

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Yasmine Neves Maia

**CONTRIBUIÇÕES À UTILIZAÇÃO DE OBSERVADORES DE ESTADOS EM
PROJETOS DE CONTROLADORES APLICADOS EM SISTEMAS DE
GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Belo Horizonte

2022

Yasmine Neves Maia

**CONTRIBUIÇÕES À UTILIZAÇÃO DE OBSERVADORES DE ESTADOS EM
PROJETOS DE CONTROLADORES APLICADOS EM SISTEMAS DE
GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Versão final

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Gabriel Azevedo Fogli

Belo Horizonte

2022



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FOLHA DE APROVAÇÃO

"CONTRIBUIÇÕES À UTILIZAÇÃO DE OBSERVADORES DE ESTADOS EM PROJETO DE CONTROLADORES APLICADOS EM SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA"

YASMINE NEVES MAIA

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Aprovada em 31 de agosto de 2022. Por:

Prof. Dr. Gabriel Azevedo Fogli
(UFMG) - Orientador

Prof. Dr. Víctor Costa da Silva Campos
(UFMG)

Prof. Dr. Pedro Machado de Almeida
Engenharia Elétrica (UFJF)

Prof. Dr. Igor Dias Neto de Souza
Engenharia Elétrica (UFOP - João Monlevade)



Documento assinado eletronicamente por **Gabriel Azevedo Fogli, Professor do Magistério Superior**, em 31/08/2022, às 11:04, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1718629** e o código CRC **B2A42719**.

“A educação não transforma o mundo. Educação muda pessoas. Pessoas transformam o mundo.”

Paulo Freire.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por me abençoar com uma família maravilhosa, que sempre foi meu alicerce, me encorajando e acreditando no meu potencial. Foi graças a todo incentivo que recebi que hoje posso celebrar mais esta conquista. Agradeço aos meus pais Geraldo e Sônia, por todo carinho, apoio e conselhos. Ao meu irmão Pedro, pela amizade, zelo e companheirismo, que tornam meus dias mais leves e divertidos.

Ao André pelo profundo carinho, amor e cumplicidade que compartilhamos, e pela capacidade de tornar meus dias mais felizes e completos. Agradeço também pela paciência, por ser o amparo emocional em minha vida, compartilhando de experiências semelhantes, dividindo seus sonhos e frustrações. Assim, conseguimos superar os obstáculos da vida pessoal e acadêmica e nos fortalecer.

Ao meu orientador Gabriel Fogli por confiar no meu trabalho, por toda boa vontade, disponibilidade e amizade. Ele que por muitas vezes me ouviu, acolheu e aconselhou em momentos de incertezas e escolhas importantes em minha vida profissional. Agradeço ainda, pela sua paciência em compartilhar seus conhecimentos e pelas oportunidades concedidas.

Aos membros da banca examinadora, pela disponibilidade em avaliar este trabalho. À UFMG, ao Grupo de Eletrônica de Potência e todos professores que tive o privilégio de ser aluna. Acredito que eles contribuíram para a conclusão deste trabalho e para minha formação profissional, compartilhando seus conhecimentos e experiências. À CAPES pelo suporte financeiro durante o desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Este trabalho apresenta o projeto do controlador e observadores de estados aplicados a um sistema de geração distribuída trifásico, contendo um conversor eletrônico de potência de dois níveis conectado à rede elétrica através de um filtro LCL. A estratégia de controle é desenvolvida via realimentação de estados e emprega diferentes abordagens de observadores de estados. O sistema é modelado no referencial síncrono com o propósito de viabilizar a utilização de ações do tipo integral para a eliminação de erros em regime permanente no controle das potências ativa e reativa e na regulação da tensão no elo c.c.. Para obtenção dos ganhos de realimentação de estados, utiliza-se da metodologia do Regulador Linear Quadrático, em que, a partir da regra de Bryson, procedimentos para sintonia e ajustes do controlador são analisados com base na resposta dinâmica do sistema. Além disso, são avaliados quatro diferentes abordagens de observadores de estados, cujo o principal propósito é diminuir o número de sensores necessários. Os observadores de estado analisados neste trabalho são: (i) ordem completa, (ii) ordem reduzida, (iii) estendido e (iv) entradas desconhecidas. Resultados de simulação são apresentados com o intuito de avaliar a estratégia de controle desenvolvida, bem como, verificar a eficácia dos observadores de estados abordados neste trabalho.

Palavras-chave: *Controle de conversores. LQR. Observador de estados. Geração distribuída.*

Abstract

This work presents the controller design and applied state observers to a three-phase distributed generation system, containing a two-level electronic power converter connected to the electrical grid through an LCL filter. The control strategy is developed by state feedback and uses different state observers methodologies. The system is modelled in the synchronous reference frame, allowing integral action to mitigate errors in steady state for active and reactive powers and d.c. voltage controls. State feedback gains are obtained by the Quadratic Linear Regulator methodology, and, based on Bryson's rule, procedures for tuning the controllers are proposed and analysed based on the dynamic response of the system. In addition, different methods for designing state observers are evaluated to reduce the number of sensors needed in the connection filter. The state observers studied in this document are: (i) Full order; (ii) reduced order; (iii) extended; (iv) unknown input. Simulation results are presented to show the effectiveness of the control strategy, as well as, to verify the state estimators behaviour used in this work.

Keywords: *Converter's control. LQR. State observer. Distributed generation.*

Lista de Figuras

2.1	Conversor Fonte de Tensão (VSC).	20
2.2	Modelo monofásico do filtro L.	21
2.3	Modelo monofásico do filtro LCL.	23
2.4	Diagrama de Bode da função de transferência do filtro L e LCL.	27
2.5	Diagrama de Bode da função de transferência do filtro LCL com e sem amortecimento.	28
2.6	Estrutura completa do circuito DSOGI-PLL.	29
2.7	Diagrama em blocos para controle do SRF-PLL.	31
2.8	Ângulos de referência e estimado pelo DSOGI-PLL.	32
2.9	VSC com filtro LCL conectado à rede trifásica.	33
2.10	Circuito monofásico simplificado do inversor com filtro LCL de saída.	33
3.1	Controle LQR aplicado ao inversor trifásico com filtro LCL.	43
3.2	Fluxograma para definição dos pesos da matriz \mathbf{Q}	45
3.3	Resposta ao degrau para os valores iniciais e finais de \mathbf{Q} e \mathbf{R} : (a) $i_{g,q}/i_{g,q}^*$, (b) $i_{g,q}/v_{cc}$, (c) $v_{cc}/i_{g,q}$ e (d) v_{cc}/v_{cc}^*	46
3.4	Análise das entradas de controle \tilde{m}_d e \tilde{m}_q : (a) \tilde{m}_d em relação a $i_{g,q}$, (b) \tilde{m}_d em relação a v_{cc} , (c) \tilde{m}_q em relação a $i_{g,q}$ e (d) \tilde{m}_q em relação a v_{cc}	47
3.5	Corrente de eixo em quadratura	49
3.6	Corrente de eixo direto e tensão no barramento c.c.	50
3.7	Comportamento dos sinais de controle.	51

LISTA DE FIGURAS

3.8	Potências ativa e reativa no PAC.	51
4.1	Estrutura do observador de ordem completa.	54
4.2	Comportamento das correntes medidas e estimadas utilizando o estimador de ordem completa.	57
4.3	Comportamento das tensões medidas e estimadas utilizando o estimador de ordem completa.	58
4.4	Estrutura do estimador de ordem reduzida.	61
4.5	Comportamento das correntes medidas e estimadas na saída do inversor, utilizando o estimador de ordem reduzida.	63
4.6	Comportamento das tensões $V_{c,d}$ e $V_{c,q}$ medidas e estimadas utilizando o estimador de ordem reduzida.	64
4.7	Estrutura do estimador de ordem estendida.	66
4.8	Estrutura do observador de estados estendido para o sistema em análise.	68
4.9	Comportamento das correntes medidas e estimadas utilizando o ESO.	70
4.10	Comportamento das tensões medidas e estimadas utilizando o ESO.	70
4.11	Estrutura do estimador de entradas desconhecidas.	72
4.12	Comportamento das correntes medidas e estimadas utilizando o estimador de entradas desconhecidas.	73
4.13	Comportamento das tensões medidas e estimadas utilizando o estimador de entradas desconhecidas.	74
A.1	Referências abc e $\alpha\beta$	81
A.2	Referências dq e $\alpha\beta$	82

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros obtidos no projeto do filtro LCL.	26
3.1	Parâmetros do sistema.	42
3.2	Pontos de operação para as variáveis de estado, variáveis de controle e perturbações.	42
3.3	Valores dos sinais de referência.	48

Lista de Símbolos

Sobrescritos

$\hat{}$	Grandezas estimadas
$^{-1}$	Operador de matriz inversa
\cdot	Taxa de variação da grandeza em relação ao tempo
$*$	Valor de referência
$-$	Valor médio da grandeza
\sim	Componente oscilatória da grandeza

Subscritos

$\alpha\beta$	Grandezas referidas aos eixos α e β
d	Grandeza referida ao eixo direto da Transformada de Park
est	Grandeza referida aos estimadores de estados
g	Grandeza referida a rede
m	Estados medidos no observador de ordem reduzida
n	Estados estimados no observador de ordem reduzida
pac	Grandeza referida ao ponto de acoplamento comum
q	Grandeza referida ao eixo em quadratura da Transformada de Park
t	Grandeza referida a saída do inversor

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Matriz de estados
A_t	Matriz de estado após adição das ações integrais
B	Matriz de entrada
B_t	Matriz de entrada após adição das ações integrais
C	Matriz de saída
C_b	Capacitância base
C_f	Capacitor do filtro
C_O	Matriz de saída dos estimadores
E	Matriz de perturbação
f_{ch}	Frequência de chaveamento
f_{res}	Frequência de ressonância do filtro
i_g	Corrente da rede
i_t	Corrente de saída do inversor
K	Ganhos do controlador
k_a	Fator de atenuação da ondulação da corrente
L	Ganhos do estimador
L_g	Indutância conectada à rede
L_t	Indutância na saída do inversor
m_d	Índice de modulação de eixo direto
m_q	Índice de modulação de eixo em quadratura
p_f	Porcentagem de capacitância do filtro
P_g	Potência nominal
R_f	Resistência de amortecimento
r_g	Resistência conectada à rede
r_t	Resistência na saída do inversor
ω_g	Frequência angular da rede
Z_g	Impedância base

Lista de Abreviaturas e Siglas

c.a.	Corrente alternada
c.c.	Corrente contínua
DSOGI	<i>Dual Second Order Generalized Integrator</i> Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> Processador Digital de Sinais
ESO	<i>Extended State Observer</i> Observador de Estados Estendido
GD	Geração distribuída
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
L	Indutivo
LCL	Indutivo-Capacitivo-Indutivo
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i> Regulador Linear Quadrático
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i> Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phasee Locked Loop</i> Laço Fechado de Fase

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PR	Proporcional Ressonante
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> Modulação de Largura de Pulso
SISO	<i>Single – Input Single Output</i> Entrada única - Saída única
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i> Quadro de Referência Síncrono
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> Distorção harmônica total
UIO	<i>Unknown Input Observer</i> Observador de Entradas Desconhecidas
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> Conversor Fonte de Tensão

Sumário

1	Introdução	11
1.1	Sistemas conectados à rede elétrica	11
1.2	Técnicas de controle para inversores conectados à rede c.a.	13
1.3	Motivação	16
1.4	Objetivos	17
1.5	Produções Bibliográficas	18
1.6	Estrutura da dissertação	18
2	Fundamentação Teórica	20
2.1	Conversor conectado à rede elétrica	20
2.2	Topologias de filtros passivos	21
2.2.1	Filtro L	21
2.2.2	Filtro LCL	22
2.2.3	Dimensionamento do filtro LCL	24
2.3	Circuito de sincronismo baseado no DSOGI-PLL	28
2.4	Modelagem do VSC conectado a rede	31
2.5	Controle de conversores conectados à rede	37
2.5.1	Controle baseado em realimentação de estados	37
2.5.2	Inclusão da ação integral	38
2.5.3	Regulador Linear Quadrático	39

3	Projeto do controlador e resultados de simulação	41
3.1	Detalhamento do sistema	41
3.2	Obtenção dos ganhos de realimentação via LQR	42
3.2.1	Resposta do controlador para os ganhos obtidos	48
4	Observadores de estados	52
4.1	Observador de estados de ordem completa	53
4.1.1	Projeto do Observador de estados de ordem completa	54
4.2	Observador de estados de ordem reduzida	58
4.2.1	Projeto do Observador de estados de ordem reduzida	61
4.3	Observador de estados estendido- ESO	64
4.3.1	Projeto do Observador de estados estendido - ESO	66
4.4	Observador de entradas desconhecidas - UIO	71
4.4.1	Projeto do Observador de entradas desconhecidas- UIO	72
5	Conclusão e proposta de continuidade	75
5.1	Proposta de continuidade	76
	Referências Bibliográficas	77
A	Transformações de Coordenadas	81
A.1	Coordenadas estacionárias	81
A.2	Coordenadas síncronas	82

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos, a geração de energia a partir de fontes alternativas renováveis como eólica e fotovoltaica têm se tornado cada vez mais atraente por apresentar como uma de suas principais vantagens a redução no impacto ambiental se comparado com a geração de energia tradicional predominante em nossa matriz energética. O aproveitamento destas fontes se dá, em sua grande maioria, nos sistemas elétricos de distribuição e transmissão, onde a energia elétrica disponibilizada pelas fontes alternativas é diretamente transferida para a rede principal devido às limitações de custo, vida útil e eficiência dos sistemas de armazenamento atuais (ISEN; BAKAN, 2012).

Uma opção para a integração dessas fontes de energia com a rede elétrica é através da utilização de conversores eletrônicos de potência. Geralmente, utiliza-se um inversor fonte de tensão como interface entre a fonte primária de energia e a rede elétrica, tendo como função controlar o fluxo de potência, otimizar o uso de fontes alternativas, além de garantir que as correntes injetadas na rede obedeçam a requisitos de qualidade de energia, como por exemplo a recomendação IEEE Std. 1547-2018 (IEEE, 2018).

1.1 Sistemas conectados à rede elétrica

A conexão de sistemas à rede elétrica impõe diversos desafios em relação à qualidade da energia, sincronização com a rede elétrica, detecção de faltas, projetos de controladores

para funcionamento adequado e seguro do conversor estático de potência, dentre outros. De acordo com as recomendações, para sistemas em que o propósito seja a injeção de potência ativa, a corrente injetada na rede c.a. deve estar em sincronia com a tensão no PAC (ponto de acoplamento comum) e a distorção harmônica total (THD) da corrente injetada no sistema elétrico deve ser inferior a 5% (ISEN; BAKAN, 2012). Diante disso, é necessário a utilização de um estágio de filtragem entre o conversor estático e a rede elétrica, reduzindo assim a distorção harmônica na corrente injetada, proveniente da comutação dos interruptores. Dentre as opções de filtros passivos de conexão, os mais utilizados são: de primeira ordem (L) e de terceira ordem (LCL). Filtros de ordem mais elevada também podem ser utilizados, contudo, quanto maior a ordem do filtro mais complexo será o projeto dos controladores do sistema (BERES et al., 2014).

O filtro L é composto de apenas um indutor conectado entre os terminais do inversor e da rede c.a.. Por ter uma característica de passa-baixas, com decaimento de apenas 20 dB/década, para uma efetiva atenuação de harmônicos devido à comutação, faz-se necessário que o conversor estático opere com uma frequência de chaveamento relativamente elevada. Pode-se aumentar a indutância do filtro para elevar a capacidade de atenuação de sinais em frequências elevadas, contudo esta opção resulta em um filtro mais pesado, volumoso, caro e com uma resposta dinâmica mais lenta (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Devido às considerações anteriores, o filtro L acaba tendo o seu uso limitado.

O filtro LCL é uma alternativa interessante, pois possui maior taxa de atenuação, de 60 dB/década, e para uma mesma frequência de corte os elementos do filtro LCL são menores em relação ao filtro L, permitindo redução do custo, peso e potência reativa no filtro (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Além de possibilitar uma menor frequência de comutação sem extrapolar os limites recomendados de qualidade de energia. Por isso, o filtro LCL é amplamente utilizado para conexão entre a geração distribuída (GD) e a rede elétrica (MA et al., 2020). Por outro lado, a elevação da ordem do filtro apresenta desafios, sendo a principal relacionado ao surgimento de um pico de ressonância devido a troca de energia entre os próprios componentes do filtro. Este pico

precisa ser adequadamente amortecido de modo que seja possível garantir desempenho e estabilidade, mesmo quando operando em cenários com tensões de rede distorcidas e incertezas paramétricas (OSÓRIO et al., 2020).

O amortecimento apropriado pode ser obtido pela adição de componentes ao filtro, conhecida como amortecimento passivo, ou através da compensação da ressonância na estrutura de controle, conhecida como amortecimento ativo. Segundo Pena-Alzola et al. (2012), o método de amortecimento passivo mais comum é através da utilização de um resistor em série com o capacitor do filtro LCL. Porém, por se tratar de uma estratégia de amortecimento passiva este método têm como principal desvantagem o aumento das perdas por condução, principalmente em aplicações de alta potência. O método de amortecimento ativo pode ter a necessidade de sensores adicionais ou seja sensível a alterações de parâmetros (MA et al., 2020).

Diante das características apresentadas a respeito de filtros de conexão à rede elétrica mais utilizados, o filtro LCL apresenta vantagens significativas, e portanto, será o tipo de filtro utilizado neste trabalho.

1.2 Técnicas de controle para inversores conectados à rede

c.a.

O cenário de inversores conectados à rede elétrica possibilita a utilização de diferentes projetos de controladores para regulação dos fluxos de potências ativa e reativa, sendo que em sua grande maioria esses sistemas se baseiam em uma malha interna para o controle da corrente injetada no ponto de acoplamento comum (PAC). Além disso, são largamente utilizadas transformadas de eixos de referências estacionárias (transformadas $\alpha\beta$) e síncronas (transformada dq). A primeira realiza a transformação de um sistema trifásico de eixos estacionários defasados em 120° em um sistema trifásico de eixos estacionários ortogonais. A utilização de controladores Proporcional-Ressonante (PR) é a abordagem mais comum neste cenário. No segundo caso, há uma transformação de um sistema trifásico de eixos

estacionários em um sistema trifásico de eixos síncronos, viabilizando o emprego de controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) em circuitos de tensões senoidais (JUNIOR et al., 2015).

Contudo, os PIs não são capazes de rastrear, sem erro em regime permanente, referências oscilantes e apresentam uma fraca rejeição de distúrbios variantes no tempo. Para isso, um conjunto de módulos ressonantes podem ser adicionados para aprimorar o rastreamento de referência em frequências específicas. No entanto, o projeto de múltiplos PR utilizando metodologias de controle clássico não é uma tarefa fácil. Embora este método facilite a conexão paralela de vários modos ressonantes, toda vez que um compensador ressonante é incluído, as margens de fase e ganho do controle devem ser verificadas e, às vezes, todo o sistema precisa ser reprojetoado (SOUZA, 2021).

A metodologia convencional de projeto de controladores é baseada em uma malha interna para a corrente e uma malha externa, com dinâmica consideravelmente mais lenta, para a tensão no elo c.c.. Essa abordagem desconsidera a influência entre as malhas e apresenta alguns problemas, especialmente quando as constantes de tempo das duas malhas não são suficientemente diferentes entre si ou quando variações paramétricas não permitem o desacoplamento eficaz entre as variáveis de estado (RODRÍGUEZ-CABERO; SÁNCHEZ; PRODANOVIC, 2016).

Com o intuito de evitar esse tipo de limitação, será utilizado a abordagem via espaço de estados no projeto dos controladores. Além disso, menciona-se como benefício que o método de variáveis de estado não lida apenas com as variáveis de entrada e saída do sistema, mas também com estados internos a ele. Além disso, esta abordagem manipula problemas com sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas e de alta ordem com a mesma facilidade. De uma perspectiva computacional, as técnicas de variáveis de estado são muito superiores às técnicas via funções de transferência que exigem manipulações polinomiais (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013). Controladores por realimentação de estados permitem abordar importantes problemas, como por exemplo, alocação de polos, limitação de normas do sistema, controle ótimo e controle robusto (JUNIOR et al., 2014).

Na literatura existem diversos métodos para o cálculo dos ganhos de realimentação

(RAHMAN et al., 2017), em que pode-se citar o Regulador Linear Quadrático (LQR). O LQR é um método baseado na realimentação de estados e têm sido amplamente utilizado devido à sua simplicidade e satisfatória resposta dinâmica (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013). Em Moraes et al. (2020) este método é aplicado para o controle da estabilidade da frequência na geração termoelétrica. Em Depizzol et al. (2021) e PELZ, SILVA e SAMPAIO (2017) o LQR é utilizado no controle da potência injetada na rede, proveniente de painéis solares. Em Lima et al. (2014) este método de controle vêm sendo utilizado também de forma híbrida com controladores clássicos como o PI, para conexão de sistemas de geração eólica com a rede.

A metodologia LQR é uma proposta para alocar de maneira ótima os polos do sistema em malha fechada, e a sintonia do controle é realizada a partir da função custo, através da escolha apropriada dos pesos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , que ponderam a importância e interferência das variáveis de estado e controle, respectivamente. A dificuldade no emprego desse controlador está relacionada com a determinação dos pesos nas matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} . No contexto de geração distribuída, em Souza (2021) é apresentada uma metodologia sistemática para determinação dos ganhos de realimentação do LQR para conversores *Back-to-back*.

