

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VICENTE COSTAMILAN DA CUNHA

**ESTIMADORES ROBUSTOS PARA
REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE
EM FONTES ININTERRUPTAS DE
ENERGIA (UPS)**

Porto Alegre
2019

VICENTE COSTAMILAN DA CUNHA

**ESTIMADORES ROBUSTOS PARA
REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE
EM FONTES ININTERRUPTAS DE
ENERGIA (UPS)**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores

Porto Alegre
2019

VICENTE COSTAMILAN DA CUNHA

**ESTIMADORES ROBUSTOS PARA
REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE
EM FONTES ININTERRUPTAS DE
ENERGIA (UPS)**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____
Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Guilherme Araujo Pimentel, PPGEE – PUCRS
Doutor pela Université de Mons – Mons, Bélgica

Prof. Dr. Alexandre Sanfelici Bazanella, PPGEE – UFRGS
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira, PPGEE – UFRGS
Doutor pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica – São José dos Campos,
Brasil

Coordenador do PPGEE: _____
Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre, março de 2019.

RESUMO

Este trabalho apresenta a aplicação de metodologias de estimação de estados para a realimentação de corrente de indutor em fontes ininterruptas de energia (em inglês, *Uninterruptible Power Supply* – UPS). Partindo do modelo médio do estágio de saída para uma UPS monofásica, apresenta-se uma estrutura de controle multi-laço, com controlador quase-ressonante no laço da tensão de saída e controlador proporcional no laço de corrente de indutor. Propõe-se então substituir, na composição do sinal de controle, as medidas de corrente do sensor por estimativas da mesma, obtidas de um estimador de estados. Três metodologias de projeto para este estimador são exploradas: o filtro de Kalman-Bucy de regime permanente; a extensão do filtro de Kalman-Bucy para considerar incertezas de modelo limitadas em norma; e a minimização de norma H_2 entre distúrbios e erro de estimação. Resultados de simulação demonstram que o primeiro método é mais adequado para estimação a vazio e sob cargas lineares conhecidas, enquanto o segundo e o terceiro métodos apresentam melhores desempenhos de estimação para cargas não lineares. Com um controlador que cumpre a norma IEC 62040-3 quando realimentado por sensor de corrente, verificou-se que utilizar estimadores de estados projetados com os últimos dois métodos também resultam em desempenhos transitórios que satisfazem a norma. Com cada método de projeto proposto, foi possível obter níveis de distorções harmônicas que cumprem os requisitos de desempenho da IEC62040-3.

Palavras-chave: Fontes ininterruptas de energia, estimadores de estados, filtro de Kalman-Bucy.

ABSTRACT

The present work appertains to applying state estimation methods to the feedback of inductor current in Uninterruptible Power Supplies (UPS). From the average model for the output stage of a single-phase UPS, a multi-loop control structure is presented, with a quasi-resonant controller in the output voltage loop and a proportional controller in the inductor current loop. Then, it is proposed to replace, in the control signal composition, current sensor measurements for its estimations, obtained by means of a state estimator. Three design methods for the state estimator are investigated: the steady-state Kalman-Bucy filter; the extension of Kalman-Bucy filter to take into account norm-bounded model uncertainties; and the minimizing of an H_2 norm bound between disturbances and estimation error. Simulation results show that the first method is more appropriate for estimations under no load or under known linear loads, while the second and third methods result in better estimation performance under non-linear loads. With a controller that suits the IEC 62040-3 international standard when fed by current sensor measurements, it is shown that using state estimators designed under the latter two methods also result in adequate transient performances. With each design method proposed, it was possible to achieve harmonic distortion levels that comply to the requirements of the IEC 62040-3.

Keywords: uninterruptible power supplies, state estimators, Kalman-Bucy filter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Estágio de saída composto por um circuito inversor e um filtro LC.	27
Figura 2	Modelo médio do estágio de saída da UPS.	28
Figura 3	Carga de teste não linear.	30
Figura 4	Perfil de limites para sobretensão e subtensão durante transitório.	31
Figura 5	Diagrama de blocos do controle multi-laço da UPS.	33
Figura 6	Região de \mathcal{D} -estabilidade do projeto de ganhos de controle.	34
Figura 7	Realimentação do laço de corrente com estimador de estados.	46
Figura 8	Desempenhos de estimação simulados com diferentes covariâncias de ruído de medição R , filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas com $Q = 10^7 I$	52
Figura 9	RMSE simulado versus Δ_0 com 46 diferentes $Q = qI$, $q \in [10^0, 10^9]$, para filtro de Kalman-Bucy de regime permanente.	53
Figura 10	RMSE de cargas não lineares versus $Q = qI$ simulado com 9 diferentes $\Delta_0 \in (-1, 1)$ para filtro de Kalman-Bucy de regime permanente.	56
Figura 11	Garantia de máximo ganho RMS entre distúrbios e tensão de saída, malha fechada com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente para diferentes valores $Q = qI$ e $\Delta_0 \in (-1, 1)$	56
Figura 12	Índices RMSE simulados para o filtro de Kalman-Bucy com incertezas limitadas em norma e diferentes $Q = qI$	58
Figura 13	Máximo ganho RMS entre distúrbios e tensão de saída, malha fechada com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma.	58
Figura 14	Circuito inversor utilizado na obtenção de resultados experimentais.	62
Figura 15	Resultados experimentais de distorções harmônicas e desempenhos transientes com cargas não lineares, laço de corrente utilizando sensor.	68
Figura 16	Resultados experimentais de distorções harmônicas e desempenhos transientes com cargas não lineares, laço de corrente utilizando estimadores de estados.	69
Figura 17	Transitórios de carga obtidos quando o laço de corrente é implementado com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $\Delta_0 = -1$ e $Q = 10^6 I$	71

Figura 18	Transitórios de carga obtidos quando o laço de corrente é implementado com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma, $Q = 10^7 I$	72
Figura 19	Transitórios de carga obtidos quando o laço de corrente é implementado com estimador que minimiza norma H_2	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Máximos níveis aceitáveis para distorção associada a cada ordem de componente harmônica.	31
Tabela 2	Parâmetros construtivos da UPS.	49
Tabela 3	Dimensionamento das cargas de simulações e ensaios experimentais.	50
Tabela 4	Parâmetros de projeto dos ganhos de controle.	50
Tabela 5	Resultados do projeto de ganhos de controle.	51
Tabela 6	Símbolos para RMSE associado a diferentes situações de carga.	51
Tabela 7	Simulações de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $Q = 10^6 I$ e diferentes valores Δ_0	55
Tabela 8	Simulações de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $\Delta_0 = 0$ e diferentes valores Q	57
Tabela 9	Simulações de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy com incertezas limitadas em norma para diferentes valores Q	59
Tabela 10	RMSE simulados com estimador que minimiza norma H_2	60
Tabela 11	Parâmetros de sintonia que resultam nos menores índices RMSE simulados.	61
Tabela 12	Resultados experimentais de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $Q = 10^6 I$ e diferentes valores Δ_0	64
Tabela 13	Resultados experimentais de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $\Delta_0 = 0$ e diferentes valores Q	65
Tabela 14	Resultados experimentais de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma para diferentes valores Q	66
Tabela 15	Resultados experimentais de estimação com minimização de norma H_2	67
Tabela 16	Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente utilizando sensor.	68

Tabela 17	Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente.	69
Tabela 18	Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma.	69
Tabela 19	Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente utilizando estimador de estados com minimização de norma H_2	70

LISTA DE ABREVIATURAS

CARE	<i>Continuous Algebraic Riccati Equation</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IHD(N)	Nível de distorção associada a harmônicas de ordem N
LC	Filtro composto por um indutor (L) e um capacitor (C)
PMI	Princípio do Modelo Interno
RMS	<i>Root-Mean-Square</i>
RMSE	<i>Root-Mean-Squared Error</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Ganho do controlador referente ao coeficiente polinomial de ordem 1.
A	Matriz de estados do modelo médio do estágio de saída da UPS.
\bar{A}	Matriz de estados do sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
\tilde{A}	Matriz de estados do sistema aumentado com controlador e estimador.
A_a	Matriz de estados do sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
A_c	Matriz de estados do controlador.
A_e	Matriz de estados do estimador de estados.
\tilde{A}_e	Matriz auxiliar para composição de LMIs, associada ao cálculo de A_e .
A_ζ	Matriz de estados do sistema aumentado considerado durante projeto de estimador por minimização de norma H_2 .
β	Ganho do controlador referente ao coeficiente polinomial de ordem 0.
B	Matriz de entrada do modelo médio do estágio de saída da UPS.
\bar{B}	Matriz de entrada do sistema aumentado com controlador e estimador.
B_a	Matriz de entrada do sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
B_c	Matriz de entrada do controlador.
B_δ	Matriz de entrada para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no modelo médio do estágio de saída da UPS.
\bar{B}_δ	Matriz de entrada para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
B_Δ	Matriz de entrada para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
\bar{B}_Δ	Matriz de entrada para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no sistema aumentado com controlador e estimador.
B_η	Matriz de entrada para ruídos no modelo de UPS considerado durante projeto de estimador por minimização de norma H_2 .

\bar{B}_η	Matriz de entrada para ruídos no sistema aumentado considerado durante projeto de estimador por minimização de norma H_2 .
\bar{B}_ϕ	Matriz de entrada para ruídos no sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
B_e	Matriz de entrada para erro de estimação de saída no estimador de estados.
\tilde{B}_e	Matriz auxiliar para composição de LMIs, associada ao cálculo de B_e .
B_r	Matriz de entrada para o sinal de referência no sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
\bar{B}_r	Matriz de entrada para o sinal de referência no sistema aumentado com controlador e estimador.
B_w	Matriz de entrada para distúrbios do modelo médio do estágio de saída da UPS.
B_W	Matriz de entrada para distúrbios do sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
\bar{B}_W	Matriz de entrada para distúrbios do sistema aumentado com controlador e estimador.
C	Matriz de saída do modelo médio do estágio de saída da UPS.
\bar{C}	Matriz de saída do sistema aumentado com controlador e estimador.
C_a	Matriz de saída do sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
C_c	Matriz de saída do controlador.
C_δ	Matriz de saída para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no modelo médio do estágio de saída da UPS.
\bar{C}_δ	Matriz de saída para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
C_Δ	Matriz de saída para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
\bar{C}_Δ	Matriz de saída para o parâmetro incerto $\Delta(t)$ no sistema aumentado com controlador e estimador.
C_f	Capacitância do capacitor do filtro passa-baixas LC.
C_{nl}	Capacitância de carga de teste não linear.
C_ζ	Matriz de saída do sistema aumentado considerado durante projeto de estimador por minimização de norma H_2 .
$\delta(t)$	Função delta de Dirac.
Δ_0	Valor nominal escolhido para o parâmetro incerto $\Delta(t)$.
$\Delta(t)$	Parâmetro incerto limitado em norma associado à admitância de carga $Y_{load}(t)$.
D_c	Matriz de transmissão direta do controlador.

D_η	Matriz de transmissão direta para ruídos no modelo de UPS considerado durante projeto de estimador por minimização de norma H_2 .
ϵ	Coefficiente de escala utilizado durante projeto de estimador.
$\bar{\epsilon}$	Limite superior para o intervalo de possíveis valores ϵ .
η	Vetor de ruídos brancos.
$e(t)$	Erro de seguimento entre tensão de referência e a saída da UPS.
$e_e(t)$	Erro de estimação de estados.
f	Frequência nominal da tensão de saída da UPS.
$f_{\mathcal{D}}(s)$	Função característica de região LMI para \mathcal{D} -estabilidade.
F	Matriz de estados do estimador na forma de observador de Luenberger.
γ	Limite superior de ganho RMS entre distúrbios e saída do sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
$\bar{\gamma}$	Limite superior de ganho RMS entre distúrbios e saída do sistema aumentado com controlador e estimador.
$G(s)$	Função de transferência do controlador.
$i_{L_f}(t)$	Corrente através do indutor do filtro passa-baixas LC.
$i_w(t)$	Distúrbio de corrente associado à carga.
IL	RMSE associado a operação sob carga linear.
IN	RMSE associado a operação sob carga não linear.
IL	RMSE associado a operação a vazio.
J	Índice de desempenho de estimação, definido como a média quadrática de diferentes índices RMSE.
κ	Ganho do controlador referente ao coeficiente de transmissão direta.
K	Vetor de ganhos do sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
\bar{K}	Vetor de ganhos do sistema aumentado com controlador e estimador.
K_i	Ganho de realimentação da corrente de indutor.
K_{KB}	Ganho do filtro de Kalman-Bucy.
λ	Escalar auxiliar para composição de LMIs.
λ^*	Solução de problema de otimização, correspondente à inversa de $\bar{\epsilon}$.
L	Matriz da função característica $f_{\mathcal{D}}(s)$ referente ao coeficiente polinomial de ordem 0.
L_f	Indutância do indutor do filtro passa-baixas LC.
μ	Escalar auxiliar para composição de LMIs.
M	Matriz da função característica $f_{\mathcal{D}}(s)$ referente ao coeficiente polinomial de ordem 1.

N	Número de modos do controlador.
$\phi(t)$	Ruído de processo.
$\bar{\phi}(t)$	Vetor de ruídos do sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
$\psi(t)$	Ruído de medição.
P	Matriz de função de Lyapunov quadrática.
\tilde{P}	Matriz de função de Lyapunov, correspondente à inversa de P .
$P_e(t)$	Covariância do erro de estimação.
\bar{P}_e	Covariância do erro de estimação em regime permanente.
P_{load}	Potência ativa dissipada por carga de teste.
q	Escalar auxiliar utilizado na composição de Q .
Q	Matriz de covariância do ruído de processo $\phi(t)$.
\bar{Q}	Matriz de covariâncias de ruído do sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
ρ	Raio do disco centrado na origem que compõe a região de \mathcal{D} -estabilidade.
R	Matriz de covariância do ruído de medição $\psi(t)$.
R_{lin}	Resistência de carga de teste linear.
R_{L_f}	Resistência do indutor do filtro passa-baixas LC.
R_{nl}	Resistência de carga de teste não linear.
R_s	Resistência série de carga de teste não linear.
$r(t)$	Sinal de referência para tensão de saída da UPS.
σ	Fronteira do semi-plano que compõe a região de \mathcal{D} -estabilidade.
S	Matriz auxiliar para compor \bar{X} .
\tilde{S}	Limite superior para a matriz S .
S_{load}	Potência aparente dissipada por carga de teste.
θ	Coefficiente associado ao envelope convexo de sistema com incerteza politópica.
$T(s, \theta)$	Função de transferência de sistema aumentado considerado durante projeto de estimador por minimização de norma H_2 .
v	Limite superior para norma H_2 de $T(s, \theta)$.
$u(t)$	Tensão média na entrada do filtro passa-baixas LC.
U	Matriz auxiliar que compõe LMI para garantia de \mathcal{D} -estabilidade quadrática.
$v_{C_f}(t)$	Tensão sobre o capacitor do filtro passa-baixas LC.
$v_w(t)$	Distúrbios de tensão na entrada do filtro passa-baixas LC.
V	Matriz de Lyapunov quadrática para verificação de estabilidade do sistema aumentado com controlador e estimador.

