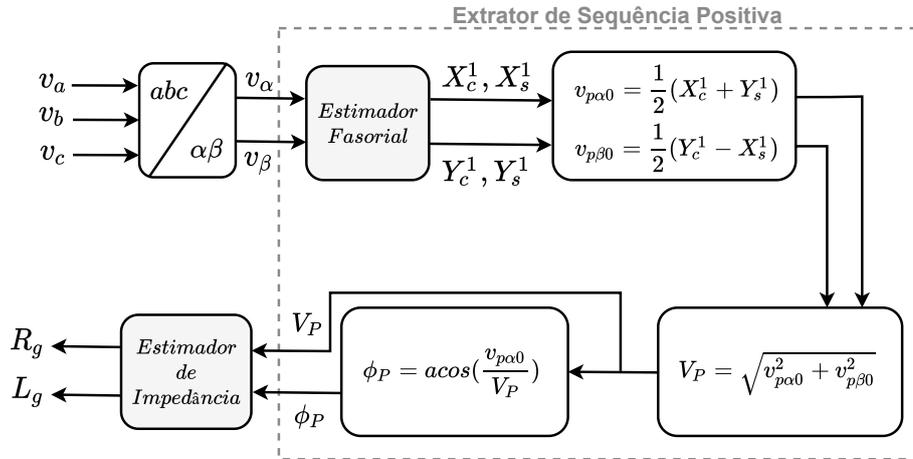


Figura 3.5 Extração de seqüência positiva baseada em estimação fasorial [próprio autor].

3.2.2 Filtro de Fourier de Meio Ciclo

Com o intuito de reduzir o esforço computacional do método baseado em Fourier de ciclo completo (FCC) e desta forma torná-lo mais rápido, o algoritmo de Fourier de meio ciclo (FMC) utiliza amostras relativas ao meio ciclo fundamental do sinal sob análise [Gu e Yu 2000]. Então, os coeficientes de expansão da série de Fourier podem ser expressos por:

$$a_0 = \frac{1}{T/2} \int_{t_0}^{t_0+T/2} v(t) dt, \quad (3.26)$$

$$a_n = \frac{2}{T/2} \int_{t_0}^{t_0+T/2} v(t) \cos(n\omega_0 t) dt, \quad n = 1, 2, \dots, \infty, \quad (3.27)$$

$$b_n = \frac{2}{T/2} \int_{t_0}^{t_0+T/2} v(t) \sin(n\omega_0 t) dt, \quad n = 1, 2, \dots, \infty. \quad (3.28)$$

Utilizando-se abordagem semelhante ao Fourier de ciclo completo, as partes real e imaginária do fasor do sinal analisado são calculadas por:

$$V_{Re}(k) = \frac{4}{N} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} v[k-n] \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right), \quad (3.29)$$

$$V_{Im}(k) = \frac{4}{N} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} v[k-n] \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right). \quad (3.30)$$

A amplitude e o ângulo de fase podem ser obtidos através da substituição dos componentes real e imaginário de (3.31) e (3.32). A desvantagem deste algoritmo é sua menor robustez frente às interferências CC e harmônicos pares [Wu, Lu e Ji 2009].

$$V = \sqrt{(V_{Re}(k))^2 + (V_{Im}(k))^2} \quad (3.31)$$

$$\phi[k] = \arctan\left(\frac{V_{Im}(k)}{V_{Re}(k)}\right) \quad (3.32)$$

APLICAÇÃO: APRIMORAMENTO DE TÉCNICA DE CONTROLE

Neste capítulo, descreve-se a estratégia de aprimoramento do sistema de controle com resintonização para suporte de estabilidade do SGD. Este procedimento é realizado a partir do ajuste de amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL com base no cálculo de impedância da rede realizado pelo método proposto. Como ganho adicional ao projeto se discute ainda neste capítulo a factibilidade de pré-deteção de uma condição de ilha-mento mediante a estimação da variação de impedância. Um resumo quanto a estratégia global de aplicação do método proposto é então apresentado no seção final deste capítulo.

4.1 AMORTECIMENTO ATIVO ATRAVÉS DE R_v E ESTABILIDADE

Na literatura, existem muitos métodos para adaptar o controle do SGD, reduzir a degradação da qualidade de energia e os problemas de estabilidade de inversores conectados à rede através de filtro LCL. O trabalho desenvolvido por [Gomes, Cupertino e Pereira 2018] apresenta um resumo com técnicas de controle adaptativo para tais fins. A realimentação de corrente do capacitor (CCF) é uma das estratégias adotadas em SGDs [Twining e Holmes 2003, Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005, He et al. 2021]. Esta estratégia inclui um feedback da corrente do capacitor no controle de corrente, fornecendo

um amortecimento adicional na malha fechada. De forma geral, como discussão anteriormente apresentada na Seção 2.1.4, as abordagens de amortecimento ativo possuem maiores vantagens em termos de custo e eficiência quando comparada ao método passivo, visto se tratar de uma abordagem computacional sem dissipação de potência diretamente por incremento de um elemento físico de circuito, como um resistor de amortecimento.

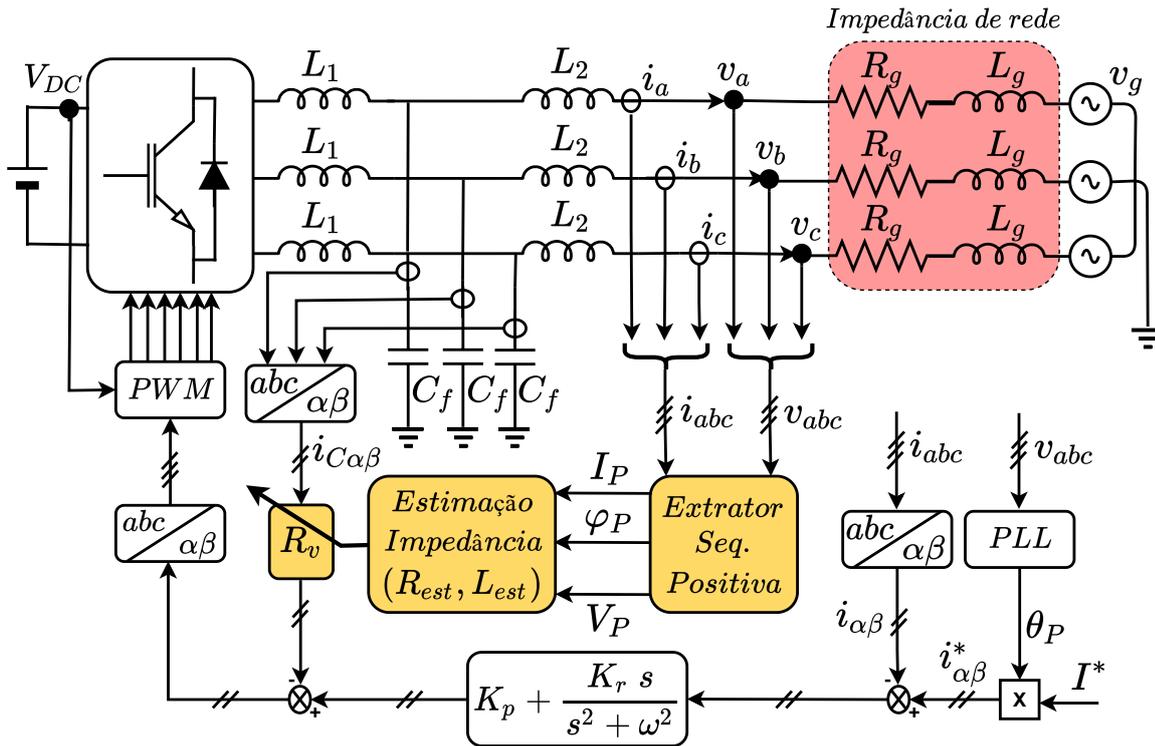


Figura 4.1 SGD trifásico com controle PRes e proposta de amortecimento ativo com base na estimativa de impedância de rede [próprio autor].

Nesse contexto, o presente trabalho analisa a viabilidade e o desempenho do método de estimativa de impedância proposto no suporte à técnica de amortecimento ativo para estabilizar o sistema inversor-LCL. Especificamente, esta estratégia consiste em ajustar uma resistência virtual com o auxílio da técnica de estimativa de impedância proposta. Assim, o feedback adicionado ao controle ressonante é usado para adaptar a resposta do sistema e reduzir a influência da variação da impedância da rede nas condições instáveis do sistema. O método aqui proposto está esquematizado na Fig. 4.1. A figura apresenta as correntes injetadas no lado da rede controladas por controladores ressonan-

tes (PRes). O amortecimento é obtido por meio de loops de feedback das correntes do capacitor. O ganho para esses loops é representado por R_v , a resistência virtual. Ainda nesta figura, v_a, v_b, v_c são as tensões de fase e i_a, i_b, i_c são as correntes de linha no PAC, as quais transformadas em variáveis $\alpha\beta$ estão representadas por $i_{\alpha\beta}$. As correntes $i_{C\alpha\beta}$ são as representações estacionárias das correntes medidas do capacitor. Além disso, $i_{\alpha\beta}^*$ são as correntes de referência de controle em termos estacionários associadas às potências Ativa (P) e reativa (Q) injetadas pelo inversor. As correntes são obtidas a partir do PLL que fornece sua fase θ_P , e pela potência disponível do lado CC em conjunto com o controle de tensão do link CC que de forma simplificada, apresentado na figura, fornece a referência de magnitude I^* .

A Fig. 4.2 representa o diagrama de blocos equivalente do sistema apresentado na Fig. 4.1. O bloco, G_{PRes} representa a função de transferência para o controlador proporcional ressonante (PRes), definida por:

$$G_{PRes}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2}, \quad (4.1)$$

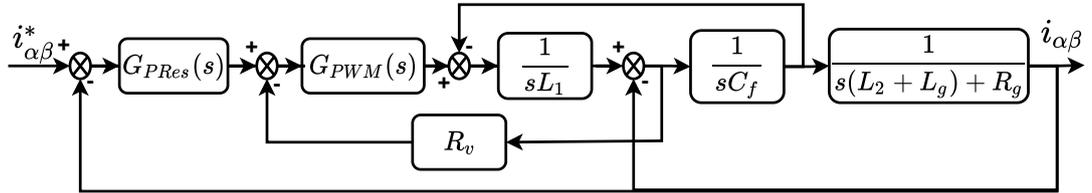


Figura 4.2 Diagrama de blocos do sistema simulado [próprio autor].

O ganho do bloco PWM, $G_{PWM}(s)$, pode ser expresso como (4.2):

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{sT_d + 1}, \quad (4.2)$$

onde T_d representa uma aproximação do período de dinâmica PWM, considerando sobre o período de comutação do inversor, T_{PWM} , o atraso médio introduzido pelo controle na implementação digital da estratégia PWM, e seu tempo morto envolvido. Comumente, T_d é referenciado pela equação (4.3).

$$T_d = 1.5T_{PWM} \quad (4.3)$$

Com base na simplificação do diagrama da Figura 4.2 é possível extrair a função de transferência do controle por meio da equação (4.4).

$$\frac{i_{\alpha\beta}}{i_{\alpha\beta}^*} = \frac{y_0s^2 + y_1s + y_2}{a_0s^6 + a_1s^5 + a_2s^4 + a_3s^3 + a_4s^2 + a_5s + a_6} \quad (4.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} y_0 = K_p \\ y_1 = K_r \\ y_2 = K_p\omega^2 \\ a_0 = T_d(L_g + L_2)L_1C_f \\ a_1 = (L_g + L_2 + R_gT_d)L_1C_f \\ a_2 = C_f(L_1R_g + R_v(L_g + L_2)) + T_d(L_g + L_2 + L_1) + \omega^2T_d(L_g + L_2)L_1C_f \\ a_3 = \omega^2(R_gT_d + L_g + L_2)C_fL_1 + R_vC_fR_g + (T_dR_g + L_g + L_2 + L_1) \\ a_4 = \omega^2((L_1R_g + R_v(L_g + L_2)C_f + T_d(L_g + L_2 + L_1)) + R_g + K_p \\ a_5 = \omega^2(L_g + L_2 + L_1 + T_dR_g) + K_r + \omega^2R_vC_fR_g \\ a_6 = \omega^2(K_p + R_g) \end{array} \right. \quad (4.5)$$

Conforme discutido na Seção (2.1.4), a variação da impedância da rede causa mudança na localização dos polos do sistema que pode levar à instabilidade [Liserre, Teodorescu e Blaabjerg 2004]. Como solução, R_v deve ser ajustado para um novo valor, garantindo que os polos ainda estejam localizados no semiplano esquerdo, região estável. Este novo valor para R_v pode ser determinado a partir da análise da função de transferência indicada em (4.4) seguindo os critérios de Routh:

- Todos os coeficientes da equação característica da função de transferência de malha

fechada do sistema são positivos;

- Todos os termos na primeira coluna da Matriz de Routh possuem sinais positivos.

A Matriz de Routh está definida em (4.6).

$$\begin{bmatrix} s^6 & a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & 0 \\ s^5 & a_1 & a_3 & a_5 & 0 & 0 \\ s^4 & b_1 & b_2 & b_3 & 0 & 0 \\ s^3 & c_1 & c_2 & 0 & 0 & 0 \\ s^2 & d_1 & d_2 & 0 & 0 & 0 \\ s^1 & e_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ s^0 & f_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Os coeficientes da Matriz de Routh são determinados da seguinte forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}; \\ b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1}; \\ b_3 = \frac{a_1 a_6}{a_1} = a_6; \\ c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1}; \\ c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1}; \\ d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1}; \\ d_2 = \frac{c_1 b_3}{c_1} = b_3; \\ e_1 = \frac{d_1 c_2 - c_1 d_2}{d_1}; \\ f_1 = \frac{e_1 d_2}{e_1} = d_2 \end{array} \right. \quad (4.7)$$

Observa-se que após estimar Z_g , todos os parâmetros do sistema são conhecidos, exceto R_v , de forma que se pode afirmar previamente que todos os coeficientes do sistema são positivos e os termos da primeira coluna da matriz Routh também são positivos, exceto aqueles que dependem de R_v . A resolução das equações do critério Routh proporcionará uma condição em R_v para garantir a estabilidade do sistema. Para a primeira condição, todos os polos do sistema são positivos, mesmo aqueles que dependem de R_v , que são a_2 , a_3 , a_4 e a_5 . Para atingir a segunda condição e ter todos os coeficientes da primeira coluna positivos, (4.8) deve ser resolvido:

$$\begin{cases} b_1 a_3 - a_1 a_2 > 0 \\ c_1 b_2 - b_1 c_2 > 0 \\ d_1 c_2 - d_2 c_1 > 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

O conjunto de inequações (4.8) pode ser resolvido para uma gama de valores de impedância de rede para determinar ganhos de amortecimento viáveis (R_v). Esses ganhos estão associados aos valores de impedância previamente calculados e dispostos em uma tabela para serem acessados por uma tarefa do microcontrolador toda vez que uma estimativa da impedância da rede estiver disponível. Os valores intermediários são interpolados.

4.2 DETECÇÃO DE ILHAMENTO

O fenômeno do ilhamento é definido como a condição na qual parte da área do sistema elétrico de potência (SEP) permanece energizada através de fontes de geração distribuída presentes no SEP local, mesmo quando este se encontra eletricamente isolado do restante do sistema. Este fenômeno acarreta falhas técnicas e de segurança, seja pelo potencial risco submetido a equipe de manutenção do sistema, tendo as linhas energizadas por esses geradores ilhados, quanto ao próprio sistema de geração distribuída e equipamentos conectados à rede, dado impacto negativo sobre a qualidade de energia fornecida por esses geradores.

De acordo com as principais normas (IEEE 1547, IEEE 929, IEC 62116), os inver-

sores fotovoltaicos devem ser capazes de detectar o ilhamento e cessar sua operação em curto intervalo de tempo (em torno de 2 segundos a partir da formação do ilhamento). O objetivo dessa proteção anti-ilhamento é proporcionar segurança a equipe de manutenção do SEP bem como evitar que cargas locais se danifiquem devido a degradação de tensão e frequência provocadas por uma condição de ilhamento, protegendo assim também o próprio SGD.

Uma característica observada durante o ilhamento é a variação instantânea da impedância de rede vista do PAC. Conforme a norma alemã [Vde 2006] para sistemas fotovoltaicos conectados em rede, diante da ocorrência de ilhamento, deve-se isolar a fonte dentro de 5 s após uma mudança de impedância de 1 ohm.

A partir da técnica de estimação de impedância proposta neste trabalho, é possível calcular a variação de impedância ΔZ_g do sistema em determinado instante de operação e assim utiliza-la para tomada de decisão de desconexão do SGD para valores indicativos da condição de ilhamento. O processo de variação de Z_g está ilustrado na Figura 4.3.