A técnica de controle baseado em realimentação de estados requer informação de todos os estados da planta. Ao utilizar o filtro LCL, ao invés do filtro L, faz-se necessário a utilização de um maior número de sensores para medir as correntes de entrada, saída e tensão nos capacitores do filtro. O custo da medição de todos estados e a disponibilidade de conversores analógico-digital no processador digital de sinais (DSP) podem ser um impeditivo para o seu emprego. Neste contexto, a utilização de observadores de estado pode permitir a redução do número de sensores, além da filtragem desses sinais, viabilizando o seu emprego em ambientes ruidosos (JUNIOR et al., 2014). Uma abordagem para a reconstrução de estados por meio de medições da entrada e saída do sistema foi proposta por Luenberger (1964), e diversas extensões são apresentadas para sistemas lineares e não-lineares (ZEITZ, 1987; WITCZAK, 2007).

Entre os observadores baseados no método proposto por Luenberger pode-se citar o

observador de ordem completa e observador de ordem reduzida. O observador de ordem completa reconstrói todo o vetor de estados usando medições de algumas das variáveis. Apesar de aparentar redundante, a reconstrução de todos estados, inclusive os medidos, é indicada em sistemas onde exista ruído significativo, pois, além de estimar variáveis de estado não medidas, o observador atua como filtro, (FRANKLIN et al., 2002). O observador de estados de ordem reduzida visa diminuir o esforço computacional requerido estimando apenas as variáveis de estado que não são medidas. Por não estimar todos os estados, deve-se avaliar sua utilização, principalmente em ambientes com elevado ruído no sistema de medição.

Incertezas nos parâmetros do sistema e as entradas de distúrbios podem levar a divergências significativas na estimação dos estados. Por isso, busca-se estratégias que reduzam a influência desses elementos indesejados (WITCZAK, 2007). A partir do resultado pioneiro dado por Luenberger, várias extensões foram consideradas para sistemas lineares e não-lineares. Entre as técnicas utilizadas pode-se citar o observador de estados estendido (do inglês, *Extended state observer*- ESO) (KARIMI, 2021) e o observador de entradas desconhecidas (do inglês, *Unknown Input Observer*- UIO) (HOU; MULLER, 1992).

O ESO é usado para aprimorar a estimação da dinâmica do sistema em tempo real. Com base nos dados de entrada e saída, o ESO é capaz de reduzir o erro de estimação, mesmo devido à influências das entradas exógenas (KARIMI, 2021). Já o UIO pode tolerar um grau de incerteza do modelo e, portanto aumentar a confiabilidade das estimativas. Embora as origens dos UIOs possam ser encontradas até o início dos anos 1970, o problema de projetar tais observadores ainda é de importância tanto do ponto de vista teórico quanto prático (WITCZAK; KORBICZ; JÓZEFOWICZ, 2013).

1.3 Motivação

Técnicas de projeto de observadores que permitam o uso dos estados observados no controle, e garantam a estabilidade do sistema em malha fechada, já foram abordadas fora do contexto de eletrônica de potência, como apresentado em Junior e Montagner (2014).

Em aplicações de sistemas conectados a rede elétrica ainda há lacunas que precisam ser exploradas. Entre as referências encontradas destaca-se a utilização dos observadores de estados com o intuito de diminuir os custos da implementação e reduzir problemas associados a ruídos nas medições como apresentado em Kukkola e Hinkkanen (2013), Bolsens et al. (2006) e Xue et al. (2011).

Além disso, sabe-se que o projeto de controladores por realimentação de estados e o projeto de observadores de estado, para sistemas precisamente conhecidos, podem ser feitos baseados no princípio da separação, que permite que os ganhos do controlador e do observador possam ser computados de forma desacoplada, e os estados observados possam ser utilizados na lei de controle (OGATA et al., 2010), viabilizando a sua implementação.

Com isso, o observador de estados permite a utilização do filtro LCL sem inclusão de sensores adicionais, em comparação com o filtro L convencional, além de não realizar a aproximação do filtro LCL para o filtro L, garantindo todas as funcionalidades e vantagens do filtro de terceira ordem.

1.4 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é o estudo da inclusão de observadores de estados ao controle de conversores conectados à rede elétrica. Para a estratégia de controle utiliza-se a realimentação de estados, onde a implementação do observador viabiliza o emprego desta técnica de controle com um número reduzido de sensores. Para alcançar o objetivo principal deste trabalho, lista-se a seguir os objetivos secundários:

- Modelar matematicamente a conexão de um conversor estático à rede elétrica trifásica utilizando filtro LCL;
- Projetar um filtro LCL trifásico;
- Desenvolver a estratégia de controle via realimentação de estados;
- Determinar os ganhos de realimentação através da metodologia do LQR;

- Estudar diferentes técnicas de observadores de estados, buscando o aprimoramento da estimação frente à variações de entradas exógenas;
- Verificar a eficácia da estrutura de controle utilizando o observador de estados via simulação digital e discutir os resultados obtidos.

1.5 Produções Bibliográficas

Artigos de Simpósio produzidos durante a pesquisa e publicados:

MAIA, Y.; DIAS, A.; SOUZA, I.; CAMPOS, V.; FOGLI, G. Desenvolvimento de um controlador baseado em realimentação de estados utilizando estimadores de ordem reduzida para geração distribuída. Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2022.

DIAS, A.; SOUZA, C.; REZENDE, G.; SILVA, J.; **MAIA, Y.;** FOGLI, G. Desenvolvimento de um protótipo de sistema de geração eólica utilizando dfig e estudo de análises transitórias. Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2022.

1.6 Estrutura da dissertação

Além da Introdução, esta dissertação contém mais quatro capítulos organizados da seguinte forma:

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão sucinta dos elementos básicos para a conexão de sistemas com a rede elétrica. Em seguida, são apresentados o projeto de um filtro passivo e detalhes do circuito de sincronismo necessário para garantir a operação sincronizada do conversor fonte de tensão (VSC) com a rede de distribuição, além da sua modelagem.

No Capítulo 3 é apresentado o método para o cálculo dos ganhos do controlador baseado em realimentação de estados. Os resultados de simulações digitais obtidos com o programa PSIM são apresentados para validar a eficácia do projeto.

No Capítulo 4 é feita uma breve revisão teórica das técnicas de observadores de estados. São apresentados os projeto dos ganhos dos observadores de estados e os resultados de cada observador diante de variações de referência e perturbações no sistema, avaliando o desempenho de cada um deles nessas condições.

Finalmente no Capítulo 5 serão apresentadas as conclusões finais e as propostas para trabalhos futuros.

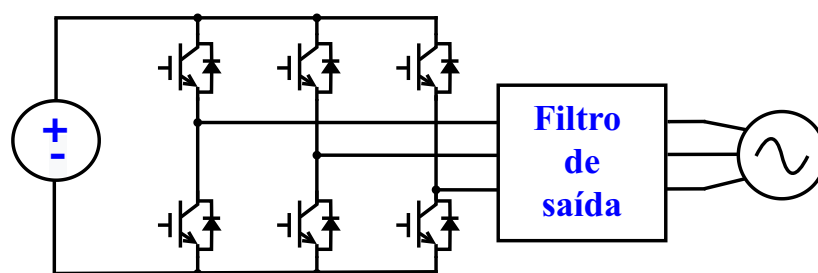
Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Conversor conectado à rede elétrica

A topologia de inversor trifásico de dois níveis selecionada para este trabalho consiste em um inversor a 3 fios com 6 chaves semicondutoras e está apresentado na Figura 2.1.

Figura 2.1: Conversor Fonte de Tensão (VSC).



Fonte: De autoria própria.

O estudo apresentado nesta dissertação é focado no controle do conversor c.c.-c.a. de modo que sistemas de geração distribuída, como fotovoltaica e eólica possam ser conectados à rede c.a.. A seção a seguir discute as topologias de filtros utilizados como interface entre o conversor e rede elétrica.

2.2 Topologias de filtros passivos

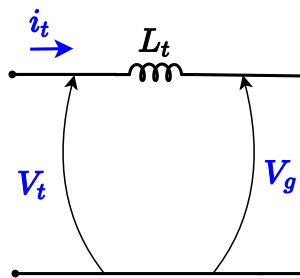
Inversores aplicados para a conexão de sistemas com a rede elétrica costumam utilizar PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*) com frequência de comutação entre 2 kHz a 20 kHz, e geram componentes harmônicas em alta frequências que podem afetar os demais equipamentos conectados à rede. Essas componentes harmônicas são interferências indesejáveis no sinal senoidal na saída do conversor, ocasionando problemas como: degradação do fator de potência, distorções nas formas de onda de corrente e tensão, aquecimento de elementos reativos e irradiações de ondas eletromagnéticas (PAUKNER et al., 2016).

Para diminuir 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 recomendações relativas à qualidade de energia da corrente a ser injetada na rede.

2.2.1 Filtro L

O filtro L é a topologia de filtro passivo mais simples utilizada em um conversor conectado à rede, pois é composta por apenas um componente indutivo cuja impedância decai linearmente com a frequência numa taxa de 20 dB/década, pois a sua função de transferência é de primeira ordem (SCHONARDIE et al., 2010).

Figura 2.2: Modelo monofásico do filtro L.



Fonte: De autoria própria.

A partir da Figura 2.2 pode-se obter a função de transferência:

$$\frac{I_t(s)}{V_t(s)} = \frac{1}{sL}. \quad (2.1)$$

A principal dificuldade da utilização deste filtro consiste em atingir uma boa atenuação na frequência de comutação ao mesmo tempo em que se permita a passagem da frequência da rede com valores não muito elevados de indutância. Portanto, para boa atenuação, a indutância deve ser alta e o filtro tende a ser volumoso e caro.

Além disso, a única tecnologia viável disponível para implementar uma indutância é a utilização de condutores de cobre no circuito elétrico e materiais ferromagnéticos no circuito magnético, que possuem elevados custos. Devido ao elevado custo e à baixa taxa de atenuação, é interessante utilizar topologias de ordens mais elevadas com a inserção de reatâncias capacitivas. Por isso, topologias do tipo LCL estão se tornando tendências atuais em sistemas conectados à rede (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), já que conseguem atender às limitações de harmônicas injetadas com menor volume e custo (TANG et al., 2011).

2.2.2 Filtro LCL

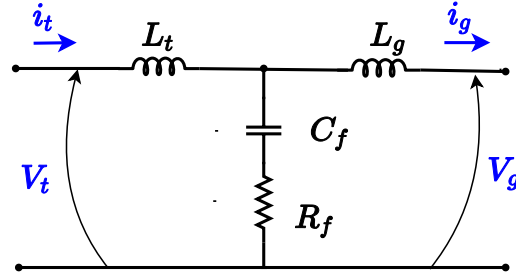
O filtro LCL é um filtro de terceira ordem, que permite obter maiores atenuações para os harmônicos de maior ordem, comparando-o com o filtro L. Além disso, conforme apresentado em Gabe et al. (2008), destaca-se como principais vantagens nesta comparação:

- Maior atenuação de harmônicos nas frequências de interesse;
- Menor circulação de potência reativa pelo sistema;
- Melhor resposta dinâmica.

O uso do filtro LCL ganha ainda mais força em aplicações de alta potência (acima de 100 kW), em que altas frequências de comutação são utilizadas. Como principais desafios no uso deste, podem-se citar (ARAÚJO, 2012):

- Maior número de variáveis medidas, se comparado ao filtro L;
- Amortecimento da ressonância;

Figura 2.3: Modelo monofásico do filtro LCL.



Fonte: De autoria própria.

- Susceptibilidade à incertezas paramétricas no PAC.

Com base na Figura 2.3 pode-se listar algumas relações entre as variáveis de estado do filtro, no domínio da frequência (ARAÚJO, 2012):

- a) Corrente no conversor (i_t) e a tensão no conversor (V_t):

$$\frac{I_t(s)}{V_t(s)} = \frac{s^2 C_f L_g + s R_f C_f + 1}{s^3 C_f L_g L_t + s^2 R_f C_f (L_g + L_t) + s(L_g + L_t)}. \quad (2.2)$$

- b) Corrente na rede (i_g) e a tensão no conversor (V_t):

$$\frac{I_g(s)}{V_t(s)} = \frac{s R_f C_f + 1}{s^3 C_f L_g L_t + s^2 R_f C_f (L_g + L_t) + s(L_g + L_t)}. \quad (2.3)$$

- c) Corrente na rede (i_g) e a corrente de saída do conversor (i_t):

$$\frac{I_g(s)}{I_t(s)} = \frac{s R_f C_f + 1}{s^2 C_f L_g + s R_f C_f + 1}. \quad (2.4)$$

A função de transferência descrita em (2.4) é utilizada para avaliar a atenuação do “ripple” de corrente injetada na rede elétrica em relação à corrente no conversor. Para isso, é essencial o correto dimensionamento dos elementos passivos, pois a utilização de componentes inadequados para o sistema pode ocasionar menor atenuação das componentes harmônicas, podendo causar também o aumento de distorção por causa dos efeitos de oscilação. Além disso, a corrente do conversor pode resultar na saturação dos indutores do filtro.

2.2.3 Dimensionamento do filtro LCL

Um dos métodos de projeto é apresentado em Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005), em que considera-se a potência nominal do conversor, a frequência da rede e a frequência de comutação. Além disso, para esta metodologia desconsidera-se a resistência de amortecimento (R_f). A escolha do capacitor do filtro (C_f) é definida como uma porcentagem da capacitância base do sistema, definida como C_b . Normalmente admite-se uma relação de $p_f = 5\%$.

$$C_f = C_b p_f, \quad (2.5)$$

sendo C_b :

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b}, \quad (2.6)$$

onde ω_g é a frequência angular da tensão no PAC e Z_b a impedância base do sistema.

A impedância base é dada por:

$$Z_b = \frac{V_{g,rms}^2}{P_g}, \quad (2.7)$$

sendo $V_{g,rms}$ a tensão eficaz de linha no ponto de acoplamento com a rede e P_g a potência nominal do sistema.

Para determinar o indutor do filtro nos terminais do inversor, considera-se a oscilação máxima desejada na forma de onda de saída, definido como:

$$L_t = \frac{V_{cc}^2}{6f_{ch}\Delta i_t}, \quad (2.8)$$

sendo V_{cc} a tensão no barramento c.c., f_{ch} a frequência de chaveamento do conversor e Δi_t a ondulação de corrente no indutor.

O fator de atenuação da ondulação da corrente da rede na frequência de chaveamento em relação à corrente de saída do conversor é definido com k_a :

$$k_a = \frac{i_g(h_{ch})}{i_t(h_{ch})} = \frac{z_{LC}^2}{|\omega_{res}^2 - \omega_{ch}^2|}, \quad (2.9)$$

sendo $z_{LC}^2 = (L_g C_f)^{-1}$, $\omega_{ch} = 2\pi f_{ch}$ e ω_{res} a frequência de ressonância, definida como:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{(L_t + L_g)}{L_t L_g C_f}}. \quad (2.10)$$

Admitindo-se um fator r , de modo que $r = L_g/L_t$, e substituindo em (2.9), tem-se:

$$k_a = \frac{1}{|1 + r(1 - ax)|}, \quad (2.11)$$

sendo $a = L_t C_b \omega_{ch}^2$.

Define-se um valor de k_a , possibilitando isolar a variável r e realizar o cálculo da indutância de ligação com a rede. Portanto, r pode ser reecrito como:

$$r = \frac{\frac{-1}{k_a} - 1}{1 - ax}. \quad (2.12)$$

Pra verificar o correto dimensionamento dos elementos passivos em relação à frequência de ressonância do filtro, deve-se considerar:

$$10f_{rede} < f_{res} < 0,5f_{ch}, \quad (2.13)$$

e caso o requisito não seja atendido, deve-se alterar os valores de x , Δ_i e k_a , e recalcular os elementos passivos do filtro.

A escolha de um método adequado para evitar a ressonância é essencial, evitando um amortecimento excessivo da mesma, o que gera um aumento desnecessário de perdas (para o caso da utilização do amortecimento passivo), ou ainda um amortecimento insuficiente da ressonância.

Segundo Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011), o amortecimento apropriado dessas dinâmicas do filtro LCL pode ser obtido pela modificação da estrutura do filtro com a adição de elementos passivos, ou atuando diretamente nos parâmetros ou estrutura. A primeira opção recebe o nome de amortecimento passivo enquanto que a segunda opção é conhecida como amortecimento ativo.

Entre as técnicas para amortecimento da ressonância, optou-se pelo amortecimento passivo, utilizando-se um resistor em série com o capacitor. Vale ressaltar que a adição desta resistência aumenta as perdas já existentes devido às resistências intrínsecas do capacitor e indutor, causando um decréscimo na eficiência geral do sistema. Apesar das desvantagens, segundo Pena-Alzola et al. (2012), este método de amortecimento passivo é mais comum e eficaz. O cálculo do valor do resistor é dado por:

$$R_f = \frac{1}{3 \omega_{res} C_f}. \quad (2.14)$$

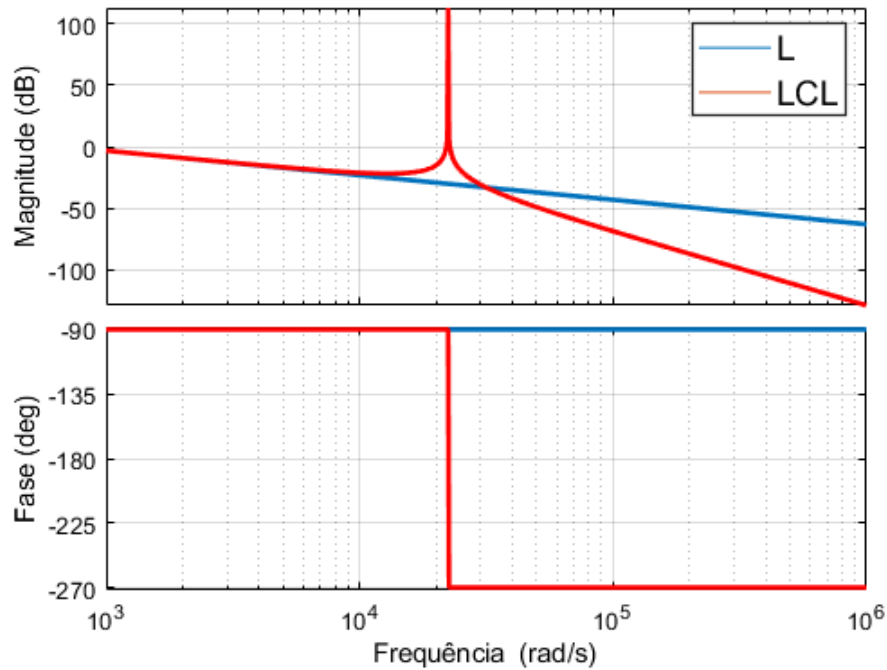
Assumindo como exemplo a resposta em frequência de ambos os filtros dada na Figura 2.5, trata-se da resposta em frequência da função de transferência da corrente de entrada para a corrente de saída para os dois filtros com valores relativos de indutância iguais e sem amortecimento. Observe que a resposta em frequência de ambos os filtros é semelhante antes do pico de ressonância, ou seja, ambos apresentam uma atenuação de 20dB por década. Após atenuação do filtro LCL este valor é reduzido para 60dB por década (ARAÚJO, 2012). Isso significa que para baixas frequências o filtro LCL se comporta como se fosse um filtro L, enquanto que para altas frequências a atenuação é muito maior.

Para o presente trabalho foi realizado o projeto do filtro considerando $\omega_g=377$ rad/s, $P_g=35$ kW, $V_{g,rms}=220$ V, $f_{ch}=15$ kHz, $k_a = 0,02$, $\Delta_i = 3\%$, $k_a = 0,02$, $p_f = 5\%$. Os parâmetros obtidos são apresentados na Tabela 2.1 A função de transferência do filtro

Tabela 2.1: Parâmetros obtidos no projeto do filtro LCL.

Descrição	Parâmetro	Valor
Indutância na saída do conversor	L_t	1,1 mH
Indutância conectada à rede	L_g	99,94 μ H
Resistência de saída e da rede	r_t, r_g	0,1 Ω
Capacitância do filtro	C_f	57,54 μ F
Resistência de amortecimento	R_f	2,51 Ω
Frequência de ressonância	f_{res}	2,15 kHz

Figura 2.4: Diagrama de Bode da função de transferência do filtro L e LCL.