V_{cc}	Tensão do barramento DC da UPS.
V_{rms}	Valor RMS nominal da tensão de saída da UPS.
$V_{\text{tr}}(t)$	Tensão de saída da UPS após degrau de carga.
$V_{\% \text{ tr}}(t)$	Sobretensão ou subtensão percentual da tensão de saída da UPS após degrau de carga.
$V_{\text{vazio}}(t)$	Tensão de saída da UPS durante operação a vazio.
$w(t)$	Vetor de distúrbios do modelo médio do estágio de saída da UPS.
$x(t)$	Vetor de estados do modelo médio do estágio de saída da UPS.
$\bar{x}(t)$	Vetor de estados do sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
$\hat{x}(t)$	Vetor de estados do estimador de estados, correspondente à estimativa de $x(t)$.
$\tilde{x}(t)$	Vetor de estados do sistema aumentado com controlador e estimador.
$x_1(t)$	Corrente através do indutor no modelo médio do estágio de saída da UPS.
$x_2(t)$	Tensão sobre o capacitor no modelo médio do estágio de saída da UPS.
$x_a(t)$	Vetor de estados do sistema aumentado considerado durante projeto de controlador.
$x_c(t)$	Vetor de estados do controlador.
ξ_{ω_0}	Coeficiente de amortecimento associado à frequência ω_0 .
X	Limite superior para matriz de covariância do erro de estimação.
\bar{X}	Matriz de Lyapunov quadrática para o sistema aumentado considerado durante projeto de estimador.
$y(t)$	Tensão de saída no modelo médio da UPS.
$\hat{y}(t)$	Saída do estimador de estados, correspondente à estimativa de $y(t)$.
$y_c(t)$	Saída do controlador.
Y	Matriz auxiliar para substituição linearizante em LMIs.
Y_0	Admitância intermediária do intervalo nominal de admitâncias de carga.
$Y_{\text{load}}(t)$	Admitância de carga.
Y_{max}	Admitância máxima do intervalo nominal de admitâncias de carga.
Y_{min}	Admitância mínima do intervalo nominal de admitâncias de carga.
ζ	Vetor de estados do sistema aumentado considerado durante projeto de estimador por minimização de norma H_2 .
Z	Matriz auxiliar para composição de LMI, cujo traço é limitado por v .

SUMÁRIO

1	Introdução	23
1.1	Objetivos	25
1.2	Organização	25
2	Fontes Ininterruptas de Energia	27
2.1	Estágio de Saída da UPS Monofásica	27
2.1.1	Admitância de Carga como Parâmetro Incerto	28
2.2	Norma IEC 62040-3	29
2.2.1	Cargas de Teste	29
2.2.2	Critérios de Desempenho	30
2.3	Controlador Quase-Ressonante de Múltiplos Modos	32
2.4	Estrutura e Projeto do Controlador	33
2.4.1	\mathcal{D} -estabilidade	34
2.4.2	Minimização do Ganho RMS entre Distúrbios e Tensão de Saída	36
2.5	Comentários Finais	37
3	Projeto do Estimador de Estados	39
3.1	Filtro de Kalman-Bucy de Regime Permanente	39
3.1.1	Formulação Geral	40
3.1.2	Formulação em Regime Permanente	41
3.2	Kalman-Bucy com Incertezas Limitadas em Norma	41
3.2.1	Formulação do Método	41
3.2.2	Problema de Otimização	43
3.3	Minimização de Norma H2 com Incertezas Politópicas	44
3.4	Sistema em Malha Fechada com o Estimador de Estados Proposto	45
3.4.1	Verificação de Estabilidade	46
3.4.2	Garantia de Ganho RMS entre Distúrbios e Tensão de Saída	46
3.4.3	Sequência de Projeto	47
3.5	Comentários Finais	48
4	Resultados	49
4.1	Preliminares	49
4.1.1	Especificações da UPS e Ambiente de Simulação	49
4.1.2	Projeto do Controlador	50
4.1.3	Índices de Desempenho de Estimção (RMSE)	51
4.2	Resultados de Simulação	52
4.2.1	Ruídos de Medição	52

4.2.2	Filtro de Kalman-Bucy de Regime Permanente	52
4.2.3	Filtro de Kalman-Bucy com Incertezas Limitadas em Norma .	58
4.2.4	Minimização de Norma H_2	60
4.2.5	Comparação entre Métodos	60
4.3	Resultados Experimentais	62
4.3.1	Desempenhos de Estimação	63
4.3.2	Desempenhos Segundo a Norma IEC 62040-3	67
4.4	Comentários Finais	70
5	Conclusões	75
	Referências	77

1 INTRODUÇÃO

Uma fonte ininterrupta de energia, também conhecida por sua sigla em inglês UPS (*Uninterruptible Power Supply*), é um dispositivo capaz de fornecer energia elétrica a outros equipamentos durante faltas da rede elétrica principal. Dependendo da topologia da UPS, é também possível garantir que a tensão sobre a carga seja insensível a efeitos indesejados da rede elétrica, como surtos de tensão e variações de frequência (BEKIAROV; EMADI, 2002). O desempenho de uma UPS pode ser avaliado pela realização de ensaios normatizados, a exemplo dos ensaios descritos na IEC 62040-3 (IEC, 2011). Tal padrão internacional especifica critérios para classificação de desempenho transitório e em regime permanente, tanto com cargas lineares quanto não lineares.

No contexto de sistemas de controle, manter a tensão de saída da UPS com amplitude e frequência predeterminadas pode ser interpretado como um problema de seguimento de referência senoidal. Adicionalmente, distorções causadas por não-linearidades da carga podem ser modeladas como distúrbios periódicos com elevado conteúdo harmônico, caracterizando assim também um problema de rejeição de perturbações. Para o problema combinado de seguimento e rejeição, técnicas de controle baseadas no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), como controladores ressonantes (LOH et al., 2003; FUKUDA; IMAMURA, 2005; PEREIRA et al., 2014) e repetitivos (TZOU; JUNG; YEH, 1999; ESCOBAR et al., 2007), são os mais adequados do ponto de vista teórico, garantindo a convergência assintótica do erro de seguimento para zero. Outras topologias usualmente aplicadas a UPS incluem controladores PID (WILLMANN et al., 2007) e por modos deslizantes (PARK et al., 2003). Uma peculiaridade do projeto de fontes ininterruptas de energia, nas aplicações de uso geral, é o desconhecimento da carga que foi conectada pelo usuário. Espera-se que a UPS apresente desempenho adequado desde operação a vazio até potência nominal, motivando o uso de métodos de projeto com objetivos robustos a incertezas de modelo (PEREIRA et al., 2014).

Em grande parte de sistemas comerciais, o estágio de saída da UPS é composto por um circuito inversor com filtro passa-baixas LC. Para tal estágio de saída, encontra-se na literatura (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ, 1997; XU; WANG; XU, 2013; LEE et al., 2015; PEREIRA et al., 2014) estruturas de controle multi-laço, utilizando medidas tanto da corrente de indutor quanto da tensão sobre o capacitor para compor o sinal de controle. Incluir a realimentação de corrente resulta num melhor ajuste da resposta transitória, além de constituir uma realimentação completa de estados quando o modelo médio do circuito inversor é considerado, possibilitando projeto de controlador com livre alocação de autovalores. Em contrapartida, formar esta estrutura multi-laço requer um sensor adicional para medir corrente.

Sensores por efeito Hall estão entre os mais adequados para medição de corrente em fontes ininterruptas de energia, apresentando vantagem sobre sensores baseados em resistência *shunt* por serem eletricamente isolados do sistema medido. Tais sensores são normalmente encontrados na forma de um transdutor de efeito Hall montado no entreferro de um núcleo toroidal (RAMSDEN, 2011). Entretanto, sendo finita a permeabilidade magnética do núcleo, medidas com este sensor são afetadas pela montagem do sistema e o posicionamento relativo entre condutor e sensor. Medidas por sensores, de forma geral, são afetadas por ruído térmico, ruído $1/f$ e ruídos de quantização quando conversores analógico-digital são empregados. No caso de sensores por efeito Hall, medições apresentam alta dependência térmica, principalmente quando uma tensão constante é utilizada para polarização do sensor. Além disto, episódios de sobrecorrente podem ocasionar a magnetização do núcleo, possivelmente levando a erros de medição corrigíveis apenas por um processo de desmagnetização (ZIEGLER et al., 2009). Para evitar estes problemas, que podem afetar negativamente o sistema final, uma alternativa ao uso de sensor de corrente seria implementar o laço de corrente com valores estimados, obtidos através de estimadores de estados.

Atualmente, uma das abordagens mais difundidas na literatura para estimação de estados é o filtro de Kalman, um estimador linear que busca otimizar a variância do erro de estimação (LEWIS; XIE; POPA, 2017). Contudo, a formulação original do filtro de Kalman assume o conhecimento pleno do modelo de sistema, o que não é o caso quando a carga conectada à UPS é desconhecida. Interpretando a admitância de carga como um parâmetro incerto de modelo, diferentes abordagens para a estimação são mencionáveis. Uma primeira proposta seria considerar o parâmetro incerto como um estado adicional do sistema, resultando em uma representação em espaço de estados não linear e tornando aplicáveis métodos de estimação como o *Extended Kalman Filter* (EKF). Entretanto, a implementação prática destes métodos tende a elevar custo computacional (SIMON, 2006), ao mesmo tempo em que garantias de estabilidade para realimentação com EKF mantém-se restritas a classes específicas de sistemas (TORRES; BESANCON; GEORGES, 2012). Buscando aplicar método baseado na formulação clássica do filtro de Kalman, pode-se eleger um valor nominal para o parâmetro incerto. Esta proposta resulta em um modelo considerado conhecido, assumindo que os consequentes erros de modelagem são ruídos de processo fictícios (JAZWINSKI, 2007). Evitando eleger um valor nominal para o parâmetro incerto, uma outra proposta seria reformular o filtro de Kalman de regime permanente para que se atendam objetivos robustos a incertezas limitadas em norma (XIE; SOH, 1994; PETERSEN; MCFARLANE, 1994). Alternativamente, pode-se buscar a minimização de norma H_2 entre distúrbios e erro de estimação (GEROMEL, 1999; GAO; LI, 2014), resultando em condições LMIs extensíveis de forma natural a sistemas com incertezas politópicas.

Na literatura, encontram-se múltiplos exemplos de estimadores de estados sendo empregados para substituir sensores em fontes ininterruptas de energia. Em (MAT-TAVELLI, 2005; UNAN; GORGUN; BAKAN, 2010; VAZQUEZ et al., 2017), observadores estimam a corrente de carga a partir de medidas da corrente de indutor e tensão de saída. O filtro de Kalman é utilizado para estimar tensão de saída em (SIVAKUMAR; NATARAJAN, 1993; RAZI; MONFARED, 2015). Focando nos circuitos da UPS que precedem o estágio de saída, (LEE; WALLACE; BHADKAMKAR, 2007) mostra a estimação de corrente de barramento DC, enquanto (SAINANA,

2005) estima corrente de rede e tensão do barramento DC. Em (MOON; CHOE; LAI, 2017) é realizada a estimação de corrente de indutor, mas fazendo uso de sensor para medir corrente de carga. O trabalho (BOUALAGA et al., 2006) utiliza filtro de Kalman para estimar corrente de indutor com medidas apenas da tensão de saída.

Os trabalhos citados ilustram a existência de interesse acadêmico pelo problema de estimação no contexto de fontes ininterruptas de energia. Além disto, a implementação de estimador de corrente apresenta atrativos práticos, possibilitando reduções em *hardware* e correção de problemas durante operação. A próxima seção define o escopo deste trabalho, enumerando objetivos específicos.

1.1 Objetivos

Nesta dissertação, é abordado o problema de estimação robusta da corrente do indutor para o controle de uma UPS, considerando medidas apenas da tensão de saída. A topologia de controle proposta, modificada para incluir o estimador de estados, consiste de uma estrutura multi-laço com controlador proporcional no laço de corrente do indutor e um controlador quase-ressonante de múltiplos modos (BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018) no laço de tensão de saída. Três diferentes métodos para o projeto de estimador serão explorados, baseados nas seguintes formulações:

- filtro de Kalman-Bucy de regime permanente (SIMON, 2006);
- filtro de Kalman-Bucy de regime permanente adaptado para considerar incertezas de modelo limitadas em norma (PETERSEN; SAVKIN, 1999);
- minimização de norma H_2 entre distúrbios e erro de estimação, considerando incertezas politópicas (GAO; LI, 2014).

Os seguintes objetivos específicos são enumerados:

1. propor metodologia completa para projeto do sistema em malha fechada, implementando laço de corrente com um estimador de estados;
2. realizar simulações com estimadores projetados pelos três métodos, analisando resultados obtidos com diferentes escolhas de parâmetros de sintonia;
3. validar experimentalmente os resultados de simulação e verificar o atendimento dos critérios de desempenho de controle estabelecidos pela norma IEC 62040-3.

1.2 Organização

No próximo capítulo (Capítulo 2), agrupam-se as considerações teóricas iniciais que dizem respeito à modelagem e ao controle de fontes ininterruptas de energia. É apresentado o modelo médio do estágio de saída da UPS, especificando admitância de carga como um parâmetro incerto. Descrevem-se as cargas de teste e critérios de desempenho normatizados pela IEC 62040-3. Por fim, o projeto de ganhos de controle, que até então foi formulado considerando incertezas politópicas (PEREIRA et al., 2014; LORENZINI, 2015; KEIEL, 2017), é reformulado para a situação de incertezas limitadas em norma.