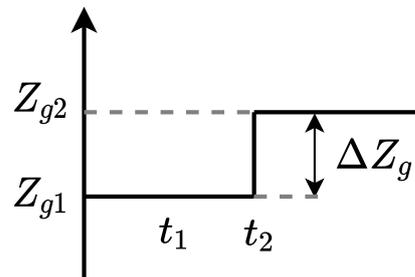


Figura 4.3 Variação da impedância de rede ([Zhong e Hornik 2013] adaptado).

4.3 ESTRATÉGIA GLOBAL DE APLICAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO

A estratégia global proposta neste trabalho visa identificar ocorrência de variação de impedância da rede, calcular seu valor por meio do método de estimação proposto, e então sintonizar o valor do ganho (R_v) sobre a corrente capacitiva do filtro LCL para uma nova configuração que permita estabelecer a estabilidade do SGD com baixa THD para a corrente injetada na rede pelo inversor diante de uma variação significativa de impedância de rede. De forma resumida, o método proposto neste trabalho e sua estratégia de aplicação estão esquematizados conforme Figura 4.4.

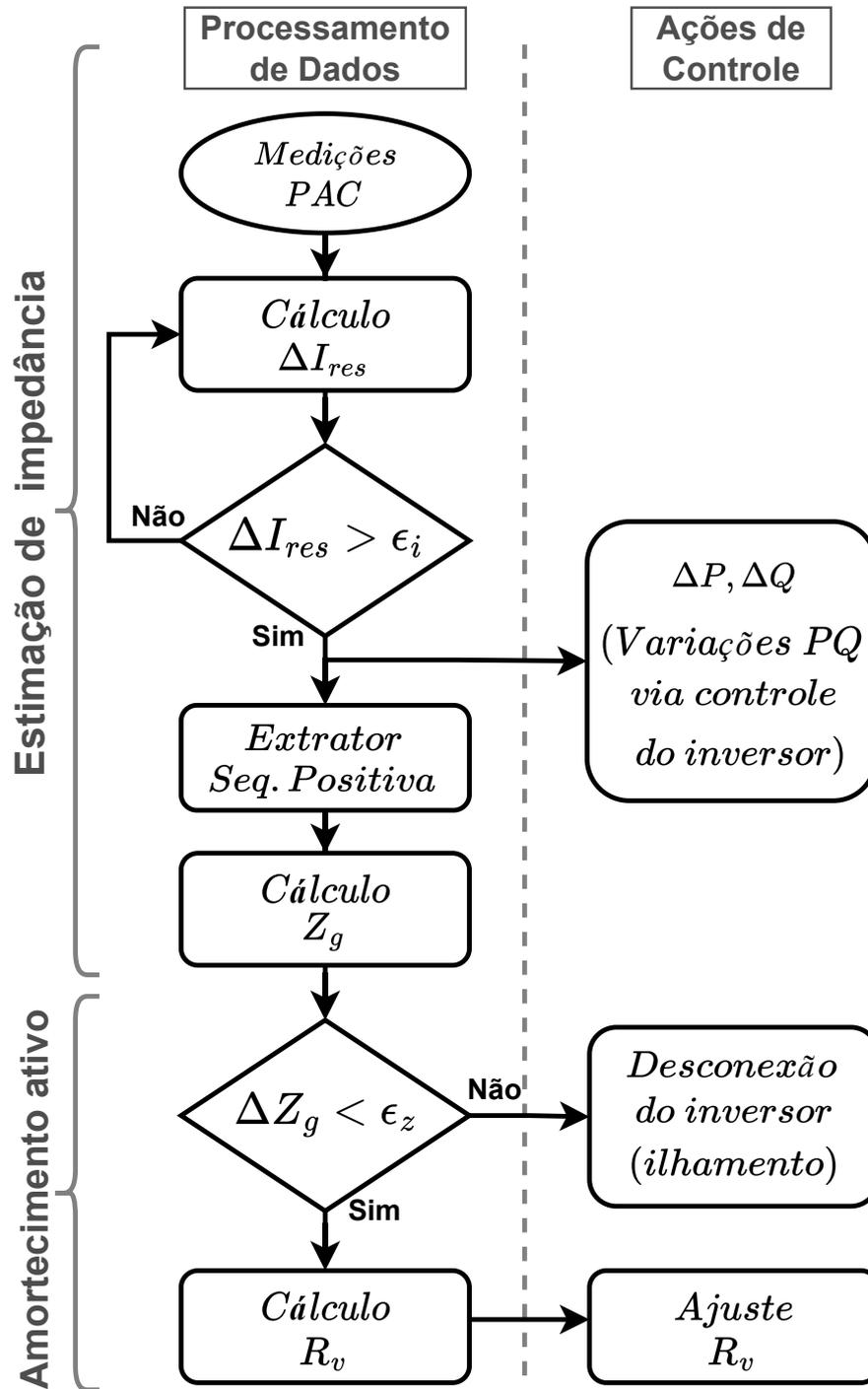


Figura 4.4 Algoritmo de aplicação do método proposto [próprio autor].

Com base no trabalho [Ghzaiel et al. 2017], foi adotado o cálculo da corrente residual (ΔI_{rsd}) das medidas no PAC de forma permanente. Este valor corresponde às somas das diferenças entre medições de corrente consecutivas i_{gk} como expresso em (4.9). Em condições normais (sem variação da impedância da rede), o residual calculado é menor que o limite percentualmente pré-estabelecido. Quando há variação na impedância da rede, esse resíduo aumenta significativamente, gerando um pico que sinaliza o instante para o início automático do processo para a estimativa da impedância proposta.

$$\begin{cases} \Delta I_{rsd} = r_k + r_{k-1} + r_{k-2} \\ r_k = |i_{gk} + i_{gk-1} + i_{gk-2}| \end{cases} \quad (4.9)$$

Somente a partir desta sinalização, conforme método proposto na seção 3.1, impõe-se por meio do controle de corrente, variações programadas de potência ativa (P) e reativa (Q) entregue pelo inversor no PAC em dois novos estados momentâneos de corrente e tensão. Desse modo, a estimação de impedância é realizada mediante a sinalização, não requerendo periodicidade específica. A intensidade dessas variações de potência devem ser suficientes para impor variações dos fasores de corrente e tensão que sejam mensuráveis pelos sensores. Assim, com os dois novos estágios (diferentes níveis de potência), as correntes e tensões no PAC são medidas e filtradas pelo estimador de sequência positiva. Este procedimento fornece os fasores de corrente e tensão na frequência fundamental. Então, é possível determinar a resistência R_g e a indutância L_g .

Em primeiro momento, o valor de impedância atual é estimado e então comparado com a última medida de impedância de rede para se verificar a ocorrência de variação significativa (ΔZ_g) em curto tempo, indicativa de possível ilhamento, e necessidade de adotar desconexão do sistema. Em momento seguinte, descartado o ilhamento, com base no valor de impedância atual estimado é possível ajustar o valor de R_v de forma a garantir estabilidade do sistema ou melhor ponto de operação com baixo THD para a potência injetada.

SISTEMA SIMULADO E PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Com base no sistema modelado na Figura 4.1, foram realizadas simulações em ambientes virtuais e testes experimentais com o objetivo de avaliar o método de estimativa de impedância proposto neste trabalho, assim como seu desempenho para auxílio da estratégia de ajuste da impedância virtual para resintonização do controle do SGD diante de condições de instabilidade provocadas pela variação da impedância da rede. O método é analisado através de simulações no software PSIM e também verificado experimentalmente com a plataforma Typhoon HIL 402. Esta plataforma é capaz de emular sistemas eletrônicos de potência em tempo real. Assim, o sistema composto pelo inversor conectado à rede elétrica é configurado na plataforma Typhoon e colocado em loop com um microcontrolador DSP TMS320F28335, no qual são executados a modulação PWM e o controle de corrente (controladores ressonantes). A tensão do link cc do inversor é definida como constante por uma fonte de tensão ideal no sistema Typhoon. Em ambos ambientes de teste foram adotados 10kHz para f_s . Demais parâmetros do sistema analisado estão resumidos na Tabela 5.1. A Figura 5.1 apresenta o conjunto experimental formado pelo Typhoon e o DSP utilizados, com a presença do supervisório (SCADA), para análise geral do sistema emulado, e de um osciloscópio, para verificação dos sinais de corrente e tensão do sistema no PAC. Nas próximas seções deste capítulo são apresentados os detalhes quanto aos componentes do sistema analisado.

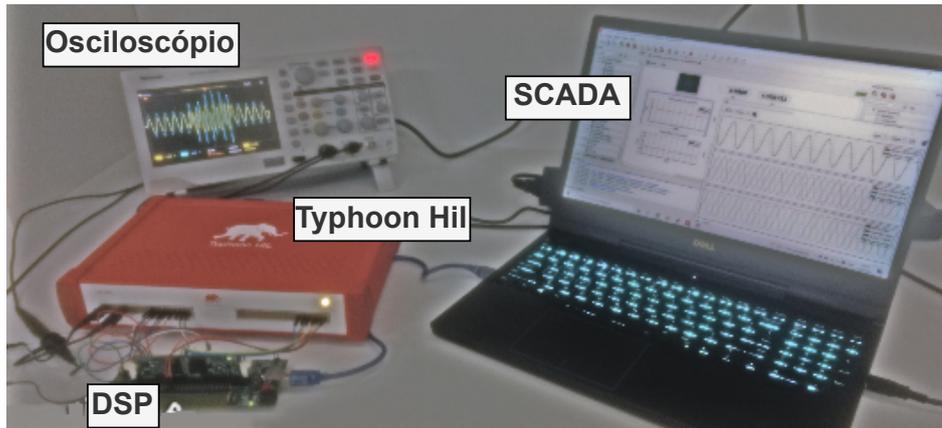


Figura 5.1 Plataforma Experimental [próprio autor].

Tabela 5.1 Parâmetros do sistema

Parâmetro	Valor
Potência ativa (P)	1,8 kW
Tensão de linha de rede (V_g)	230 V(rms)
Indutância da rede (L_g)	1 ou 4 mH
Resistência de rede (R_g)	1 Ω
Tensão de <i>Link DC</i> - inversor (V_{DC})	400 V
Frequência de rede (f)	50 Hz
Indutor filtro (L_1)	20 mH
Indutor do filtro (L_2)	0,5 mH
Capacitância do filtro (C_f)	5 μ F
Frequência de chaveamento (f_{sw})	10 kHz
Ganho Proporcional (K_p)	27
Ganho Ressonante (K_r)	7000

5.1 MODELAGEM DA REDE ELÉTRICA

De acordo com os parâmetros apresentados na Tabela 5.1, com os dois valores para L_g é possível avaliar o método de estimação em diferentes níveis de robustez da rede no PAC. Uma rede é comumente dita fraca, em determinado ponto de conexão, quando possui baixa relação de curto-circuito (SCR). O SCR representa a relação entre a potência apa-

rente máxima (curto-circuito) da rede e a potência nominal do gerador de interconexão. Quando conectados a redes fracas, os SGDs baseados em inversores sofrem com problemas relacionados à distorção harmônica total (THD) no ponto de conexão, muitas vezes impactando na estabilidade do próprio SGD [Cao e Hu 2016]. Porém, deve-se ressaltar, conforme a discussão apresentada em [Adib et al. 2018], o efeito da instabilidade também é resultado da relação X_g/R_g e, portanto, tanto L_g quanto R_g determinam a robustez ou fraqueza (*weakness*) da rede do sistema de distribuição de baixa tensão no PAC. Neste nível de tensão, a relação X_R/R_g possui valor em torno de 1 (um).

A configuração da rede elétrica pode interferir de forma determinante sobre o controle e projeto dos filtros dos SGDs. Deve-se ter em conta que a eficácia do SGD deve ser mantida sob um cenário em que a impedância da rede pode ser alterada de modo significativo [Liserre, Teodorescu e Blaabjerg 2006], inclusive para uma condição de rede fraca. Sistemas distribuídos integrados à rede como fotovoltaicos e eólicos são comumente utilizados para alimentar cargas em áreas remotas (geralmente em zonas rurais), ou seja, conectadas a grandes distâncias do transformador do sistema principal. Estes sistemas se caracterizam pela presença de longas linhas de distribuição e transformadores de baixa potência, representando condições de rede fraca.

Para mensurar o nível de influência da tensão rede imposta pela fonte principal no PAC, utilizou-se como parâmetro a relação de curto-circuito neste ponto de acoplamento comum do SGD conectado à rede, o *SCR - Short Circuit Ratio*. O valor de SCR é definido por (5.1) [Grunau, Fox e Fuchs 2012, Liston et al. 2016]. Na literatura se verifica variações quanto o valor limítrofe para a classificação de um rede fraca ou forte. Em [IEEE Std 1204-1997 1997, Radwan e Mohamed 2016] está definido que quando $2 \leq SCR \leq 3$, a rede é considerada fraca, e quando $SCR < 2$, a rede é muito fraca. Em [Strachan e Jovicic 2010], uma rede é considerada fraca para $SCR \leq 10$.

$$SCR = \frac{V_{pac}^2}{Z_g S_{GD}}, \quad (5.1)$$

em que V_{pac} é a tensão eficaz no ponto de ligação do gerador distribuído (GD). Z_g é a impedância equivalente de Thevenin, vista a partir do ponto (PAC), determinada por $Z_g = R_g + j\omega L_g$, sendo ω , a frequência angular da tensão da rede. S_{GD} é a potência aparente nominal do gerador distribuído.

Conhecendo os problemas de rede em termos de *SCR*, a proposta deste trabalho é que o método seja robusto para a estimativa de impedância em uma rede fraca ou forte, mais especialmente em redes fracas. Além da condição de *SCR*, o método será avaliado ante a influência de harmônicas de tensão e desequilíbrio da rede. Ressalta-se que as perturbações têm um efeito maior em redes elétricas fracas [Twining e Holmes 2003, Abeyasekera et al. 2005].

5.2 DIMENSIONAMENTO DOS PARÂMETROS DO FILTRO LCL

Conforme discutido em capítulos anteriores, a adequada conexão do gerador distribuído à rede elétrica está diretamente ligada ao desempenho do filtro na saída do inversor, uma vez que as tensões produzidas pelo inversor são moduladas e possuem um elevado conteúdo de distorção harmônico, relacionado com a frequência do chaveamento do inversor imposta pelo *PWM*.

O dimensionamento do filtro para um SGD deve considerar variados aspectos relacionados ao tipo de fonte de energia empregada, sua potência e os elementos associados ao sistema, bem como atender a requisitos normativos quanto à qualidade de energia injetada na rede elétrica. Neste trabalho, tendo como referência os argumentos mencionados anteriormente na seção 2.1.4, opta-se pela utilização de um filtro LCL. Este filtro se destaca pelo emprego de indutores de menores dimensões e por sua eficiência na filtração com reduzida *THD* - *Total Harmonic Distortion* de corrente e com queda de tensão aceitável em sua saída [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005, Teodorescu, Liserre e Rodríguez 2011]. A topologia de filtro LCL é composta por um indutor L_1 , conectado à saída do inversor, um capacitor associado em paralelo C_1 e um segundo indutor L_2 , conectado à rede em cada fase. O diagrama unifilar do filtro LCL é apresentado na Figura 5.2.

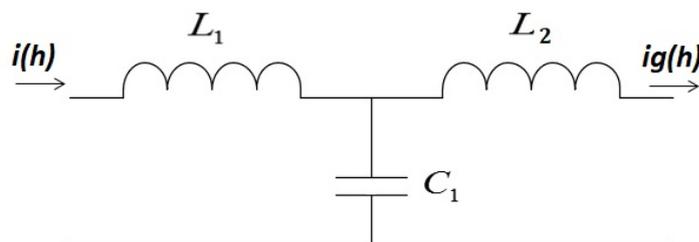


Figura 5.2 Filtro LCL (representação por fase) [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005]

Existem na literatura variados procedimentos utilizados para o dimensionamento dos componentes do filtro. Este trabalho adota para esta tarefa as restrições e as recomendações descritas em [Cimpoeru et al. 2009, Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005]. Nestes, o dimensionamento dos componentes estão associados aos seguintes parâmetros do sistema: potência nominal do inversor P_n , frequência de chaveamento (f_{sw}), tensão de link DC (V_{DC}), Tensão RMS de linha de rede (V_g), frequência nominal da rede (f_o). A partir destes parâmetros são definidos os valores de impedância de base Z_b (equação 5.2) e capacitância de base, C_b (equação 5.3) que servirão de referência para determinação dos valores de cada componente do filtro LCL.