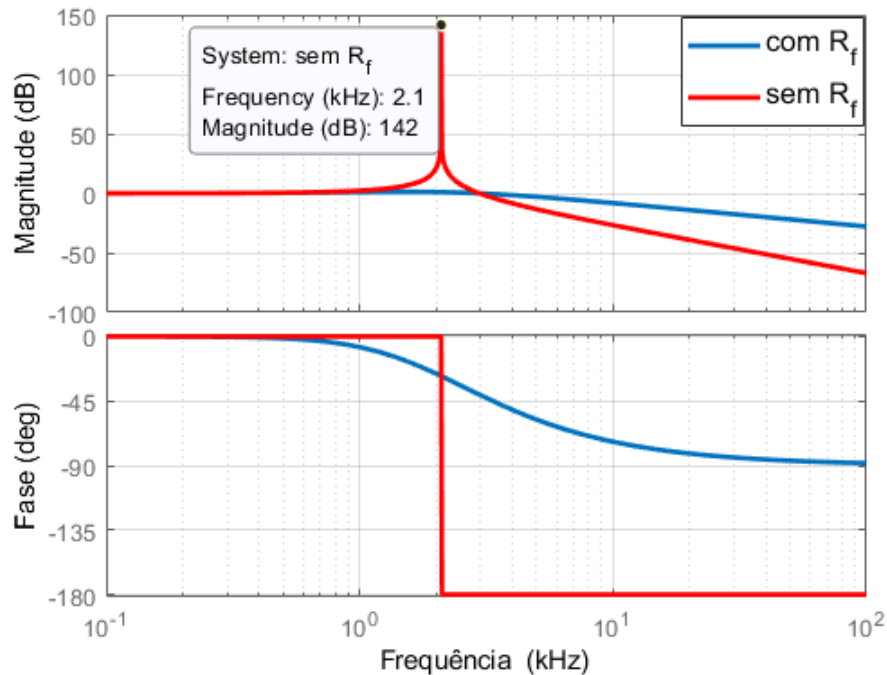
Fonte: da autora.

com amortecimento é dada pela Equação 2.4 e sem amortecimento é dada por:

$$G_r = \frac{I_g(s)}{I_t(s)} = \frac{1}{s^2 L_g C_f + 1} \quad (2.15)$$

A Figura 2.5 exibe a resposta em frequência das funções de transferência do filtro LCL em função da corrente de entrada e corrente de saída, com e sem amortecimento. Observa-se que o filtro sem amortecimento apresenta um pico na frequência de ressonância, que ocasiona perdas significativas para o sistema. Este pico é atenuado com a utilização do resistor de amortecimento, conforme apresentado na resposta em frequência do filtro com amortecimento.

Figura 2.5: Diagrama de Bode da função de transferência do filtro LCL com e sem amortecimento.



Fonte: da autora.

2.3 Circuito de sincronismo baseado no DSOGI-PLL

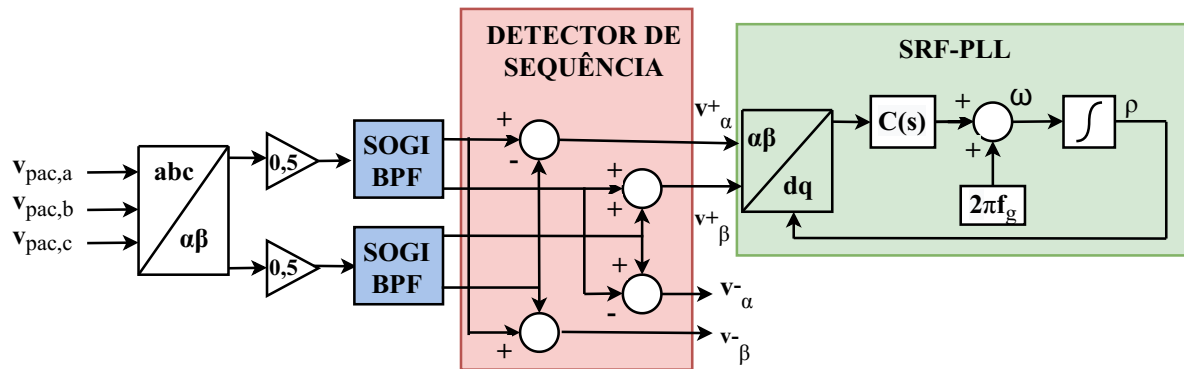
Um dos critérios para conexão de sistemas com a rede é garantir que a corrente injetada apresente a mesma frequência da rede. Além disso, para a modelagem de sistemas em coordenadas síncronas é necessário a utilização de um circuito de sincronismo para rastrear o ângulo da rede c.a. (θ) no PAC. Uma das técnicas de sincronismo mais utilizada é baseada em circuitos PLL (*Phase-locked loop*) e pode ser desenvolvida no sistema de Coordenadas Síncrono. Este circuito é conhecido como *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop* (SRF-PLL) (SILVA, 2016).

O SRF-PLL possui fácil implementação, porém não é recomendado em sistemas com desequilíbrios ou harmônicos nas tensões de alimentação. Diante disso, um aprimoramento do circuito de sincronismo é necessário. Dentre as opções disponíveis, menciona-se o DSOGI-PLL (*Dual Second Order Generalized Integrator*), que inclui uma estrutura de

detecção de sequência para a componente fundamental da tensão do PAC.

O DSOGI-PLL é uma estrutura de sincronismo baseada no Integrador Generalizado de Segunda Ordem, que pode ser usada para detectar os sinais de sequência positiva. A Figura 2.6 apresenta a estrutura do circuito DSOGI-PLL.

Figura 2.6: Estrutura completa do circuito DSOGI-PLL.



Fonte: da autora.

A tensão trifásica de entrada é transformada para as coordenadas $\alpha\beta$, através da transformada de Clarke descrita no Apêndice A. Estes sinais são aplicados ao circuito SOGI (do inglês, Second Order Generalized Integrator), responsável por gerar os sinais em fase e em quadratura com o sinal de entrada.

Conforme descrito em Fogli (2018) e Almeida (2011), através da resposta em frequência do bloco SOGI-BPF, o sistema age como um filtro passa-faixa para a saída em fase e como um filtro passa-baixas para a saída em quadratura. As saídas dos dois SOGI-BPF são utilizados como sinais de entrada para um detector de sequência positiva. Finalmente, apenas as tensões v_α e v_β de sequência positiva são transformadas para o sistema de coordenadas dq , e podem ser escritas por:

$$v_{pac,d} = V_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v_1} - \rho), \quad (2.16)$$

$$v_{pac,q} = V_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{v_1} - \rho), \quad (2.17)$$

sendo V_{pac} a amplitude da tensão no PAC, dada em (V), ω_1 a frequência angular em

(rad/s) e o ϕ_{v_1} o ângulo de fase em (rad) da componente fundamental da tensão. A variável $\rho = (\omega t + \phi)$, sendo ω e ϕ a frequência angular em (rad/s) e o ângulo de fase em (rad) do sistema de coordenadas dq , respectivamente.

Considerando $\rho = (\omega_1 t + \phi_{v_1})$, têm-se:

$$v_{pac,d} = V_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{v_1} - (\omega_1 t + \phi_{v_1})) = V_{pac}, \quad (2.18)$$

$$v_{pac,q} = V_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{v_1} - (\omega_1 t + \phi_{v_1})) = 0. \quad (2.19)$$

Com isso, pode-se implementar um controlador que receba como entrada a tensão $v_{pac,q}$ e ajuste o ângulo ρ de modo que $v_{pac,q}$ seja nula. O projeto deste controlador é dado por:

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = C(p)v_{pac,q}, \quad (2.20)$$

sendo ω a frequência rastreada por SRF-PLL, f_{rede} a frequência da rede em Hz, $C(p)$ um compensador e $\rho = \frac{d(\cdot)}{dt}$ é o operador diferencial. Esta equação descreve um sistema com dinâmica $(\omega_1 t + \phi_{v_1})$ das tensões no PAC.

Substituindo o valor de $v_{pac,q}$ obtido em (2.17), tem-se:

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = C(p)V_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{v_1} - \rho). \quad (2.21)$$

Como apresentado em Almeida (2011), quando $\rho \approx (\omega_1 t + \phi_{v_1})$ tem-se que o argumento da função senoidal anterior se torna muito pequeno e (2.21) pode ser aproximada por:

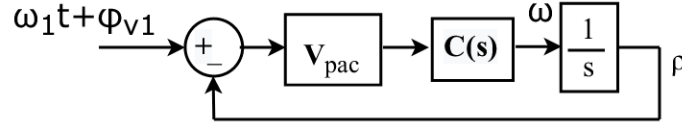
$$\omega = \frac{d\rho}{dt} \approx C(p)V_{pac}(\omega_1 t + \phi_{v_1} - \rho). \quad (2.22)$$

Através de (2.22) pode-se determinar o diagrama de blocos para o controle, apresentado na Figura 2.7.

Utilizando como compensador $C(s)$, o controlador PI, cuja função de transferência é dada por:

$$C(s) = K_{p,PLL} \left(\frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right). \quad (2.23)$$

Figura 2.7: Diagrama em blocos para controle do SRF-PLL.



Fonte: da autora.

A função de transferência em malha fechada do circuito SRF-PLL é:

$$M_{f,PLL}(s) = \frac{K_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) V_{pac}}{s + K_{p,PLL} \left(\frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) V_{pac}}. \quad (2.24)$$

Através de (2.24) pode-se determinar a dinâmica do sistema através do fator de amortecimento (ζ) e da frequência natural não-amortecida (ω_n), tal que:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{p,PLL} \cdot V_{pac}}{\tau_{PLL}}}, \quad \zeta = \frac{K_{p,PLL} \cdot V_{pac}}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{\tau_{PLL} \cdot K_{p,PLL} \cdot V_{pac}}}{2}. \quad (2.25)$$

Considerando $V_{pac} = 180$, obtêm-se $K_{p,PLL} = 2,97 \frac{rad}{Vs}$ e $\tau_{PLL} = 0,00375s$.

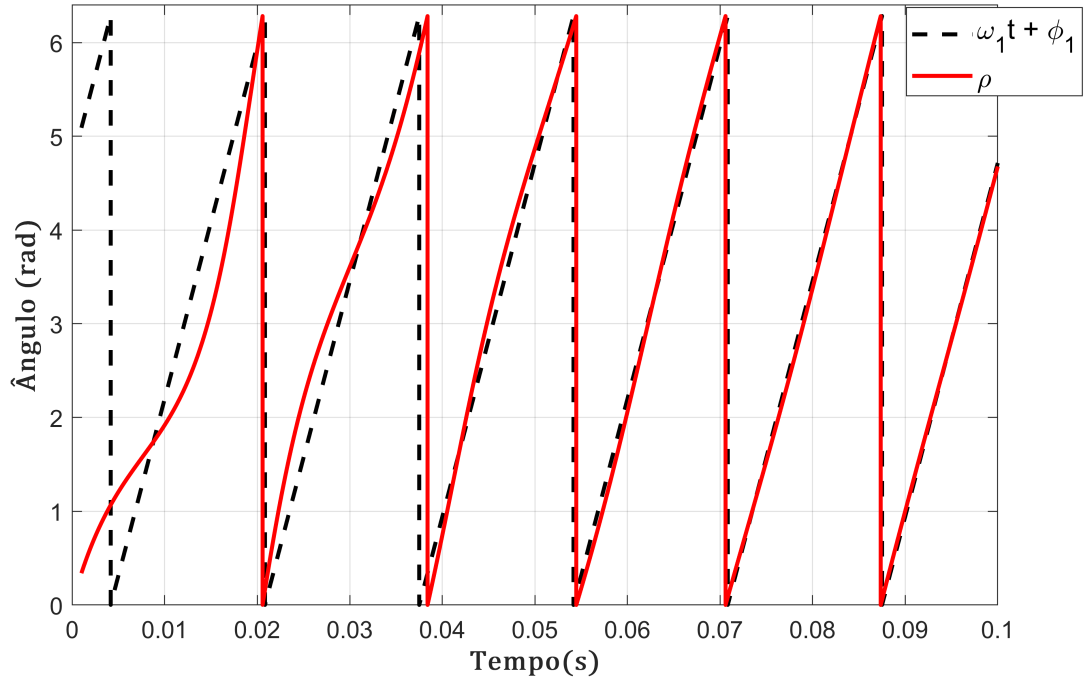
A Figura 2.8 exibe a resposta transitória do ângulo estimado pelo SRF-PLL. Após aproximadamente 4 ciclos é atingido o regime permanente, seguindo o ângulo da tensão da rede.

2.4 Modelagem do VSC conectado a rede

Deseja-se representar o comportamento do sistema em espaço de estados. Nesse método, as equações diferenciais que descrevem um sistema dinâmico são organizadas como um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem no vetor de estados do sistema, e a solução é visualizada como uma trajetória desse vetor de estados no espaço (FRANKLIN et al., 2002).

A Figura 2.9 exibe o sistema utilizado no presente trabalho. Trata-se de um conversor fonte de tensão trifásico, em que os terminais de saída são conectados à rede através do

Figura 2.8: Ângulos de referência e estimado pelo DSOGI-PLL.



Fonte: da autora.

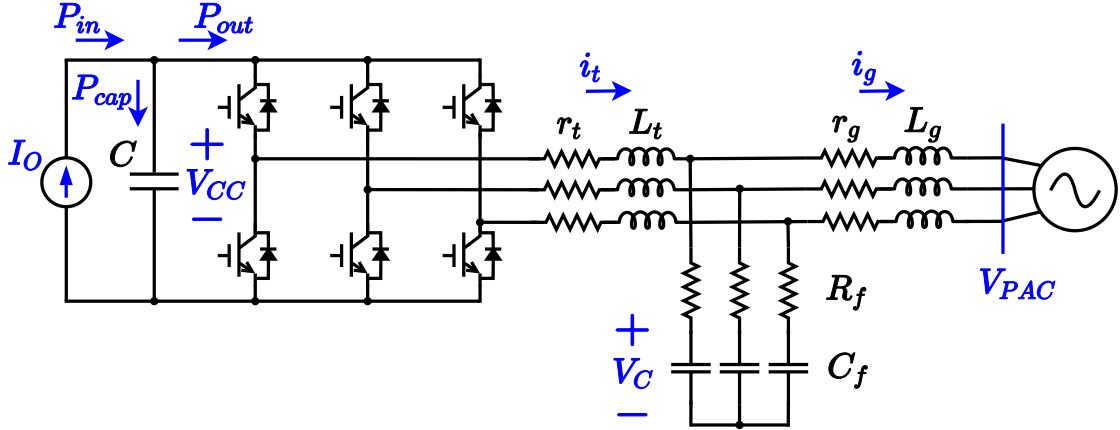
filtro LCL. Por meio dos sinais de comutação do inversor é possível controlar a tensão no barramento c.c. e o fluxo de potências ativa e reativa com a rede elétrica. Uma fonte de energia externa é conectada ao elo c.c. e é representada pela fonte de corrente I_o . L_t e r_t são as indutâncias e resistências por fase na saída do inversor, L_g e r_g são as indutâncias e resistências conectadas nos terminais do PAC.

Para facilitar na etapa de dedução das equações obtidas, têm-se o circuito monofásico simplificado mostrado na Figura 2.10, em que $v_{t,k}$ e $i_{t,k}$ são os valores médios instantâneos da tensão e corrente de saída do conversor, respectivamente; $v_{c,k}$ é a tensão no capacitor, $i_{g,k}$ é a corrente injetada no PAC, para $k \in \{a,b,c\}$.

Analisando a malha 1, tem-se:

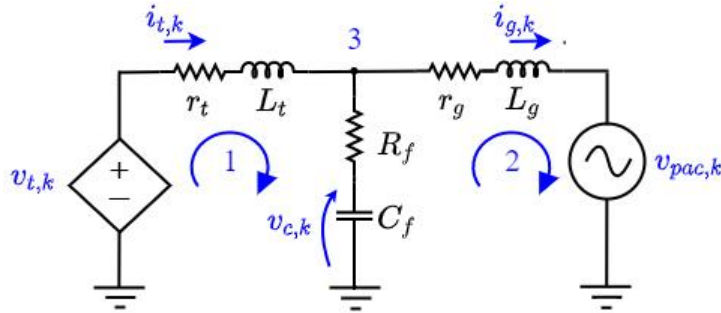
$$v_{t,k} - r_t i_{t,k} - L_t \frac{di_{t,k}}{dt} - R_f(i_{t,k} - i_{g,k}) - v_{c,k} = 0, \quad (2.26)$$

Figura 2.9: VSC com filtro LCL conectado à rede trifásica.



Fonte: da autora.

Figura 2.10: Circuito monofásico simplificado do inversor com filtro LCL de saída.



Fonte: da autora.

e, isolando a derivada da corrente e substituindo $v_{t,k}$ por $m_k v_{cc}/2$:

$$\frac{di_{t,k}}{dt} = \frac{1}{L_t} \left[\frac{v_{cc}}{2} m_k - v_{c,k} - (r_t + R_f) i_{t,k} + R_f i_{g,k} \right]. \quad (2.27)$$

Assim, a partir da análise de circuitos elétricos e da transformada de Park, pode-se obter as seguintes equações em coordenadas síncronas:

$$\frac{di_{t,d}}{dt} = \omega_g i_{t,q} + \frac{1}{L_t} \left[\left(\frac{v_{cc}}{2} m_d - v_{c,d} - (r_t + R_f) i_{t,d} + R_f i_{g,d} \right), \quad (2.28)$$

$$\frac{di_{t,q}}{dt} = -\omega_g i_{t,d} + \frac{1}{L_t} \left[\left(\frac{v_{cc}}{2} m_q - v_{c,q} - (r_t + R_f) i_{t,q} + R_f i_{g,q} \right). \right]$$

Em seguida, a equação para a malha 2 é dada por:

$$R_f(i_{t,k} - i_{g,k}) + v_{c,k} - L_g \frac{di_{g,k}}{dt} - r_g i_{g,k} - v_{pac,k} = 0. \quad (2.29)$$

Reescrevendo (2.29):

$$\frac{di_{g,d}}{dt} = \omega_g i_{g,q} + \frac{1}{L_g} [v_{c,d} - (r_g + R_f) i_{g,d} + R_f i_{t,d} - v_{pac,d}], \quad (2.30)$$

$$\frac{di_{g,q}}{dt} = -\omega_g i_{g,d} + \frac{1}{L_g} [v_{c,q} - (r_g + R_f) i_{g,q} + R_f i_{t,q} - v_{pac,q}].$$

Para o nó 3, representado na Figura 2.10, tem-se a seguinte expressão da derivada da tensão nos terminais do capacitor no filtro:

$$\frac{dv_{c,k}}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_{t,k} - i_{g,k}], \quad (2.31)$$

reescrevendo (2.31) em coordenadas dq , têm-se:

$$\frac{dv_{c,d}}{dt} = \omega_g v_{c,q} + \frac{1}{C_f} [i_{t,d} - i_{g,d}], \quad (2.32)$$

$$\frac{dv_{c,q}}{dt} = -\omega_g v_{c,d} + \frac{1}{C_f} [i_{t,q} - i_{g,q}].$$

Além das equações que relacionam os estados do filtro LCL, é necessário modelar o comportamento dinâmico da tensão no elo c.c.. Na Figura 2.9, a fonte de corrente contínua é utilizada para representar, de maneira simplificada, a injeção de potência à rede elétrica. Assumindo que não há perdas no processo de conversão c.c.-c.a. efetuado pelo VSC, pode-se escrever a relação de potências:

$$P_{in} = P_{cap} + P_{out}. \quad (2.33)$$

em que,

$$P_{out} = \frac{3}{2} (v_{t,d} i_{t,d} + v_{t,q} i_{t,q}), \quad (2.34)$$

sendo que o fator $3/2$ é incluído, pois a transformada utilizada é invariante em amplitude. A potência de entrada, P_{in} , depende da corrente I_O e da tensão do barramento c.c., v_{cc} . A potência do capacitor, no modelo apresentado, depende da parcela referente ao capacitor CC, ou seja:

$$P_{cap} = C \frac{dv_{cc}}{dt} v_{cc}. \quad (2.35)$$

Assim, (2.33) pode ser reescrita como:

$$i_o v_{cc} = C \frac{dv_{cc}}{dt} v_{cc} + \frac{3}{2} (m_d \frac{v_{cc}}{2} i_{t,d} + m_q \frac{v_{cc}}{2} i_{t,q}). \quad (2.36)$$

Como o termo v_{cc} aparece em todos os termos da equação acima, pode-se dividir (2.36) por este termo, resultando em:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{i_o}{C} - \frac{3}{4C} m_d i_{t,d} - \frac{3}{4C} m_q i_{t,q}. \quad (2.37)$$

Assim, o sistema é descrito por (2.28), (2.30), (2.32) e (2.37). Nota-se que dentre as equações que descrevem o sistema há multiplicações entre as variáveis de estado, o que torna o sistema não-linear. Com isso, é definido que este sistema será linearizado em torno de um ponto de operação, sendo possível obter o modelo de pequenos sinais das variáveis de interesse, expressando-as em função de seus valores médios e suas parcelas oscilantes.

Desta forma, por definição, as variáveis passam a ser expressas pelo seu valor médio e suas variações de pequenos sinais, tal que:

$$x = X + \tilde{x}. \quad (2.38)$$

Vale ressaltar que o sobrescrito ($\tilde{}$) denota a componente em pequenos sinais, enquanto que a letra maiúscula representa o ponto de operação.

Com isso, a representação em espaço de estados para a parcela de pequenos sinais é dada por:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{E}\tilde{\mathbf{w}}, \quad (2.39)$$

$\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{i}_{t,d} \tilde{i}_{t,q} \tilde{i}_{g,d} \tilde{i}_{g,q} \tilde{v}_{c,d} \tilde{v}_{c,q} \tilde{v}_{cc}]^T$ a matriz de estados, $\tilde{\mathbf{u}} = [\tilde{m}_d \tilde{m}_q]^T$ é a matriz de entrada e $\tilde{\mathbf{w}} = [\tilde{v}_{pac,d} \tilde{v}_{pac,q} \tilde{i}_o]^T$ refere-se a matriz de entrada de distúrbios. Além disso, a matriz \mathbf{A} é chamada de matriz dinâmica, a matriz \mathbf{B} é chamada de matriz de controle e a matriz \mathbf{E} é chamada de matriz de perturbação.