O Capítulo 3 detalha os três métodos de projeto de estimador, fazendo uso do modelo de estágio de saída apresentado no capítulo 2. Propõe-se uma metodologia de projeto em malha fechada, onde controlador e estimador são projetados separadamente e estabilidade é verificada *a posteriori*.

O Capítulo 4 mostra resultados de simulação e de validação experimental com cada método de projeto de estimador. A análise dos resultados simulados se concentra na escolha de parâmetros de sintonia que resultem nos melhores desempenhos de estimação. O capítulo termina com a validação experimental dos resultados, juntamente da verificação de atendimento dos critérios da IEC 62040-3.

Encerrando a dissertação, o Capítulo 5 resume as conclusões obtidas após a análise de simulações e ensaios experimentais, juntamente com sugestões para trabalhos futuros que busquem dar continuidade ao tema.

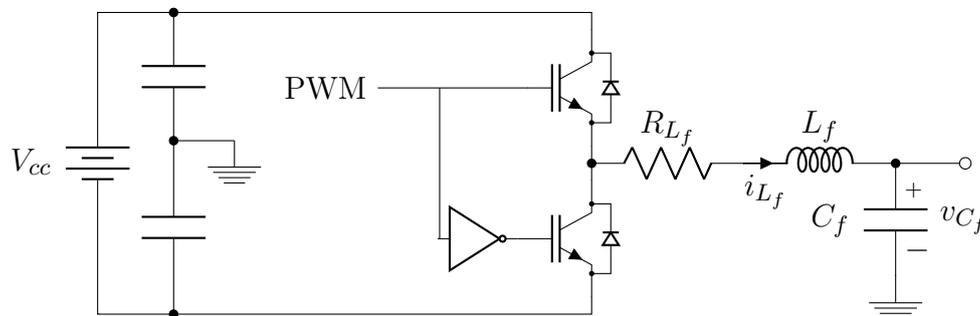
2 FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

Neste capítulo, será apresentado o circuito inversor que constitui o estágio de saída de uma UPS monofásica, juntamente de seu modelo médio na representação de espaço de estados. Em seguida, descrevem-se as cargas de teste e os ensaios especificados pela IEC 62040-3, assim como os critérios de desempenho avaliados por esta norma. Finaliza-se com a estrutura de controle multi-laço considerada e uma formulação para o projeto de ganhos de controle.

2.1 Estágio de Saída da UPS Monofásica

Para possibilitar o fornecimento de energia à carga durante faltas da rede elétrica principal, fontes ininterruptas de energia apresentam elementos capazes de armazenar energia elétrica. Estes elementos normalmente operam com tensão contínua, a exemplo de baterias ou supercapacitores (RACINE; PARHAM; RASHID, 2005). Se a tensão de saída da fonte é senoidal, existe a necessidade de converter a tensão contínua para tensão alternada, através de um circuito inversor. Na UPS considerada nesta dissertação, o circuito inversor é do tipo meia ponte com filtro LC. O chaveamento dos semicondutores é realizado por sinal PWM, como apresentado na Figura 1, onde o resistor R_{L_f} modela a resistência série do indutor, enquanto V_{cc} representa a tensão do barramento DC.

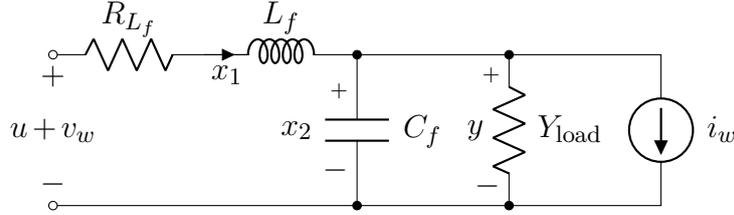
Figura 1: Estágio de saída composto por um circuito inversor e um filtro LC.



O modelo médio (MIDDLEBROOK; CUK, 1976) deste circuito é obtido considerando o valor médio da tensão de entrada do filtro LC durante um período do sinal PWM. Assumindo que a frequência de chaveamento é muitas vezes maior que a frequência da tensão de saída da UPS, os erros de modelagem incluídos por tal simplificação tornam-se pouco representativos. Nomeando a tensão de entrada do filtro LC como $u(t)$, tem-se que $u(t)$ é diretamente proporcional ao *duty cycle* do

sinal PWM, sendo limitado em módulo por $V_{cc}/2$. O modelo de carga considerado é similar ao apresentado em (PEREIRA et al., 2014), dado pela associação paralela de uma admitância Y_{load} e uma fonte de corrente $i_w(t)$. A corrente $i_w(t)$ representa a existência de distúrbios associados a cargas não lineares, enquanto o distúrbio de entrada $v_w(t)$ está relacionado a eventuais variações na tensão do barramento DC da UPS (e.g. tensão de *ripple*), resultando no circuito equivalente da Figura 2.

Figura 2: Modelo médio do estágio de saída da UPS.



Para a representação em espaço de estados, foi arbitrada a corrente de indutor como estado $x_1(t)$ e a tensão sobre o capacitor, equivalente à tensão de saída, como estado $x_2(t) \equiv y(t)$. Isto resulta no seguinte modelo:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(Y_{load}(t))x(t) + Bu(t) + B_w w(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad x(t) \triangleq \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad w(t) \triangleq \begin{bmatrix} v_w(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

onde

$$\begin{aligned} A(Y_{load}(t)) &= \begin{bmatrix} -R_{L_f}/L_f & -1/L_f \\ 1/C_f & -Y_{load}(t)/C_f \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/L_f \\ 0 \end{bmatrix}, \\ B_w &= \begin{bmatrix} 1/L_f & 0 \\ 0 & -1/C_f \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2)$$

2.1.1 Admitância de Carga como Parâmetro Incerto

Para fins de projeto, a admitância de carga Y_{load} é um valor desconhecido, pois a UPS deve ser capaz de alimentar qualquer carga dentro das suas especificações nominais. Adicionalmente, o usuário pode conectar (ou desconectar) novas cargas durante a operação da UPS, tornando Y_{load} um parâmetro variante no tempo. Portanto, assume-se que a admitância de carga varia dentro de um intervalo nominal definido por:

$$Y_{min} \leq Y_{load}(t) \leq Y_{max}. \quad (3)$$

Alternativamente, pode-se reescrever a admitância $Y_{load}(t)$ em termos de um parâmetro incerto $\Delta(t)$ com limitação em norma $\|\Delta(t)\| \leq 1$. Definindo Y_0 como o ponto médio do intervalo $[Y_{min}, Y_{max}]$:

$$Y_0 \triangleq \frac{Y_{min} + Y_{max}}{2}, \quad (4)$$

então segue que

$$Y_{load}(t) = Y_0 + \Delta(t) \frac{Y_{min} - Y_{max}}{2}, \quad \|\Delta(t)\| \leq 1. \quad (5)$$

Baseado nisto, a representação (1) pode ser reescrita como

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = [A + B_\delta \Delta(t) C_\delta] x(t) + Bu(t) + B_w w(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}, \quad (6)$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} -R_{L_f}/L_f & -1/L_f \\ 1/C_f & -Y_0/C_f \end{bmatrix}, \quad B_\delta = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{Y_{\max} - Y_{\min}}{2C_f} \end{bmatrix}, \quad C_\delta = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Quando $\Delta(t) = 1$, a representação (6) equivale a (1) para $Y_{\text{load}} = Y_{\min}$. Similarmente, $\Delta(t) = -1$ corresponde a $Y_{\text{load}} = Y_{\max}$.

2.2 Norma IEC 62040-3

A IEC 62040-3 estabelece procedimentos de ensaio e critérios para a classificação de fontes ininterruptas de energia, sendo aplicável a fontes monofásicas e trifásicas com tensão de saída inferior a 1000 V e de frequência constante (IEC, 2011). Outras normas aplicáveis a fontes ininterruptas de energia incluem a a IEEE 944-1986 e a ABNT NBR 15204:2005. Entretanto, a norma da IEEE foi revogada em 2006, enquanto a norma da ABNT limita-se a fontes de potência nominal até 3 kVA e a UPS utilizada nos ensaios experimentais é de 3,5 kVA. Além disto, os critérios de desempenho da IEC 62040-3 são os mais exigentes dentre as três normas, o que motiva sua escolha como um objetivo a ser atingido neste trabalho. Os detalhes da IEC 62040-3 relevantes a esta dissertação são apresentados a seguir.

2.2.1 Cargas de Teste

Durante a realização de um ensaio, a UPS é submetida a cargas de teste lineares e não lineares. Cargas de teste lineares são cargas puramente resistivas. Considerando uma UPS com tensão de saída nominal V_{rms} , a carga linear R_{lin} que dissipa uma potência ativa P_{load} é

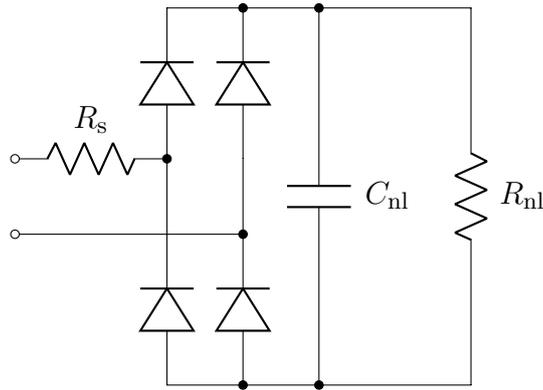
$$R_{\text{lin}} = \frac{V_{\text{rms}}^2}{P_{\text{load}}}. \quad (8)$$

Cargas não lineares são constituídas por uma ponte de diodos (na configuração de retificador de onda completa) seguida pela associação em paralelo de capacitores e resistores, como na Figura 3. Os valores de componentes das cargas não lineares são projetados para que se obtenha fator de potência de 0,7 capacitivo, com 4% da potência nominal sendo dissipada na resistência série R_s e uma tensão de *ripple* de 5% na tensão de saída da ponte de diodos. Para uma UPS com frequência da tensão de saída dada por f , as equações para dimensionamento de carga não linear que dissipe a potência aparente S_{load} são as seguintes:

$$R_s = 0,04 \times \frac{V_{\text{rms}}^2}{S_{\text{load}}}, \quad R_{\text{nl}} = \frac{1,22 \times V_{\text{rms}}^2}{0,66 \times S_{\text{load}}}, \quad C_{\text{nl}} = \frac{7,5}{f \times R_{\text{nl}}}. \quad (9)$$

Para realização de ensaios, são montadas duas cargas de teste lineares e duas não lineares. A primeira carga de teste linear dissipa 20% da potência nominal da UPS, enquanto a segunda dissipa 80%, completando 100% de potência nominal quando ambas são conectadas simultaneamente. As cargas não lineares são dimensionadas de forma similar, com a primeira carga não linear dissipando 25% da potência nominal e a segunda dissipando 75%.

Figura 3: Carga de teste não linear.



Fonte: adaptado de (IEC, 2011).

2.2.2 Critérios de Desempenho

Para avaliação de desempenho transitório, os ensaios tanto para cargas lineares quanto não lineares obedecem o seguinte procedimento. Partindo da UPS operando a vazio, conecta-se a primeira carga de teste, que dissipa o valor de potência intermediário mencionado anteriormente. Após aguardar que o sistema entre em regime permanente, conecta-se a segunda carga, de modo que a carga total seja de 100% da potência nominal da UPS. Para avaliar o desempenho transitório com degraus subtrativos de carga, o procedimento oposto é realizado: partindo da UPS operando a 100% de carga, desconecta-se a segunda carga de teste (de maior potência), aguarda-se o regime permanente e então desconecta-se a primeira carga de teste, resultando na operação a vazio. Os instantes em que ocorrem os degraus de carga devem coincidir com instantes de máxima amplitude da tensão de saída, de modo que os ensaios retratem o “pior caso” em termos de desempenho transitório.

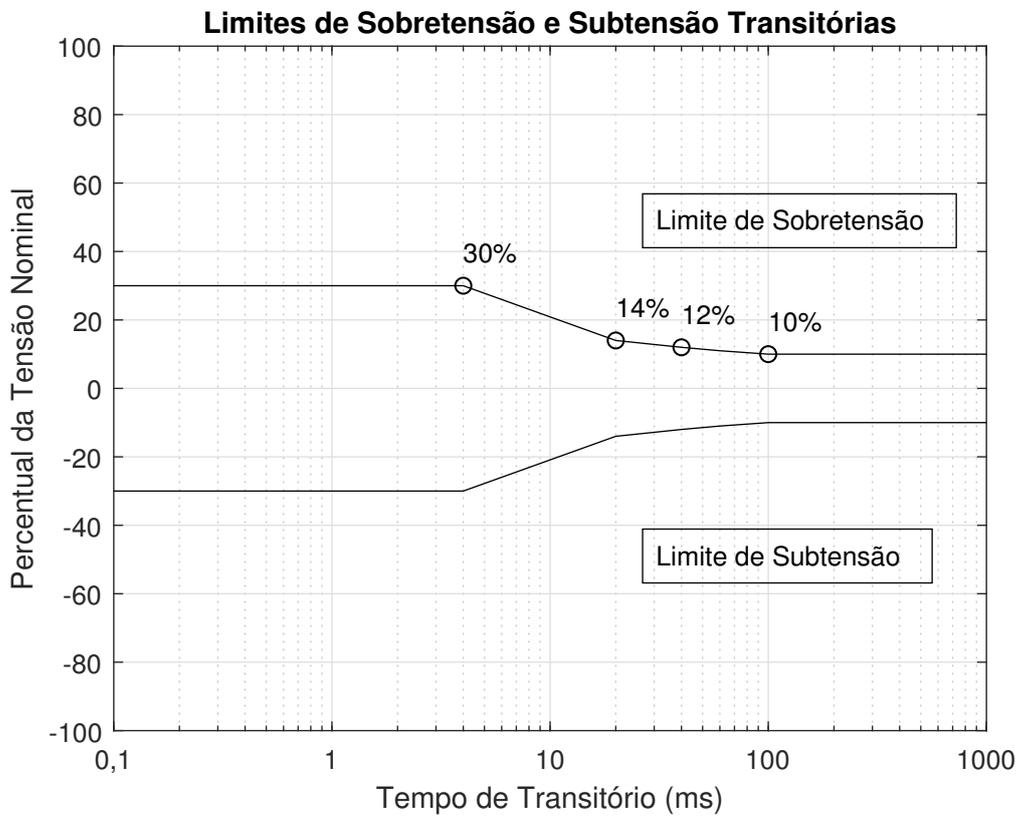
A IEC 62040-3 estabelece três classificações de desempenho baseadas na máxima sobretensão (ou subtensão) percentual da tensão de saída após um degrau de carga ($V_{\% \text{ tr}}(t)$), calculada como

$$V_{\% \text{ tr}}(t) = \frac{V_{\text{tr}}(t) - V_{\text{vazio}}(t)}{V_{\text{pk vazio}}} \times 100\% , \quad (10)$$

onde $V_{\text{tr}}(t)$ é a tensão instantânea de saída após um degrau de carga, $V_{\text{vazio}}(t)$ é a tensão de saída nos mesmos instantes se a UPS estivesse operando a vazio e $V_{\text{pk vazio}}$ é a amplitude de pico de $V_{\text{vazio}}(t)$. A classificação de desempenho transitório mais rigorosa, quando a UPS é projetada visando atender cargas críticas, exige que $V_{\% \text{ tr}}(t)$ nunca exceda $\pm 30\%$ e apresente um perfil de decaimento segundo a Figura 4.