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n}, \quad (5.2)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b 2\pi f_o}, \quad (5.3)$$

O indutor L_1 (lado inversor) deve ser projetado buscando conciliar a oscilação desejada da corrente a ser controlada, com valores moderados de indutância, visando as menores perdas de condução e custo de aquisição. Em [IEEE-519 2014] estão apresentados limites aceitáveis de distorção harmônica para as correntes injetadas pelo SGD. A equação a seguir estabelece parâmetros para a determinação do indutor L_1 , a partir do máximo valor permitido para o ripple de corrente de saída do inversor, (ΔI_{ripple}), considerando as perdas de condução e comutação, inerentes à dinâmica de acionamento das chaves do inversor [Araujo et al. 2007].

$$L_1 = \frac{V_g}{2\sqrt{6}f_{sw}\Delta I_{ripple}}, \quad (5.4)$$

Adotando-se um valor máximo aceitável para a variação ΔI_{ripple} em 10% do valor da amplitude da corrente de base, pode-se determinar sua expressão pela equação (5.5):

$$\Delta I_{ripple} = 0,1 \frac{\sqrt{2}P_n}{\sqrt{(3)}V_g}, \quad (5.5)$$

Para o dimensionamento do capacitor, deve-se avaliar o efeito sobre a impedância total do filtro e, conseqüentemente, sobre a corrente no indutor em sua entrada. O valor de capacitância do filtro não deve superar 5% do valor da capacitância de base (C_b), percentual limite aceitável para a variação do fator de potência [Cimpoeru et al. 2009]. Assim, o valor de C_1 é determinado por (5.6).

$$C_1 \leq 0,05C_b. \quad (5.6)$$

A porcentagem da reatância X_1 , associada a indutância $L_1\%$, em relação a Z_b é dada por (5.7). Objetivando baixa queda de tensão, este valor deve ser restringido em no máximo 10%. Em situações em que se ultrapasse esse fator, faz-se necessário ajustar ΔI_{ripple} em percentual menor.

$$(\%)X_1 = \frac{2\pi f o L_1}{Z_b} \quad (5.7)$$

O dimensionamento do indutor do lado da rede, L_2 , está diretamente ligado ao indutor do lado do inversor L_1 uma vez que o nível de atenuação harmônica pretendida para o filtro, está intimamente ligado com relação entre estes dois parâmetros. Com base no esquema da Figura 5.2, uma análise entre os parâmetros de entrada e saída do filtro LCL permite estabelecer uma relação aproximada (equação 5.8) entre a corrente harmônica no lado do inversor ($i(h)$) e a corrente harmônica no lado da rede ($ig(h)$) [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005],

$$\frac{ig(h)}{i(h)} = \frac{Z_{LC}^2}{|w_{res}^2 - w_{sw}^2|}. \quad (5.8)$$

Esta razão é descrita como uma fração da impedância do filtro (Z_{LC}) e a diferença da frequência de ressonância (w_{res}) e da frequência de comutação (w_{sw}). Usando relações já obtidas para indutância e capacitância, pode-se simplificar esta equação.

$$\frac{ig(h)}{i(h)} = \frac{1}{|1 + r(1 - L_1 C_1 w_{sw}^2)|} \quad (5.9)$$

A constante r é a relação entre a indutância do inversor e a indutância da rede. Esta relação está descrita em (5.10):

$$r = \frac{L_1}{L_2} \quad (5.10)$$

A partir (5.10) se pode obter L_2 :

$$L_2 = rL_1. \quad (5.11)$$

A partir dos níveis de tensão e potência a serem utilizados, pode-se traçar uma curva que relaciona nível de atenuação harmônica ($i_g(h)/i$) e a relação r entre os valores dos indutores do filtro. A Figura 5.3 apresenta esta curva em que se destaca a obtenção de $r = 0,04$ para uma escolha de atenuação harmônica em torno de 20%, valor limite recomendado em [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005].

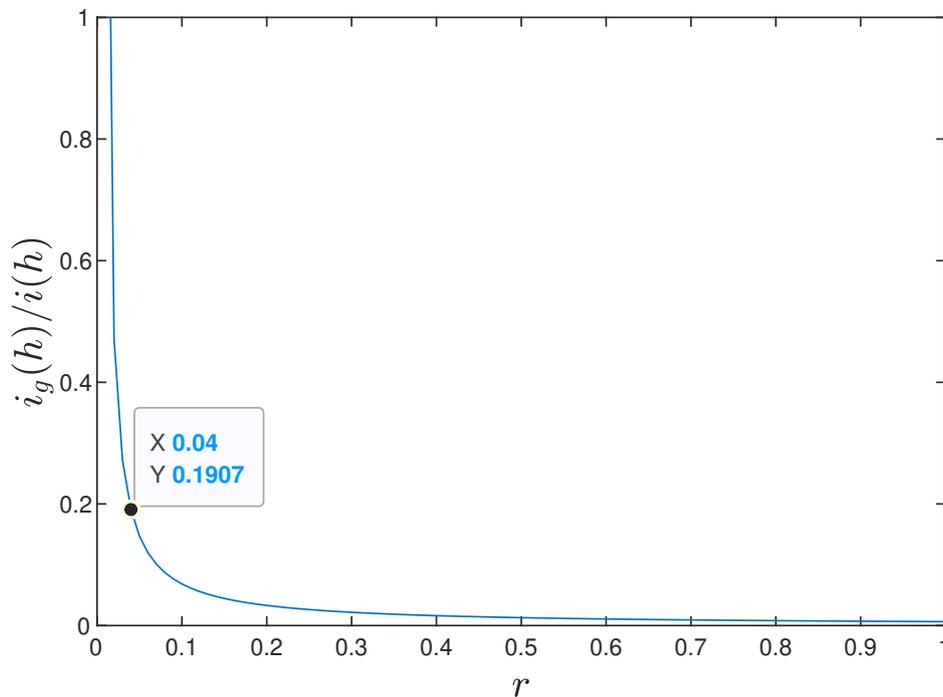


Figura 5.3 Relação entre a atenuação harmônica na frequência de comutação e a relação r entre o indutor da rede e o indutor do inversor [próprio autor].

De posse do valor de r é possível então calcular o segundo indutor pela relação (5.11).

Posteriormente, com os valores de L_1 , L_2 e C_f obtidos, deve-se calcular e avaliar a frequência de ressonância do filtro. Para sistemas baseados na utilização de inversores, a frequência de ressonância (f_{res}) apresentada pelo filtro LCL deve ser projetada entre os valores da frequência fundamental de rede (f_0) e da frequência de chaveamento (f_{sw}) do conversor, a fim de evitar problemas de ressonância, conforme discussão realizada na Seção (2.1.4). A expressão (5.12) quantifica esta relação:

$$10f_0 \leq f_{res} \leq 0,5f_{sw} \quad (5.12)$$

Salienta-se que f_{res} é definida em (2.10) para condições ideais de rede ou por (5.13), quando se considera a influência da rede sobre o filtro.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{C_1 L_1 (L_2 + L_g)}} \quad (5.13)$$

Destaca-se ainda que os componentes dimensionados para o filtro LCL são pre-avaliados e ajustados em simulação por análise de sensibilidade. Desta forma seus valores sofrem ligeiras modificações para atender as melhores condições de atenuação harmônica da corrente com menor queda de tensão aceitável. As características finais do referido filtro implementado na simulação estão apresentados na tabela 5.2.

Tabela 5.2 Valores dos componentes LCL

Componentes	Valor
L_1	20 mH
L_2	0,5 mH
C_f	5 μ F

5.3 CONTROLE PROPORCIONAL RESSONANTE

Conforme o modelo apresentado na Figura 4.1, o sistema de controle PRes é utilizado. Os controladores proporcional ressonantes atuam no erro entre as correntes i_α , i_β e as correntes de referência i_α^* , i_β^* . As correntes i_α , i_β são resultado da transformação das correntes instantâneas de fase i_a , i_b e i_c sobre referencial estacionário $\alpha\beta$ através da transformada de Clarke, como indicado na Figura 2.5.

De forma geral, a função de transferência $C_{PRes}(s)$ de um controlador PRes é dada pela expressão 5.14 [Zmood e Holmes 2003]:

$$G_{PRes}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2}, \quad (5.14)$$

$G_{PRes}(s)$ apresenta ganho infinito na frequência ω sem deslocamento de fase e ganho unitário para outras frequências diferentes da frequência de ressonância [Zmood e Holmes 2003]. K_p e K_r representam respectivamente os ganhos proporcional e ressonante do regulador PRes. k_p determina a dinâmica do sistema em termos de banda passante e das margens de fase e ganho. O termo K_r está relacionado ao amortecimento dos zeros e a velocidade de rastreamento da referência. Estes parâmetros podem ser determinados por meio de estudo dos polos e zeros do sistema [Cimpoeru et al. 2009, Dannehl, Fuchs e Thøgersen 2010], com possível análise de sensibilidade, conforme sugerido por [Zhong e Hornik 2012] ou ainda através de critérios de margem de fase e margem de ganho [Castilla et al. 2009]. Conforme estabelecido em [Ogata 2011], para uma performance satisfatoriamente estável para o controle de corrente, um sistema deve apresentar margem de ganho de 6 dB e margem de fase entre 30° e 60°.

A análise do lugar das raízes consiste na visualização gráfica das posições dos polos e zeros do sistema mediante alterações dos ganhos proporcional e ressonante do sistema. O parâmetro k_p é selecionado de forma a garantir que o sistema tenha atenuação adequada enquanto um alto valor para k_r permite obter atenuação suficiente ao erro de rastreamento de referência, para o caso de a frequência da rede sofrer variações. A Tabela 5.3 apresenta os valores selecionados para ω , K_p e K_r .

Tabela 5.3 Valores de projeto selecionados para o controlador proporcional ressonante adotado.

Componentes	Valor
ω	$2\pi 50$ rad/s
K_P	27
K_r	7000

5.3.1 Simulação em tempo discreto

A implementação da estratégia de controle adotada no DSP é realizada com a discretização da função de transferência apresentada em (5.14). Para esse processo foi utilizado o método *Tustin* (ou transformação bilinear), com o qual se permite transformar um função em domínio de Laplace, (s), para o domínio Z .

Com esse método é possível garantir que a resposta do sistema em tempo discreto seja equivalente a resposta em tempo contínuo, numa frequência específica. A transformação pelo método de *Tustin* é obtida por (5.15):

$$s = \frac{2 (1 - Z^{-1})}{T_s (1 + Z^{-1})}, \quad (5.15)$$

onde T_s é o período de amostragem.

Essa transformação aplicada em 5.14, para uma frequência de amostragem de 10KHz, resulta em uma função de transferência (5.16):

$$G_{PRes}(z) = \frac{B_0 + B_1 Z^{-1} + B_2 Z^{-2}}{A_0 + A_2 Z^{-1} + A_3 Z^{-2}}, \quad (5.16)$$

onde:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 = 1 \\ A_1 = -1,999013 \\ A_2 = 1 \\ B_0 = 0,34991366 \\ B_1 = 0 \\ B_2 = -0,34991366 \end{array} \right. \quad (5.17)$$

No domínio Z , Z^{-n} simboliza um atraso de n amostras no tempo discreto. A partir disso, a função de transferência $G_{PRes}(z)$, que representa a razão entre a saída discreta do sistema analisado ($Y[n]$) e a entrada discreta ($U[n]$), pode ser implementada no DSP (no caso do TMS320F28335, em linguagem de programação C) através da equação (5.18), preservando a dinâmica do sistema no domínio discreto, na frequência desejada.

$$Y[n] = (B_0U[n] + B_1U[n - 1] + B_2U[n - 2]) - (A_1Y[n - 1] + A_2Y[n - 2]) \quad (5.18)$$

5.4 PLL EMPREGADO

Para o presente trabalho, utilizou-se de um SRF-PLL (Synchronous Reference Frame PLLs) aprimorado para determinação de fase das tensões no PAC a ser fornecida para composição das corrente de referência para o sistema de controle. Dada a simplicidade e performance, as técnicas de PLL trifásicos baseadas na utilização do referencial síncrono para projeção dos fasores de tensões de fase da rede estão entre as técnicas elementares amplamente utilizadas em sistemas de sincronização trifásicos. Os SRF-PLLs, como sua denominação sugere, apresentam detecção do ângulo de fase a partir da sincronização do referencial rotativo do PLL ao fasor de tensão da rede. Neste processo, um controlador PI define que o eixo de referência de tensão direta v_d ou de quadratura v_q seja zero, forçando assim, que a referência seja bloqueada para o ângulo de fase da tensão da rede [Kaura e Blasko 1997, Chung 2000].

A Figura 5.4 apresenta o diagrama de blocos do SRF-PLL adotado. Observa-se nesta figura, que as tensões de rede $[v_a, v_b, v_c]$ (medidas no PAC) são transformadas nas tensões em referencial síncrono v_d e v_q por meio da transformação de Park. Se a sincronização for estabelecida, ou seja, o ângulo utilizado para realizar a transformação no referencial síncrono, obtido através da integração da frequência angular ω' , coincidir com o ângulo de fase das tensões de rede, os componentes v_d e v_q aparecerão como sinais constantes. Esse objetivo de controle é alcançado através de ajustes dos controladores proporcional (K_p) e integral (K_i) que atuam sobre o componente em quadratura v_q até torná-lo igual a zero. Dessa forma, quando v_q atinge o valor zero, o controlador PI realizará o bloqueio da posição angular do PLL para que o eixo d fique alinhado com o fasor da tensão instantânea de referência. A frequência ω_{ff} - compensação *feed forward* - é acrescentada a fim de tornar a estabilização do sistema PLL mais rápida principalmente na sua inicialização [Arruda 2008].

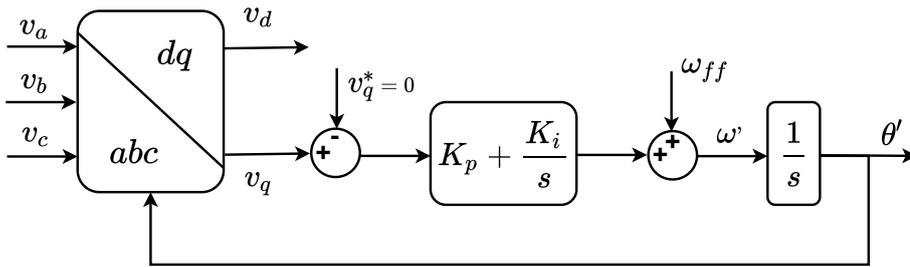


Figura 5.4 Diagrama em blocos do SRF-PLL [próprio autor].

O SRF-PLL permite detecção rápida e precisa de fase em condições ideais. Porém, diante de distorções harmônicas de alta ordem, a rejeição destas perturbações exige operação do PLL sob largura de banda reduzida, impactando na sua velocidade de resposta, tornando-se inadequado para detecção de fase na presença de tensões desequilibradas ou de afundamento de tensão [Vikram e Vladimir 1997].

Uma das estratégias para contornar este inconveniente é a utilização, previamente ao PLL, de um extrator de sequência positiva das tensões trifásicas medidas como sugerido em [Silva et al. 2015]. Conforme estratégia avaliada e aprimorada em [GOMES 2016], o uso da versão de meio-ciclo de Fourier permite aumento da velocidade de convergência de estimação da amplitude e fase dos fasores de tensão a partir das medições realizadas no PAC. Este método de sincronização aprimorado, baseado na FMC, é simplificado pelo

diagrama de blocos exibido na Figura 5.5. O algoritmo base para estimação realizada por meio da FMC é estabelecido conforme as equações apresentadas na Seção 3.2.2.

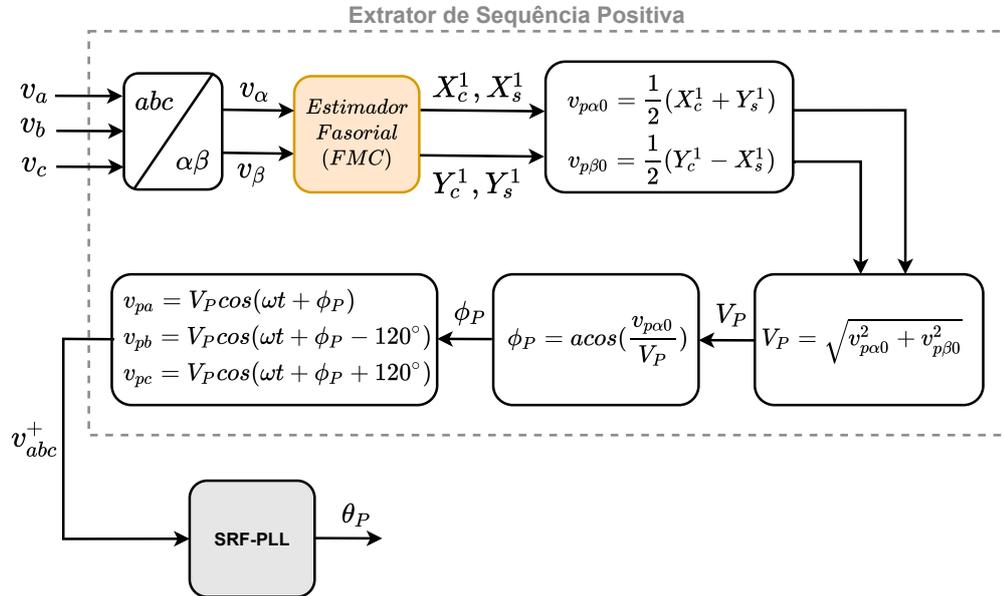


Figura 5.5 Sincronização com uso de extração de sequência positiva baseada em algoritmo de Fourier de meio ciclo [próprio autor].