Preenchendo os elementos das matrizes descritas em (2.41):

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_t+R_f}{L_t} & \omega_g & \frac{R_f}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} & 0 & \frac{M_{t,d}}{2L_t} \\ -\omega_g & -\frac{r_t+R_f}{L_t} & 0 & \frac{R_f}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} & \frac{M_{t,q}}{2L_t} \\ \frac{R_f}{L_g} & 0 & -\frac{r_g+R_f}{L_g} & \omega_g & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_f}{L_g} & -\omega_g & -\frac{r_g+R_f}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_g & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega_g & 0 & 0 \\ -\frac{3M_{t,d}}{4C} & -\frac{3M_{t,q}}{4C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_t} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{2L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{3I_{t,d}}{4C} & -\frac{3I_{t,q}}{4C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \tilde{\mathbf{u}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}} \tilde{\mathbf{w}}. \quad (2.40)$$

A equação de saída é dada por:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}, \quad (2.41)$$

em que \mathbf{C} é o vetor de saída.

Mais detalhes para a etapa de linearização do sistema em torno de um ponto de operação podem ser obtidas em Franklin et al. (2002).

2.5 Controle de conversores conectados à rede

2.5.1 Controle baseado em realimentação de estados

A abordagem em espaço de estados é conhecida como projeto de controle moderno, e o uso do método baseado em função de transferência, como lugar das raízes e resposta em frequência, é conhecido como projeto de controle clássico. Porém, o método de espaço de estado para descrição de EDOs foi usado por mais de 100 anos, sendo introduzido para projetos de controle no final dos anos 1950. Assim, prefere-se fazer referência às duas abordagens de projeto como método de espaço de estados e métodos de transformadas (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013).

O projeto de controle no espaço de estados é a técnica em que projeta-se uma compensação dinâmica, trabalhando diretamente com a descrição do sistema em variáveis de estado. Entre as vantagens desta estratégia, destaca-se a possibilidade de estudar modelos mais gerais, em que as EDOs não precisam ser lineares ou estacionárias, pois a descrição em variáveis de estado nos fornece uma forma compacta padrão para o estudo. Além disso, as técnicas de análise e projeto em espaço de estados podem ser facilmente estendidas para sistemas com múltiplas entradas e/ou múltiplas saídas (FRIEDLAND, 2012).

Na estrutura de controle por realimentação de estados, os mesmos são medidos e multiplicados por ganhos de forma a garantir estabilidade, rastreamento e rejeição assintóticos, robustez e boa resposta transitória do sistema em malha fechada (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013). Para isso, assume-se que todos os elementos do vetor de estados estejam disponíveis. Para um sistema, tais ganhos são utilizados através da seguinte lei

de controle:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x}, \quad (2.42)$$

de forma que os autovalores em malha fechada sejam alocados arbitrariamente, independente do tamanho das matrizes de estados (\mathbf{A}) e entrada (\mathbf{B}). Portanto, considere um sistema genérico:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (2.43)$$

substituindo a lei de realimentação apresentada em (2.42), tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{x}. \quad (2.44)$$

2.5.2 Inclusão da ação integral

Neste estudo há duas variáveis de controle: \tilde{m}_d e \tilde{m}_q . Logo, apenas duas variáveis de estado podem ser controladas de forma independente, (FERNANDES et al., 2019). Assim, será realizado o controle da componente de corrente em quadratura, ($i_{g,q}$), na saída do filtro, e o controle da tensão do barramento c.c., (v_{cc}), que deve ter seu valor constante para garantir o funcionamento adequado do VSC. Uma vez que a corrente de eixo direto e a tensão no barramento estão diretamente relacionadas, controlando v_{cc} , $i_{g,d}$ é indiretamente controlada. De forma a garantir que o erro seja nulo em estado permanente para essas duas variáveis, deve-se incluir uma ação de controle do tipo integral. Sendo assim, utilizando variáveis auxiliares x_1 e x_2 , equivalentes às integrais dos erros de corrente em quadratura e da tensão do barramento c.c., respectivamente, têm-se:

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= i_{g,q}^* - (I_{g,q} + \tilde{i}_{g,q}), \\ \frac{dx_2}{dt} &= v_{cc}^* - (V_{cc} + \tilde{v}_{cc}). \end{aligned} \quad (2.45)$$

sendo $i_{g,q}^*$ e v_{cc}^* as referências de corrente de eixo em quadratura e da tensão no barramento c.c., respectivamente.

A representação do sistema após a inserção das ações integrais é:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \\ \dot{\mathbf{x}}_c \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{7 \times 2} \\ -\mathbf{I}_{2 \times 2} \mathbf{C} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}}^{A_t} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}}^{B_t} \tilde{\mathbf{u}} + \begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{0}_{3 \times 2} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{w}} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{7 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{r}, \quad (2.46)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \mathbf{x}_f. \quad (2.47)$$

em que, $\mathbf{x}_c = [x_1 \ x_2]^T$, $\mathbf{x}_f = [\tilde{\mathbf{x}} \ \mathbf{x}_c]^T$; \mathbf{r} e \mathbf{C} equivalem a:

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} i_{g,q}^* - I_{g,q} \\ v_{cc}^* - V_{cc} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.48)$$

2.5.3 Regulador Linear Quadrático

Uma metodologia comumente utilizada para obtenção dos ganhos de realimentação é o Regulador Linear Quadrático (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013). Conforme descrito em Bryson e Ho (2018), esta estratégia têm o compromisso de buscar uma alocação ótima dos polos através da minimização de uma função custo. Além disso, é possível estabelecer um compromisso entre a estabilidade, robustez e a velocidade de resposta do sistema através da escolha das ponderações (BURNS, 2001).

A função custo é dada por:

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}_f^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_f + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt. \quad (2.49)$$

Pode-se sintonizar os ganhos da matriz \mathbf{K} escolhendo valores apropriados para as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , que ponderam a importância e interferência das variáveis de estado e controle. Um método para iniciar a iteração do projeto LQR é sugerido pela regra de Bryson (BRYSON; HO, 2018). Para isso, após obter o modelo do sistema e os valores médios das variáveis de estado, para casos em que o sistema é linearizado em torno de um ponto de operação, deve-se ajustar os ganhos da matriz \mathbf{K} de acordo com a resposta dinâmica desejada para

o sistema, em que métodos iterativos podem ser utilizados para o aprimoramento do resultado final.

Capítulo 3

Projeto do controlador e resultados de simulação

Neste capítulo são apresentados os procedimentos para obtenção dos ganhos de realimentação do controlador. Resultados de simulação são apresentados e analisados com o intuito de verificar o funcionamento do sistema em malha fechada.

3.1 Detalhamento do sistema

Na tabela 3.1 são apresentados os dados do sistema utilizados para o projeto dos controladores. Os parâmetros do filtro LCL, obtidos através da metodologia apresentada na Seção 2.2.2, são aproximados para valores comerciais.

Com base na modelagem apresentada no Capítulo 2, é realizada a linearização do sistema em torno de um ponto de operação, dividindo as variáveis em parcelas médias e oscilantes. Com isso, obtém-se um modelo em pequenos sinais para assim projetar a ação de controle.

Para a linearização são definidos os valores médios de V_{cc} , $V_{pac,q}$ e I_o . Os valores de $V_{pac,d}$ e $I_{g,d}$ são considerados nulos e são calculados os valores de ponto de operação $I_{t,d}$, $I_{t,q}$, $I_{g,q}$, $V_{c,d}$, $V_{c,q}$, M_d e M_q . Uma vez que as equações para obtenção do ponto de operação possuem muitas variáveis para serem resolvidas analiticamente, utilizou-se a

Tabela 3.1: Parâmetros do sistema.

Descrição	Parâmetro	Valor
Potência Nominal	P_g	35 kW
Tensão eficaz de linha da rede	$V_{g,rms}$	220 V
Frequência da rede	f_g	60 Hz
Frequência de comutação e amostragem	f_{ch}, f_{sa}	15 kHz
Indutância na saída do conversor	L_t	1 mH
Indutância conectada à rede	L_g	100 μ H
Resistência de saída e da rede	r_t, r_g	0,1 Ω
Capacitância do filtro	C_f	50 μ F
Resistência de amortecimento	R_f	2,5 Ω
Capacitância do barramento c.c.	C	3,06 mF

função “*solve*” do MATLAB. Na Tabela 3.2 são listados os pontos de operação a serem utilizados neste trabalho.

Tabela 3.2: Pontos de operação para as variáveis de estado, variáveis de controle e perturbações.

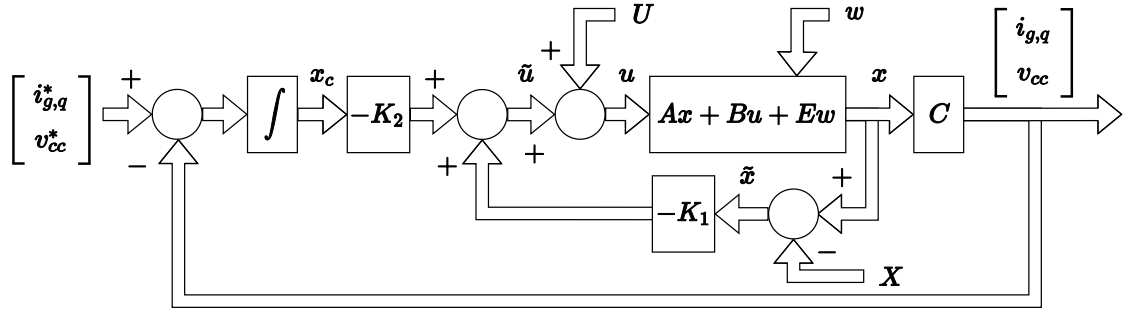
Parâmetro	Valor
V_{cc}	400 V
$I_{t,d}$	21,67 A
$I_{t,q}$	3,42 A
$I_{g,d}$	21,53 A
$I_{g,q}$	0 A
$V_{c,d}$	181,78 V
$V_{c,q}$	-7,75 V
M_d	0,915
M_q	0,046
$V_{g,d}$	180 V
$V_{g,q}$	0 V
I_o	15A

3.2 Obtenção dos ganhos de realimentação via LQR

A Figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos para o controle baseado em realimentação de estados, em que $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \ \mathbf{K}_2]$; \mathbf{K}_1 refere-se aos ganhos relacionados as variáveis de

estados e \mathbf{K}_2 refere-se às integrais adicionadas após o aumento do sistema.

Figura 3.1: Controle LQR aplicado ao inversor trifásico com filtro LCL.



Fonte: da autora.

A partir dos dados das Tabelas 3.1 e 3.2 pode-se determinar os valores iniciais de \mathbf{Q} e \mathbf{R} , obtidos através da regra de Bryson, como (BRYSON; HO, 2018):

$$Q_{i,i} = \frac{1}{q}, \tag{3.1}$$

sendo $q =$ maior valor aceitável de $[x_i^2]$ para $i \in \{1, 2 \dots k\}$.

$$R_{j,j} = \frac{1}{r}, \tag{3.2}$$

e $r =$ maior valor aceitável de $[u_j^2]$ para $j \in \{1, 2 \dots n\}$.

Vale ressaltar que um grande desafio está na etapa de definição dos pesos para as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , pois diferentes combinações podem ser utilizadas. Até mesmo com a utilização da Regra de Bryson, dependendo da aplicação, não é claro qual é, de fato, a maior variação aceitável para um estado.

Assim, com o intuito de definir os pesos de uma maneira simples e direta, considera-se que a mesma magnitude de variação será considerada para todos os estados do filtro LCL, e para a tensão c.c. será utilizado uma margem dez vezes maior. Os pesos referentes às ações integrais são consideradas cem vezes maior que os valores atribuídos aos estados da planta.

Com isso, a maior variação a ser considerada para cada estado é: $x_i = 10$ para

$i \in \{1, 2 \dots 6\}$, $x_7 = 100$, $x_8 = 0, 1$ e $x_9 = 1$. Já para as ações de controle m_d e m_q o maior valor aceitável será igual a 1, visto que para valores superiores ocorre a sobremodulação. Nestas condições obteve-se os valores iniciais de:

$$\mathbf{Q} = \text{diag}([1 \times 10^{-2} \ 1 \times 10^{-2} \ 1 \times 10^{-2} \ 1 \times 10^{-2} \ 1 \times 10^{-2} \ 1 \times 10^{-2} \ 1 \times 10^{-4} \ 1 \times 10^2 \ 1]),$$

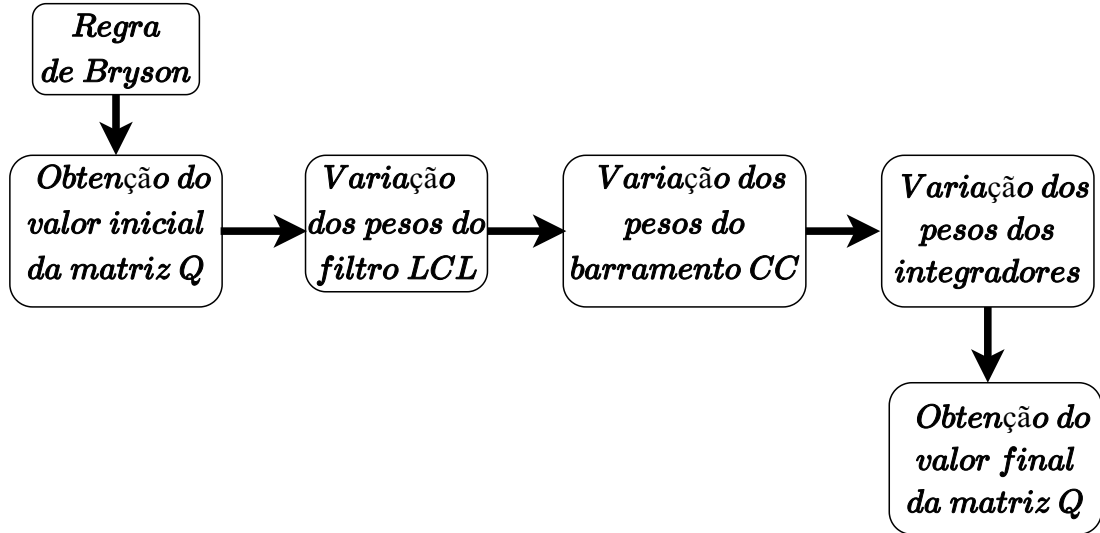
$$\mathbf{R} = \text{diag}([1 \ 1]) .$$
(3.3)

A partir da definição dos pesos das matrizes, um ajuste nos pesos previamente atribuídos podem ser realizados com o intuito de melhorar a resposta do sistema de acordo com os interesses de projeto. Para isso, é utilizado a resposta ao degrau, devido a característica estacionária dos sinais de referência, variando-se os pesos da matriz \mathbf{Q} . Por simplicidade, durante a etapa iterativa de alteração dos pesos e verificação da resposta do sistema, os pesos são variados na ordem de uma década acima e abaixo do valor obtido inicialmente.

Conforme o fluxograma apresentado na Figura 3.2, a alteração em \mathbf{Q} é subdividida em grupos. Esta decisão é tomada com o propósito de reduzir o número de análises durante a etapa iterativa de obtenção dos ganhos de realimentação. Assim, iniciou-se variando todos os pesos referentes as variáveis do filtro LCL, e os demais elementos da matriz \mathbf{Q} são mantidos conforme a Regra de Bryson. Em seguida, a partir da resposta ao degrau é determinado se haverá, ou não, alteração nos pesos atribuídos. Com isso, após a determinação dos pesos das variáveis do filtro LCL, variou-se o peso referente a tensão v_{cc} e posteriormente os pesos referentes às ações integrais.

Caso seja necessário é possível alterar os pesos da matriz \mathbf{R} e assim, também verificar a resposta do sistema. Contudo, neste trabalho não houve a necessidade de alterar os pesos inicialmente atribuídos na matriz \mathbf{R} .

Figura 3.2: Fluxograma para definição dos pesos da matriz Q .



Fonte: da autora.

Com o refinamento na definição dos pesos os valores finais são:

$$\mathbf{Q} = \text{diag}([1 \times 10^{-4} \ 1 \times 10^{-4} \ 1 \times 10^{-4} \ 1e^{-4} \ 1 \times 10^{-4} \ 1 \times 10^{-4} \ 1e^{-4} \ 1 \times 10^2 \ 1]), \quad (3.4)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}([1 \ 1]) .$$

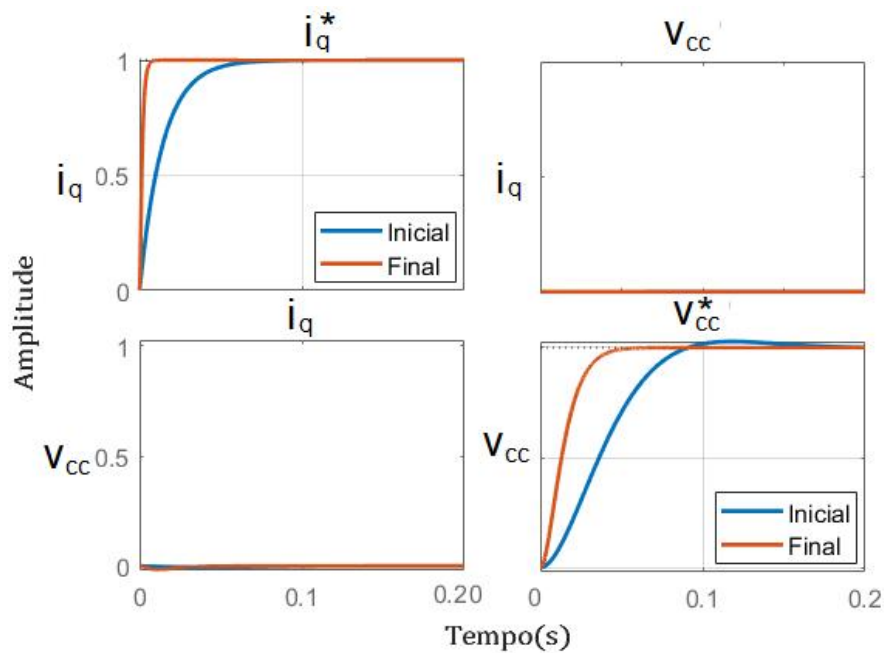
A Figura 3.3 apresenta a resposta ao degrau das variáveis controladas $\tilde{i}_{g,q}$ e \tilde{v}_{cc} , antes e depois dos ajustes de pesos nas matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} . Nota-se nas Figuras 3.3 (a) e (d) que com os ajustes foi possível reduzir o tempo de assentamento para o rastreamento de ambas referências.

Na Figura 3.4 são apresentadas as parcelas de pequenos sinais das ações de controle \tilde{m}_d e \tilde{m}_q durante a mesma resposta ao degrau unitário aplicada na Figura 3.3. Para que seja possível reduzir o tempo de assentamento é de se esperar que as entradas de controle apresentem um maior esforço. Isto é confirmado pelos resultados apresentados na Figura 3.4, em que a excursão das entradas de controle é maior após os ajustes. Mesmo assim, destaca-se que em ambos os casos a excursão apresentada não levará a ação de controle para a saturação. Nota-se também que o refinamento dos pesos resulta em um

menor sobressinal para a resposta em degrau da referência V_{cc}^* . Para variação de $I_{g,q}^*$ o sobressinal é menor que 1%.

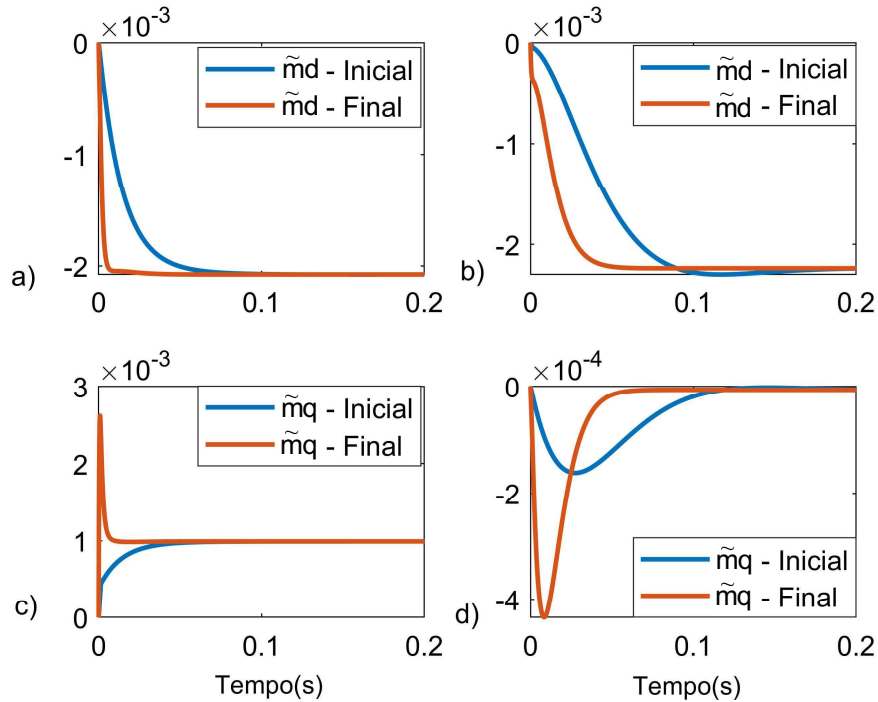
Após definir os pesos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , utiliza-se uma função do *software* MATLAB que realiza os cálculos dos ganhos através do método LQR, sendo necessária também a declaração das matrizes \mathbf{A}_t e \mathbf{B}_t do sistema aumentado. Com isso, a função é descrita como: $lqr(\mathbf{A}_t, \mathbf{B}_t, \mathbf{Q}, \mathbf{R})$. O cálculo dos ganhos do controlador pelo método LQR retornou os seguintes ganhos:

Figura 3.3: Resposta ao degrau para os valores iniciais e finais de \mathbf{Q} e \mathbf{R} : (a) $i_{g,q}/i_{g,q}^*$, (b) $i_{g,q}/v_{cc}$, (c) $v_{cc}/i_{g,q}$ e (d) v_{cc}/v_{cc}^* .