Os critérios de desempenho em regime permanente são avaliados quando a UPS estiver operando a 100% de carga. Relativo às especificações nominais, são tolerados erros relativos de $\pm 2\%$ na frequência e de $\pm 10\%$ na amplitude da tensão de saída. Para receber a classificação de UPS com saída em forma senoidal, a distorção harmônica total (THD) da tensão de saída deve ser inferior a 8%. Adicionalmente, a contribuição para distorção associada a cada componente harmônica deve respeitar os limites da Tabela 1.

Figura 4: Perfil de limites para sobretensão e subtensão durante transitório.



Fonte: adaptado de (IEC, 2011).

Tabela 1: Máximos níveis aceitáveis para distorção associada a cada ordem de componente harmônica.

Harmônicas ímpares não múltiplas de 3		Harmônicas ímpares múltiplas de 3		Harmônicas pares	
Ordem da harmônica	Tensão da componente %	Ordem da harmônica	Tensão da componente %	Ordem da harmônica	Tensão da componente %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
$17 \leq n \leq 49$	$2,27 \left(\frac{17}{n} \right) - 0,27$	$21 \leq n \leq 45$	0,2	$10 \leq n \leq 50$	$0,25 \left(\frac{10}{n} \right) + 0,25$

Fonte: (IEC, 2011).

2.3 Controlador Quase-Ressonante de Múltiplos Modos

O principal objetivo do controle de fontes ininterruptas de energia é fazer a tensão de saída $y(t)$ seguir um sinal de referência senoidal $r(t)$ com amplitude e frequência definidas. Ou seja, deseja-se que o erro de seguimento de saída

$$e(t) \triangleq r(t) - y(t) \quad (11)$$

seja nulo. Se a frequência do sinal de referência é ω_0 , este objetivo pode ser alcançado inserindo no caminho direto entre $e(t)$ e $u(t)$ um controlador de segunda ordem com polos em $\pm j\omega_0$, em acordo com o Princípio do Modelo Interno (PMI) (FRANCIS; WONHAM, 1975). Tal controlador apresentaria uma função de transferência da seguinte forma:

$$\frac{\mathcal{L}\{u\}}{\mathcal{L}\{e\}} = \frac{\alpha s + \beta\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} + \kappa, \quad (12)$$

onde α , β e κ são ganhos a serem determinados e $\mathcal{L}\{ \}$ representa a transformada de Laplace. Este controlador também é conhecido como controlador ressonante, por apresentar resposta em frequência de magnitude infinita (pico de ressonância) na frequência ω_0 . O controlador ressonante garante uma convergência assintótica do erro de seguimento $e(t)$ para zero quando os distúrbios de planta também forem senoidais com frequência ω_0 e os valores de α , β e κ são tais que o sistema em malha fechada é estável.

Para evitar problemas de estabilidade na implementação prática do controlador ressonante (que apresenta polos sobre a fronteira do semi-plano esquerdo), assim como reduzindo esforço de controle e o efeito chamado de “colchão d’água”, onde a rejeição de um distúrbio em determinada frequência pode causar piora na rejeição de outras frequências mais altas (BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018), pode-se atribuir um pequeno fator de amortecimento aos polos de (12). Isto resulta num controlador com resposta quase-ressonante, como o representado pela seguinte função de transferência:

$$G_{\omega_0}(s) \triangleq \frac{\alpha_{\omega_0}s + \beta_{\omega_0}\omega_0}{s^2 + 2\xi_{\omega_0}\omega_0s + \omega_0^2} + \kappa_{\omega_0}, \quad (13)$$

onde α_{ω_0} , β_{ω_0} e κ_{ω_0} são constantes de ganho dadas pelo projeto de controle e ξ_{ω_0} é o fator de amortecimento, associados à frequência ω_0 . Quando o controlador quase-ressonante é utilizado, o PMI deixa de ser estritamente cumprido e a tensão de saída em malha fechada apresentará um erro de seguimento em regime permanente, cuja amplitude é diretamente relacionada a ξ_{ω_0} . Como a norma IEC 62040-3 estabelece uma tolerância máxima de erro em amplitude de até $\pm 10\%$ do valor nominal, ξ_{ω_0} pode ser escolhido arbitrariamente desde que este critério seja atendido.

Os distúrbios devidos a cargas não lineares (incluídos no modelo pela fonte de corrente i_w da Figura 2) apresentam componentes de frequência que são múltiplas ímpares da frequência da tensão de saída. Para rejeitar estes distúrbios, o controlador (13) pode ser expandido para incluir modos quase-ressonantes também nas frequências harmônicas. Um controlador com N modos nas frequências $(2i - 1)\omega_0$, $i = 1, 2, \dots, N$ apresenta função de transferência na forma:

$$G(s) = G_{\omega_0}(s) + G_{3\omega_0}(s) + \dots + G_{(2N-1)\omega_0}(s). \quad (14)$$

Uma possível realização em espaço de estados deste controlador é dada por:

$$\begin{cases} \dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c e(t) \\ y_c(t) = C_c x_c(t) + D_c e(t) \end{cases}, \quad (15)$$

onde¹

$$A_c = \text{diag}\{A_{\omega_0}, A_{3\omega_0}, \dots, A_{(2N-1)\omega_0}\}, \quad B_c = \begin{bmatrix} B_{\omega_0}^T & B_{3\omega_0}^T & \dots & B_{(2N-1)\omega_0}^T \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

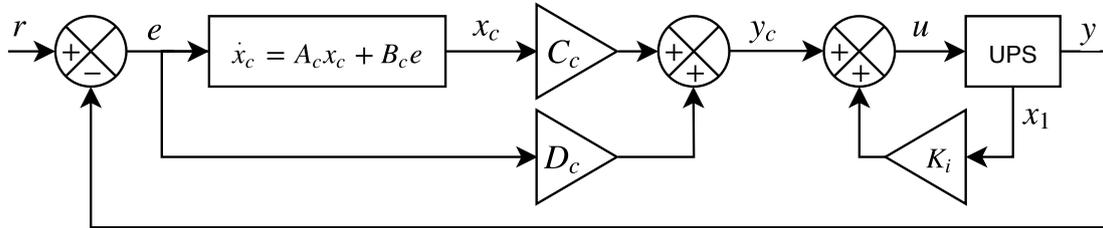
$$C_c = \begin{bmatrix} C_{\omega_0} & C_{3\omega_0} & \dots & C_{(2N-1)\omega_0} \end{bmatrix}, \quad D_c = \kappa_{\omega_0} + \kappa_{3\omega_0} + \dots + \kappa_{(2N-1)\omega_0}$$

$$A_{n\omega_0} \triangleq \begin{bmatrix} -2\xi_n(n\omega_0) & n\omega_0 \\ -n\omega_0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{n\omega_0} \triangleq \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_{n\omega_0} \triangleq \begin{bmatrix} \alpha_{n\omega_0} & -\beta_{n\omega_0} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

2.4 Estrutura e Projeto do Controlador

Considere uma estrutura de controle multi-laço representada pelo diagrama de blocos da Figura 5, onde o bloco denominado UPS representa o modelo da Figura 2. O controlador quase-ressonante (15) é inserido no laço de controle de tensão e um controlador proporcional de ganho K_i é utilizado para a realimentação da corrente do indutor. Com ganhos de controle adequadamente projetados, esta estrutura é capaz de atender os critérios de desempenho da IEC 62040-3 (BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018) mencionados na seção anterior.

Figura 5: Diagrama de blocos do controle multi-laço da UPS.



A representação em espaço de estados associada ao sistema da Figura 5 é:

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = [A_a + B_\Delta \Delta(t) C_\Delta] x_a(t) + B_a u(t) + B_W w(t) + B_r r(t) \\ y(t) = C_a x_a(t) \end{cases}, \quad (18)$$

onde

$$\begin{aligned} x_a(t) &\triangleq \begin{bmatrix} x(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}, \quad A_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_c C & A_c \end{bmatrix}, \quad B_\Delta = \begin{bmatrix} B_\delta \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_\Delta = \begin{bmatrix} C_\delta & 0 \end{bmatrix}, \\ B_a &= \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_W = \begin{bmatrix} B_w \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ B_c \end{bmatrix}, \quad C_a = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (19)$$

A lei de controle é dada por

$$u(t) = y_c(t) + K_i x_1(t), \quad (20)$$

¹diag $\{X_1, X_2, \dots\}$ denota uma matriz bloco-diagonal formada pelos blocos $\{X_1, X_2, \dots\}$

que, reescrita em em termos dos estados $x_a(t)$, torna-se:

$$\begin{aligned} u(t) &= y_c(t) + K_i x_1(t) = C_c x_c(t) + D_c(r(t) - y(t)) + [K_i \ 0] x(t) = \\ &= C_c x_c(t) + D_c r(t) + [K_i \ -D_c] x(t) = \\ &= [K_x \ C_c] x_a(t) + D_c r(t) = K x_a(t) + D_c r(t) \end{aligned} \quad (21)$$

onde $K_x \triangleq [K_i \ -D_c]$ e $K \triangleq [K_x \ C_c]$. A substituição de (21) em (18) resulta na representação em espaço de estados:

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = [A_a + B_\Delta \Delta(t) C_\Delta + B_a K] x_a(t) + B_W w(t) + (B_r + B_a D_c) r(t) \\ y(t) = C_a x_a(t) \end{cases} \quad (22)$$

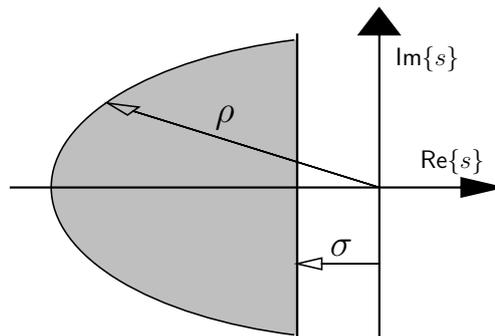
O projeto de ganhos com esta estrutura foi explorado anteriormente nos trabalhos (PEREIRA et al., 2014; LORENZINI, 2015; KEIEL, 2017; BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018), mas sempre interpretando admitância de carga como incerteza politópica. Um dos métodos de projeto de estimador será formulado considerando incerteza limitada em norma, portanto, será incluída aqui a reformulação do projeto de controlador com esta outra perspectiva. Os seguintes objetivos são considerados no projeto do ganho K :

- o sistema em malha fechada deve ser robustamente \mathcal{D} -estável, i.e. os autovalores de $A_a + B_\Delta \Delta(t) C_\Delta + B_a K$ devem estar contidos em uma região \mathcal{D} do plano complexo para todo $\Delta(t)$, $\|\Delta(t)\| < 1$;
- minimização do máximo ganho RMS entre os distúrbios $w(t)$ e a saída controlada $y(t)$, para todo $\Delta(t)$, $\|\Delta(t)\| < 1$.

2.4.1 \mathcal{D} -estabilidade

A região de \mathcal{D} -estabilidade escolhida, ilustrada na Figura 6, é dada pela intersecção de um semi-plano ($\text{Re}(s) < -\sigma$) e um disco de raio ρ centrado na origem do plano complexo ($|s| < \rho$). O valor escolhido para σ garante uma mínima taxa de decaimento dos estados do sistema durante transitórios, enquanto o disco que restringe a magnitude dos autovalores impõe, de forma indireta, uma limitação no esforço de controle.

Figura 6: Região de \mathcal{D} -estabilidade do projeto de ganhos de controle.



Regiões LMI (CHILALI; GAHINET; APKARIAN, 1999) são definidas como regiões do plano complexo que possam ser descritas em termos de funções características da seguinte forma²:

$$\mathcal{D} = \{s \in \mathbb{C} : f_{\mathcal{D}}(s) < 0\} , f_{\mathcal{D}}(s) = L + sM + \bar{s}M^T . \quad (23)$$

O Lema 1 a seguir apresenta uma condição que assegura a \mathcal{D} -estabilidade quadrática do sistema em malha fechada (22) em uma dada região LMI.