RESULTADOS

Os resultados apresentados nesta seção destacam a acurácia do método de estimação de impedância em condições normais, em desequilíbrio de tensão e diante de distorção harmônica presentes na rede. Também é avaliada a aplicabilidade dessa técnica como auxílio para ajuste do amortecimento ativo (resistência virtual) em situações de variação da impedância da rede. Neste contexto, a qualidade de energia para a potência injetada pelo SGD é então analisada e comparada. Para isso, a THD da corrente injetada é levado em consideração. A acurácia do método é avaliado em termo do erro percentual das estimativa de L_{est} e R_{est} , respectivamente, indutância e resistência da rede estimadas com uso da técnica proposta.

O método possui duração fixa de 125 ms para determinação desses parâmetros, observado que as variações PQ impostas correspondem a 100 ms deste intervalo. Isso foi definido heurísticamente. Este período é compatível com técnicas com baixo erro percentual, conforme revisão em [Meerendre et al. 2020]. Destaca-se ainda que durante a etapa invasiva, emprega-se variações de potência para níveis inferiores ao identificado antes de iniciado o método. Esta abordagem objetiva amenizar o impacto invasivo imposto no PAC e fornecer maior acurácia às estimativas com redução dos efeitos transitórios na corrente, respeitando a capacidade de potência do sistema. Assim, para os resultados apresentados neste trabalho, determinou-se para composição dos dois novos estágios de potência, primeiramente uma variação negativa da potência ativa em torno de 30%

em relação a condição inicial, seguida de variação para patamar intermediário aos dois níveis anteriores de potência ativa. Adota-se adicionalmente nesta etapa uma variação de potência reativa com diferença angular de 0,314 rad entre a corrente de referência e a tensão no PAC.

Conforme indicado no capítulo anterior na Tabela 5.1, a indutância da rede pode apresentar dois valores (1mH ou 4mH). Isso permite testar o sistema de controle sob diferentes níveis de robustez da rede no PAC, uma vez que a relação de curto-circuito (SCR), no ponto de interconexão do inversor com a rede, diminui com aumento da impedância de rede. Quanto mais baixo o valor de SCR menor a robustez (ou maior fraqueza) da rede, que se torna mais sensível as variações de fluxo de potência e distorção harmônica no PAC. Nesta condição, observa-se uma maior influência do inversor sobre as tensões na interconexão com rede, podendo ocasionar elevações a níveis críticos e instáveis. Porém, deve-se enfatizar que conforme [Adib et al. 2018], o efeito da instabilidade também é resultado da relação X_g/R_g e, portanto, tanto L_g quanto R_g determinam a fraqueza (*weakness*) de um sistema de distribuição (baixa tensão). Neste nível de tensão, o valor da relação X_g/R_g é cerca de um [Adib e Mirafzal 2019]. Nesse contexto, o presente trabalho avalia o impacto da alteração da impedância da rede na estabilidade do sistema e a possibilidade de reestabilização por meio do amortecimento ativo potencializado pela técnica de estimativa da impedância da rede proposta. Diante disso, de forma objetiva, os resultados apresentados a seguir foram obtidos para os seguintes cenários:

- Em operação normal (sem harmônicas de rede ou variação de impedância de rede);
- Diante de desequilíbrio de tensão da rede principal;
- Com harmônicas de 5^a e 11^a ordens (e sem variação da impedância de rede);
- Com harmônicas e desequilíbrio das tensões de rede;
- Com harmônicas e variação significativa da impedância de rede.

6.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

6.1.1 1º Cenário - Operação normal (sem harmônicas de rede)

Para este cenário, verifica-se a eficácia do método proposto sem a presença de distorção harmônica afetando a rede. A Figura 6.1 mostra a corrente i_a e a tensão v_a no PAC. De acordo com o procedimento proposto, as variações sobre essas grandezas impostas pelo sistema de controle ocorrem em duas etapas entre 0,2s e 0,3s através das correntes de referência i_α^* e i_β^* , correspondentes às variações temporárias das injeções de potências ativa e reativa previamente programadas. A primeira etapa inicia em 0,2s e termina em 0,25s e apenas a potência ativa foi alterada por meio da imposição da redução da amplitude de corrente de referência para 4A. Na segunda etapa, são impostas variações de potência ativa e reativa com referência de corrente para o controle em 5A defasada em 0,34 rad da tensão no PAC.

A Figura 6.2 mostra as variações da amplitude de sequência positiva das correntes e tensões no PAC. A linha azul representa a amplitude do componente de sequência positiva das tensões no PAC, V_P , e a linha vermelha o análogo para as correntes, I_P . Além disso, as linhas amarela e verde representam a resistência estimada (R_{est}) e a indutância estimada (L_{est}). Observa-se nestas figuras que as variações impostas ocorrem durante cinco ciclos, o que é suficiente para uma estimativa com erros menores que 0,5%. Os valores obtidos para R_{est} e L_{est} são 1,00536 Ω e 1,0007 mH, respectivamente.

A máxima THD registrada para a corrente foi 3,57%. Importante frisar que este valor representa leve elevação do nível de THD da corrente durante a ação invasiva do método (entre 0,2s e 0,3s) comparado aos valores de THD em torno de 2% antes e depois do procedimento proposto para a estimação de R_g e L_g . Isso confirma o comportamento invasivo suave do método para um baixo erro de estimativa.

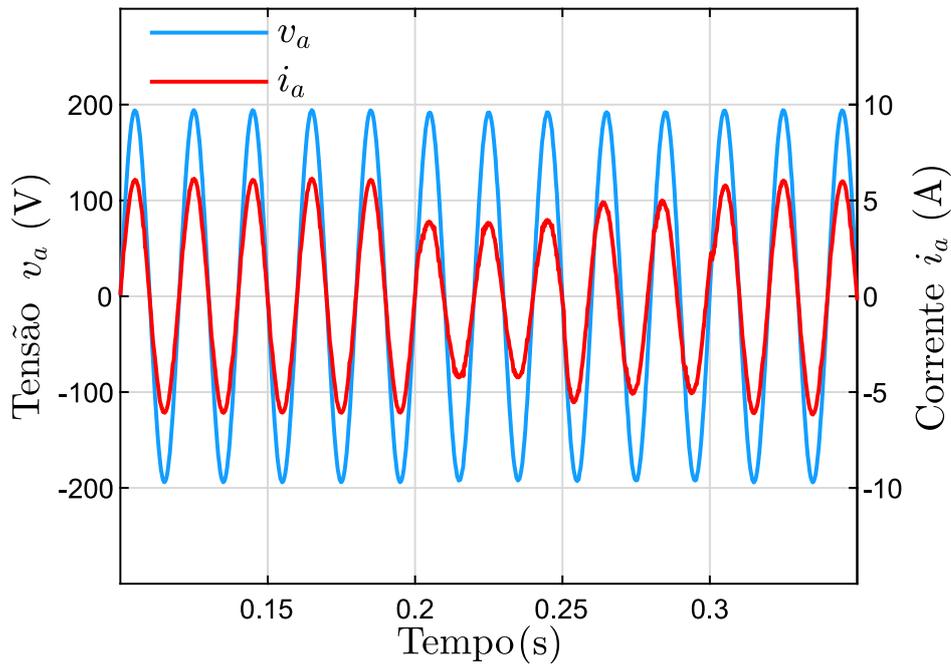


Figura 6.1 Cenário 1 - Corrente i_a e tensão v_a no PAC [próprio autor].

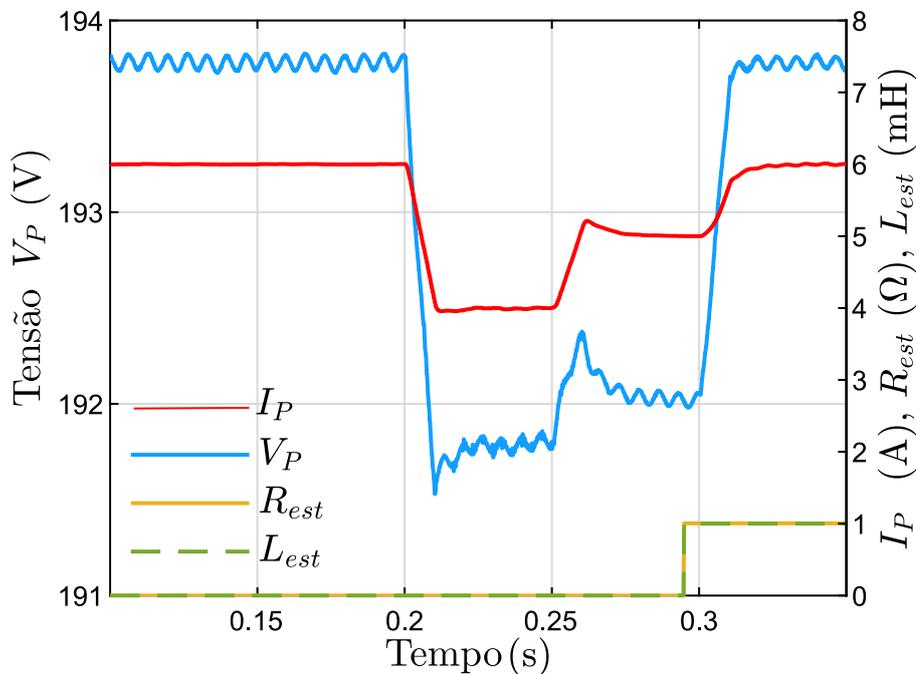


Figura 6.2 Cenário 1 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].

6.1.2 2º Cenário - Diante de desequilíbrio das tensões de rede

Neste cenário, o método proposto é avaliado sob condição de desequilíbrio entre as tensões do gerador principal. Por definição, o desequilíbrio de tensão é o fenômeno caracterizado por qualquer diferença verificada nas amplitudes entre as três tensões de fase de um determinado sistema trifásico, e/ou na defasagem elétrica de 120° entre as tensões de fase do mesmo sistema (PRODIST - Modulo 8).

As origens mais comuns para os desequilíbrios nos sistemas de distribuição, estão no comportamento das cargas monofásicas distribuídas inadequadamente entre as fases, fazendo surgir no circuito tensões de sequência negativa, agravadas pela combinação de cargas não lineares e pela má distribuição de carga no circuitos internos dos consumidores alimentados de forma trifásica, impondo correntes desequilibradas no circuito da concessionária. Assim, o desequilíbrio de tensão é inerente a própria característica heterogênea e imprevisível do sistema quanto ao volume e o instante de entrada das variadas cargas, sejam elas monofásicas ou trifásicas, ao longo do próprio arranjo de distribuição. Tensões desequilibradas podem também ser resultados da queima de fusíveis em uma fase de um banco de capacitores trifásicos [Paulillo 2003].

Ressalta-se como consequência danosa direta do desequilíbrio de tensão a sobrelevação da temperatura dos circuitos e equipamentos elétricos como motores, impactando negativamente no rendimento e diminuição da vida útil destes e assim no aumento em seus custos de manutenção.

Estão presentes nas principais normas nacionais e internacionais variados procedimentos para determinação do grau ou fator de desequilíbrio de tensão de um sistema elétrico (IEEE Std 446-1995, IEC 61000-2-12, PRODIST MODULO 8, NEMA MG1 14-34). Verificam-se, nestas, que os limites máximos permissíveis para operação em tal condição deva estar entre 1,5 e 3%. Para o presente trabalho, avaliou-se o método proposto para um fator desequilíbrio, $K(\%)$, em 6%, conforme metodologia de cálculo presente na norma IEEE 112-2017 apresentada em (6.1):

$$K(\%) = 3 \frac{\max [|V_a - V_b|, |V_a - V_c|, |V_b - V_c|]}{V_a + V_b + V_c} 100 \quad (6.1)$$

As tensões trifásicas no PAC diante do desequilíbrio imposto estão apresentadas na Fig. 6.3. Para simulação foram ajustadas as amplitudes da tensão de rede em 175V para Fase B, e 195V para Fase C.

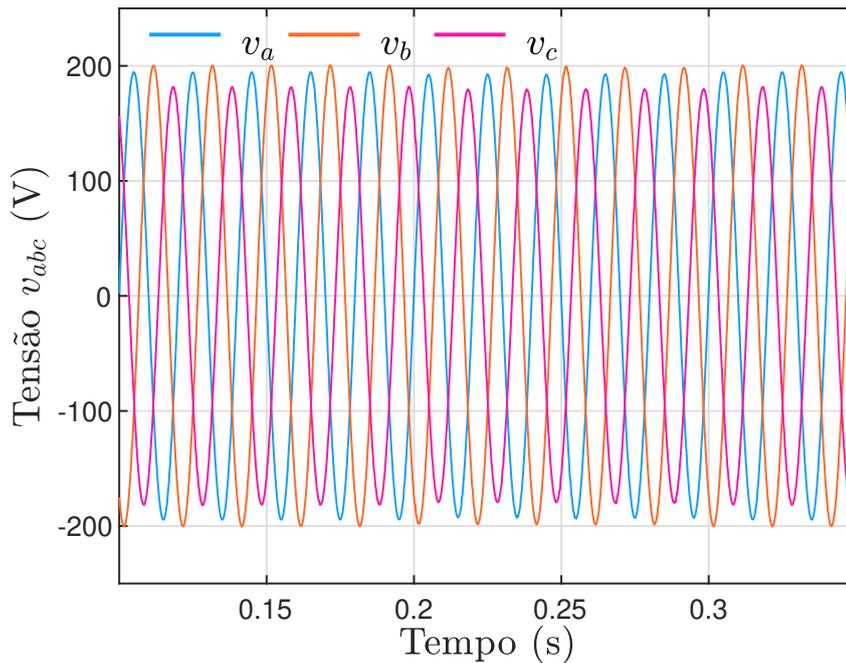


Figura 6.3 Cenário 2 - tensões v_{abc} no PAC com desequilíbrio de tensão de rede [próprio autor].

As variações nas amplitudes de sequência positiva das correntes (I_P) e tensões (V_P) no PAC, bem como as estimativas R_{est} e L_{est} são apresentadas na Fig. 6.4. A semelhança entre as Fig. 6.4 e Fig. 6.2 permite inferir desempenho adequado do extrator de sequência positiva empregado no suporte do método de estimação proposto na mitigação de harmônicas de rede. Os erros obtidos nesse cenário são 0,43% para R_{est} e 0,39% para L_{est} . A máxima THD de corrente no PAC calculada para este cenário foi de 3,38%. Ressalta-se novamente que este valor está associado ao período das variações programadas PQ impostas pelo método, uma vez que finalizada a estimação dos parâmetros de rede, a THD de corrente calculada é de 2,14%, mesmo valor observado no início da simulação.

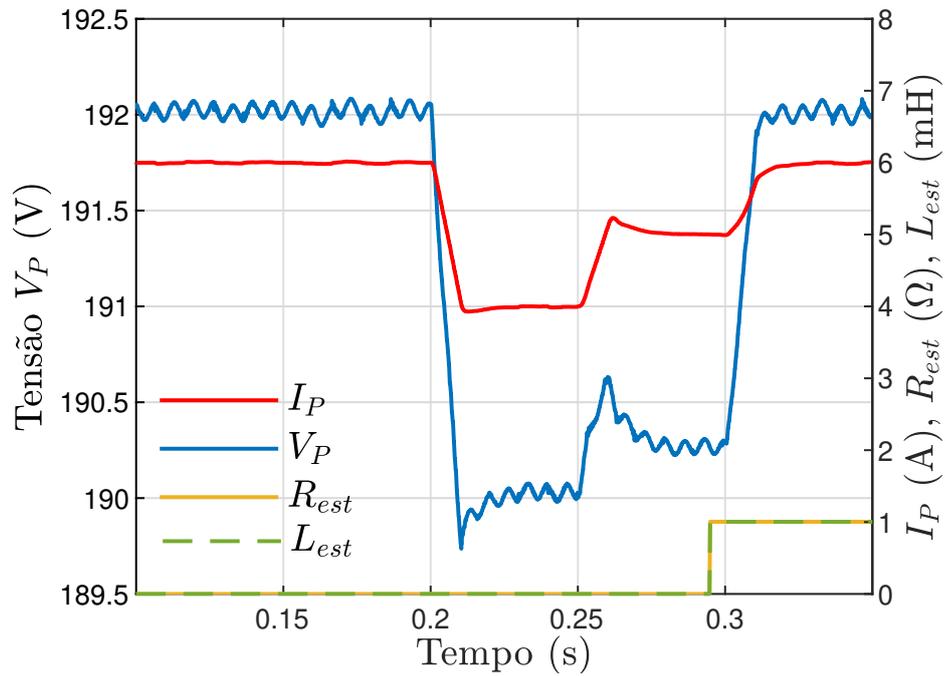


Figura 6.4 Cenário 2 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].