Fonte: da autora.

Figura 3.4: Análise das entradas de controle \tilde{m}_d e \tilde{m}_q : (a) \tilde{m}_d em relação a $i_{g,q}$, (b) \tilde{m}_d em relação a v_{cc} , (c) \tilde{m}_q em relação a $i_{g,q}$ e (d) \tilde{m}_q em relação a v_{cc} .



Fonte: da autora.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.013288470915267 & -0.000305339994880 \\ -0.000313947206144 & 0.015671238526858 \\ 0.000591771326306 & -0.000023527386602 \\ -0.000036251148028 & 0.000886514052666 \\ 0.001266519819000 & -0.000012819817422 \\ -0.000050710594391 & 0.001663313668020 \\ -0.013749561623770 & -0.001849237899948 \\ 1.238679292236994 & -9.922987131453066 \\ 0.992298713145320 & 0.123867929223699 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

3.2.1 Resposta do controlador para os ganhos obtidos

Para avaliar o desempenho do controlador quanto ao rastreamento dos sinais de referência são aplicadas variações em degrau nas entradas de referências e distúrbios. Um maior detalhamento dos eventos está descrito na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Valores dos sinais de referência.

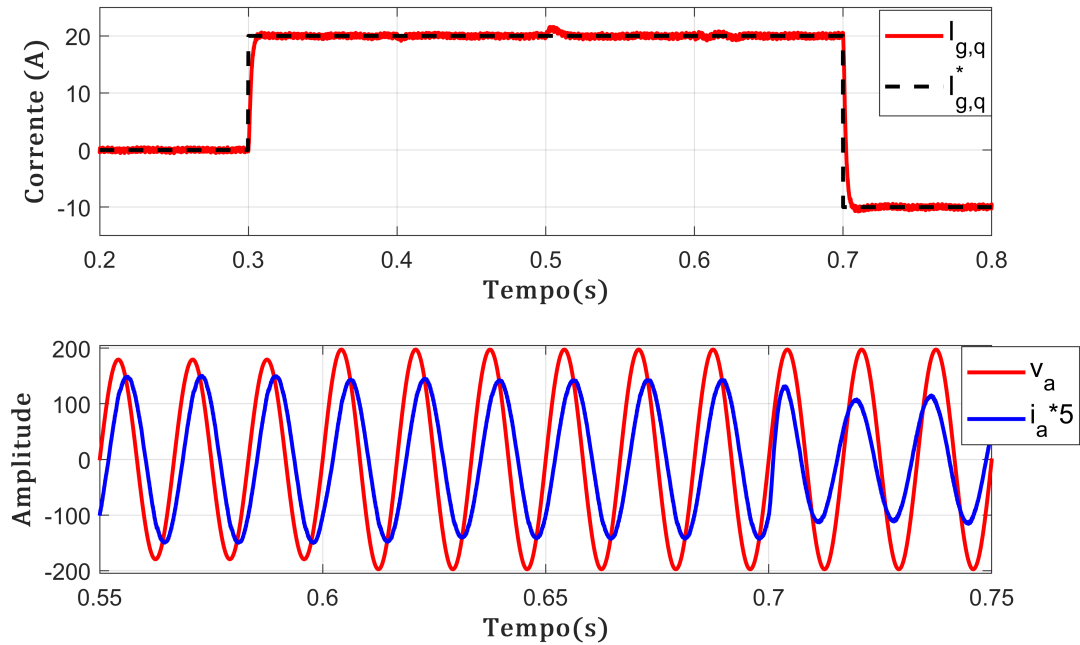
Variável	Amplitudes em diferentes intervalos de tempo					
	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
V_{cc} (V)	400	400	420	420	420	420
$I_{g,q}$ (A)	0	20	20	20	20	-10
I_O (A)	0	0	0	15	15	15
V_{pac} (V)	180	180	180	180	180 + 10%	180+10%

A Figura 3.5 exibe a corrente controlada ($i_{g,q}$). Observa-se que em 0,3 s aplica-se um degrau de 20 A na referência $i_{g,q}^*$, em que $i_{g,q}$ segue a referência com rápida resposta dinâmica e reduzido sobressinal. O mesmo ocorre quando $i_{g,q}^*$ assume valores negativos. Além disso, a Figura 3.5 apresenta também a tensão e corrente instantâneas da fase “a”, no intervalo de 0,55 a 0,75 s. Note o defasamento entre a tensão e corrente da fase “a”, devido a parcela de potência reativa. O defasamento da corrente varia de acordo com a referência de $i_{g,q}$, apresentando atraso em relação à tensão entre 0,6 e 0,7 s. Após este período a referência de corrente reativa assume valor negativo, tornando-se adiantada da tensão da rede. Destaca-se que as correntes nas três fases apresentaram THD de aproximadamente 1,24 %, atendendo a um dos requisitos recomendados pela IEEE 1547-2018.

A Figura 3.6 apresenta o comportamento da tensão no barramento c.c. e a corrente de eixo direto ($i_{g,d}$). A variação positiva da fonte de corrente (I_O), no elo c.c., atua como perturbação no sistema, em que a consequência está no aumento da tensão V_{cc} . Este cenário simula a injeção de corrente ativa na rede, definida como o excedente de potência entre a potência da fonte externa e a potência no capacitor, e a sua resposta pode ser indiretamente representada pela forma de onda $i_{g,d}$.

Inicialmente a fonte de corrente do barramento c.c. é de 0 A e em 0,5 s é aplicado um

Figura 3.5: Corrente de eixo em quadratura



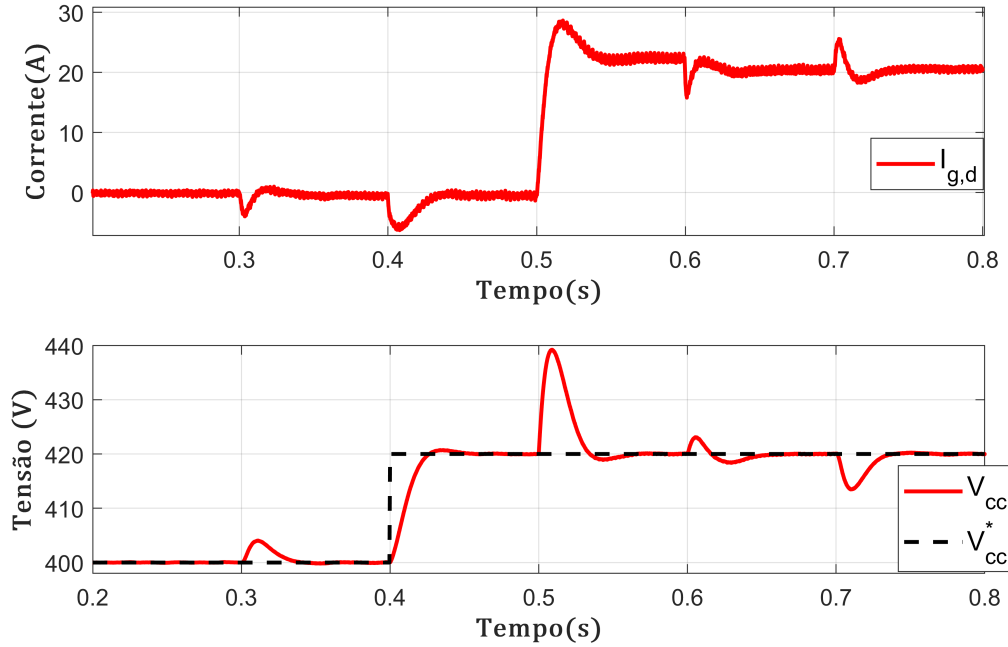
Fonte: da autora.

degrau de 10 A. Esta variação é perceptível ao controle de tensão, porém o mesmo atinge o regime permanente com menos de 0,05 s. Destaca-se também que o sobressinal apresenta amplitude baixa, menor que 5%, durante variações de referência ou perturbações. Ainda na Figura 3.6 pode-se observar o comportamento da tensão do barramento c.c. ao aplicar um degrau na referência V_{cc}^* de 20 V em 0,4 s. A tensão segue a referência imposta com sobressinal inferior a 0,5% e tempo de assentamento de aproximadamente 0,05 s.

Na Figura 3.7 são apresentadas as variáveis de controle, onde é possível notar que não sofrem variações abruptas, preservando assim o conversor eletrônico de potência. Durante toda a simulação o conversor não operou fora da região linear, pois m_d , m_q e $|m_{dq}| = \sqrt{m_d^2 + m_q^2}$ apresentam valores menores que 1. A partir da análise dos resultados pode-se afirmar que os sinais de referência, das duas variáveis controladas, são rastreados sem erro de regime permanente. Percebe-se que as ações de controle comportam-se de maneira esperada, fora dos limites de saturação e sem oscilações bruscas.

A variação da referência da corrente $i_{g,q}$ é diretamente proporcional a potência reativa

Figura 3.6: Corrente de eixo direto e tensão no barramento c.c.



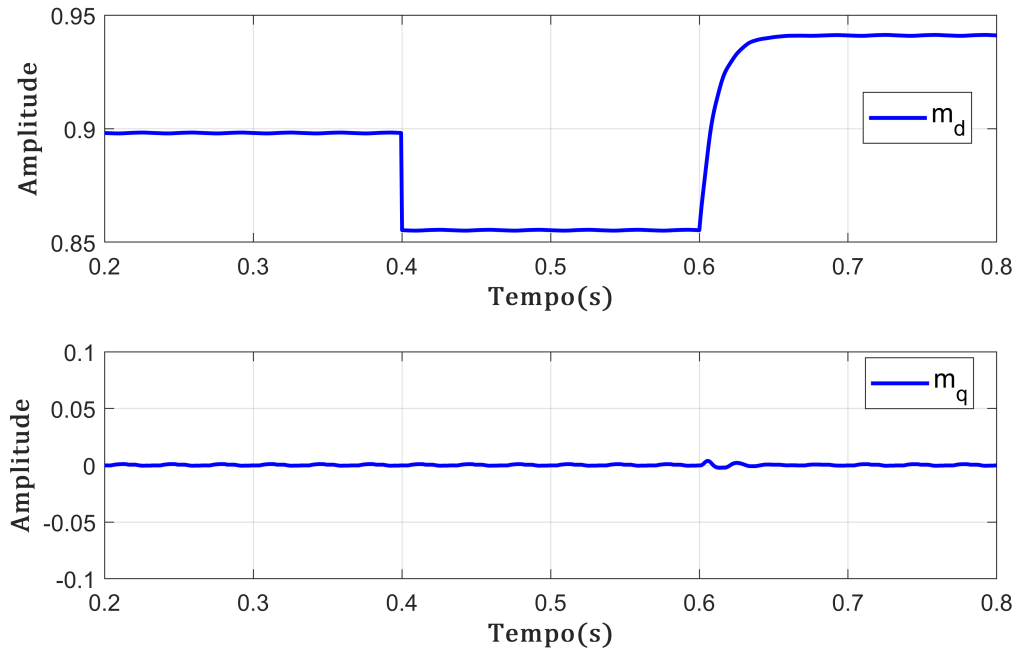
Fonte: da autora.

instantânea multiplicada por (-1), enquanto a corrente de perturbação I_O é proporcional a potência ativa:

$$\begin{aligned}
 P_{PAC} &= \frac{3}{2} V_{pac,d} I_{g,d}, \\
 Q_{PAC} &= -\frac{3}{2} V_{pac,d} I_{g,q}.
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

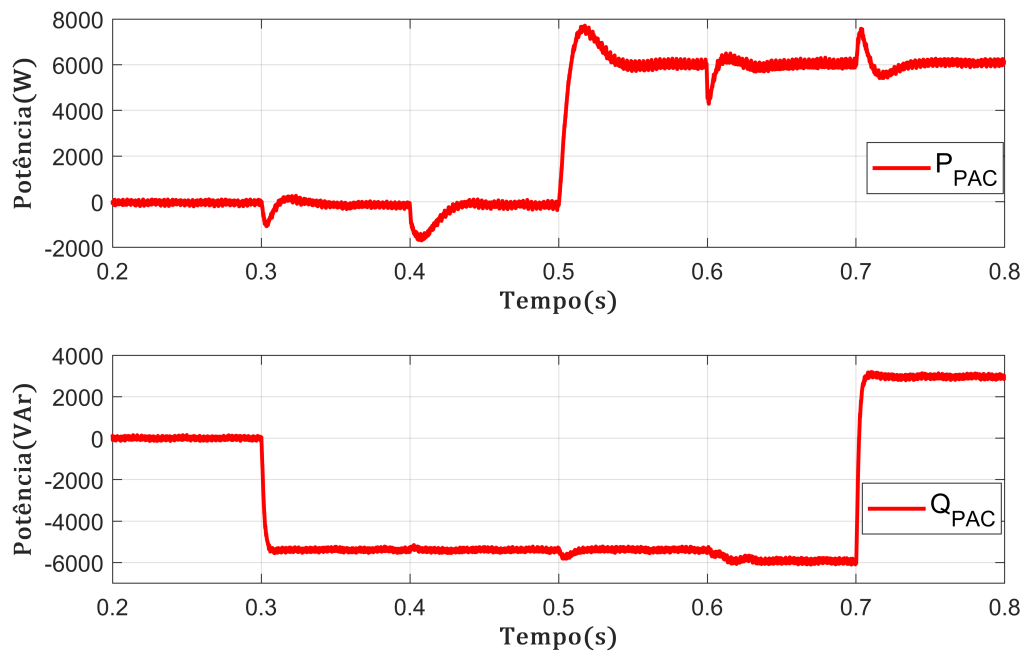
A Figura 3.8 exibe as potências ativa e reativa no PAC. Observe que em 0,5 s ocorre o aumento de potência ativa devido o degrau na corrente I_O . A potência reativa sofre variações na amplitude conforme mudanças na corrente de referência $I_{g,d}^*$. Como $I_{g,q}$ é proporcional a P_{PAC} , os transitórios nesta corrente são apresentadas também na potência ativa, como a mudança de referência de $I_{g,q}$ em 0,3 s.

Figura 3.7: Comportamento dos sinais de controle.



Fonte: da autora.

Figura 3.8: Potências ativa e reativa no PAC.



Fonte: da autora.

Capítulo 4

Observadores de estados

Em grande parte da teoria de controle moderno, os projetos são baseados na suposição de que o vetor de estados do sistema a ser controlado está disponível para medição, como na lei de controle descrita em (2.42). Em muitas situações práticas, apenas algumas destas variáveis estão disponíveis, limitando a aplicação de teorias que assumem que o vetor de estado é conhecido. Uma solução denominada observador de estados é apresentada por Luenberger (1964), onde as variáveis de estado de um sistema linear podem ser obtidas a partir de observações das entradas e saídas do sistema. O observador pode ser incorporado ao controle de um sistema que não tenha seu vetor de estado disponível para medição, em contrapartida adiciona polos ao sistema geral.

O termo observador de estados foi introduzido em Luenberger (1964), no qual é demonstrado que para sistemas lineares observáveis, pode-se projetar um observador que conduz o erro de estimativa a zero com uma dinâmica desejada, utilizando de técnicas análogas à alocação de polos em malha fechada de controladores. Por volta de quatro anos antes do primeiro artigo de Luenberger, Rudolf Kalman publicou dois artigos famosos, sendo o primeiro sozinho, em Kalman (1960), e o segundo em parceria com Richard Bucy, em Kalman e Bucy (1961), sobre filtragem linear e previsão. Os artigos apresentam um observador otimizado com relação às variáveis ruído de medição e ruído do processo. O estimador de estados ficou conhecido como filtro de Kalman e tem a estrutura de um observador ótimo linear.

4.1 Observador de estados de ordem completa

Um método de estimativa dos estados é obtido através da reconstrução do modelo de ordem completa da planta, ou seja:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}. \end{cases} \quad (4.1)$$

em que \mathbf{x} é o vetor de variáveis de estados do sistema $n \times 1$, $\hat{\mathbf{x}}$ é a estimativa do estado real \mathbf{x} , \mathbf{A} é a matriz do sistema $n \times n$, \mathbf{B} é a matriz das entradas $n \times 1$, \mathbf{C} a matriz de saída $1 \times n$ e \mathbf{u} é a entrada do sistema.

Para estudar a dinâmica deste estimador, define-se o erro de estimação como:

$$\mathbf{e}_x \triangleq \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}. \quad (4.2)$$

Então, a dinâmica desse sistema de erro é dada por:

$$\dot{\mathbf{e}}_x = \mathbf{A}\mathbf{e}_x, \quad \mathbf{e}_x(0) = \mathbf{x}(0) - \hat{\mathbf{x}}(0). \quad (4.3)$$

Caso não haja realimentação, o erro convergirá a zero para sistemas estáveis e nos quais não haja divergência entre o modelo do observador e o sistema real. No entanto, a tendência é o erro seguir a dinâmica do sistema, que está concentrada na matriz \mathbf{A} (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013). Ao realimentar o resíduo entre a saída real do sistema e a saída do observador, pode-se corrigir o modelo continuamente. Desse modo, a equação que define o observador de estados é dada por:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}), \quad (4.4)$$

sendo \mathbf{L} proporcional ao ganho definido como $\mathbf{L} = [l_1, l_2, \dots, l_n]^T$ e é escolhido para modificar a dinâmica do erro \mathbf{e}_x , tendo em vista que a nova equação que define a dinâmica do

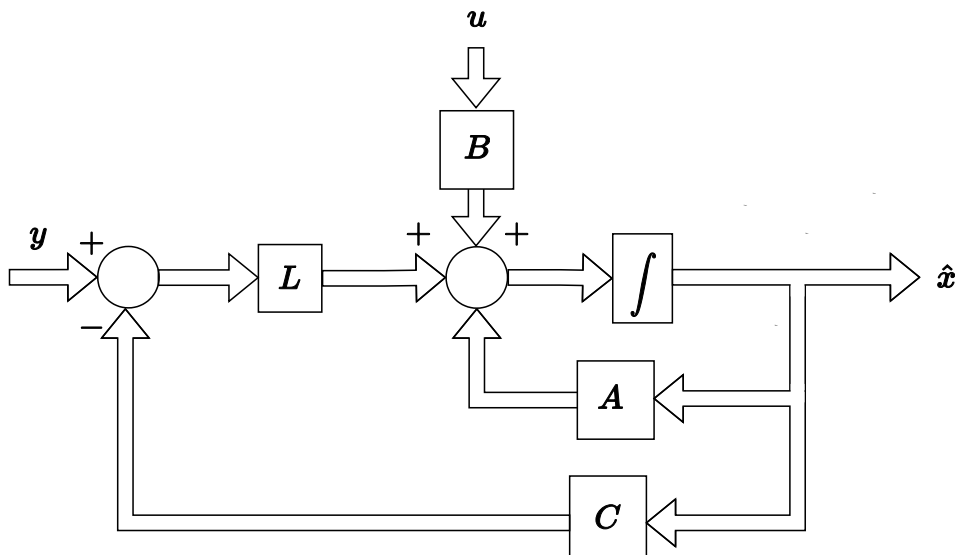
erro é dada por:

$$\dot{\mathbf{e}}_x = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})\mathbf{e}_x. \quad (4.5)$$

Com isso, basta que se defina \mathbf{L} como sendo um conjunto de ganhos os quais induzam $(\mathbf{A} - \mathbf{LC})$ a ter autovalores estáveis e com uma taxa de decaimento adequada. Desse modo, o erro convergirá para zero e permanecerá nulo (FRIEDLAND, 2012). A Figura 4.1 apresenta a estrutura do observador de ordem completa, onde \mathbf{BKx} de (4.6) equivale a \mathbf{Bu} .

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{x}}} \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}-\mathbf{BK} & \mathbf{0} \\ \mathbf{LC}-\mathbf{BK} & \mathbf{A}-\mathbf{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

Figura 4.1: Estrutura do observador de ordem completa.



Fonte: da autora.

4.1.1 Projeto do Observador de estados de ordem completa

Conforme mencionado, nos estimadores de ordem completa todos os estados são estimados, inclusive os estados medidos. Com isso, o observador de estados para o sistema

em análise é dado por:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}(\mathbf{y}_O - \mathbf{C}_O\hat{\mathbf{x}}), \quad (4.7)$$

e, preenchendo os valores referentes às matrizes em (4.7):

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_t+R_f}{L_t} & \omega_g & \frac{R_f}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} & 0 & \frac{M_{t,d}}{2L_t} \\ -\omega_g & -\frac{r_t+R_f}{L_t} & 0 & \frac{R_f}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} & \frac{M_{t,q}}{2L_t} \\ \frac{R_f}{L_g} & 0 & -\frac{r_g+R_f}{L_g} & \omega_g & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_f}{L_g} & -\omega_g & -\frac{r_g+R_f}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_g & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega_g & 0 & 0 \\ -\frac{3M_{t,d}}{4C} & -\frac{3M_{t,q}}{4C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_t} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{2L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{3I_{t,d}}{4C} & -\frac{3I_{t,q}}{4C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \tilde{\mathbf{u}} + \underbrace{\begin{bmatrix} i_{g,q} - \hat{i}_{g,q} \\ v_{cc} - \hat{v}_{cc} \\ i_{g,d} - \hat{i}_{g,d} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_O - \hat{\mathbf{y}}} \mathbf{L}. \quad (4.8)$$

sendo $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_O\hat{\mathbf{x}}$. Destaca-se que a matriz \mathbf{C} utilizada no controle é diferente da matriz \mathbf{C}_O utilizada nos estimadores, pois ocorre o aumento de uma variável de saída no observador, ou seja, $\mathbf{y}_O = [i_{g,q} \ v_{cc} \ i_{g,d}]$. Observe que \mathbf{y}_O equivale às variáveis medidas, assim:

$$\mathbf{C}_O = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Vale ressaltar que um dos objetivos deste trabalho ao utilizar de observadores de estado é possibilitar que um reduzido número de sensores seja empregado no filtro LCL, ou seja, apenas as variáveis de estado da planta $i_{g,d}$, $i_{g,q}$ e v_{cc} são medidas, resultando

em um mesmo número de sensores necessários para conexão de geração distribuída, se comparado ao filtro L.