Lema 1. \mathcal{D} -estabilidade Quadrática em Região LMI (CHILALI; GAHINET; APKARIAN, 1999)

Considere uma região LMI com função característica (23). Adicionalmente, considere que $M = M_1^T M_2$, onde ambos M_1 e M_2 são matrizes com k linhas e posto por linha completo. O sistema (18) apresenta \mathcal{D} -estabilidade quadrática com região (23) se existirem matrizes reais simétricas $P > 0$ e $U > 0$ tais que³:

$$\begin{bmatrix} L \otimes P + \text{He}\{M \otimes (P(A + B_a K))\} & M_1^T \otimes (PB_{\Delta}) & (M_2^T U) \otimes C_{\Delta}^T \\ M_1 \otimes (B_{\Delta}^T P) & -U \otimes I & 0 \\ (UM_2) \otimes C_{\Delta} & 0 & -U \otimes I \end{bmatrix} < 0 . \quad (24)$$

Quando a região LMI de interesse é formada pela intersecção de outras regiões LMI, \mathcal{D} -estabilidade quadrática é garantida quando a mesma matriz P atender (24) simultaneamente com as funções características de cada região (CHILALI; GAHINET, 1996). Em particular, a região da Figura 6 pode ser descrita como $\mathcal{D} = \mathcal{D}_{\sigma} \cap \mathcal{D}_{\rho}$ onde

$$\mathcal{D}_{\sigma} = \{s \in \mathbb{C} : f_{\mathcal{D}}^{\sigma}(s) < 0\} , f_{\mathcal{D}}^{\sigma}(s) = L_{\sigma} + sM_{\sigma} + \bar{s}M_{\sigma}^T \quad (25)$$

$$\mathcal{D}_{\rho} = \{s \in \mathbb{C} : f_{\mathcal{D}}^{\rho}(s) < 0\} , f_{\mathcal{D}}^{\rho}(s) = L_{\rho} + sM_{\rho} + \bar{s}M_{\rho}^T \quad (26)$$

$$L_{\sigma} = 2\sigma , M_{\sigma} = 1 , L_{\rho} = \begin{bmatrix} -\rho & 0 \\ 0 & -\rho \end{bmatrix} , M_{\rho} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} . \quad (27)$$

O seguinte Teorema detalha as condições na forma de LMIs para o posicionamento dos autovalores de $A_a + B_{\Delta}\Delta(t)C_{\Delta} + B_a K$ em $\mathcal{D} = \mathcal{D}_{\sigma} \cap \mathcal{D}_{\rho}$:

Teorema 1. *O sistema (18) apresenta \mathcal{D} -estabilidade quadrática na região da Figura 6 se existir uma matriz real simétrica $\tilde{P} > 0$, uma matriz real $Y = K\tilde{P}$ e escalares positivos μ_1 e μ_2 tais que*

$$\begin{bmatrix} 2\sigma\tilde{P} + \text{He}\{A_a\tilde{P} + B_a Y\} + \mu_1 B_{\Delta} B_{\Delta}^T & \tilde{P} C_{\Delta}^T \\ * & -\mu_1 \end{bmatrix} < 0 \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} -\rho\tilde{P} + \mu_2 B_{\Delta} B_{\Delta}^T & A_a\tilde{P} + B_a Y & 0 \\ * & -\rho\tilde{P} & \tilde{P} C_{\Delta}^T \\ * & * & -\mu_2 \end{bmatrix} < 0 . \quad (29)$$

Prova. A condição (28) é associada ao semi-plano (25). Substituindo $L = 2\sigma$, $M = 1$, $M_1 = M_2 = 1$ e $U = \lambda_1$ em (24) resulta em

$$\begin{bmatrix} 2\sigma P + \text{He}\{P(A_a + B_a K)\} & PB_{\Delta} & \lambda_1 C_{\Delta}^T \\ * & -\lambda_1 & 0 \\ * & * & -\lambda_1 \end{bmatrix} < 0 . \quad (30)$$

² \bar{s} denota o complexo conjugado de s .

³ $\text{He}\{X\} \triangleq X + X^T$.

Definindo $\tilde{P} \triangleq P^{-1}$ e $\mu_1 \triangleq \lambda_1^{-1}$, segue que

$$\begin{bmatrix} \tilde{P} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_1 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2\sigma P + \text{He}\{P(A_a + B_a K)\} & PB_\Delta & \lambda_1 C_\Delta^T \\ * & -\lambda_1 & 0 \\ * & * & -\lambda_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_1 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_1 \end{bmatrix} < 0 \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} 2\sigma \tilde{P} + \text{He}\{(A_a + B_a K)\tilde{P}\} & \mu_1 B_\Delta & \tilde{P} C_\Delta^T \\ * & -\mu_1 & 0 \\ * & * & -\mu_1 \end{bmatrix} < 0. \quad (32)$$

Através da aplicação do complemento de Schur e da substituição de variável $Y = K\tilde{P}$, segue que a verificação de (32) é equivalente a (28). A prova da condição (29), associada ao disco (26), segue os mesmos passos, porém assumindo $M_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$, $M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$, $U = \lambda_2$ e $\mu_2 = \lambda_2^{-1}$. \square

2.4.2 Minimização do Ganho RMS entre Distúrbios e Tensão de Saída

O Lema 2 oferece uma condição LMI para verificação de um limite superior γ no ganho RMS entre $w(t)$ e $y(t)$. Este objetivo de projeto contribui para reduzir a influência de distúrbios na tensão de saída, tanto provindos de erros de modelagem quanto de componentes harmônicas não compensadas, isto é, cujos modos de ressonância não foram incluídos no controlador.

Lema 2. *Limitação de Ganho RMS* (BOYD et al., 1994)

A existência de um escalar positivo γ associado ao sistema (22) tal que

$$\gamma \triangleq \sup_{w_{RMS} \neq 0} \frac{y_{RMS}}{w_{RMS}} \quad (33)$$

pode ser verificada pela existência de uma matriz real simétrica $\tilde{P} > 0$, uma matriz real $Y = K\tilde{P}$ e escalar positivo μ_3 tais que

$$\begin{bmatrix} \text{He}\{A_a \tilde{P} + B_a Y\} + B_W B_W^T + \mu_3 B_\Delta B_\Delta^T & \tilde{P} C_\Delta^T & \tilde{P} C_a^T \\ * & -\mu_3 & 0 \\ * & * & -\gamma^2 \end{bmatrix} \leq 0. \quad (34)$$

Portanto, os objetivos de \mathcal{D} -estabilidade e de limitação de ganho RMS podem ser cumpridos ao atender simultaneamente as restrições do Teorema 1 e do Lema 2. Visando a minimização de γ , o seguinte problema de otimização é enunciado:

$$\min_{\tilde{P}, Y, \mu_1, \mu_2, \mu_3} \gamma \text{ s.a.: } \begin{cases} (28), (29), (34) \\ \tilde{P} = \tilde{P}^T > 0 \\ \mu_1, \mu_2, \mu_3, \gamma \geq 0 \end{cases} \quad (35)$$

onde o ganho do laço de corrente K_i e as matrizes C_c e D_c do controlador quase-ressonante (15) são determinados por

$$K = Y\tilde{P}^{-1} = \begin{bmatrix} K_i & -D_c & C_c \end{bmatrix}. \quad (36)$$

2.5 Comentários Finais

Neste capítulo, detalhou-se uma representação em espaço de estados para o modelo médio do estágio de saída de uma UPS monofásica, onde a admitância de carga $Y_{\text{load}}(t)$ é interpretada como um parâmetro incerto do modelo. No próximo capítulo, tal modelo será utilizado para o projeto de estimadores de estados, com três diferentes métodos de projeto. O segundo método de projeto (extensão do filtro de Kalman-Bucy para sistemas com incertezas limitadas em norma) justifica a necessidade de reescrever $Y_{\text{load}}(t)$ por um parâmetro limitado em norma $\Delta(t)$.

A malha de controle da Figura 5 será modificada no final do próximo capítulo para incluir o estimador de estados, eliminando a necessidade de medir corrente de indutor (estado $x_1(t)$), mas mantendo medidas de tensão de saída (estado $x_2(t) \equiv y(t)$). Implicações relacionadas à estabilidade e à limitação de ganho RMS γ desta nova estrutura serão discutidas. Os procedimentos da IEC 62040-3 aqui descritos serão considerados no Capítulo 4 para a realização de simulações e ensaios do sistema em malha fechada.

3 PROJETO DO ESTIMADOR DE ESTADOS

Este capítulo contém os métodos a serem explorados para projeto de estimador de estados. Considere um sistema incerto descrito pela representação em espaço de estados (6) e um estimador linear invariante no tempo dado por:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = F\hat{x}(t) + B_e(y(t) - \hat{y}(t)) + Bu(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases}, \quad (37)$$

ou, definindo $A_e = F - B_eC$,

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_e\hat{x}(t) + B_e y(t) + Bu(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases}, \quad (38)$$

onde $\hat{x}(t)$ é uma estimativa dos estados $x(t)$, assim como $\hat{y}(t)$ é uma estimativa da saída $y(t)$. O erro de estimação é definido como

$$e_e(t) \triangleq x(t) - \hat{x}(t). \quad (39)$$

A partir de (38), o projeto do estimador consiste em determinar as matrizes A_e e B_e , visando a minimização de um critério associado ao erro de estimação.

Na sequência, serão detalhadas três metodologias para o projeto de um estimador de estados. Nota-se que a equação dinâmica considerada para o estimador de estados (37) remete à estrutura de um observador de Luenberger, mas os métodos de projeto para observadores de Luenberger comumente se aplicam a contextos determinísticos, desconsiderando modelo de distúrbios (PATTON; CHEN, 1996). Nesta dissertação, serão exploradas apenas abordagens onde ruídos são considerados processos estocásticos.

As metodologias de projeto serão todas formuladas considerando sistemas em tempo contínuo, sendo os estimadores posteriormente discretizados para simulações e implementação prática. Esta escolha é fundamentada no fato de que, com métodos de discretização exata, a incerteza associada com um elemento da matriz de estados no tempo contínuo pode espalhar-se para os demais elementos da representação em tempo discreto, inclusive aos elementos das matrizes de entradas (KEIEL, 2017). Realizar o projeto em tempo contínuo evita tais situações, mantendo o parâmetro incerto localizado e com significado físico.

3.1 Filtro de Kalman-Bucy de Regime Permanente

O filtro de Kalman é um dos métodos mais empregados na estimação linear, assim como suas respectivas extensões para ruídos correlacionados e sistemas não-lineares

(LEWIS; XIE; POPA, 2017). Portanto, é natural eleger uma abordagem por teoria de Kalman como a primeira a ser analisada. Classicamente, o filtro de Kalman é formulado em tempo discreto, com etapas de predição e correção das estimativas a cada nova medida de sensor, juntamente com recálculo de ganho visando minimizar variância do erro de estimação (JAZWINSKI, 2007). A formulação alternativa, em tempo contínuo, também leva o nome de filtro de Kalman-Bucy.

3.1.1 Formulação Geral

Primeiramente, definem-se o ruído de processo $\phi(t)$ e o ruído de medição $\psi(t)$ como ruídos brancos de média zero, mutuamente decorrelacionados, com matrizes de covariância Q e R :

$$\begin{aligned} E\{\phi(t)\phi(\tau)^T\} &= Q\delta(t-\tau) \\ E\{\psi(t)\psi(\tau)^T\} &= R\delta(t-\tau) \\ E\{\phi(t)\psi(\tau)^T\} &= 0, \end{aligned} \quad (40)$$

onde $\delta(t)$ representa a função delta de Dirac.

A formulação clássica do filtro de Kalman-Bucy não considera, de forma direta, a existência de incertezas de modelo. Em vez disso, é assumido que o sistema a ser estimado apresenta um modelo conhecido que é perturbado por $\phi(t)$. No caso particular do modelo apresentado em (6), faz-se necessário escolher um valor nominal Δ_0 , de modo que as variações de $\Delta(t)$ no entorno de Δ_0 e o vetor de distúrbios $w(t)$ sejam incorporados ao ruído de processo $\phi(t)$. Assim, para fins de formulação do filtro de Kalman-Bucy, segue que o sistema (6) é representado como:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = [A + B_\delta\Delta_0C_\delta]x(t) + Bu(t) + \phi(t) \\ y(t) = Cx(t) + \psi(t) \end{cases} \quad \begin{cases} \phi(t) \sim (0, Q) \\ \psi(t) \sim (0, R) \end{cases} . \quad (41)$$

Seguindo a formulação do filtro de Kalman-Bucy de (SIMON, 2006), a equação dinâmica para estimação dos estados de (41) é dada por

$$\dot{\hat{x}}(t) = [A + B_\delta\Delta_0C_\delta]\hat{x}(t) + K_{KB}(t)(y(t) - \hat{y}(t)) + Bu(t), \quad (42)$$

onde $K_{KB}(t)$ é o ganho do filtro de Kalman-Bucy. Com este estimador de estados, a covariância de erro de estimação $P_e(t) \triangleq E\{e_e(t)e_e(t)^T\}$ tem a seguinte dinâmica:

$$\dot{P}_e(t) = [A + B_\delta\Delta_0C_\delta]P_e(t) + P_e(t)[A + B_\delta\Delta_0C_\delta]^T + Q - K_{KB}(t)CP_e(t). \quad (43)$$

Quando os ruídos $\phi(t)$ e $\psi(t)$ apresentam distribuições gaussianas, então o ganho $K_{KB}(t)$ que otimiza a variância do erro de estimação (i.e. o traço de $P_e(t)$) é

$$K_{KB}(t) = P_e(t)C^TR^{-1}. \quad (44)$$

Quando $\phi(t)$ e $\psi(t)$ não apresentarem distribuições gaussianas, perde-se a garantia de otimalidade. Todavia, o filtro de Kalman-Bucy com ganho (44) continua sendo o melhor estimador linear para o objetivo de mínima variância do erro de estimação (SIMON, 2006).

3.1.2 Formulação em Regime Permanente

O filtro de Kalman-Bucy (42) é, por definição, um sistema variante no tempo, já que o ganho $K_{KB}(t)$ depende de $P_e(t)$. Entretanto, quando os ruídos $\phi(t)$ e $\psi(t)$ são assumidos processos estacionários (i.e. Q e R não variam no tempo) e as matrizes do modelo nominal (41) são invariantes no tempo, $P_e(t)$ pode convergir a uma matriz constante \bar{P}_e em regime permanente. Neste caso, tem-se $\dot{P}_e(t) = 0$, ou seja, (43) torna-se uma equação algébrica de Riccati (CARE):

$$[A + B_\delta \Delta_0 C_\delta] \bar{P}_e + \bar{P}_e [A + B_\delta \Delta_0 C_\delta]^T + Q - \bar{P}_e C^T R^{-1} C \bar{P}_e = 0. \quad (45)$$

Considerando uma matriz G tal que $GG^T = Q$, condições para a existência de \bar{P}_e são dadas pelo Lema 3.