6.1.3 3º Cenário - Operação na presença de harmônicas, sem variação de Z_g

Neste cenário, as simulações realizadas testaram o método proposto sob influência das harmônicas de rede. Comumente a tensão da rede no PAC apresenta harmônicas causados pela corrente de carga não linear que flui através da rede. Assim, para aproximação desta condição, foram adicionados à tensão do gerador principal as harmônicas de 5ª e 11ª ordens, obtendo uma THD de 7,027 %, compatível com os limites recomendados pela IEEE 519-2014, resumidos na Tabela 6.1.

É possível identificar a influência dessas harmônicas na tensão v_a ao comparar as Figuras 6.5 e 6.1. A máxima THD de corrente no PAC calculada para simulação é de 6,63%, especificamente durante o período invasivo do método. Encerradas as variações PQ (após $t=0,3s$), a THD retorna ao patamar inicial próximo a 5% .

A comparação entre as Figuras 6.6 e 6.2 permitem atestar a qualidade da extração de sequência positiva proposta, o que repercute em um resultado de maior acurácia na estimação da impedância de rede. Neste cenário foram obtidos erros ainda inferiores a 1% com $1,0099\Omega$ para R_{est} e $0,009979$ mH para L_{est} .

Destaca-se que os procedimentos de variações de potência proposta no método são as mesmas utilizadas no cenário anterior, confirmados com os mesmos patamares de corrente representados por I_P na Figura 6.6.

Tabela 6.1 Limites de distorção harmônica para a tensão (IEEE 519.2014)

Tensão no PAC (Ponto de Acoplamento Comum)	Limite individual de distorção (%)	Distorção Harmônica Total (%)
$V \leq 1kV$	5,0	8,0
1 kV ; $V \leq 69kV$	3,0	5,0
69 kV ; $V \leq 161$ kV	1,5	2,5
161 kV $\leq V$	1,0	1,5

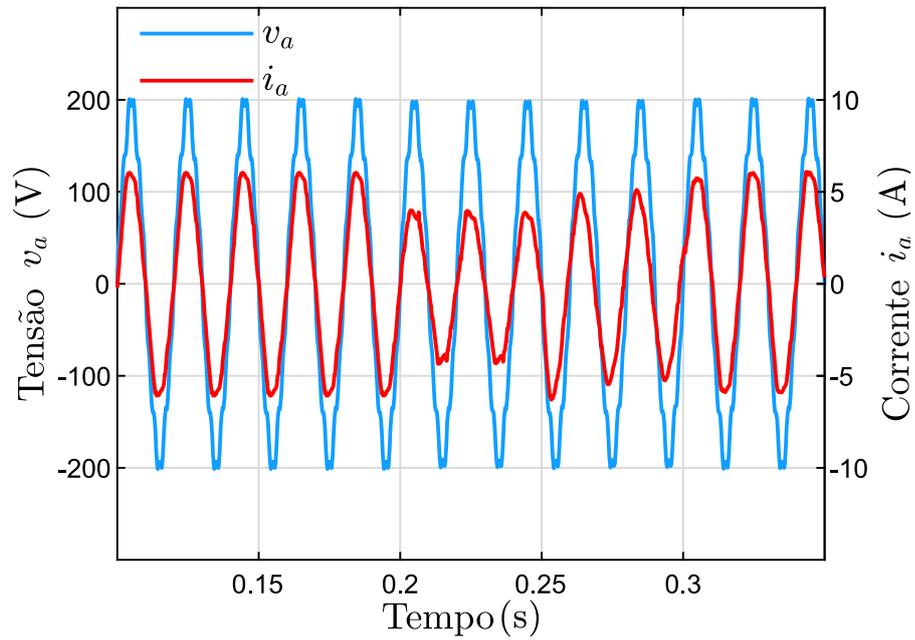


Figura 6.5 Cenário 3 - Corrente i_a e tensão v_a no PAC [próprio autor].

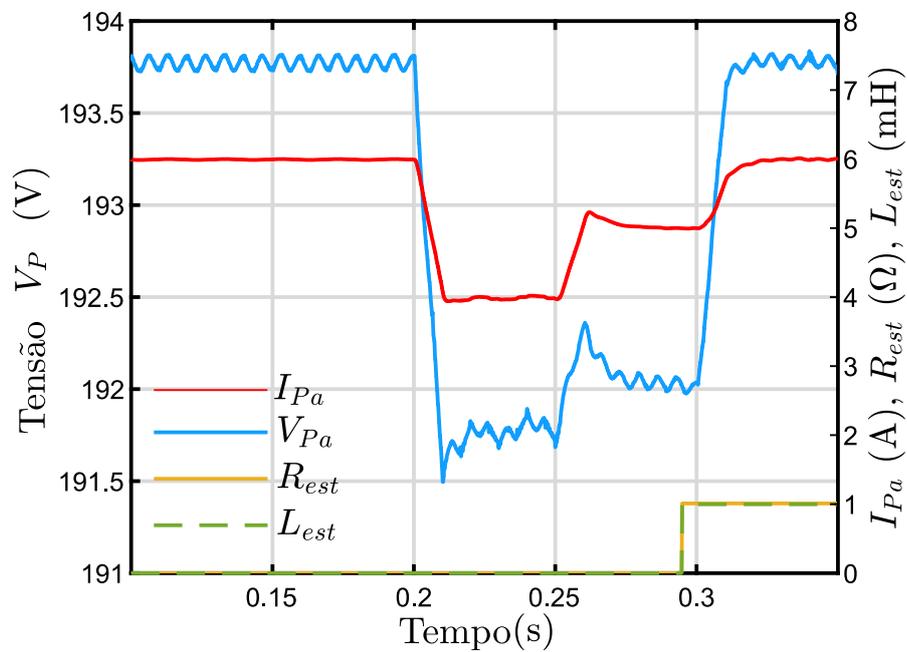


Figura 6.6 Cenário 3 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (i_P e v_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].

6.1.4 4º Cenário - Operação com harmônicas e desequilíbrio de rede

Neste cenário, a simulação testou o método sob influência harmônica e em condições de desequilíbrio das tensões da rede. Conforme proposto no cenário anterior, foram também utilizadas harmônicas de 5ª e 11ª ordens adicionadas à tensão da rede, obtendo-se THD em torno de 7% na fase A (compatível com os limites recomendados pela IEEE 519-2014). Adicionalmente a este cenário foi imposto um fator de desequilíbrio de tensão de rede de 6%, com base na metodologia de cálculo presente na norma IEEE 112-2017. Conforme já mencionado antes, este valor abrange os limites máximos permissíveis pelas normas internacionais IEC 61000-2-12 e NEMA MG1 14-34 e nacional, Prodist-Modulo 8.

As tensões trifásicas no PAC diante das condições impostas são apresentadas na Fig. 6.7. Para essa simulação, as amplitudes de tensão da rede foram ajustadas para 174,5 V para a Fase B e 193 V para a Fase C.

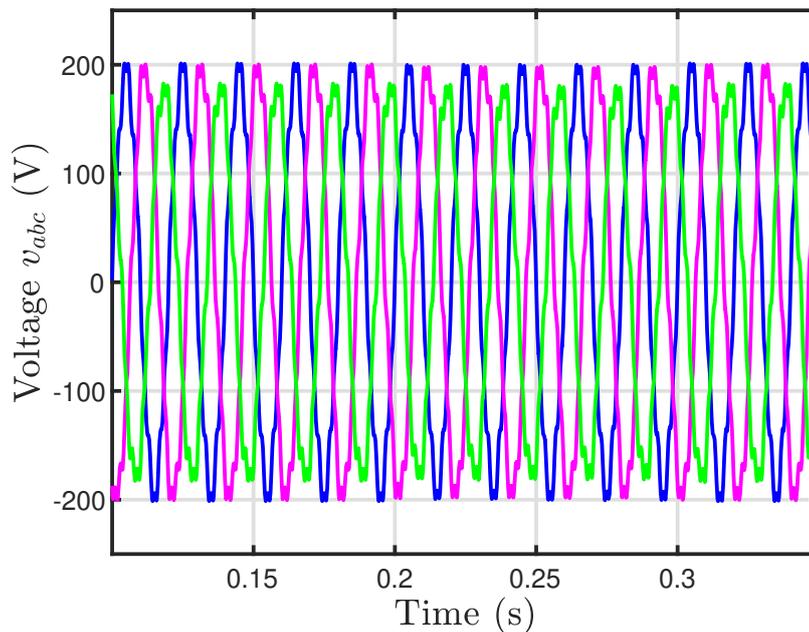


Figura 6.7 Cenário 4 - Tensão v_{abc} no PAC com tensões desequilibradas [próprio autor].

As variações nas amplitudes de sequência positiva das correntes (I_P) e tensões (V_P) no PAC, bem como as estimativas R_{est} e L_{est} são apresentadas na Fig. 6.8. A

semelhança entre a Fig. 6.8 e a Fig. 6.2 permite inferir o desempenho adequado do extrator de sequência positiva utilizado no suporte do método de estimação proposto. Os erros obtidos neste cenário são 0,59% para R_{est} e 0,15% para L_{est} .

A máxima THD de corrente no PAC para este cenário foi de 4,62%, entre os instantes 0,2 e 0,25s. Após a execução do procedimento invasivo inerente ao método o valor da THD para corrente estabiliza ao mesmo valor da condição inicial em 3,74%.

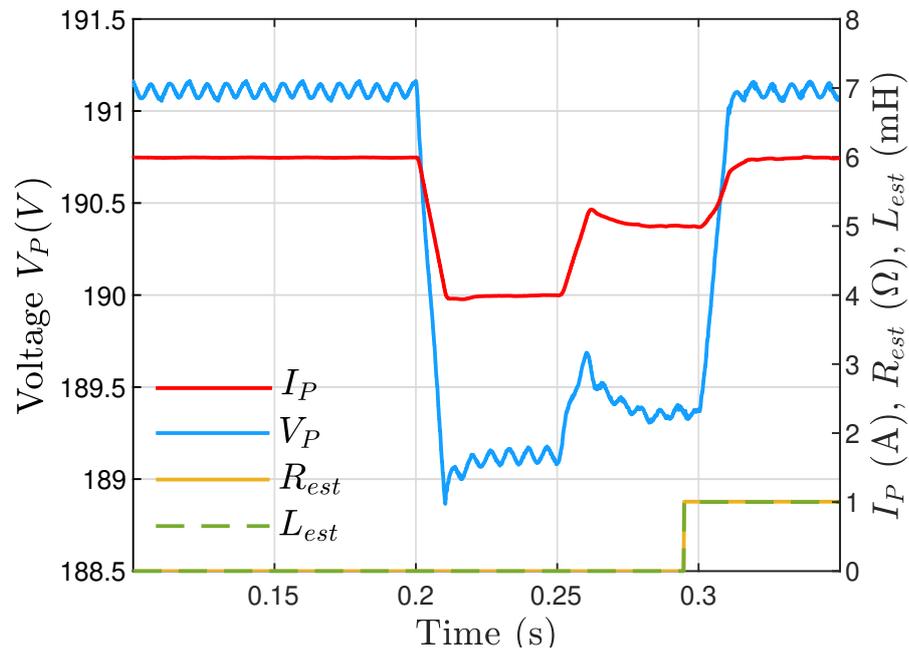


Figura 6.8 Cenário 4 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].

6.1.5 5º Cenário - Harmônicas, variação de impedância Z_g e ajuste de R_v

Neste novo cenário, a eficácia do método de estimação é analisada em condição de rede mais fraca (menor SCR, e maior relação X_g/R_g) e de distúrbios mais severos, diante da instabilidade do sistema, após variação da indutância da rede de 1mH para 4mH em $t = 0,15s$. Esta mudança em L_g reduz a frequência de ressonância LCL-rede a um valor inferior a f_{crit} , levando à oscilação da corrente injetada. Nesse caso, o procedimento de amortecimento deve ser adicionado ao sistema de controle. Ressalta-se que a mudança da indutância imposta implica em uma variação da impedância menor que 1Ω , significando que não deverá produzir nenhuma ação equivocada por proteção anti-ilhamento, logo o inversor deve permanecer conectado e a prática de amortecimento torna-se necessário para garantir estabilidade do sistema no novo ponto de operação. Assim, este cenário permite ainda validar a performance do método de estimação no cálculo de R_v e por isso, na eficácia da estratégia de amortecimento ativo proposta para manter a operação em níveis adequados de qualidade de energia.

Ao longo de toda simulação a resistência da rede R_g é mantida constante em 1Ω e as tensões de rede do gerador principal possuem as mesma distorção harmônica impostas no terceiro cenário. As variações das potências P e Q , inerentes ao método, ocorrem entre os instantes 0,2s e 0,3s. Estas variações são reproduzidas pelas variações nos sinais de corrente e tensão no PAC, conforme evidenciado na Figura 6.9 (corrente e tensão na fase A). Como esperado para uma rede agora mais fraca devido ao incremento de L_g , há um maior efeito das harmônicas na distorção da corrente injetada pelo inversor e maiores são as variações nas tensões no PAC. A THD máxima observada neste período de simulação é de 41,13 %, relacionada principalmente pela condição de ressonância produzida pela variação da impedância da rede. Observa-se com maior clareza na Figura 6.10 uma perturbação no sinal de corrente logo após o instante 0,15s. Este distúrbio é utilizado para identificar a variação significativa de impedância com base na estratégia apresentada na seção 4.1 e assim sinalizar o início do método de estimação de impedância.

Apesar do cenário adverso, o método proposto calcula $0,99969 \Omega$ para R_{est} e 3,9875 mH para L_{est} . Esses números representam erro inferior a 0,5 %. Como observado ainda na Figura 6.10, este cenário confirma a efetividade das estratégias auxiliares ao método para mitigação de harmônicas com base nas médias das amplitudes dos fasores estimadas pela FMC e filtradas pelo extrator de sequência positiva. Sugere-se ainda que uma maior

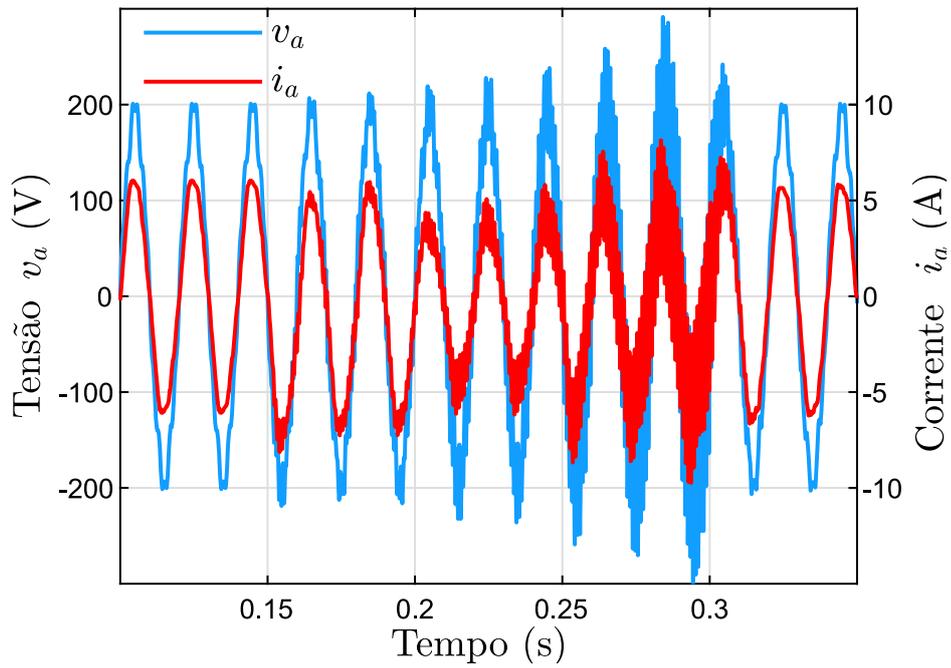


Figura 6.9 Cenário 5 - Corrente i_a e tensão v_a no PAC [próprio autor].