Com base na relação de dualidade (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013), \mathbf{L} pode ser obtida utilizando a função LQR do *software* MATLAB. A matriz \mathbf{Q}_{est} é de ordem 7×7 , pois refere-se aos estados da planta a serem estimados e a matriz \mathbf{R}_{est} de ordem 3×3 está relacionada com a dimensão da matriz \mathbf{C}_O . São analisados diferentes valores para \mathbf{Q}_{est} , a fim de que o estimador tenha menor tempo de resposta que o controlador e seja capaz de estimar os estados com menor erro possível. Após variação dos pesos e análise do comportamento dos estados no PSIM, definiu-se $\mathbf{Q}_{est} = \text{diag}([1 \times 10^8 \ 1 \times 10^8 \ 1 \times 10^8 \ 1 \times 10^8 \ 1 \times 10^8 \ 1 \times 10^8])$ e $\mathbf{R}_{est} = \text{diag}([1 \ 1 \ 1])$. Com isso, $\mathbf{L} = \text{lqr}(\mathbf{A}^T, \mathbf{C}_O^T, \mathbf{Q}_{est}, \mathbf{R}_{est})$ ou seja,

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -293,31 & 5586,98 & 6043,18 \\ 7058,30 & 344,69 & -293,71 \\ -21,18 & 281,81 & 4715,67 \\ 4786,26 & 16,199 & -21,18 \\ -4,88 & 258,77 & -3432,52 \\ -3412,98 & 16,97 & -4,91 \\ 16,19 & 10249,35 & 281,81 \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

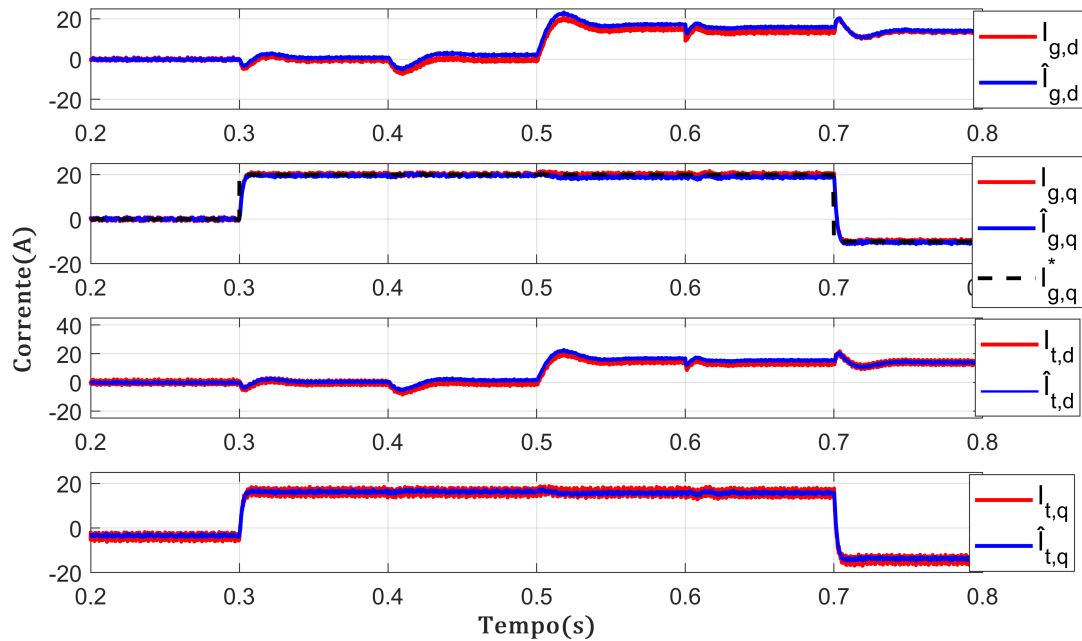
Assim como foi realizado no projeto do controlador, pode-se utilizar de iterações para a sintonia dos ganhos do observador via LQR. Contudo, neste trabalho, não é realizado o refinamento da sintonia dos pesos do observador de estados. Além disso, é importante destacar que para o correto funcionamento do sistema foi necessário atribuir elevados valores para os pesos da matriz \mathbf{Q} .

A Figura 4.2 exibe as correntes medidas e estimadas da saída do inversor e da rede, considerando as mesmas variações das entradas exógenas descritas na Tabela 3.3. O controle é aplicado considerando os estados estimados, ou seja, $\mathbf{u} = -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}$. Note que o observador é capaz de estimar as correntes mesmo durante variações de referência, contudo, no caso da corrente $\hat{i}_{g,d}$ há um erro maior no sinal estimado após 0,3 s. Este erro

é ainda maior e apresenta valor considerável para o caso das tensões de eixo direto e em quadratura nos capacitores de filtro, como pode ser observado na Figura 4.3.

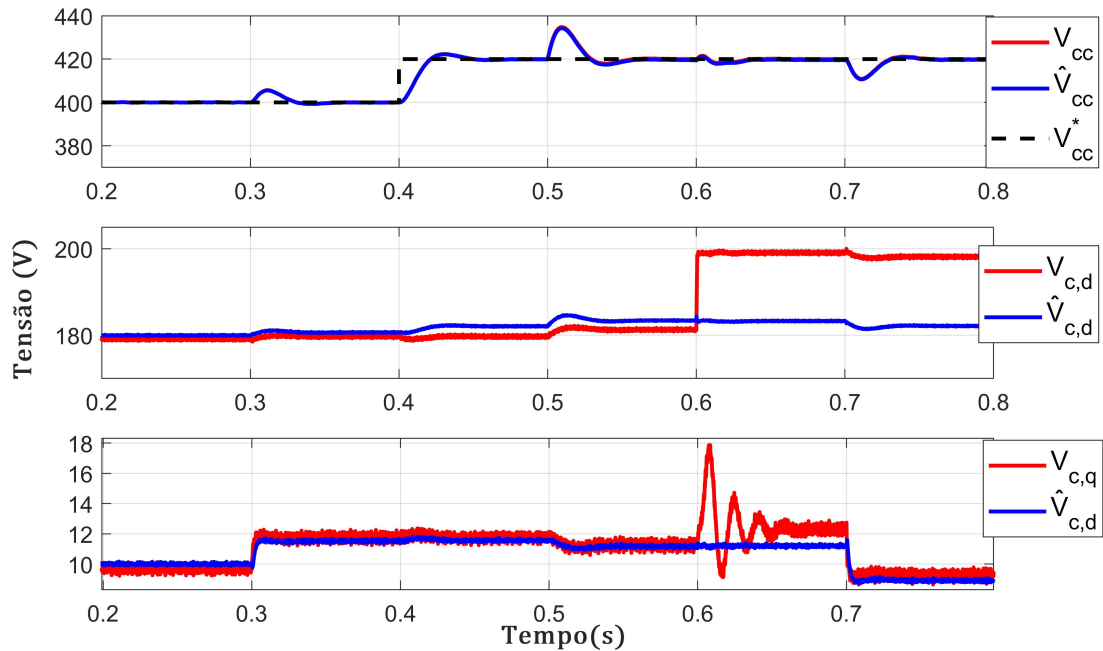
Em 0,4 s a tensão de eixo direto estimada diferencia da tensão medida, sendo impactada pela alteração da referencia de V_{cc} . Em 0,6, a tensão de rede aumenta seu valor em 10%, impactando nas tensões de $V_{c,q}$ e $V_{c,q}$, que não foi capaz de rastrear tal perturbação e estimar com precisão. Além disso, destaca-se o transitório que ocorre em $V_{c,q}$ após a perturbação na rede.

Figura 4.2: Comportamento das correntes medidas e estimadas utilizando o estimador de ordem completa.



Fonte: da autora.

Figura 4.3: Comportamento das tensões medidas e estimadas utilizando o estimador de ordem completa.



Fonte: da autora.

4.2 Observador de estados de ordem reduzida

Uma segunda possibilidade para a estimação de estados é por meio do projeto do observador de estados de ordem reduzida, em que apenas os estados não medidos da planta são estimados. Se comparado com o observador de ordem completa, um menor esforço computacional é requerido, pois o número de estados estimados é menor. Como desvantagem, a característica de filtragem, intrínseca ao observador de ordem completa, é reduzida.

Para utilizar este método deve ser realizado o particionamento e rearranjo do vetor de estado em dois subgrupos, da seguinte forma: \mathbf{x}_m , que são os estados medidos diretamente, e \mathbf{x}_n , que representa as variáveis a serem estimadas. A descrição completa do sistema é

dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_m \\ \dot{\mathbf{x}}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{mm} & \mathbf{A}_{mn} \\ \mathbf{A}_{nm} & \mathbf{A}_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_m \\ \mathbf{x}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_m \\ \mathbf{B}_n \end{bmatrix} \mathbf{u}, \quad (4.11)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_m \\ \mathbf{x}_n \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

As dinâmicas das variáveis de estado não medidas são dadas por:

$$\dot{\mathbf{x}}_n = \mathbf{A}_{nn}\mathbf{x}_n + \mathbf{A}_{nm}\mathbf{x}_m + \mathbf{B}_n\mathbf{u}. \quad (4.13)$$

em que o termo $\mathbf{A}_{nm}\mathbf{x}_m + \mathbf{B}_m\mathbf{u}$ é conhecido e pode ser considerado como uma entrada na dinâmica de $\dot{\mathbf{x}}_n$. Considerando $\dot{\mathbf{x}}_m = \dot{\mathbf{y}}$, a dinâmica medida é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_m = \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{A}_{mm}\mathbf{y} + \mathbf{A}_{mn}\mathbf{x}_n + \mathbf{B}_m\mathbf{u}. \quad (4.14)$$

Em seguida, agrupando-se os termos conhecidos em um lado, têm-se:

$$\overbrace{\dot{\mathbf{y}} - \mathbf{A}_{mm}\mathbf{y} - \mathbf{B}_m\mathbf{u}}^{\text{medidas conhecidas}} = \mathbf{A}_{mn}\mathbf{x}_n, \quad (4.15)$$

obtendo uma relação entre as quantidades conhecidas do lado esquerdo, que considera-se como as medições, e as variáveis de estado desconhecidas, à direita. Conforme Franklin et al. (2002), pode-se estabelecer as seguintes substituições nas equações de estimativa original para obter um estimador de ordem reduzida:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &\leftarrow \mathbf{x}_n, \\ \mathbf{A} &\leftarrow \mathbf{A}_{nn}, \\ \mathbf{B}\mathbf{u} &\leftarrow \mathbf{A}_{nm}\mathbf{y} + \mathbf{B}_n\mathbf{u}, \\ \mathbf{y} &\leftarrow \dot{\mathbf{y}} - \mathbf{A}_{mm}\mathbf{y} - \mathbf{B}_m\mathbf{u}, \\ \mathbf{C} &\leftarrow \mathbf{A}_{mn}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Portanto, as equações do estimador de ordem reduzida são obtidas substituindo (4.16) no estimador de ordem completa:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_n = \mathbf{A}_{nn}\hat{\mathbf{x}}_n + \overbrace{\mathbf{A}_{nm}\mathbf{y} + \mathbf{B}_n\mathbf{u}}^{\text{entrada}} + \mathbf{L} \overbrace{(\dot{\mathbf{y}} - \mathbf{A}_{mm}\mathbf{y} - \mathbf{B}_m\mathbf{u} - \mathbf{A}_{mn}\hat{\mathbf{x}}_n)}^{\text{medidas conhecidas}}. \quad (4.17)$$

Admitindo o erro de estimação como:

$$\mathbf{e}_x \triangleq \mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n, \quad (4.18)$$

então as dinâmicas do erro são dadas subtraindo (4.13) em (4.17), ou seja:

$$\dot{\mathbf{e}}_x = (\mathbf{A}_{nn} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{mn})\mathbf{e}_x, \quad (4.19)$$

e sua equação característica é dada por:

$$\det[s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_{nn} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{mn})] = 0. \quad (4.20)$$

As dinâmicas do estimador são estimadas selecionando \mathbf{L} . Considerando as atribuições descritas em Franklin et al. (2002), a equação do estimador resulta em:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_n = (\mathbf{A}_{nn} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{mn})\hat{\mathbf{x}}_n + (\mathbf{A}_{nm} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{mn})\mathbf{y} + (\mathbf{B}_n - \mathbf{L}\mathbf{B}_m)\mathbf{u} + \mathbf{L}\dot{\mathbf{y}}. \quad (4.21)$$

Sabe-se que a diferenciação amplifica o ruído, por isso, se \mathbf{y} é ruidoso, o uso de $\dot{\mathbf{y}}$ não é recomendado. Para contornar essa dificuldade, é definido um novo estado:

$$\mathbf{x}_o \triangleq \hat{\mathbf{x}}_n - \mathbf{L}\mathbf{y}. \quad (4.22)$$

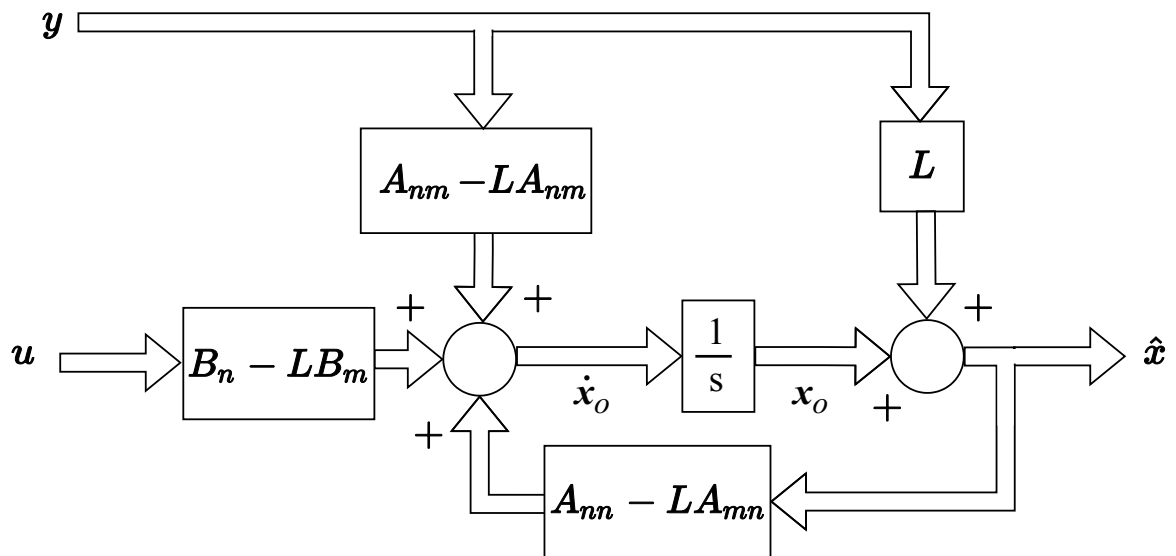
Em termos desse novo estado, a implementação do estimador de ordem reduzida é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_o = (\mathbf{A}_{nn} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{mn})\hat{\mathbf{x}}_n + (\mathbf{A}_{nm} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{mn})\mathbf{y} + (\mathbf{B}_n - \mathbf{L}\mathbf{B}_m)\mathbf{u}, \quad (4.23)$$

e assim, as dinâmicas do estimador são definidas a partir da matriz \mathbf{L} .

A Figura 4.4 exhibe a estrutura do estimador de ordem reduzida, projetado com base nas equações descritas anteriormente.

Figura 4.4: Estrutura do estimador de ordem reduzida.



Fonte: da autora.

4.2.1 Projeto do Observador de estados de ordem reduzida

Conforme mencionado, o observador de ordem reduzida busca simplificar o processo de estimação, dedicando-se apenas a estimação dos estados não mensuráveis. Para isso, as matrizes que descrevem o sistema são reorganizadas, separando as variáveis medidas e as que serão estimadas, como apresentado em (4.11) e (4.12). Neste trabalho, deseja-se estimar os estados $i_{t,d}$, $i_{t,q}$, $v_{c,d}$ e $v_{c,q}$. Portanto, as variáveis medidas são agrupadas em $\mathbf{x}_m = [i_{g,d} \ i_{g,q} \ v_{cc}]$ e as variáveis estimadas agrupadas em $\mathbf{x}_n = [i_{t,d} \ i_{t,q} \ v_{c,d} \ v_{c,q}]$. A nova representação do sistema após organização das matrizes pode ser dada por:

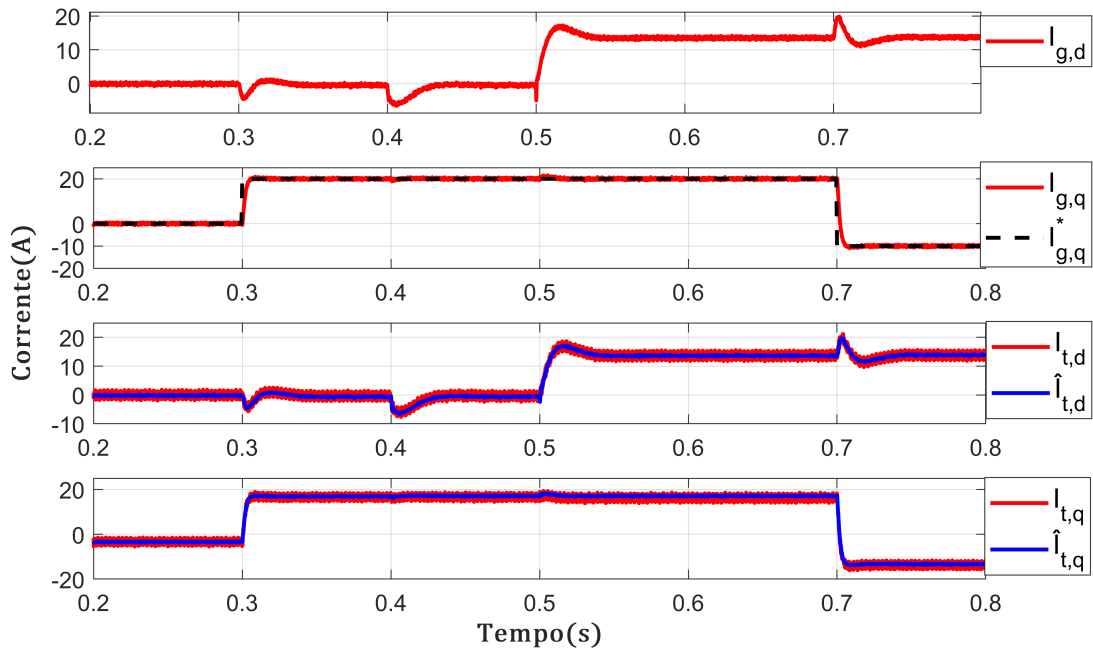
$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_m \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}}_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_g} & w_g & 0 \\ -w_g & -\frac{R_f}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}^{\mathbf{A}_{mm}} & \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{R_f}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ -\frac{3M_{t,d}}{4C} & -\frac{3M_{t,q}}{4C} & 0 & 0 \end{bmatrix}}^{\mathbf{A}_{mn}} \\ \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{r_t+R_f}{L_t} & 0 & \frac{M_{t,d}}{2L_t} \\ 0 & \frac{R_f}{L_t} & \frac{M_{t,q}}{2L_t} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}}^{\mathbf{A}_{nm}} & \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_t+R_f}{L_t} & w_g & -\frac{1}{L_t} & 0 \\ -w_g & -\frac{r_t+R_f}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_g} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & w_g \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -w_g & 0 \end{bmatrix}}^{\mathbf{A}_{nn}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_m \\ \hat{\mathbf{x}}_n \end{bmatrix} + \\
 & \begin{bmatrix} \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{3I_{t,d}}{4C} & -\frac{3I_{t,q}}{4C} \end{bmatrix}}^{\mathbf{B}_m} \\ \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_t} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{2L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}^{\mathbf{B}_n} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}. \tag{4.24}
 \end{aligned}$$

Se $\mathbf{x} \leftarrow \mathbf{x}_n$, $\mathbf{A} \leftarrow \mathbf{A}_{nn}$ e $\mathbf{C} \leftarrow \mathbf{A}_{mn}$ e considerando a relação de dualidade entre o controlador e o estimador descrita, os ganhos de \mathbf{L} podem ser obtidos através da função LQR no Matlab, para $\mathbf{Q}_{est} = \text{diag}([1 \times 10^{-6} \ 1 \times 10^{-6} \ 1 \times 10^{-6} \ 1 \times 10^{-6}])$ e $\mathbf{R}_{est} = \text{diag}([1 \ 1 \ 1])$, como: $\mathbf{L} = \text{lqr}(\mathbf{A}_{nn}^T, \mathbf{A}_{mn}^T, \mathbf{Q}_{est}, \mathbf{R}_{est})$:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 4.7979819338 & 0.00000000014 & -0.0452870132 \\ 0.00000000014 & 4.7979819434 & -0.0023079136 \\ 40.4036112014 & 0.00000000068 & 0.0055983683 \\ 0.00000000068 & 40.4036112741 & 0.0002853036 \end{bmatrix} \times 10^{-6}. \quad (4.25)$$