Lema 3. Existência de Solução da CARE (SIMON, 2006)

A equação algébrica de Riccati (45) apresenta solução única $\bar{P}_e \geq 0$ se, e somente se, as seguintes duas condições forem verificadas:

1. $([A + B_\delta \Delta_0 C_\delta], C)$ é detectável;
2. $([A + B_\delta \Delta_0 C_\delta], G)$ é estabilizável.

Adicionalmente, o filtro de Kalman-Bucy (42) com $K_{KB} = \bar{P}_e C^T R^{-1}$ é estável.

O estimador modificado para sempre considerar $P_e(t) = \bar{P}_e$ é conhecido como filtro de Kalman-Bucy de regime permanente. Esta forma do filtro é invariante no tempo, o que simplifica sua implementação e reduz esforço computacional, uma vez que não é necessário recalcular $K_{KB}(t)$ a cada instante ou armazenar em memória uma sequência de ganhos precalculados. Em troca, perde-se otimalidade de estimação até que $P_e(t)$ convirja para \bar{P}_e (SIMON, 2006). As matrizes do estimador de estados na forma definida em (38) são então obtidas ao reescrever (42) e (44) com $P_e(t) = \bar{P}_e$:

$$\begin{aligned} A_e &= A + B_\delta \Delta_0 C_\delta - B_e C \\ B_e &= K_{KB} = \bar{P}_e C^T R^{-1} \end{aligned} \quad (46)$$

3.2 Kalman-Bucy com Incertezas Limitadas em Norma

A extensão do filtro de Kalman-Bucy de regime permanente para sistemas com incertezas limitadas em norma pode ser encontrada separadamente nos artigos (PETERSEN; MCFARLANE, 1994; XIE; SOH, 1994), mas seguindo os mesmos procedimentos de projeto: verificar a existência de solução de duas equações algébricas de Riccati, associadas entre si por um coeficiente de escala. Ambas formulações foram posteriormente incluídas nos livros (PETERSEN; SAVKIN, 1999; LEWIS; XIE; POPA, 2017). A formulação de (PETERSEN; SAVKIN, 1999) é a mais completa, portanto, utilizada como referência principal neste trabalho.

3.2.1 Formulação do Método

De forma similar ao filtro de Kalman-Bucy, os ruídos $\phi(t)$ e $\psi(t)$ são assumidos ruídos brancos gaussianos de médias zero, mutuamente descorrelacionados e com matrizes de covariância Q e R , respectivamente. Ao contrário da formulação do filtro de Kalman-Bucy da seção anterior, não é necessário o conhecimento pleno do modelo

do sistema a ser estimado, permitindo-se a representação de incertezas limitadas em norma. Partindo de (6) e considerando que $\phi(t)$ contempla o vetor de distúrbios $w(t)$, a representação em espaço de estados da UPS passa a ser:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = [A + B_\delta \Delta(t) C_\delta] x(t) + Bu(t) + \phi(t) \\ y(t) = Cx(t) + \psi(t) \end{cases} \quad \begin{cases} \phi(t) \sim (0, Q) \\ \psi(t) \sim (0, R) \end{cases} . \quad (47)$$

Aumentar esta representação com a equação dinâmica de $e_e(t)$ resulta em:

$$\dot{\bar{x}}(t) = [\bar{A} + \bar{B}_\delta \Delta(t) \bar{C}_\delta] \bar{x}(t) + \bar{B}_\phi \bar{\phi}(t) \quad \bar{x}(t) \triangleq \begin{bmatrix} e_e(t) \\ x(t) \end{bmatrix} \quad \bar{\phi}(t) \triangleq \begin{bmatrix} \phi(t) \\ \psi(t) \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \begin{bmatrix} A - B_e C & A - A_e - B_e C \\ B_e C & A_e + B_e C \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_\delta = \begin{bmatrix} B_\delta \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{C}_\delta &= [C_\delta \quad C_\delta], \quad \bar{B}_\phi = \begin{bmatrix} I & -B_e \\ 0 & B_e \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (49)$$

O objetivo principal deste método de projeto é determinar um estimador de estados (38) associado a uma matriz X que sirva como limite superior para a variância do erro de estimação, i.e.:

$$E\{e_e(t)^T e_e(t)\} \leq \text{tr}\{X\}. \quad (50)$$

A condição para que se atinja este objetivo é explicitada no Lema 4.

Lema 4. *Estimador de Estados com Garantia de Custo* (PETERSEN; SAVKIN, 1999)

Assuma que o sistema (47) é quadraticamente estável. Se o estimador de estados (38) é estável e existir uma matriz

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} X & X_{12} \\ * & X_{22} \end{bmatrix} > 0 \quad (51)$$

tal que

$$(\bar{A} + \bar{B}_\delta \Delta(t) \bar{C}_\delta) \bar{X} + \bar{X} (\bar{A} + \bar{B}_\delta \Delta(t) \bar{C}_\delta)^T + \bar{B}_\phi \bar{Q} \bar{B}_\phi^T < 0, \quad (52)$$

$$\bar{Q} \triangleq \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (53)$$

para todo $\Delta(t)$, $\|\Delta(t)\| < 1$, então o sistema (48) é quadraticamente estável e a condição (50) é garantida para estimação de regime permanente.

Supondo agora uma matriz \bar{X} do tipo

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} X & 0 \\ 0 & S - X \end{bmatrix}, \quad (54)$$

o Lema 5 detalha como é possível obter as matrizes X e S associadas a um estimador de estados (38), a partir da verificação simultânea de duas condições CARE.

Lema 5. Kalman-Bucy com Incertezas Limitadas em Norma (PETERSEN; SAVKIN, 1999)

Caso o sistema (47) seja quadraticamente estável, então existe um escalar positivo $\bar{\epsilon}$ tal que, para todo $\epsilon \in (0, \bar{\epsilon})$, a CARE

$$AS + SA^T + \epsilon SC_\delta^T C_\delta S + \frac{1}{\epsilon} B_\delta B_\delta^T + Q = 0 \quad (55)$$

apresenta solução única $S = S^T > 0$. No mesmo intervalo $\epsilon \in (0, \bar{\epsilon})$, a CARE:

$$AX + XA^T + \epsilon XC_\delta^T C_\delta X - XC^T R^{-1} CX + \frac{1}{\epsilon} B_\delta B_\delta^T + Q = 0 \quad (56)$$

também apresenta solução única $X = X^T > 0$ e $X \leq S$. Nesse caso, o estimador de estados (38) com as matrizes

$$\begin{aligned} A_e &= A + \epsilon XC_\delta^T C_\delta - B_e C \\ B_e &= XC^T R^{-1} \end{aligned} \quad (57)$$

é tal que (50) é verificada em regime permanente. Adicionalmente, o traço de X é uma função convexa em $\epsilon \in (0, \bar{\epsilon})$.

Este lema toma como premissa a estabilidade quadrática em malha aberta do sistema a ser estimado. Caso o sistema não seja quadraticamente estável, não é possível determinar um valor adequado para $\bar{\epsilon}$. Entretanto, o método ainda pode ser aplicado ao estabilizar o sistema com um laço de realimentação interno. Isto não é necessário neste trabalho, pois o modelo de UPS considerado sempre é estável para qualquer valor positivo de $Y_{\text{load}}(t)$.

3.2.2 Problema de Otimização

Interpretando o Lema 5, é possível definir um problema de otimização convexa no intervalo $\epsilon \in (0, \bar{\epsilon})$ relacionado ao traço de X . Primeiramente, faz-se necessário determinar um valor para $\bar{\epsilon}$ que satisfaça a primeira parte do Lema 5, isto é, que garanta existência de solução para (55) com todo $\epsilon \in (0, \bar{\epsilon})$. O Teorema 2 estabelece um problema de otimização com restrição na forma de LMI que maximiza o valor $\bar{\epsilon}$.

Teorema 2. Considere que λ^* é a solução do seguinte problema de otimização:

$$\lambda^* = \min_{\tilde{S}} \lambda \quad \text{s.a.} \quad \begin{cases} (59) \\ \tilde{S} = \tilde{S}^T > 0 \\ \lambda > 0 \end{cases} \quad (58)$$

$$\begin{bmatrix} A\tilde{S} + \tilde{S}A^T + \lambda B_\delta B_\delta^T + Q & \tilde{S}C_\delta^T \\ C_\delta \tilde{S} & -\lambda I \end{bmatrix} < 0. \quad (59)$$

Então $\bar{\epsilon} = 1/\lambda^*$ é tal que a CARE (55) apresenta solução real simétrica $S > 0$ para qualquer escalar ϵ no intervalo $(0, \bar{\epsilon})$.

Prova. De acordo com o *Strict Bounded Real Lemma* (PETERSEN; ANDERSON; JONCKHEERE, 1991), existe uma matriz $\tilde{S} > 0$ tal que

$$A\tilde{S} + \tilde{S}A^T + \epsilon \tilde{S}C_\delta^T C_\delta \tilde{S} + \frac{1}{\epsilon} B_\delta B_\delta^T + Q < 0 \quad (60)$$

se e somente se também existir solução $0 \leq S < \tilde{S}$ para a CARE (55). Com a substituição de variável $\lambda \triangleq \epsilon^{-1}$, (60) pode ser reescrita como

$$A\tilde{S} + \tilde{S}A^T + \frac{1}{\lambda}\tilde{S}C_\delta^T C_\delta \tilde{S} + \lambda B_\delta B_\delta^T + Q < 0. \quad (61)$$

Utilizando o complemento de Schur, obtém-se a LMI (59). Devido à relação inversa entre λ e ϵ , determinar um mínimo λ que satisfaz (59) equivale a encontrar um máximo ϵ que satisfaz (60), resultando no problema de otimização (58). \square

Após a determinação do máximo intervalo $\epsilon \in (0, \bar{\epsilon})$, o seguinte problema de otimização minimiza a garantia de máxima variância do erro de estimação:

$$\min_{\epsilon, X} \text{tr}\{X\} \text{ subject to: } \begin{cases} (56) \\ X = X^T > 0 \\ 0 < \epsilon \leq \bar{\epsilon} \end{cases}. \quad (62)$$

3.3 Minimização de Norma H_2 com Incertezas Politópicas

Evitando assumir que os ruídos sejam gaussianos e o conhecimento das covariâncias Q e R , pode-se utilizar a abordagem de minimização de norma H_2 entre distúrbios e erro de estimação, encontrada nos artigos (GEROMEL, 1999; GEROMEL; OLIVEIRA, 2001) e no livro (GAO; LI, 2014). Considere que a representação em espaço de estados da UPS (1) é reescrita como

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(Y_{\text{load}})x(t) + Bu(t) + B_\eta \eta(t) \\ y(t) = Cx(t) + D_\eta \eta(t) \end{cases}, \quad (63)$$

onde $\eta(t)$ é um vetor de ruídos brancos, mas não necessariamente gaussianos. A incerteza de Y_{load} é interpretada de forma politópica, isto é, assume-se que $A(Y_{\text{load}})$ é dada por uma combinação convexa de $A(Y_{\text{min}})$ e $A(Y_{\text{max}})$:

$$A(Y_{\text{load}}) = A(\theta) \triangleq \theta A(Y_{\text{min}}) + (1 - \theta)A(Y_{\text{max}}), \quad 0 \leq \theta \leq 1. \quad (64)$$

A representação aumentada da UPS (63) com o estimador (38) é dada por

$$\begin{cases} \dot{\zeta}(t) = A_\zeta(\theta)\zeta(t) + \bar{B}_\eta \eta(t) \\ e_e(t) = C_\zeta \zeta(t) \end{cases}, \quad \zeta(t) \triangleq \begin{bmatrix} x(t) \\ x_e(t) \end{bmatrix} \quad (65)$$

$$A_\zeta(\theta) = \begin{bmatrix} A(\theta) & 0 \\ B_e C & A_e \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_\eta = \begin{bmatrix} B_\eta \\ B_e D_\eta \end{bmatrix}, \quad C_\zeta = \begin{bmatrix} I & -I \end{bmatrix}. \quad (66)$$

Para um dado valor de θ , considere $T(s, \theta)$ como sendo a função de transferência entre $\eta(t)$ e o erro de estimação $e_e(t)$, dada por:

$$T(s, \theta) \triangleq C_\zeta (sI - A_\zeta(\theta))^{-1} \bar{B}_\eta. \quad (67)$$

Assim, o objetivo é projetar um estimador de estados (38) tal que (65) seja estável e minimize uma norma H_2 da forma:

$$\sup_{0 \leq \theta \leq 1} \|T(s, \theta)\|_2^2 < v. \quad (68)$$

Caso seja assumido que a densidade espectral de potência de η é a identidade, (68) é equivalente à seguinte limitação na variância do erro de estimação:

$$E\{e_e(t)^T e_e(t)\} < v . \quad (69)$$

As restrições LMI associadas a estes objetivos são detalhadas no Lema 6.