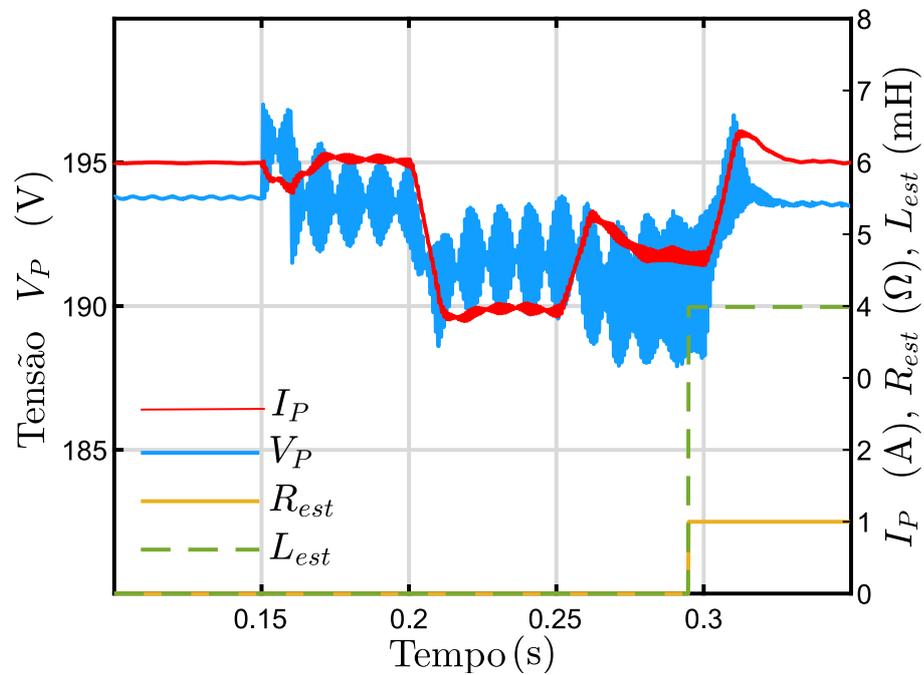


Figura 6.10 Cenário 5 - Variações nas magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P e V_P) e estimativa da impedância da rede (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].

acurácia obtida em uma condição mais adversa em relação ao cenário anterior se deva pelo fato de um maior valor para L_g tornar mais equilibrada a relação entre os parâmetros R_g e L_g durante convergência do método iterativo.

A partir dos valores de R_{est} e L_{est} , foi possível calcular o amortecimento R_v , e ajustá-lo internamente à malha de controle para colocar o sistema de volta à estabilidade para um novo ponto de operação da rede com baixa distorção harmônica, como mostrado na Figura 6.9 após o instante $t = 0,3$ s. A Figura 6.11 permite elucidar o efeito do incremento de R_v sobre a estabilização no sistema. Para L_g em 4 mH, quando R_v é nulo, o sistema possui dois polos na metade direita do plano complexo. Esses valores implicam que $f_{res} < f_{crit}$ e requerem o uso de amortecimento ativo ($R_v > 0$) para garantir a estabilidade segundo os critérios de Routh. Na mesma figura, é possível observar o deslocamento dos polos para o semiplano esquerdo à medida que o valor de R_v aumenta. Para a última configuração o sistema está estável novamente e a corrente no PAC apresenta THD em 4,82 % quando $R_v = 20$, semelhante ao nível de THD antes de $t=0,15$ s.

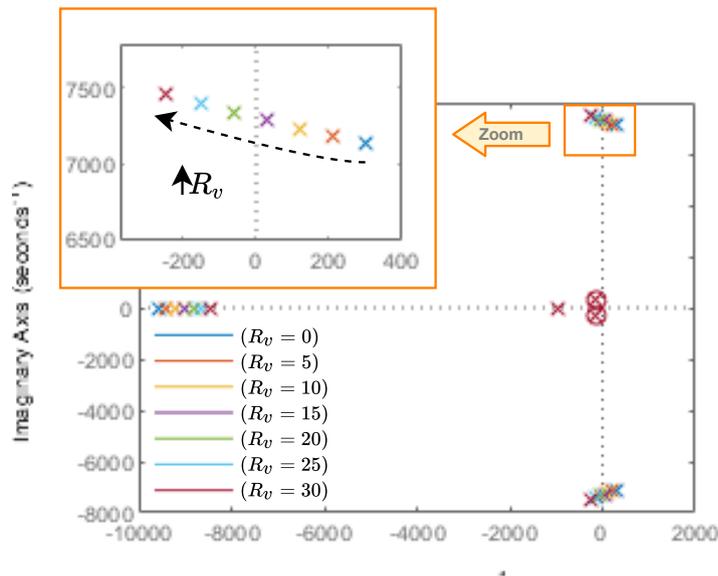


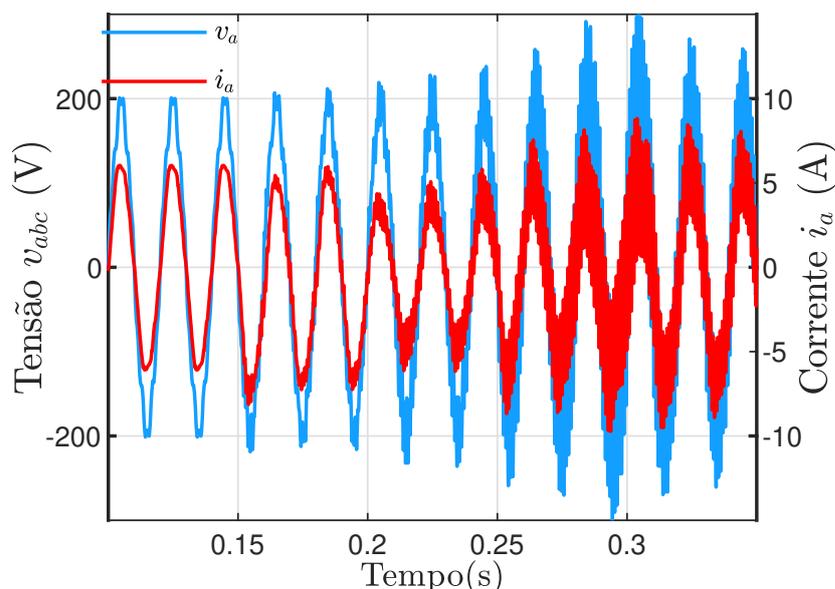
Figura 6.11 Cenário 5 - Polos de malha fechada com R_v variando de 0 a 30 [próprio autor].

Os resultados obtidos em todos os cenários analisados estão resumidos na Tabela 6.2. Nela, os valores $THDi^*$ apresentados correspondem a máxima THD da corrente identificada no período analisado.

Tabela 6.2 Resumo da estimação de impedância de rede nos diferentes cenários.

Cenários	$THDi^*$	R (Ω)	R_{est} (Ω)	erro	L (mH)	L_{est} (mH)	erro
1 - Normal	3,57%	1	1,00536	0,53%	1	1,0007	0,07%
2 - Desequilíbrio	3,38%	1	1,00432	0,43%	1	1,0039	0,39%
3 - Harmônicas	6,63%	1	1,00995	0,99%	1	0,9979	0,20%
4 - Harm. e deseq.	4,62%	1	1,00598	0,59%	1	1,0015	0,15%
5 - Variação de Z_g	41,13%	1	0,99969	0,03%	4	3,9875	0,31%

Para melhor percepção quanto ao emprego amortecimento ativo neste cenário, a Figura 6.12 apresenta o comportamento da tensão v_a e da corrente i_a no PAC sem que haja o ajuste de R_v após a variação da impedância de rede. Observa-se elevação expressiva da distorção tanto na corrente quanto na tensão no PAC logo após o instante $t=0,15s$ em que o valor de L_g é alterado para 4mH. As Figuras 6.13 e 6.14 apresentam os respectivos comportamentos das correntes e tensões trifásicas no PAC sem o emprego de amortecimento ativo (sem ajuste de R_v).

**Figura 6.12** Cenário 5* - Corrente i_a e tensão v_a no PAC sem ajuste de R_v [próprio autor].

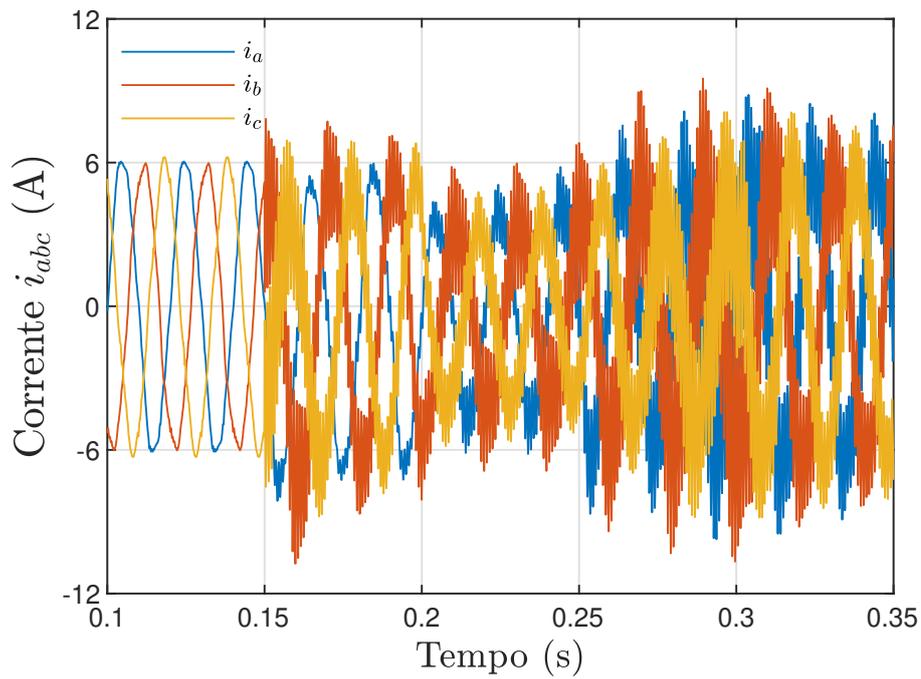


Figura 6.13 Cenário 5* - Correntes i_{abc} no PAC sem ajuste de R_v [próprio autor].

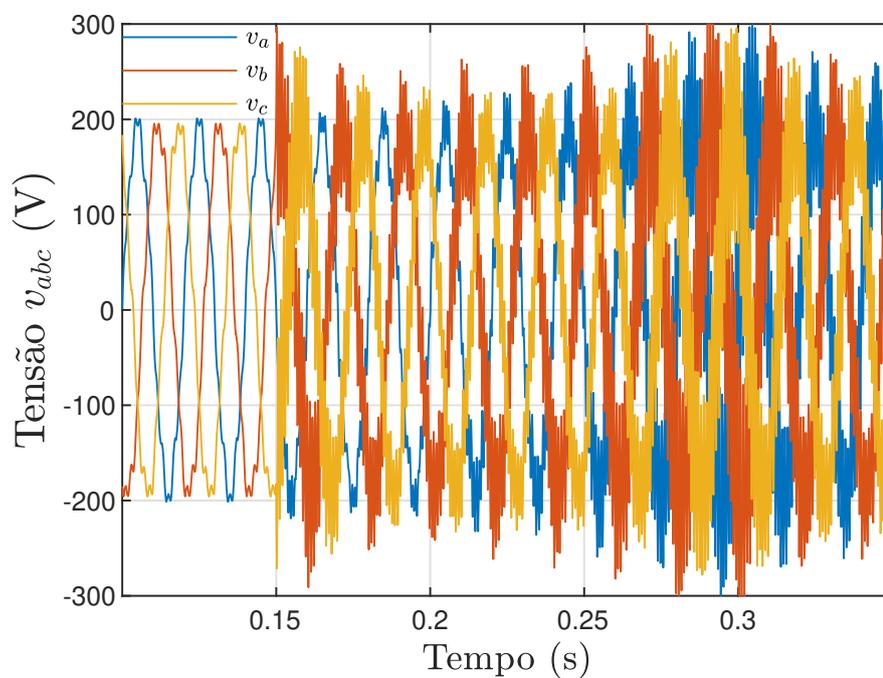


Figura 6.14 Cenário 5* - tensões v_{abc} no PAC sem ajuste de R_v [próprio autor].

O impacto invasivo do método sobre o sistema pode ser também avaliado a partir da análise dos valores de THDs de corrente em cinco intervalos ao longo da simulação, conforme apresentados na Tabela 6.3. O primeiro intervalo considera a THD na etapa inicial da simulação antes de 0,15s. O segundo intervalo apresenta a THD antes de iniciadas as variações PQ impostas pelo controle para ação invasiva do método de estimação proposto. Cabe ressaltar que esta etapa permite identificar a THD inicial logo após o instante de variação de impedância (exclusivo para o cenário 3). O terceiro intervalo, caracterizado pelo primeira variação PQ, a THD é analisada entre os instantes 0,2 e 0,25 s. No quarto intervalo a THD é analisado a partir da segunda variação PQ entre os instantes 0,25 e 0,3s. A quinta etapa analisa a THD logo após o restabelecimento do nível de potência de referência anterior às variações PQ impostas pelo método de estimação de impedância. O valor de THD neste intervalo permite principalmente avaliar o efeito benéfico da aplicação do amortecimento ativo ao comparar o crescimento da oscilação do sistema ao longo do tempo diante de mesmo cenário sem que haja emprego de amortecimento ativo (cenário 5* apresentado na Tabela 6.3). Esse aumento na oscilação é caracterizado por redução do valor da frequência de ressonância do sistema inversor-filtro LCL-rede abaixo da frequência crítica (f_{crit}) produzida pela mudança no valor da impedância de rede de 1mH para 4mH.

Tabela 6.3 THDs nos diferentes cenários e intervalos de simulação

Cenários	- - 0,15s	0,15 - 0,2s	0,2 - 0,25s	0,25 - 0,30s	0,30 - 0,35s
1 - Normal	1,97 %	1,97%	3,57%	2,90%	2,12%
2 - Desequilíbrio	2,14%	2,14%	3,38%	2,73	2,14 %
3 - Harmônicas	5,09%	5,09%	6,63%	5,34%	5,19%
4 - Harm. e deseq.	3,74%	3,74%	4,62%	3,39%	3,74%
5 - Variação de Z_g e R_v ajustado (t=0,3s)	5,09%	12,27%	28,46%	41,13%	4,82%
5* - Variação de Z_g (*sem ajuste de R_v)	5,09%	12,27%	19,37%	29,05%	31,92%

A análise espectral de frequência por meio da FFT do sinal de corrente em diferentes condições do sistema evidencia de forma mais visual os aspectos teóricos discutidos quanto aos efeitos da ressonância e do emprego do amortecimento proposto. A

Figura 6.15 apresenta os espectros fornecidos pela FFT para a corrente antes da variação de impedância ($t=0,15s$). Observa-se nesta, uma pequena presença das harmônicas de 3ª ordem, relacionada à dinâmica de chaveamento do próprio inversor, e de 5ª e 11ª ordem oriundos da rede conforme condição imposta para o cenário analisado. A Figura 6.16 apresenta a FFT de corrente para este mesmo cenário após a variação da impedância de rede proposta ($L_g=4mH$). Nesta, além das harmônicas observadas na figura anterior, é possível constatar a ocorrência de ressonância ao identificar na composição do sinal de corrente forte participação de frequências em torno 1,17kHz. Este valor está em conformidade com a expressão (2.9), apresentada na seção 2.1.4 para determinação de f_{res} diante da influência da impedância de rede. A Figura 6.17 apresenta a FFT da corrente após efeito do amortecimento ativo proposto, quando o valor de R_v é ajustado para 20. Nota-se por essa figura, a eficácia do amortecimento na supressão da ressonância e na garantia de baixo THD próximo ao patamar inicial (antes da variação de Z_g) ao se avaliar a pequena participação harmônica neste sinal. Observa-se ainda nesta mesma figura, semelhança entre a composição dos espectros de frequência apresentados na Figura 6.15.