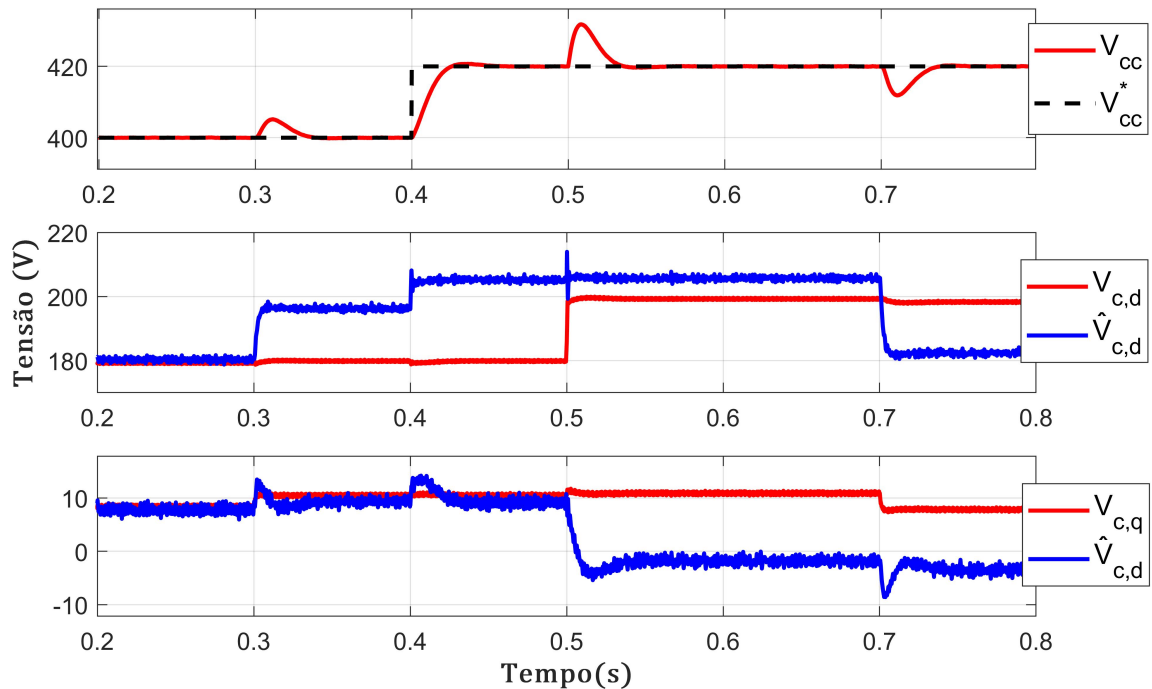
A Figura 4.6 exibe as correntes medidas e estimadas, além da referência de $i_{g,q}$. O controlador utilizou-se dos sinais estimados, e manteve a corrente de eixo em quadratura dentro da referência. O estimador de ordem reduzida apresenta bons resultados, estimando com precisão e reduzindo o *ripple* dos sinais estimados, como esperado, pois atuam como filtro. Porém, apresenta erro na estimativa das tensões do capacitor, como pode ser observado na Figura 4.6. As variações nas referências ou entradas de perturbações impactam no comportamento das tensões $v_{c,d}$ e $v_{c,q}$, o que não ocorre nas medições.

Figura 4.5: Comportamento das correntes medidas e estimadas na saída do inversor, utilizando o estimador de ordem reduzida.



Fonte: da autora.

Figura 4.6: Comportamento das tensões $V_{c,d}$ e $V_{c,q}$ medidas e estimadas utilizando o estimador de ordem reduzida.



Fonte: da autora.

4.3 Observador de estados estendido- ESO

Como as plantas reais geralmente são afetadas por incertezas significativas e distúrbios externos não mensuráveis, a rejeição ou compensação de perturbação tornou-se um problema importante para o projeto de sistemas de controle de alto desempenho. Uma abordagem bem conhecida que pode ser usada no projeto de sistemas de controle robustos é o observador de estados estendido (do inglês, *Extended state observer*- ESO). Trata-se de um estimador de ordem completa que baseia-se em adicionar estimativas dos sinais externos de uma forma que permita cancelar seus efeitos sobre o erro no sistema (FRIEDLAND, 2012).

A ideia principal do ESO é usar um modelo de espaço de estados aumentado, que inclui f como um estado adicional. Assim, considere um sistema genérico representado na forma de espaço de estados como:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\rho} + \mathbf{B}\mathbf{u} = \mathbf{f} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \\ \dot{\boldsymbol{\rho}} = \dot{\mathbf{f}} = \mathbf{v}, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (4.26)$$

onde $\mathbf{f} = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_n]$ representa a dinâmica do distúrbio da planta, que é desconhecida. Para o sistema em consideração, assume-se que o comportamento de f é constante no tempo, portanto $\dot{f} = v$, sendo v a derivada temporal de f . Pode-se reescrever (4.26) em forma matricial como:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_E = \mathbf{A}_E\mathbf{x}_E + \mathbf{B}_E\mathbf{u} + \boldsymbol{\beta}v, \\ \mathbf{y}_E = \mathbf{C}_E\mathbf{x}_E. \end{cases} \quad (4.27)$$

$$\mathbf{x}_E = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \boldsymbol{\rho} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_E = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{C}^T \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_E = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_E = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$

onde \mathbf{A}_E , \mathbf{B}_E e \mathbf{C}_E são as matrizes que descrevem o comportamento do sistema após aumentar os estados $\boldsymbol{\rho}$. A matriz $\boldsymbol{\beta}$ determina as variáveis que são impactadas com a perturbação.

Com isso, o ESO pode ser expresso em forma de matriz como:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_E = \mathbf{A}_E\hat{\mathbf{x}}_E + \mathbf{B}_E\mathbf{u} + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}_E), \\ \hat{\mathbf{y}}_E = \mathbf{C}_E\hat{\mathbf{x}}_E. \end{cases} \quad (4.29)$$

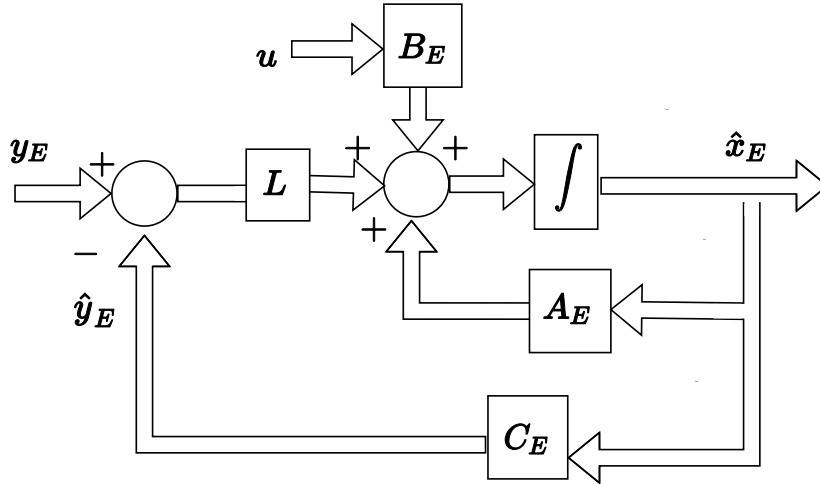
Expandindo $\dot{\hat{\mathbf{x}}}_E$ para facilitar na visualização:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\hat{\boldsymbol{\rho}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}_1(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}_E), \\ \dot{\hat{\boldsymbol{\rho}}} = \mathbf{L}_2(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}_E), \\ \hat{\mathbf{y}}_E = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (4.30)$$

onde $\mathbf{L} = [\mathbf{L}_1 \ \mathbf{L}_2]^T$ é o vetor de ganho do observador, sendo \mathbf{L}_1 referente às variáveis

do sistema e L_2 referentes às ações integrais do erro do estimador. Note que $\hat{y}_E = C\hat{x}$ equivale a $\hat{y}_E = C_E\hat{x}_E$, pois as linhas das matrizes C e \hat{x} foram aumentadas com zeros. A Figura 4.7 apresenta a estrutura do ESO, baseado em (4.29).

Figura 4.7: Estrutura do estimador de ordem estendida.



Fonte: da autora.

4.3.1 Projeto do Observador de estados estendido - ESO

O método do ESO realiza a estimação de todos os estados do sistema, como o estimador de ordem completa, porém adiciona à estimação uma parcela que cancela distúrbios externos. No presente trabalho, sabe-se que a medição das fontes de perturbação (I_o , $V_{pac,d}$ e $V_{pac,q}$) não são utilizadas na estrutura do observador. Diante disso, considere a extensão dos estados do sistema adicionando a ação integral do erro de estimação das variáveis mencionadas. Sendo assim, utilizando a matriz auxiliar $\rho = [\rho_1 \ \rho_2 \ \rho_3]^T$, equivalentes à integral do erro de $i_{g,q}$, v_{cc} e $i_{g,d}$, respectivamente. Com isso, as equações para os estados estimados são:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + C_O\hat{\rho} + Bu + L_1(y_O - \hat{y}_E), \\ \dot{\hat{\rho}} = L_2(y_O - \hat{y}_E), \\ \hat{y}_E = C_O\hat{x}. \end{cases} \quad (4.31)$$

A representação, em forma matricial, é dada por:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{x}}} \\ \dot{\hat{\boldsymbol{\rho}}} \end{bmatrix}}_{\dot{\hat{\mathbf{x}}}_E} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{7 \times 7} & \mathbf{C}_{O,7 \times 3}^T \\ \mathbf{0}_{3 \times 7} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_E} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\boldsymbol{\rho}} \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{x}}_E} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_E} \mathbf{u} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 \\ \mathbf{L}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}} (\mathbf{y}_O - \hat{\mathbf{y}}_E), \quad (4.32)$$

e,

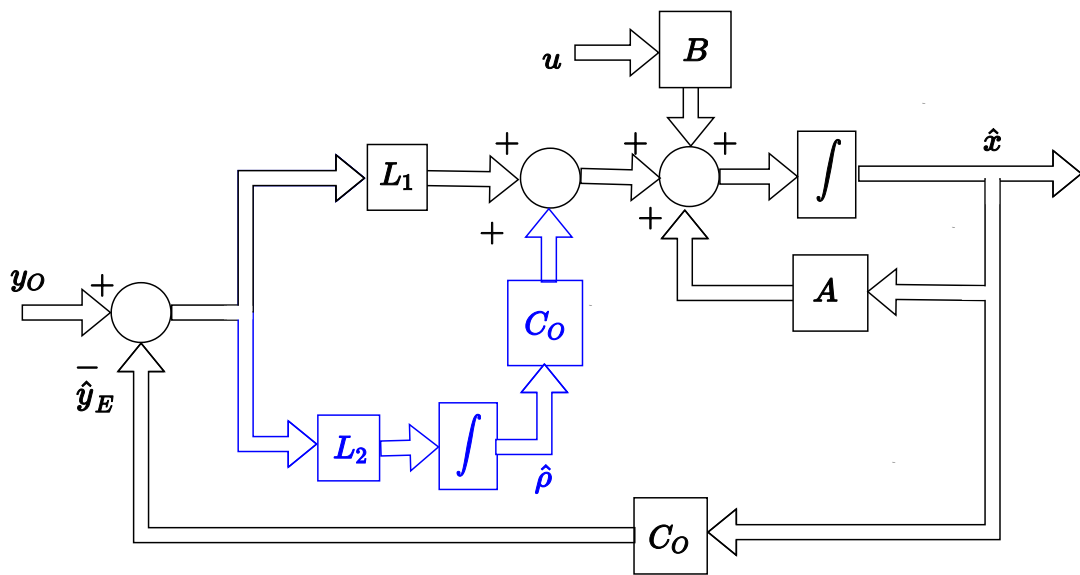
$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{x}}} \\ \dot{\hat{\boldsymbol{\rho}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_t+R_f}{L_t} & \omega_g & \frac{R_f}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} & 0 & \frac{M_{t,d}}{2L_t} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_g & -\frac{r_t+R_f}{L_t} & 0 & \frac{R_f}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} & \frac{M_{t,q}}{2L_t} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_f}{L_g} & 0 & -\frac{r_g+R_f}{L_g} & \omega_g & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_f}{L_g} & -\omega_g & -\frac{r_g+R_f}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3M_{t,d}}{4C} & -\frac{3M_{t,q}}{4C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{t,d} \\ i_{t,q} \\ i_{g,d} \\ i_{g,q} \\ v_{c,d} \\ v_{c,q} \\ v_{cc} \\ \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_t} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{2L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{3I_{t,d}}{4C} & -\frac{3I_{t,q}}{4C} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 \\ \mathbf{L}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{g,q} - \hat{i}_{g,q} \\ v_{cc} - \hat{v}_{cc} \\ i_{g,d} - \hat{i}_{g,d} \end{bmatrix} \cdot \hat{\mathbf{y}}_E = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{t,d} \\ i_{t,q} \\ i_{g,d} \\ i_{g,q} \\ v_{c,d} \\ v_{c,q} \\ v_{cc} \\ \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{g,q} \\ \hat{v}_{cc} \\ \hat{i}_{g,d} \end{bmatrix}. \quad (4.33)$$

onde $\mathbf{L} = [\mathbf{L}_1 \ \mathbf{L}_2]^T$ é o vetor de ganho do observador, sendo \mathbf{L}_1 referente às variáveis do sistema e \mathbf{L}_2 referentes às ações integrais do erro do estimador. Os termos da matriz $\boldsymbol{\rho}$ são obtidos como:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\rho}}_1 = \hat{\rho}_1 \mathbf{L}_{8,1} + \hat{\rho}_2 \mathbf{L}_{8,2} + \hat{\rho}_3 \mathbf{L}_{8,3}, \\ \dot{\hat{\rho}}_2 = \hat{\rho}_1 \mathbf{L}_{9,1} + \hat{\rho}_2 \mathbf{L}_{9,2} + \hat{\rho}_3 \mathbf{L}_{9,3}, \\ \dot{\hat{\rho}}_3 = \hat{\rho}_1 \mathbf{L}_{10,1} + \hat{\rho}_2 \mathbf{L}_{10,2} + \hat{\rho}_3 \mathbf{L}_{10,3}. \end{cases} \quad (4.34)$$

A Figura 4.8 exibe a estrutura do observador de estados estendido para o sistema em análise. Destaca-se que a matriz \mathbf{C}_E é a matriz estendida de \mathbf{C}_O , devido a adição das ações integrais do estimador. Como deseja-se obter apenas os estados estimados reais da planta, utilizou-se \mathbf{C}_O , ou seja $\hat{\mathbf{y}}_E = \mathbf{C}_O \hat{\mathbf{x}}$.

Figura 4.8: Estrutura do observador de estados estendido para o sistema em análise.



Fonte: da autora.

Para calcular os ganhos de \mathbf{L} utilizou-se da relação de dualidade e mesma estratégia para cálculo dos ganhos dos casos anteriores:

$$\mathbf{L} = lqr(\mathbf{A}_E^T, \mathbf{C}_E^T, \mathbf{Q}_E, \mathbf{R}_E). \quad (4.35)$$

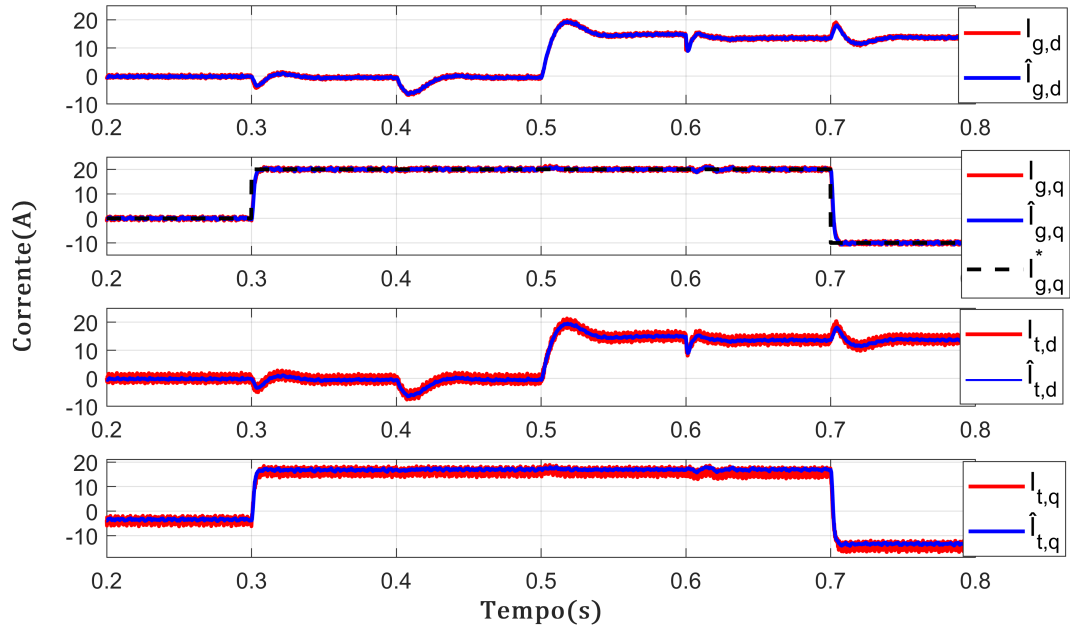
A matriz \mathbf{Q}_E é de ordem 10×10 , pois refere-se ao sistema aumentando para o ESO. Em relação aos estados estimados ($\hat{\mathbf{x}}$), considerou-se os pesos \mathbf{Q}_E em 100 vezes menor, se comparado aos valores de \mathbf{Q} utilizados no controle. Para as posições de \mathbf{Q}_E referentes a ação integral ($\boldsymbol{\rho}$) percebe-se uma limitação deste estimador. Foi necessário valores elevados para atingir a estimação e ação de controle com os estado estimados.

Foram avaliados diferentes pesos de \mathbf{Q}_E relacionados a ação integral, alcançando resultados satisfatórios para $\mathbf{Q}_E = \text{diag}([1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{15} \ 1e^{15} \ 1e^{15}])$. A matriz \mathbf{R}_E é de ordem 3×3 , sendo $\mathbf{R}_E = \text{diag}([1 \ 1 \ 1])$.

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 42,97 & 393,43 & 2101,56 \\ 2063,99 & 8,41 & -46,09 \\ -1,69 & 331,68 & 2182,13 \\ 2146,25 & 3,17 & -1,69 \\ 246,34 & 259,64 & -2472,55 \\ -2486,25 & 16,18 & -246,31 \\ 3,17 & 7933,38 & 331,68 \\ 31367966,00 & -178557,00 & 4002352,60 \\ 78452,31 & 31612672,51 & 795475,83 \\ -4005565,40 & -779136,68 & 31358386,31 \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

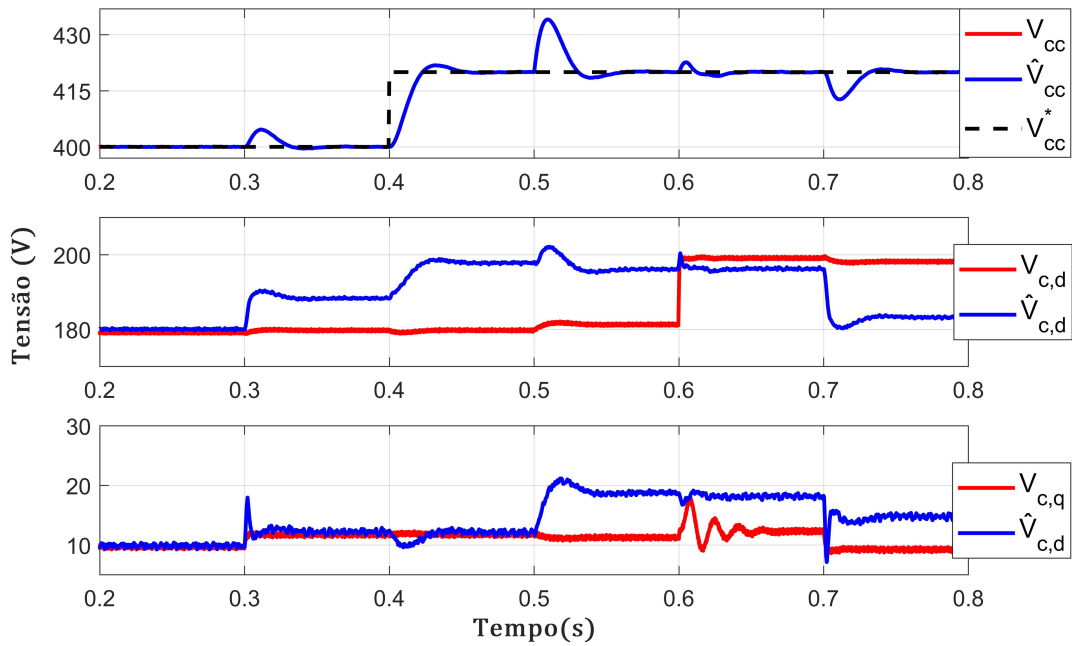
Os estados estimados são utilizados no controlador projetado. A Figura 4.9 apresenta o comportamento das correntes no PAC e na saída do inversor, medidas e estimadas. O observador de estados foi capaz de estimar todos os estados referentes às correntes, mesmo diante de perturbações, como ocorreu em 0,4 s com o aumento de I_o e em 0,6 com o aumento da tensão no PAC. Além disso, como esperado, os estados estimados são menos ruidosos. Como nos casos anteriores, observa-se a partir da Figura 4.10 o erro de estimativa das tensões nos capacitores do filtro. Ainda na Figura 4.10, destaca-se o correto funcionamento do estimador e controlador, seguindo a referência (V_{cc}^*).