Lema 6. Estimação H_2 com Incertezas Politépicas (GAO; LI, 2014)

Considere n a dimensão do vetor de estados $x(t)$ do sistema (63) e m a dimensão do vetor de saídas $y(t)$. Para um dado escalar $v > 0$, existe estimador de estados (38) tal que o sistema (65) é assintoticamente estável e satisfaz (68) se existirem matrizes $(\tilde{P}_1, \tilde{P}_2, Z, \tilde{A}_e) \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\tilde{B}_e \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\tilde{P}_1 = \tilde{P}_1^T > 0$, $\tilde{P}_2 = \tilde{P}_2^T > 0$, $Z = Z^T > 0$ tais que:

$$\text{tr}\{Z\} < v \quad \begin{bmatrix} \tilde{P}_1 & \tilde{P}_2 \\ \tilde{P}_2 & \tilde{P}_2 \end{bmatrix} > 0 \quad \begin{bmatrix} \tilde{P}_1 & I \\ I & Z \end{bmatrix} > 0 \quad (70)$$

$$\begin{bmatrix} \text{He}\{\tilde{P}_1 A(Y_{min}) + \tilde{B}_e C\} & \tilde{A}_e + A(Y_{min})^T \tilde{P}_2 + C^T \tilde{B}_e^T & \tilde{P}_1 B_\eta + \tilde{B}_e D_\eta \\ * & \tilde{A}_e + \tilde{A}_e^T & \tilde{P}_2 B_\eta + \tilde{B}_e D_\eta \\ * & * & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (71)$$

$$\begin{bmatrix} \text{He}\{\tilde{P}_1 A(Y_{max}) + \tilde{B}_e C\} & \tilde{A}_e + A(Y_{max})^T \tilde{P}_2 + C^T \tilde{B}_e^T & \tilde{P}_1 B_\eta + \tilde{B}_e D_\eta \\ * & \tilde{A}_e + \tilde{A}_e^T & \tilde{P}_2 B_\eta + \tilde{B}_e D_\eta \\ * & * & -I \end{bmatrix} < 0 . \quad (72)$$

Nesse caso, uma possível realização do estimador de estados (38) é:

$$\begin{aligned} A_e &= \tilde{P}_1^{-1} \tilde{A}_e \tilde{P}_2^{-1} \tilde{P}_1 \\ B_e &= -\tilde{P}_1^{-1} \tilde{B}_e \end{aligned} . \quad (73)$$

Portanto, segue o problema de otimização para projetar o estimador de estados com minimização de norma H_2 :

$$\min_{\tilde{P}_1, \tilde{P}_2, Z, \tilde{A}_e, \tilde{B}_e, v} v \text{ s.a. } (70), (71), (72) . \quad (74)$$

3.4 Sistema em Malha Fechada com o Estimador de Estados Proposto

Partindo da malha de controle da Figura 5, a inserção de estimador de estados (38) na realimentação de corrente de indutor (estado $x_1(t)$) resulta no diagrama de blocos da Figura 7. A representação em espaço de estados deste sistema, considerando o vetor de estados aumentado $\tilde{x}(t) \triangleq [x(t)^T \quad x_c(t)^T \quad e_e(t)^T]^T$, é dada por

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = [\tilde{A} + \bar{B}_\Delta \Delta(t) \bar{C}_\Delta] \tilde{x}(t) + \bar{B}u(t) + \bar{B}_W w(t) + \bar{B}_r r(t) \\ y(t) = \bar{C} \tilde{x}(t) \end{cases} \quad (75)$$

$$\begin{aligned} \tilde{A} &= \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ -B_c C & A_c & 0 \\ A - A_e - B_e C & 0 & A_e \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_\Delta = \begin{bmatrix} B_\delta \\ 0 \\ B_\delta \end{bmatrix}, \quad \bar{C}_\Delta = [C_\delta \quad 0 \quad 0], \\ \bar{B} &= \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_W = \begin{bmatrix} B_w \\ 0 \\ B_w \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_r = \begin{bmatrix} 0 \\ B_c \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = [C \quad 0 \quad 0], \end{aligned} \quad (76)$$

onde

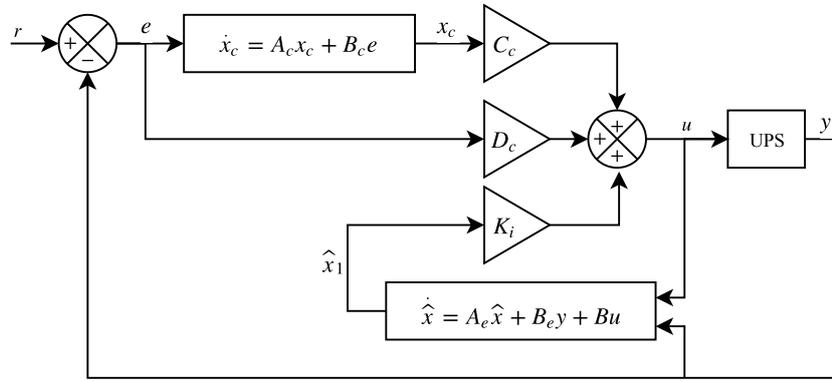
$$u(t) = [K_x \quad C_c \quad K_e] \tilde{x}(t) + D_c r(t) \triangleq \bar{K} \tilde{x}(t) + D_c r(t) , \quad (77)$$

$$K_x \triangleq [K_i \quad -D_c] , \quad K_e \triangleq [-K_i \quad 0] . \quad (78)$$

Substituindo a lei de controle (77) em (75), obtém-se a seguinte representação:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = [\tilde{A} + \bar{B}_\Delta \Delta(t) \bar{C}_\Delta + \bar{B} \bar{K}] \tilde{x}(t) + \bar{B}_W w(t) + (\bar{B}_r + \bar{B} D_c) r(t) \\ y(t) = \bar{C} \tilde{x}(t) \end{cases} . \quad (79)$$

Figura 7: Realimentação do laço de corrente com estimador de estados.



3.4.1 Verificação de Estabilidade

Quando os ganhos de controle são projetados separadamente do estimador para uma planta sem incertezas de modelo, o Princípio da Separação (JOSEPH; TOU, 1961) garante a estabilidade em malha fechada. Entretanto, esta garantia não necessariamente se mantém para sistemas com incertezas de modelo (FU; BARMISH, 2004). Portanto, o sistema em malha fechada ainda necessita uma verificação *a posteriori* de estabilidade. A estabilidade quadrática do sistema (79) é garantida se existir uma matriz real simétrica $V > 0$ tal que

$$[\tilde{A} + \bar{B}_\Delta \Delta(t) \bar{C}_\Delta + \bar{B} \bar{K}] V + V [\tilde{A} + \bar{B}_\Delta \Delta(t) \bar{C}_\Delta + \bar{B} \bar{K}]^T < 0 \quad (80)$$

para todo $\Delta(t)$ tal que $\|\Delta(t)\| \leq 1$. Esta condição é equivalente à seguinte LMI (BOYD et al., 1994):

$$\begin{bmatrix} \text{He}\{\tilde{A}V + \bar{B} \bar{K} V\} + \mu \bar{B}_\Delta \bar{B}_\Delta^T & V \bar{C}_\Delta^T \\ \bar{C}_\Delta V & -\mu \end{bmatrix} < 0 , \quad (81)$$

com um escalar $\mu \geq 0$.

3.4.2 Garantia de Ganho RMS entre Distúrbios e Tensão de Saída

O projeto de controlador formulado na Seção 2.3 considerou a estrutura de controle da Figura 5, onde a realimentação de corrente de indutor é realizada diretamente por medidas de sensor. Com a inclusão de estimador de estados na realimentação, a

garantia anterior de que γ é o máximo ganho RMS entre distúrbios $w(t)$ e tensão de saída $y(t)$ não se mantém. Uma nova garantia $\bar{\gamma}$, associada ao sistema (79), tal que

$$\bar{\gamma} \triangleq \sup_{w_{\text{RMS}} \neq 0} \frac{y_{\text{RMS}}}{w_{\text{RMS}}} \quad (82)$$

pode ser calculada pela solução do seguinte problema de otimização, obtido como consequência do Lema 2:

$$\min_{\tilde{P}, \bar{\mu}} \bar{\gamma} \text{ s.a.: } \begin{cases} (84) \\ \tilde{P} = \tilde{P}^T > 0 \\ \bar{\mu} \geq 0, \bar{\gamma} \geq 0 \end{cases} \quad (83)$$

$$\begin{bmatrix} \text{He}\{\tilde{A}\tilde{P} + \bar{B}\bar{K}\tilde{P}\} + \bar{B}_W\bar{B}_W^T + \bar{\mu}\bar{B}_\Delta\bar{B}_\Delta^T & \tilde{P}\bar{C}_\Delta^T & \tilde{P}\bar{C}^T \\ * & -\bar{\mu} & 0 \\ * & * & -\bar{\gamma}^2 \end{bmatrix} \leq 0. \quad (84)$$

Analisar a diferença entre as garantias de máximo ganho RMS $\bar{\gamma}$ e γ , originalmente obtida durante projeto do controlador, serve para quantificar como a inserção do estimador de estados modifica o desempenho da malha fechada original, do ponto de vista de ganho entre $w(t)$ e $y(t)$.

3.4.3 Sequência de Projeto

Partindo do que foi discutido até agora, um passo-a-passo para o projeto do sistema da Figura 7 é proposto a seguir:

1. Se o controlador a ser utilizado já foi determinado, avançar ao passo 2. Caso contrário, projetar controlador quase-ressonante e os ganhos K_i , C_c , D_c de acordo com a metodologia da Seção 2.3. Para isto, especificar o número de modos N do controlador, o fator de amortecimento $\xi_{(2i-1)w_0}$, $i = 1, 2, \dots, N$ associado a cada modo e a região de \mathcal{D} -estabilidade.
2. Projetar estimador de estados segundo um dos métodos descritos neste capítulo.
 - Para o filtro de Kalman-Bucy de regime permanente (Seção 3.1), especificar um valor nominal Δ_0 para o parâmetro incerto do modelo, assim como especificar as matrizes de covariância Q e R .
 - Com o filtro de Kalman-Bucy para sistemas com incertezas limitadas em norma (Seção 3.2), especificar valores para as covariâncias Q e R ;
 - O método de minimização de norma H_2 não necessita a especificação de parâmetros adicionais.
3. Verificar a estabilidade em malha fechada, resolvendo o problema de factibilidade da restrição (81). Caso não se verifique a estabilidade, reiniciar o projeto com novos parâmetros para controlador ou estimador, buscando aliviar restrições de desempenho. Isto inclui reduzir o número de modos do controlador, aumentar o valor de coeficientes de amortecimentos dos modos, ampliar a região de \mathcal{D} -estabilidade ou ainda reduzir a covariância do ruído de processo.
4. Verificar a garantia de máximo ganho RMS $\bar{\gamma}$ entre distúrbios e tensão de saída, resolvendo o problema de otimização (83).

3.5 Comentários Finais

Neste capítulo foi apresentada a formulação de três métodos para o projeto de estimador de estados. Também mostrou-se o sistema em malha fechada quando o estimador de estados é utilizado no laço de corrente, com uma condição para verificação de estabilidade. Os dois primeiros métodos de projeto do estimador, baseados na teoria de Kalman, necessitam especificar as covariâncias dos ruídos (Q e R). O primeiro método necessita adicionalmente da escolha de um valor nominal para o parâmetro incerto (Δ_0). No próximo capítulo, estas especificações serão tratadas como parâmetros de sintonia, fazendo uso de resultados de simulação para a determinação de valores apropriados.

4 RESULTADOS

Utilizando a metodologia proposta nos capítulos prévios, este capítulo agrupa resultados de simulações e ensaios experimentais. Primeiramente, apresentam-se valores numéricos para o modelo da UPS, o dimensionamento de cargas e o projeto de ganhos do controlador. Definem-se índices baseados no erro de estimação quadrático, que servirão como métricas para avaliar o desempenho de estimação com os diferentes métodos de projeto do estimador. Resultados de simulação variando parâmetros de sintonia são analisados, seguidos por resultados experimentais e a verificação de atendimento dos requisitos de desempenho da IEC 62040-3.

4.1 Preliminares

4.1.1 Especificações da UPS e Ambiente de Simulação

Os parâmetros construtivos do estágio de saída da UPS em questão, a mesma considerada nos trabalhos (CORLETA et al., 2016; KEIEL, 2017), são listados na Tabela 2. O sinal de referência a ser seguido pela tensão de saída é senoidal com valor RMS de 127 V e frequência 60 Hz. A frequência do sinal de chaveamento PWM do inversor de saída é 21,6 kHz, 360 vezes maior que a frequência do sinal de referência.

Tabela 2: Parâmetros construtivos da UPS.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância de filtro	L_f	1 mH
Resistência do indutor de filtro	R_{L_f}	15 m Ω
Capacitância de filtro	C_f	300 μ F
Tensão de Barramento DC	V_{cc}	520 V
Admitância de carga mínima	Y_{\min}	0,1 mS
Admitância de carga máxima	Y_{\max}	151,9 mS
Potência nominal	P_{nom}	3,5 kVA

As cargas foram dimensionadas segundo a IEC 62040-3, como anteriormente detalhado na Seção 2.2. Para a montagem dos ensaios experimentais, os valores dos componentes são aproximados para valores comerciais. A Tabela 3 apresenta as resistências e capacitâncias associadas a cada situação de carga, tanto os valores utilizados em simulações quanto os valores experimentais.

O ambiente de simulação é dado pela combinação dos softwares Simulink e PSIM, utilizando o bloco do Simulink chamado SimCoupler. No PSIM, é simulado o estágio de saída da UPS com cargas de teste lineares e não lineares, incluindo a

Tabela 3: Dimensionamento das cargas de simulações e ensaios experimentais.

Parâmetro	Símbolo	Valor em Simulação	Valor em Ensaio Experimental
Primeira carga linear (20% de potência nominal)	R_{lin1}	32,92 Ω	33 Ω
Segunda carga linear (80% de potência nominal)	R_{lin2}	8,23 Ω	8,2 Ω
Primeira carga não linear (25% de potência nominal)	R_{s1}	0,73 Ω	0,39 Ω
	R_{nl1}	41,57 Ω	38,3 Ω
	C_{nl1}	3007 μF	3300 μF
Segunda carga não linear (75% de potência nominal)	R_{s2}	0,25 Ω	0,39 Ω
	R_{nl2}	13,86 Ω	16 Ω
	C_{nl2}	9021 μF	9900 μF

geração de sinal PWM para chaveamento de inversor em meia ponte. No Simulink, simula-se o laço de controle da UPS como no diagrama de blocos da Figura 7, com controlador e estimador devidamente discretizados por *zero-order hold* com frequência de amostragem de 21,6 kHz (mesma frequência do sinal de chaveamento PWM). O sinal de controle $u(t)$, calculado pelo Simulink, é utilizado no PSIM para determinar o *duty-cycle* do sinal PWM.

4.1.2 Projeto do Controlador

A metodologia descrita na Seção 2.3, com os parâmetros da Tabela 4, foi utilizada para se projetar os ganhos do controlador. Os parâmetros foram escolhidos a partir de simulações preliminares e resultados de trabalhos anteriores (KEIEL, 2017; BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018), sendo compatíveis com o atendimento dos critérios da IEC 62040-3 quando a realimentação da corrente de indutor é dada por medidas de sensor (Figura 5). Os ganhos de controle e o valor de γ , resultantes do problema de otimização (35), são listados na Tabela 5.