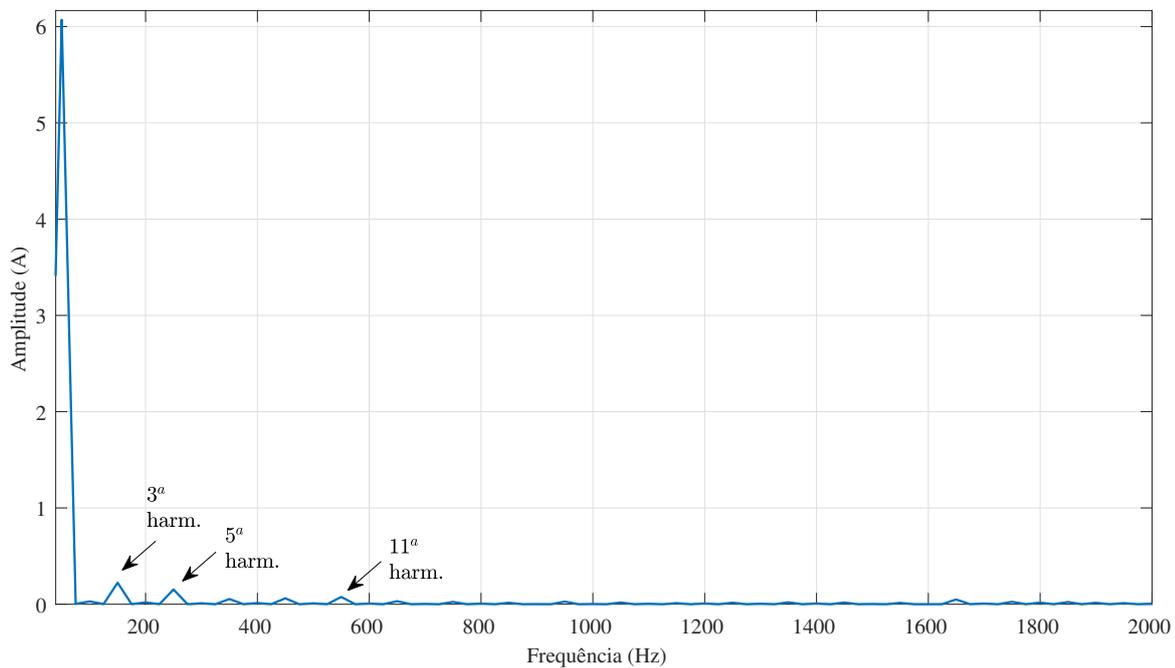


Figura 6.15 Cenário 5 - FFT antes da variação de Z_g ($L_g=1mH$ e $R_v = 0$) [próprio autor].

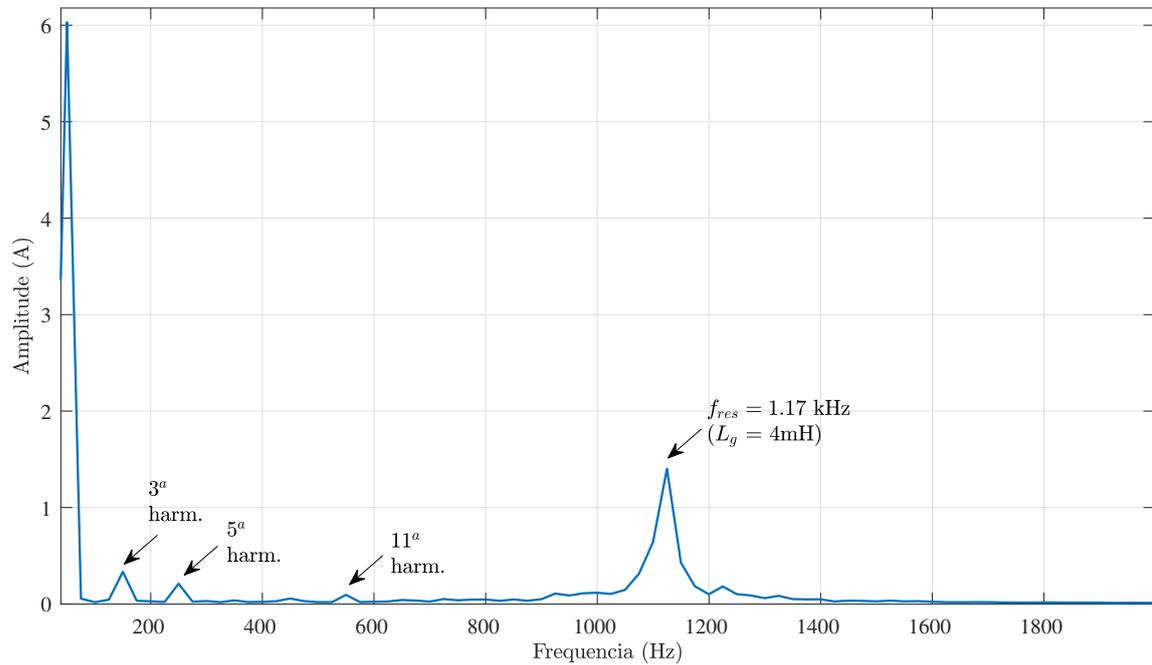


Figura 6.16 Cenário 5* - FFT após variação de Z_g e sem uso de amortecimento ativo ($L_g=4\text{mH}$ e $R_v = 0$) [próprio autor].

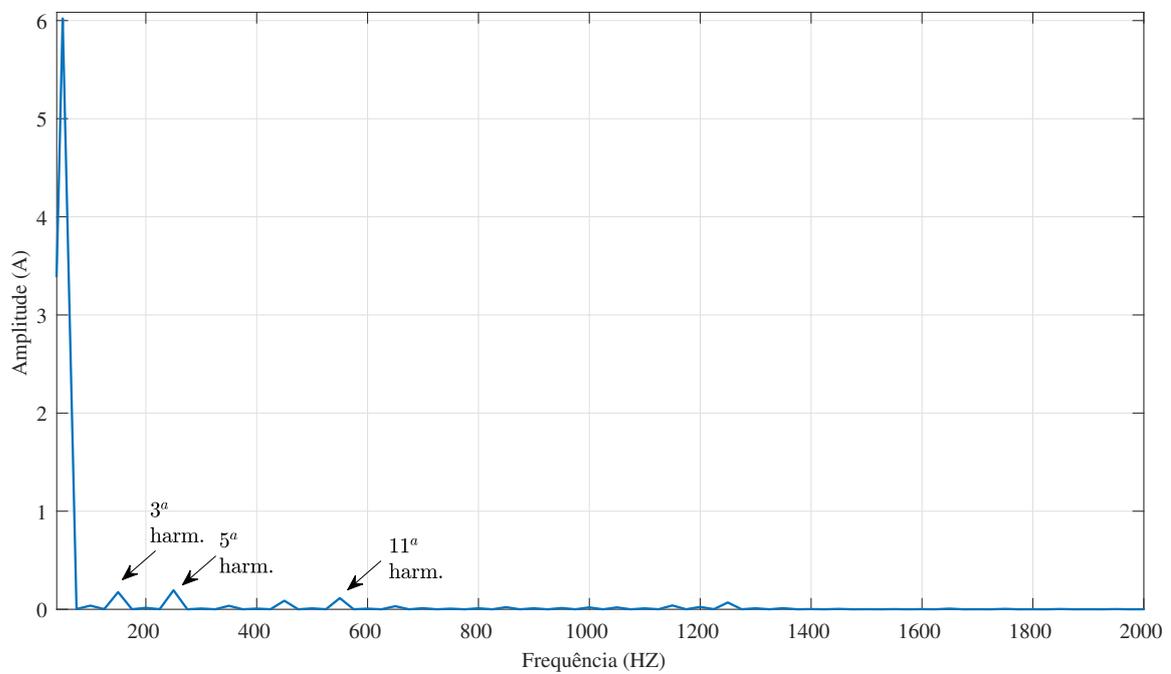


Figura 6.17 Cenário 5 - FFT após ajuste de R_v ($L_g=4\text{mH}$ e $R_v = 20$) [próprio autor].

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção relata os resultados experimentais a partir do arranjo entre Typhon Hil e DSP descrito no Capítulo 5 para as mesmas condições apresentadas no último cenário da seção anterior. Assim, as harmônicas de 5^a e 11^a ordens estão presentes na tensão de rede principal. A mesma variação da indutância da rede também é adotada (de 1 mH para 4 mH), mantendo a resistência da rede constante em 1 Ω .

A Figura 6.18, extraída por meio de osciloscópio, exhibe o comportamento em tempo real da corrente i_a e da tensão v_a no PAC. Para facilitar sua interpretação, são destacadas quatro regiões de operação designadas por A, B, C e D. A região A representa o período em que o sistema opera com indutância de 1 mH seguida pela região B a partir do instante em que há mudança de L_g para 4 mH. Ambas regiões, A e B, apresentam valor nulo para R_v . A região C representa o período necessário para realizar o método de estimativa de impedância. Esta região é caracterizada pelas variações nas potências P e Q , e assim pelas variações nas amplitudes e fases das correntes e tensões no PAC para cálculo dos parâmetros da rede, L_g e R_g . Ainda nesta região, são realizados os cálculos da variação da impedância e do dimensionamento de R_v para ajustar o amortecimento ativo. A região D representa a tensão e a corrente após o ajuste R_v .

Nas regiões B e C é possível observar um aumento de distorção da tensão v_a e da corrente i_a em que se verifica uma THD máxima de 31%. Conforme discutido anteriormente, o aumento da impedância da rede proposto reduz a frequência de ressonância sistema LCL-rede a um valor inferior à frequência crítica. Isso implica em instabilidade do sistema, com elevação das tensões e correntes no PAC e a necessidade de uma estratégia auxiliar para restabelecer as condições adequadas de operação do inversor. Na região D, o valor de R_v é definido como 20 (ganho adimensional), comprovando a eficácia do uso do amortecimento ativo discutido na seção anterior para garantir a estabilidade e reduzir a THD da corrente e da tensão. A THD máxima para a corrente i_a , calculado na região D, é inferior a 5%.

A Figura 6.19, exportada do ambiente SCADA do Typhoon Hil, mostra as amplitudes das correntes e tensões fornecidas pelo estimador de sequência positiva no PAC. Os resultados para a estimativa de R_g e L_g também são mostrados nesta figura. Estimativas de 0,99563 Ω para R_{est} e 4,0238 mH para L_{est} são obtidas, garantindo erro em torno de 0,5%.

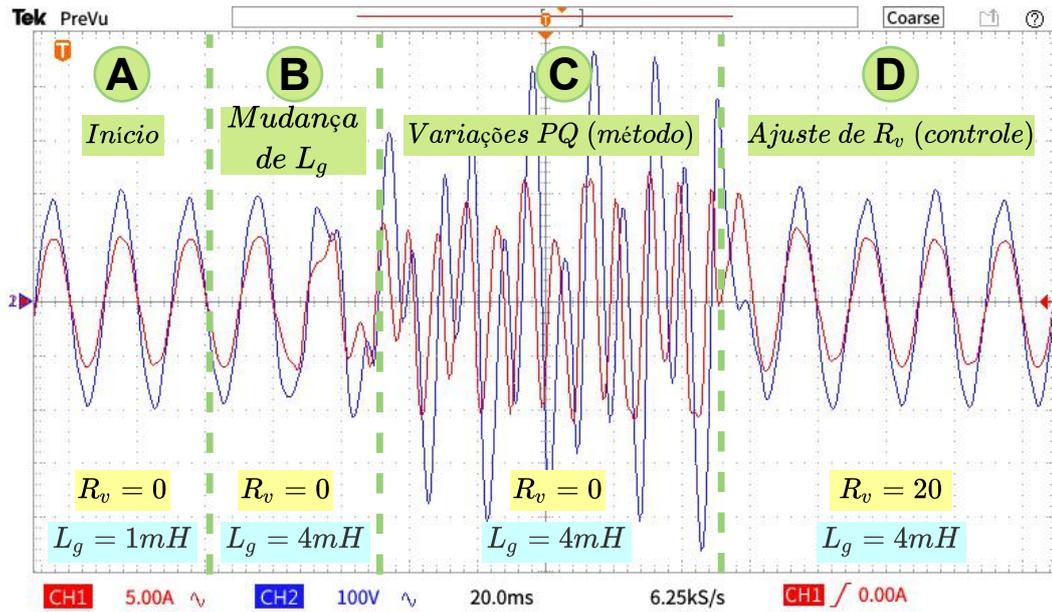


Figura 6.18 Experimental - Corrente i_a e tensão v_a no PAC a partir do osciloscópio [próprio autor].

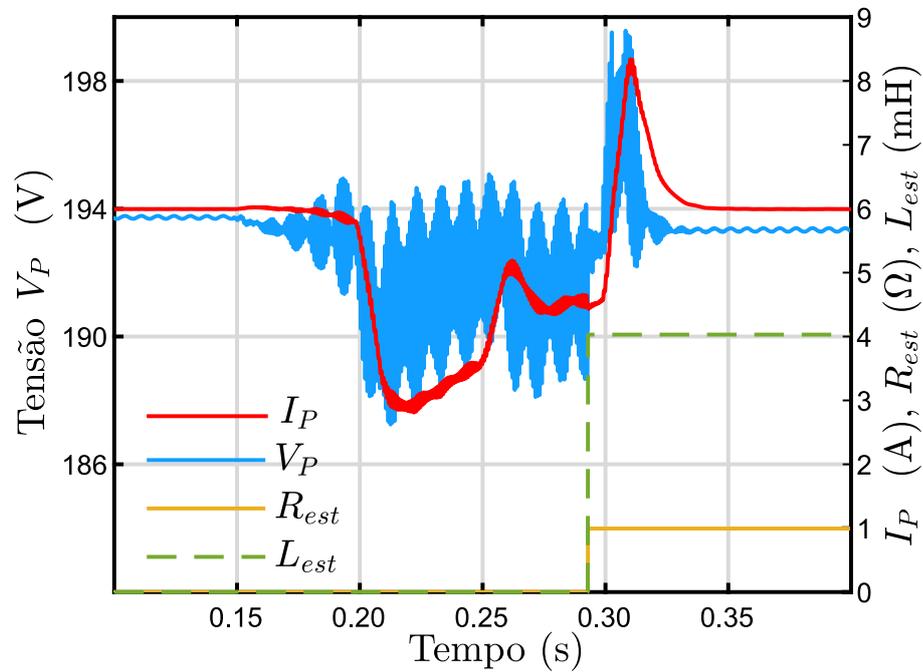


Figura 6.19 Experimental - Variações das magnitudes de corrente e tensão no PAC (I_P and V_P) e estimação de impedância (R_{est} e L_{est}) [próprio autor].

CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1 CONCLUSÃO

Neste trabalho, um método de estimação de impedância de rede adequado para aplicações com uso de inversores conectados à rede foi proposto. O método se baseia em variações de potências ativa e reativa impostas pelo inversor em curto período de tempo (100ms). Estas variações PQ provocam, por sua vez, mudanças nos fasores de sequência positiva de tensões e correntes no ponto de acoplamento comum que são processados por um algoritmo de Newton-Raphson para determinação da impedância de rede. Neste trabalho, sugere-se a utilização de um extrator de sequência positiva que foi aprimorado pela utilização de um filtro de Fourier de meio ciclo. Esse extrator foi utilizada anteriormente para aplicações de sincronização por PLL, baseado no algoritmo de mínimos quadrados recursivo. A utilização do filtro de Fourier no estimador de sequência positiva fornece ao método robustez contra distorções harmônicas da rede elétrica. Essa robustez foi comprovada nos experimentos realizados no trabalho. O método proposto aqui, aplica-se a inversores com controle baseados em referência de fase ou em quadratura que evitam a aplicação da transformada de Park. No entanto, pode ser facilmente adaptado para sistemas de controle de inversores baseados em referências síncronas. Reforça-se que em comparação com outros métodos de estimação de impedância invasivos, baseados em ressonâncias, ou correntes harmônicas, a presente proposta não impacta significativamente as tensões e correntes no PAC. Adicionalmente, ao contrário desses métodos, as

perturbações são realizadas na frequência fundamental, preservando níveis mais baixos de distorções harmônicas das tensões e correntes

A estimação da impedância neste trabalho é utilizada para aperfeiçoar o sistema de controle do inversor por meio de um procedimento de amortecimento ativo. Esse procedimento é dependente da determinação de um ganho retroalimentado para um laço interno da corrente capacitiva do filtro. O laço adicional de controle é uma necessidade para inversores LCL cuja frequência de ressonância do filtro é menor do que a frequência crítica imposta pela implementação digital do controle. O valor do ganho deve ser calculado criteriosamente para assegurar a estabilidade do sistema. No entanto, esse cálculo deve ter em consideração a impedância da rede. Neste trabalho, o método de Routh foi a metodologia selecionada para este propósito.

Simulações e testes experimentais baseados em *hardware-in-the-loop* em distintos cenários de operação (desequilíbrios de tensão, distorções harmônicas e condições mais fracas de rede) permitiram validar eficácia do método ao apresentar erros de estimativas de impedância inferiores a 1%. Este valor de erro é semelhante ao alcançado por técnicas de elevada acurácia disponíveis na literatura. A aplicação do método de amortecimento ativo garantiu estabilidade com valores admissíveis de THD para a corrente injetada.