Figura 4.9: Comportamento das correntes medidas e estimadas utilizando o ESO.



Fonte: da autora.

Figura 4.10: Comportamento das tensões medidas e estimadas utilizando o ESO.



Fonte: da autora.

4.4 Observador de entradas desconhecidas - UIO

O UIO consiste em agrupar as incertezas e entradas não mensuráveis em um vetor de entradas desconhecidas, (HOU; MULLER, 1992). Para isso, considere um sistema com parâmetros variantes no tempo, descrito na forma:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{E}\mathbf{w}, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (4.37)$$

sendo \mathbf{x} o vetor de estados do sistema, \mathbf{u} uma entrada conhecida, \mathbf{w} a entrada desconhecida e \mathbf{y} a saída mensurada. As matrizes do sistema \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{E} e \mathbf{C} possuem dimensões apropriadas e descrevem o comportamento do sistema.

Deseja-se projetar um observador na forma:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{F}\mathbf{z} + \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{L}\mathbf{y}, \\ \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{z} - \mathbf{N}\mathbf{y}, \end{cases} \quad (4.38)$$

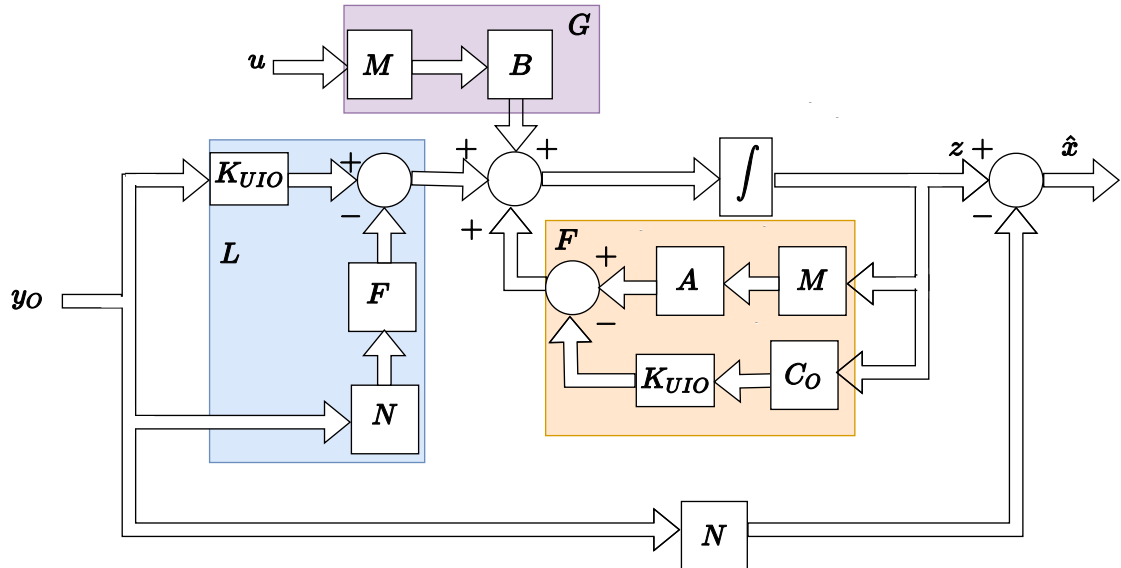
que rejeite a entrada desconhecida \mathbf{w} , sendo $\hat{\mathbf{x}}$ o vetor de estados estimados do sistema e \mathbf{z} o vetor de estados internos do observador. As matrizes \mathbf{F} , \mathbf{G} , \mathbf{L} e \mathbf{N} a serem determinadas possuem dimensões compatíveis e são assumidas constantes. Note que tal escolha possibilita que o observador não dependa do conhecimento a priori dos parâmetros dos sistema. Segundo Nazari (2015), as matrizes \mathbf{F} , \mathbf{G} e \mathbf{L} podem ser obtidas como:

$$\begin{cases} \mathbf{F} = \mathbf{M}\mathbf{A} - \mathbf{K}_{UIO}\mathbf{C}_O, \\ \mathbf{G} = \mathbf{M}\mathbf{B}, \\ \mathbf{L} = \mathbf{K}_{UIO} - \mathbf{F}\mathbf{N}. \end{cases} \quad (4.39)$$

sendo $\mathbf{M} = \mathbf{I} + \mathbf{N}\mathbf{C}$ e $\mathbf{N} = -\mathbf{E} - (\mathbf{C}_O\mathbf{E})^\dagger$.

A Figura 4.11 exibe a estrutura do observador de entradas desconhecidas, destacando a obtenção dos termos \mathbf{F} , \mathbf{G} e \mathbf{L} conforme apresentado em (4.39).

Figura 4.11: Estrutura do estimador de entradas desconhecidas.



Fonte: da autora.

4.4.1 Projeto do Observador de entradas desconhecidas- UIO

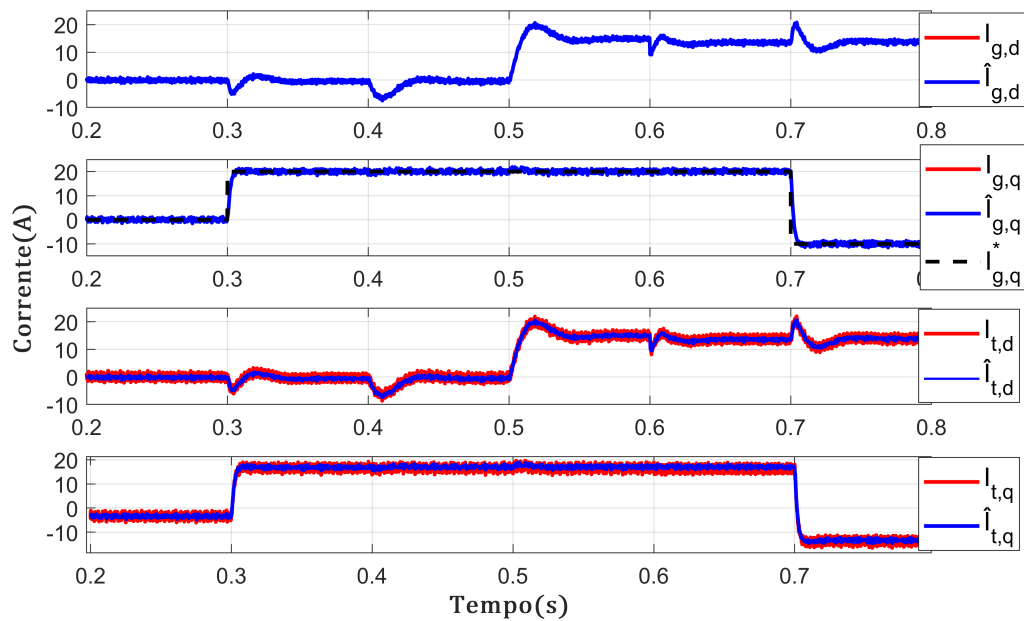
Considerando as equações apresentadas, pode-se projetar o observador de entradas desconhecidas para o sistema em análise, obtendo:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 200000 & 0 \\ 0 & 200000 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.40}$$

$$\mathbf{L}^T = \begin{bmatrix} 0 & 2500 & 0 & 0 & 0 & -20000 & 0 \\ 455 & 23 & 0 & 0 & 0.00 & 0 & 0 \\ 2500 & 0 & 0 & 0 & -20000 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

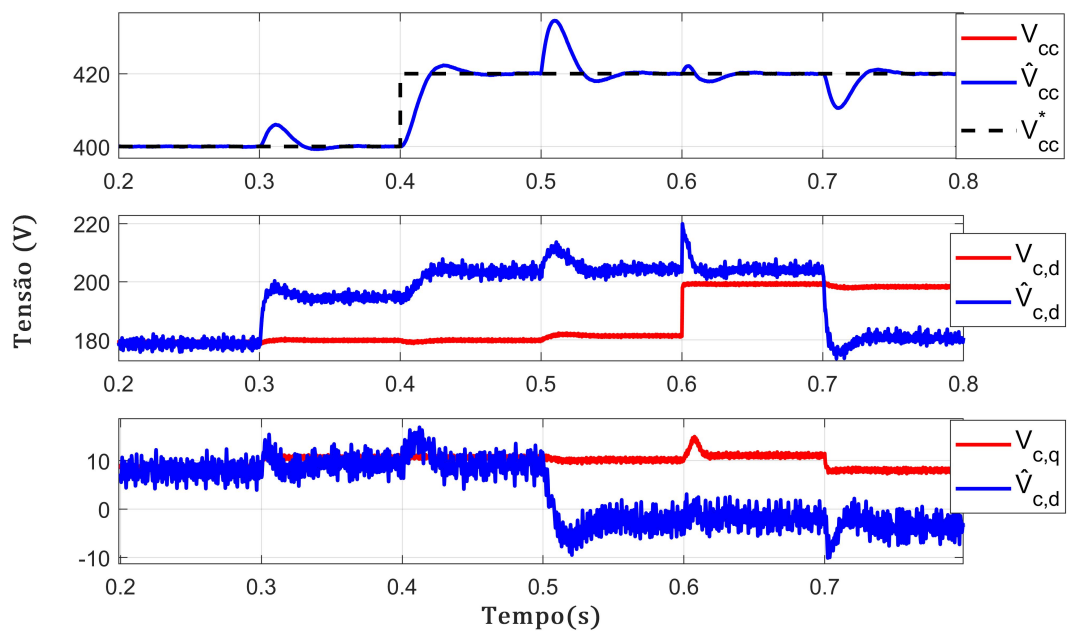
A Figura 4.12 apresenta as correntes medidas e estimadas no sistema, utilizando-se dos estados estimados para implementação do controlador. Através dos resultados comprovou-se o correto funcionamento do observador de estados de entradas desconhecidas. Assim como nos casos anteriores, destaca-se a limitação dos observadores em estimar as tensões dos capacitores, como pode ser observado na Figura 4.13.

Figura 4.12: Comportamento das correntes medidas e estimadas utilizando o estimador de entradas desconhecidas.



Fonte: da autora.

Figura 4.13: Comportamento das tensões medidas e estimadas utilizando o estimador de entradas desconhecidas.



Fonte: da autora.

Capítulo 5

Conclusão e proposta de continuidade

Este documento apresentou um VSC conectado à rede com filtro LCL controlado via realimentação de estados, além do projeto de diferentes métodos de observadores de estados. Vale ressaltar que a investigação do comportamento e desempenho dos métodos de estimação discutidos não foram com o intuito de compará-los, sendo apenas para avaliar a contribuição de cada um deles em tal aplicação.

A partir da estratégia de controle adotada é possível diminuir o número de sensores no filtro de conexão com a rede CA, resultando em redução de custos. Diferentes procedimentos para obtenção dos ganhos do controlador e do estimador podem ser empregados para atender diferentes requisitos de projeto. Durante todo o funcionamento do sistema os requisitos de qualidade de energia foram atendidos.

O ponto de partida para o estudo e implementação dos observadores de estado foi o observador de ordem completa. A inclusão dos demais observadores que estimam todos os estados do sistema (ESO e UIO) foram com o intuito de contornar os erros de estimativa observados. Diante dos testes realizados, concluiu-se que o estimador de ordem completa necessita de ganhos consideravelmente maiores.

Os estimadores foram projetados considerando o sistema linearizado. O erro apresentado nas estimações das tensões nos capacitores do filtro em todos os estimadores deve ser investigado. Porém, acredita-se que tais erros podem ser contornados utilizando-se estimadores não lineares.

No geral, os projetos de observadores de estados apresentaram bons resultados de estimativas das correntes e tensão do barramento c.c.. Portanto, para a escolha do método de observação deve-se levar em consideração as condições do circuitos, como exposição à ruídos e perturbações e capacidade de processamento.

5.1 Proposta de continuidade

São sugeridos alguns temas para continuidade deste trabalho:

- Inclusão de estratégias de amortecimento ativo na estrutura de controle;
- Utilização de diferentes metodologias para obtenção dos ganhos de realimentação;
- Investigação da divergência entre os sinais medidos e estimados das tensões nos capacitores;
- Investigação do impacto da inclusão do atraso de amostragem no desempenho do sistema;
- Implementação em bancada do projeto do controlador e observadores de estados desenvolvidos ao longo do trabalho.

Referências Bibliográficas

- ALMEIDA, P. d. *Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- ARAÚJO, R. D. *Projeto e simulação de filtros L e LCL para interconexão de inversor NPC trifásico à rede*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceaá, 2012.
- BERES, R. et al. A review of passive filters for grid-connected voltage source converters. In: IEEE. *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*. [S.l.], 2014. p. 2208–2215.
- BOLSENS, B. et al. Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled pwm-inverters using an lcl output filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 21, n. 4, p. 1032–1040, 2006.
- BRYSON, A. E.; HO, Y.-C. *Applied optimal control: optimization, estimation, and control*. [S.l.]: Routledge, 2018.
- BURNS, R. *Advanced control engineering*. [S.l.]: Elsevier, 2001.
- CLARKE, E. *Circuit analysis of AC power systems; symmetrical and related components*. [S.l.]: Wiley, 1943. v. 1.
- DEPIZZOL, B. et al. *Simulação e Controle de Sistema para Integração de Painéis Fotovoltaicos na Rede Elétrica* — Universidade Federal de Santa Catarina, 2021.
- FERNANDES, M. d. C. et al. Desenvolvimento de controladores multivariáveis lqr e robusto para integração de uma microrrede à rede elétrica. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, n. 1.
- FOGLI, G. A. *Controle de Conversor Multifuncional Aplicado a um Sistema de Geracao Distribuída Despachavel Baseado em um Grupo Motor Gerador Diesel*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2018.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Sistemas de controle para engenharia*. [S.l.]: Bookman Editora, 2013.

- FRANKLIN, G. F. et al. *Feedback control of dynamic systems*. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2002. v. 4.
- FRIEDLAND, B. *Control system design: an introduction to state-space methods*. [S.l.]: Courier Corporation, 2012.
- GABE, I. J. et al. *Contribuição ao controle de inversores pwm alimentados em tensão conectados à rede através de filtro-lcl*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.
- HOU, M.; MULLER, P. C. Design of observers for linear systems with unknown inputs. *IEEE Transactions on automatic control*, IEEE, v. 37, n. 6, p. 871–875, 1992.
- IEEE. *IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces*. [S.l.], 2018. v. 2018.
- ISEN, E.; BAKAN, A. F. 10 kw grid-connected three-phase inverter system: Control, simulation and experimental results. In: *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 836–840.
- JUNIOR, L. A. M. et al. Controle robusto de corrente para inversor trifasico com filtro lcl sujeito a incerteza paramétrica. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3534–3541.
- JUNIOR, L. A. M.; MONTAGNER, V. F. Projeto de observadores robustos aplicados a filtros lcl. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3542–3548.
- JUNIOR, L. A. M. et al. *Controle robusto baseado em desigualdades matriciais lineares aplicado a inversores conectados à rede elétrica*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- KALMAN, R. E. A new approach to linear filtering and prediction problems. 1960.
- KALMAN, R. E.; BUCY, R. S. New results in linear filtering and prediction theory. 1961.
- KARIMI, H. R. *Fault Diagnosis and Prognosis Techniques for Complex Engineering Systems*. [S.l.]: Academic Press, 2021.
- KUKKOLA, J.; HINKKANEN, M. Observer-based state-space current control for a three-phase grid-connected converter equipped with an lcl filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 50, n. 4, p. 2700–2709, 2013.
- LIMA, A. M. et al. *Aplicação da estratégia de controle ótimo em sistemas de geração eólica conectado à rede elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, 2014.

- 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.
- LUENBERGER, D. G. Observing the state of a linear system. *IEEE transactions on military electronics*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 74–80, 1964.
- MA, W. et al. Active disturbance rejection control based single current feedback resonance damping strategy for lcl-type grid-connected inverter. *Ieee Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 36, n. 1, p. 48–62, 2020.
- MORAES, C. G. S. A. d. et al. *Estabilidade de frequência e controle automático de geração: projeto de controlador ótimo LQR aplicado à geração termoelétrica considerando sistemas elétricos interligados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2020.
- NAZARI, S. A review of the unknown input observer with examples. *arXiv preprint arXiv:1504.07300*, 2015.
- OGATA, K. et al. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2010. v. 5.
- OSÓRIO, C. R. et al. Controle robusto aplicado a geradores de relutância variável conectados a rede. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 25, n. 3, p. 1–11, 2020.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, IEEE, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929.
- PAUKNER, F. L. et al. *Comparação do controle do inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL considerando o amortecimento passivo e ativo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.
- PELZ, G. M.; SILVA, S. A. D.; SAMPAIO, L. P. Controle multivariável por realimentação de estados para um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica utilizando um conversor de duplo estágio. In: *XIII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 332–338.
- PENA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, 2012.
- PRADO, G. M. et al. *Projeto e desenvolvimento de um inversor trifásico bidirecional fonte de tensão com controle por transformada de Park*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Uberlândia.

- RAHMAN, M. et al. A comparative study of lqr, lqg, and integral lqg controller for frequency control of interconnected smart grid. In: IEEE. *2017 3rd International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT)*. [S.l.], 2017. p. 1–6.
- RODRÍGUEZ-CABERO, A.; SÁNCHEZ, F. H.; PRODANOVIC, M. A unified control of back-to-back converter. In: IEEE. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2016. p. 1–8.
- SCHONARDIE, M. F. et al. Three-phase grid-connected pv system with active and reactive power control using dq0 transformation. In: IEEE. *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications-INDUSCON 2010*. [S.l.], 2010. p. 1–6.
- SILVA, F. I. G. da. Técnicas de sincronização de sistemas de geração de energias renováveis com a rede elétrica. 2016.
- SOUZA, I. D. N. d. *Controle Multivariável Aplicado ao Conversor Back-to-Back*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2021.
- TANG, Y. et al. Generalized design of high performance shunt active power filter with output lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 59, n. 3, p. 1443–1452, 2011.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- WITCZAK, M. *Modelling and estimation strategies for fault diagnosis of non-linear systems: from analytical to soft computing approaches*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. v. 354.
- WITCZAK, M.; KORBICZ, J.; JÓZEFOWICZ, R. Design of unknown input observers for non-linear stochastic systems and their application to robust fault diagnosis. *Control and Cybernetics*, v. 42, n. 1, p. 227–256, 2013.
- XUE, M. et al. Optimized pole and zero placement with state observer for lcl-type grid-connected inverter. In: IEEE. *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2011. p. 377–382.
- ZEITZ, M. The extended luenberger observer for nonlinear systems. *Systems & Control Letters*, Elsevier, v. 9, n. 2, p. 149–156, 1987.

Apêndice A

Transformações de Coordenadas

A.1 Coordenadas estacionárias

A transformada de Clarke, proposta por Edith Clarke (CLARKE, 1943), realiza a transformação de sistemas em coordenadas abc defasadas de 120° em coordenadas estacionárias para referenciar as variáveis trifásicas num sistema estacionário denominado $\alpha\beta 0$. Na ausência da sequência zero ocorre uma redução no número de variáveis controladas de três (x_a, x_b e x_c) para duas (x_α e x_β). A transformação entre os sistemas abc e $\alpha\beta$ é realizada através de (A.1), cuja representação gráfica é exibida na Figura A.1.

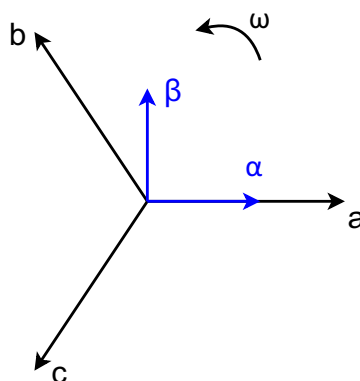


Figura A.1: Referências abc e $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.1})$$

A.2 Coordenadas síncronas

A Transformada de Park, proposta apresentada por Robert H. Park (PARK, 1929), permite converter variáveis entre um referencial estacionário (abc ou $\alpha\beta$) e um referencial síncrono ($dq0$), em que este segundo gira na mesma frequência angular das grandezas representadas do referencial estacionário, orientado em relação à alguma delas, e defasado de θ .

No caso de circuitos trifásicos balanceados, a aplicação da transformada ($dq0$) reduz as três grandezas alternadas em duas grandezas contínuas. Dessa forma, a transformada de Park é frequentemente utilizada para simplificar a análise e os cálculos, que passam a ser realizados através de grandezas contínuas, antes de realizar a transformação inversa das grandezas para o sistema trifásico alternado original, (PRADO et al.,). Partindo das Transformadas de Clarke e da representação gráfica ilustrada na Figura A.2, a transformação entre os sistemas $\alpha\beta$ e dq é realizada através de (A.2).

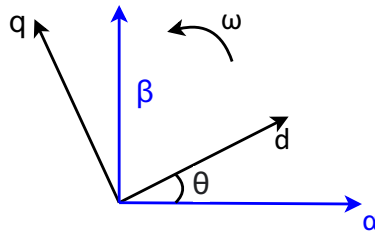


Figura A.2: Referências dq e $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$