7.2 CONTINUIDADE DO TRABALHO

- Uso de outros métodos de análise numérica para avaliar ganho em eficiência computacional e/ou melhoria da acurácia da estimativa de impedância de rede;
- Inclusão de nível (ou níveis) de potência adicional durante a fase invasiva do método (caracterizada pelas variações PQ). Ou seja, formação de novos degraus para tensão, corrente e diferença de fase no PAC a fim de prover mais equações do sistema permitindo maior precisão na estimativas dos parâmetros de rede por meio da análise numérica. (No atual estágio da pesquisa, o método se utiliza de três patamares para gerar suas equações);
- Análise do método sob outras anomalias da rede (sobretensão, queda de tensão, faltas, etc);
- Aprimoramento do algoritmo de sinalização de variação de impedância de rede de forma garantir menor tempo para atuação da técnica de estimação de impedância proposta e assim, para atuação de controle adaptativo, ou ainda para evitar o procedimento invasivo equivocado diante de outras ocorrências de rede;
- Estudo comparativo da eficiência da detecção de ilhamento a partir do método de estimação de impedância proposto em relação a outros métodos apresentados na literatura;
- Expansão do método proposto para estimação de impedâncias de rede nas frequências além da fundamental.
- Aprimoramento da técnica por meio de utilização da injeção controlada de sinal corrente de baixa amplitude em alta frequência não harmônica permitindo menor intervalo de tempo durante a etapa invasiva, logo maior velocidade para estimação de impedância e menor impacto do método sobre a rede.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABEYASEKERA, T. et al. Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 20, n. 6, p. 1393–1401, 2005.
- ADIB, A.; MIRAFZAL, B. Virtual inductance for stable operation of grid-interactive voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 8, p. 6002–6011, 2019.
- ADIB, A. et al. On stability of voltage source inverters in weak grids. *IEEE Access*, v. 6, p. 4427–4439, 2018.
- ALENIUS, H. et al. Autonomous reactive power support for smart photovoltaic inverter based on real-time grid-impedance measurements of a weak grid. *Electric Power Systems Research*, v. 182, p. 106207, 2020. ISSN 0378-7796.
- ALVES, D. K. et al. Wavelet-based monitor for grid impedance estimation of three-phase networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 3, p. 2564–2574, 2021.
- ARAÚJO, S. V. et al. Lcl filter design for grid-connected npc inverters in offshore wind turbines. In: *2007 7th International Conference on Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1133–1138.
- AREFIFAR, S. A.; XU, W. Online tracking of power system impedance parameters and field experiences. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, n. 4, p. 1781–1788, 2009.
- ARRUDA, J. P. *Métodos de Sincronização de Conversores em Sistemas de Geração Distribuída*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, 2008.
- ARTAL-SEVIL, J.; DUFO-LÓPEZ, R.; BERNAL-AGUSTÍN, J. Analysis of different pwm modulation techniques: Comparison and design. In: *2018 XIII Technologies Applied to Electronics Teaching Conference (TAE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–8.
- ASIMINOAEI, L. et al. A digital controlled pv-inverter with grid impedance estimation for ens detection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 20, n. 6, p. 1480–1490, 2005.
- ASIMINOAEI, L. et al. Implementation and test of an online embedded grid impedance estimation technique for pv inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 4, p. 1136–1144, 2005.

- BERTLING, F.; SOTER, S. A novel converter integrable impedance measuring method for islanding detection in grids with widespread use of decentral generation. In: IEEE. *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on*. [S.l.], 2006. p. 503–507.
- CAO, W.; HU, Y. *Renewable Energy*. Rijeka: IntechOpen, 2016. ISBN 978-953-51-2408-5. Disponível em: <https://doi.org/10.5772/59389>.
- CASTILLA, M. et al. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4492–4501, 2009.
- CHA, H.; VU, T.-K. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. p. 1659–1665, 2010.
- CHO, J.-H. et al. A novel pq variations method using a decoupled injection of reference currents for a precise estimation of grid impedance. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.], 2014. p. 5059–5064.
- CHUNG, S. K. Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 147, n. 3, p. 213–219, May 2000.
- CIMPOERU, A. et al. Parallel converter system and their control. *Institute of Energy Technology-Pontoppidanstraede 101, Aalborg University*, Sep 2009.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Control of single-stage single-phase pv inverter. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 10 pp.–P.10.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. On-line grid impedance estimation based on harmonic injection for grid-connected pv inverter. In: *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2437–2442.
- CIOBOTARU, M. et al. Online grid impedance estimation for single-phase grid-connected systems using pq variations. In: *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2306–2312.
- COBRECES, S. et al. Grid impedance monitoring system for distributed power generation electronic interfaces. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 58, n. 9, p. 3112–3121, 2009.
- DAHONO, P. A.; PURWADI, A. et al. An lc filter design method for single-phase pwm inverters. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on*. [S.l.], 1995. p. 571–576.
- DANNEHL, J. et al. Investigation of active damping approaches for pi-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with lcl filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, 2010.

- DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; THØGERSEN, P. B. Pi state space current control of grid-connected pwm converters with lcl filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 9, p. 2320–2330, 2010.
- FASSHAUER, H.; VIOTTO, M. *Method and apparatus for measuring the impedance of an electrical energy supply system*. [S.l.]: Google Patents, 2005. US Patent 6,933,714.
- FERNANDES, D. A.; NAIDU, S. R.; COURA, C. Instantaneous sequence-component resolution of 3-phase variables and its application to dynamic voltage restoration. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 58, n. 8, p. 2580–2587, 2009.
- FERNANDES, D. A.; NAIDU, S. R.; COURAJR, C. Instantaneous sequence-component resolution of 3-phase variables and its application to dynamic voltage restoration. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 58, n. 8, p. 2580–2587, 2009.
- GHANEM, A. et al. Grid impedance estimation for islanding detection and adaptive control of converters. *IET Power Electronics*, IET, v. 10, n. 11, p. 1279–1288, 2017.
- GHZAIEL, W. et al. Grid impedance estimation based hybrid islanding detection method for ac microgrids. *Mathematics and Computers in Simulation*, v. 131, p. 142–156, 2017. ISSN 0378-4754. 11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378475415002219>.
- GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 81, p. 116–135, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117311206>.
- GOMES, H. M. T. C. *Investigação e aprimoramento de técnica de sincronização aplicada no controle de conversores conectados à rede elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Bahia - UFBA, Salvador, Brasil, nov. 2016.
- GRUNAU, S.; FOX, M.; FUCHS, F. W. Comparison of a three and four phase interleaved bidirectional dc/dc-converter for the operation in an energy storage system in wind turbines. In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. DS3d.6–1–DS3d.6–8.
- GU, J.-C.; YU, S.-L. Removal of dc offset in current and voltage signals using a novel fourier filter algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 15, n. 1, p. 73–79, 2000.
- HE, Y. et al. Hybrid active damping combining capacitor current feedback and point of common coupling voltage feedforward for grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 2, p. 2373–2383, 2021.

Hill, W. A.; Kapoor, S. C. Effect of two-level pwm sources on plant power system harmonics. In: *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1300–1306 vol.2. ISSN 0197-2618.

IEEE-519. Recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, p. 1–29, 2014.

IEEE Std 1204-1997. *IEEE Guide for Planning DC Links Terminating at AC Locations Having Low Short-Circuit Capacities*. [S.l.], 1997. 1-216 p.

JIA, K. et al. An islanding detection method for multi-dg systems based on high-frequency impedance estimation. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 8, n. 1, p. 74–83, 2017.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 58–63, Jan 1997.

LI, X. et al. Wide damping region for lcl-type grid-connected inverter with an improved capacitor-current-feedback method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 9, p. 5247–5259, 2015.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R. Grid impedance estimation via excitation of lcl -filter resonance. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 5, p. 1401–1407, 2007.

LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Stability improvements of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In: *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1195–1201 vol.3.

LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an lcl-filter three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 1, p. 76–86, 2004.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of grid-connected pv inverters with large grid impedance variation. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4773–4779 Vol.6.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 21, n. 1, p. 263–272, 2006.

- LISTON, R. A. et al. Single-phase grid-tied inverters: Guidelines for smoother connection and suitable control structure. In: *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.
- Luiz, A. A.; Cardoso Filho, B. J. Sinusoidal voltages and currents in high power converters. In: *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 3315–3320. ISSN 1553-572X.
- Malinowski, M.; Jasinski, M.; Kazmierkowski, M. P. Simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 2, p. 447–454, April 2004. ISSN 1557-9948.
- MEERENDRE, M. K. D. et al. Review of local network impedance estimation techniques. *IEEE Access*, v. 8, p. 213647–213661, 2020.
- MOHAMED, Y. A.-R. I. Suppression of low-and high-frequency instabilities and grid-induced disturbances in distributed generation inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 12, p. 3790–3803, 2011.
- MOHAMMED, N.; KEREEKES, T.; CIOBOTARU, M. An online event-based grid impedance estimation technique using grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 5, p. 6106–6117, 2021.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.: s.n.], 2011.
- PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of active damping control for lcl filters. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, v. 50, 2014.
- PAULILLO, G. Capítulo iii - desequilíbrio de tensão. *Revista O Setor Elétrico*, v. 86, 2003.
- PEDERSEN, K. O. H.; NIELSEN, A. H.; POULSEN, N. K. Short-circuit impedance measurement. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, IET, v. 150, n. 2, p. 169–174, 2003.
- Pezzotti, G.; Valencia, J.; Londono, N. Deabbeat discrete control throgh of the identification with neural networks for presure system. *IEEE Latin America Transactions*, v. 10, n. 4, p. 1967–1972, June 2012. ISSN 1548-0992.
- Peña-Alzola, R. et al. A self-commissioning notch filter for active damping in a three-phase lcl -filter-based grid-tie converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 12, p. 6754–6761, Dec 2014. ISSN 1941-0107.
- RADWAN, A. A. A.; MOHAMED, Y. A.-R. I. Improved vector control strategy for current-source converters connected to very weak grids. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 31, n. 4, p. 3238–3248, 2016.

- REYES, M. et al. Enhanced decoupled double synchronous reference frame current controller for unbalanced grid-voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 9, p. 3934–3943, 2012.
- RHODE, J. P.; KELLEY, A. W.; BARAN, M. E. Complete characterization of utilization-voltage power system impedance using wideband measurement. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 33, n. 6, p. 1472–1479, 1997.
- SAMAVATI, E.; MOHAMMADI, H. R. An improved method for harmonic mitigation and stability improvement of the grid-connected inverters under local load variation and weak grid condition. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 123, p. 106310, 2020. ISSN 0142-0615. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061519342164>.
- SANTOS, J.; BARBOSA, F. Voltage stability evaluation using the relation between impedances. In: *Proceedings of the 12th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (IEEE Cat. No.04CH37521)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 927–930 Vol.3.
- SHEN, G. et al. Current control optimization for grid-tied inverters with grid impedance estimation. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 861–866.
- Shukla, K.; Maheshwari, R. Implementation of 3l dpwm techniques for parallel interleaved 2l vsis. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 6, p. 7604–7613, Nov 2019. ISSN 1939-9367.
- SILVA, L. H. S. et al. A sequence components estimation technique applied for distributed generation. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1190–1195.
- SOSA, J. et al. Comparative evaluation of l and lcl filters in transformerless grid tied converters for active power injection. In: IEEE. *2014 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. [S.l.], 2014. p. 1–6.
- STRACHAN, N. P. W.; JOVCIC, D. Stability of a variable-speed permanent magnet wind generator with weak ac grids. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 4, p. 2779–2788, 2010.
- Teodorescu, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, Sep. 2006. ISSN 1350-2352.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. [S.l.: s.n.], 2011.
- TIMBUS, A. V. et al. Online grid measurement and ens detection for pv inverter running on highly inductive grid. *IEEE power electronics letters*, IEEE, v. 2, n. 3, p. 77–82, 2004.

- TWINING, E.; HOLMES, D. G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 888–895, 2003.
- VDE, V. *0126-1-1, Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid*. [S.l.]: VDE Verlag, Berlin, 2006.
- VIKRAM, K.; VLADIMIR, B. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Trans. Industry Applications*, v. 33, n. 1, Oct 1997.
- Wang, X. et al. Design considerations of digitally controlled lcl-filtered inverter with capacitor- current-feedback active damping. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 2, n. 4, p. 972–984, Dec 2014. ISSN 2168-6785.
- WU, Q. H.; LU, Z.; JI, T. Y. *Protective Relaying of Power using Mathematical Morphology*. Liverpool: Springer-verlag London Limited, 2009.
- WU, W. et al. Damping methods for resonances caused by lcl-filter-based current-controlled grid-tied power inverters: An overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 9, p. 7402–7413, 2017.
- XIN, Z. et al. Highly accurate derivatives for lcl-filtered grid converter with capacitor voltage active damping. *IEEE Trans. Power Electron*, v. 31, n. 5, p. 3612–3625, 2016.
- YANG, J. et al. Online estimation and application of power grid impedance matrices based on synchronised phasor measurements. *IET generation, transmission & distribution*, IET, v. 4, n. 9, p. 1052–1059, 2010.
- YANG, S. et al. A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 1, p. 202–212, 2011.
- YUAN, J.; Al Durra, A.; EL-SAADANY, E. Adaptive digital notch filter based on on-line grid impedance estimation for grid-tied lcl filter systems. *Electric Power Systems Research*, v. 172, p. 183–192, 2019. ISSN 0378-7796.
- ZEB, K. et al. A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 94, p. 1120–1141, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211830491X>.
- ZHONG, Q.-C.; HORNIK, T. *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- ZHONG, Q.-C.; HORNIK, T. *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*. [S.l.: s.n.], 2013.
- ZMOOD, D.; HOLMES, D. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.

PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

- (Journal of Control, Automation and Electrical Systems - Springer - 2022) **A GRID IMPEDANCE ESTIMATION METHOD ROBUST AGAINST GRID VOLTAGES UNBALANCE AND HARMONIC DISTORTIONS**. Hugo M. T. C. Gomes/ Leandro L. O. Carralero/ José H. Suárez/ André P. N. Tahim/ José Renes Pinheiro/ Fabiano F. Costa.
- (Revista Eletrônica de Potência - SOBRAEP - 2022) **ESTIMATIVA DE IMPEDÂNCIA PARA SUPORTE DE ESTABILIDADE E QUALIDADE DE ENERGIA EM INVERSORES CONECTADOS À REDE** Hugo M. T. C. Gomes/ Leandro L. O. Carralero/ José H. Suárez/ André P. N. Tahim/ José Renes Pinheiro/ Fabiano F. Costa
- (Journal of Energy Storage - Elsevier - 2022) **Power Management Strategy based DC Bus Voltage Control for Standalone Photovoltaic-Battery System**. Leandro Oro/ Hugo Gomes/ Fabiano F. Costa/ Filipe A. da C. Bahia/ José R. Pinheiro/ Antônio M. S. S. Andrade/ André P. N. Tahim.
- (Electrical Engineering Journal - Springer - 2020) **GRID-IMPEDANCE ESTIMATION FOR GRID-TIE INVERTERS BASED ON POSITIVE SEQUENCE ESTIMATOR AND MORPHOLOGICAL FILTER**. Jose Hidalgo Suarez/ Hugo Gomes/ Alfeu Sguarezi Filho/ Darlan Alexandria Fernandes/ Fabiano Fragoso Costa.

- (SEPOC-2019) **A grid impedance estimation based on injected power variations and mathematical morphology.** Hugo M. T. C. Gomes/José H. Suárez/Diego O. Cardoso/Tayná G. Oliveira/Fabiano Fragoso Costa.
- (COBEP-2019) **AN IMPROVED IMPEDANCE ESTIMATION METHOD BASED ON POWER VARIATIONS IN GRID-CONNECTED INVERTERS.** Jose Suarez /Hugo Matheus Teixeira Cotrim Gomes/Luan Santana/Leandro Leysdian Oro Carralero/Alfeu Sguarezi Filho/Fabiano Fragoso Costa
- (ECCE-2015) **A sequence components estimation technique applied for distributed generation.** Luiz Silva/ Hugo Gomes/ Alfeu Sguarezi-Filho, Darlan Fernandes/ Fabiano Costa.
- (CBQEE-2015) **Filtro morfológico aplicado à estimação fasorial baseada em mínimos quadrados.** Hugo M.T.C. Gomes/ Luiz H.S. Silva/ Alfeu J. S. Filho/ Jose A.T. Altuna/ Fabiano F. Costa.