Tabela 4: Parâmetros de projeto dos ganhos de controle.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Número de modos quase-ressonantes	N	3
Amortecimento do modo ressonante fundamental	ξ_{ω_0}	10×10^{-3}
Amortecimento do modo ressonante de ordem 3	$\xi_{3\omega_0}$	$6,25 \times 10^{-3}$
Amortecimento do modo ressonante de ordem 5	$\xi_{5\omega_0}$	$7,5 \times 10^{-3}$
Fronteira do semi-plano da região de \mathcal{D} -estabilidade	σ	50
Raio do disco da região de \mathcal{D} -estabilidade	ρ	5000

$$C_c = [746,37 \quad 64,52 \quad 674,18 \quad 196,21 \quad 532,09 \quad 270,01] \quad (85)$$

Tabela 5: Resultados do projeto de ganhos de controle.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Ganho de corrente de indutor	K_i	-5,66
Ganhos dos modos quase-ressonantes	C_c	(85)
Ganho de erro em tensão	D_c	4,26
Garantia de máximo ganho RMS	γ	1,52

4.1.3 Índices de Desempenho de Estimação (RMSE)

O desempenho dos estimadores de estados foi quantificado pela raiz da média de erro quadrático (RMSE) da estimação de corrente de indutor durante um período de sinal de referência T_r , definido da seguinte forma:

$$\text{RMSE} \triangleq \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_{t_0}^{t_0+T_r} (x_1(t) - \hat{x}_1(t))^2 dt} . \quad (86)$$

O índice RMSE é igual, em valor, à raiz da soma da variância do erro de estimação com o quadrado da polarização do estimador (WACKERLY; MENDENHALL III; SCHEAFFER, 2002). Portanto, o RMSE é um indicador diretamente associado aos objetivos de filtro de Kalman e será utilizado como métrica principal do desempenho de estimação.

O RMSE foi avaliado durante o regime permanente da UPS submetida às diferentes cargas de teste, tanto lineares quanto não lineares. Facilitando a apresentação de resultados, a Tabela 6 define símbolos para os índices RMSE que discriminam a situação de carga.

Tabela 6: Símbolos para RMSE associado a diferentes situações de carga.

Símbolo	Situação de Carga
IV	UPS a vazio
IL ₂₀	carga linear a 20% da potência nominal
IL ₁₀₀	carga linear a 100% da potência nominal
IN ₂₅	carga não linear a 25% da potência nominal
IN ₁₀₀	carga não linear a 100% da potência nominal

Propõe-se, adicionalmente, um índice de desempenho J como sendo a média quadrática destes índices:

$$J = \sqrt{\frac{\text{IV}^2 + \text{IL}_{20}^2 + \text{IL}_{100}^2 + \text{IN}_{25}^2 + \text{IN}_{100}^2}{5}} . \quad (87)$$

Se o objetivo do projetista é otimizar o desempenho de estimação para um determinado cenário de carga, então deve-se buscar a minimização do respectivo índice da Tabela 6. Caso deseje-se atingir um comprometimento de desempenho entre diferentes cargas, o índice J quantifica o desempenho médio de um estimador para todas as condições de carga consideradas.

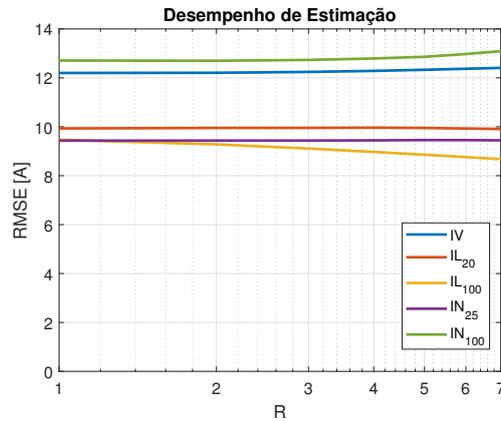
4.2 Resultados de Simulação

4.2.1 Ruídos de Medição

Ruídos de medição foram simulados somando um gerador de ruído gaussiano branco do Simulink à tensão de saída. A covariância de ruído simulado foi escolhida como sendo unitária, o que corresponde a um desvio padrão de aproximadamente 0,8% na amplitude efetiva do sinal de referência (127 V). No sistema utilizado durante ensaios experimentais, verificou-se um ruído de medição com covariância entre 3 V^2 e 5 V^2 que depende da carga aplicada.

Os métodos baseados em filtro de Kalman necessitam a especificação de covariância de ruído de medição R . Simulações indicaram que o desempenho de estimação é pouco afetado para escolhas de R dentro do mesmo intervalo de grandeza, sendo mais significativas as variações causadas pelos outros parâmetros de projeto (Δ_0 e Q). A Figura 8 ilustra como os desempenhos de estimação pouco variam com R , obtidos de simulação com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas para um intervalo de R entre 1 e 7. Levando isto em consideração, os projetos baseados em filtro de Kalman a seguir, tanto em simulação quanto ensaios experimentais, utilizam $R = 1$.

Figura 8: Desempenhos de estimação simulados com diferentes covariâncias de ruído de medição R , filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas com $Q = 10^7 I$.

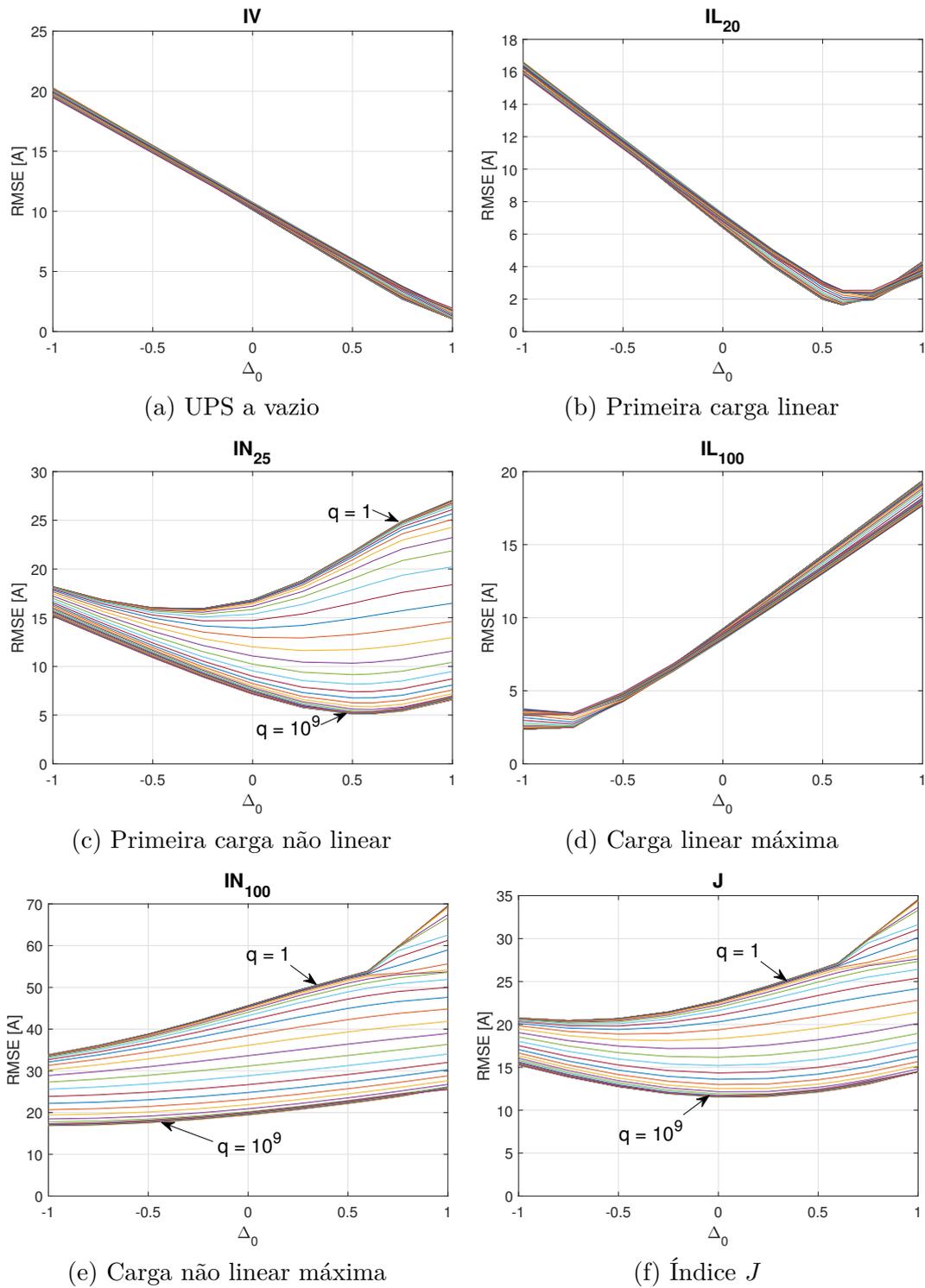


4.2.2 Filtro de Kalman-Bucy de Regime Permanente

Para se projetar estimador com este método, é necessária a especificação da matriz de covariância Q e de um valor nominal Δ_0 para a incerteza de modelo. Como mencionado anteriormente, assume-se que covariância de ruídos de medição é $R = 1$. A matriz de covariância Q é definida positiva e simétrica de ordem 2. Ou seja, existem 3 possíveis parâmetros ajustáveis internamente à matriz Q . Focando a análise na influência da magnitude de ruídos de processo, ao mesmo tempo reduzindo o número de parâmetro livres, considera-se um escalar $q > 0$ tal que $Q = qI$. Como os resultados a seguir demonstram, esta restrição em Q não é empecilho para a obtenção de desempenhos apropriados. Simulações foram realizadas com os intervalos $q \in [10^0, 10^9]$ e $\Delta_0 \in [-1, 1]$. A Figura 9 agrupa os índices RMSE obtidos em simulações com diferentes escolhas de Δ_0 e 46 valores distintos de q .

Conforme esperado, os melhores desempenhos de estimação com UPS a vazio ocorrem com $\Delta_0 = 1$ (correspondente a $Y_{\text{load}} = Y_{\text{min}}$), enquanto os melhores desem-

Figura 9: RMSE simulado versus Δ_0 com 46 diferentes $Q = qI$, $q \in [10^0, 10^9]$, para filtro de Kalman-Bucy de regime permanente.



penhos com carga máxima são resultantes de $\Delta_0 = -1$ ($Y_{\text{load}} = Y_{\text{max}}$). Situações de cargas intermediárias (20% de carga linear, 25% de carga não linear) apresentam melhor estimativa quando Δ_0 vale aproximadamente 0,5. Para ilustrar a influência das escolhas de Δ_0 , a Tabela 7 apresenta a corrente estimada comparada com a corrente de indutor simulada nos diferentes cenários de carga, assumindo $Q = 10^6 I$. Percebe-se que, para cargas menores que a carga máxima, a escolha $\Delta_0 = -1$ resulta em sobre-estimação do valor de corrente. As escolhas $\Delta_0 = 1$ e $\Delta_0 = 0,5$ resultam em estimativas de amplitude corretas para UPS a vazio e com carga intermediária, mas a corrente é subestimada nas situações de carga máxima.

A escolha de Q pouco afeta simulações de índices RMSE com cargas lineares e a vazio (IV, IL₂₀ e IL₁₀₀), sendo Δ_0 o parâmetro que mais afeta a estimativa nestes casos. O mesmo não pode ser dito para cargas não lineares (IN₂₅ e IN₁₀₀), onde existe uma tendência de redução de RMSE com o aumento de Q . Para melhor observar isto, a Figura 10 reapresenta os resultados de simulação com cargas não lineares da Figura 9, plotados agora com q no eixo das abscissas.

Estes resultados mostram que os piores desempenhos de estimativa ocorrem com q de ordens menores que 10^3 , sendo que melhores estimativas são obtidas aumentando q até aproximadamente 10^6 e acima. O aumento de Q mostra-se como uma forma de compensar por erros de modelagem, elevando o ganho do filtro de Kalman-Bucy (K_{KB}) e tornando a estimativa mais responsiva a medições. A influência de diferentes Q na estimativa da corrente de indutor é ilustrada na Tabela 8, onde se assume $\Delta_0 = 0$. Com Q muito baixo, a estimativa sob cargas não lineares não é representativa dos verdadeiros valores de corrente. Também percebe-se que um Q muito alto amplifica a influência de ruídos na estimativa, devido ao aumento do ganho de filtro K_{KB} .

A Figura 11 apresenta o máximo ganho RMS entre distúrbios e tensão de saída, como definido em (82), calculados considerando estimadores obtidos com diferentes valores de Q e Δ_0 . Nota-se que $\bar{\gamma}$ diminui com o aumento de Q , tendendo ao valor $\gamma = 1,52$ obtido ao projetar controlador sem ainda considerar o estimador de estados na malha de controle (solução do problema (35)). Esta tendência é indicativa de que a inserção de estimadores calculados com valores elevados de Q não provoca um prejuízo de desempenho significativo do ponto de vista do limitante superior do ganho RMS, quando comparado ao caso sem estimador de estados.

Tabela 7: Simulações de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $Q = 10^6 I$ e diferentes valores Δ_0 .

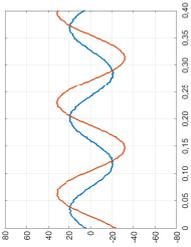
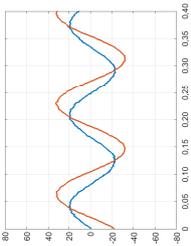
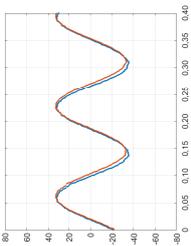
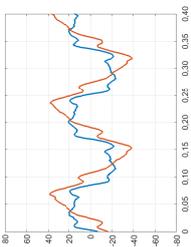
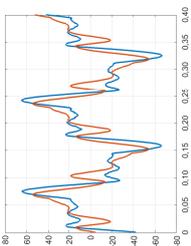
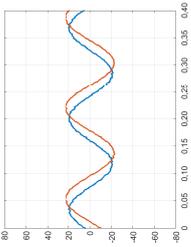
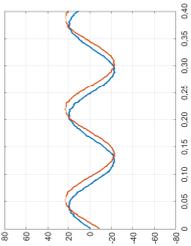
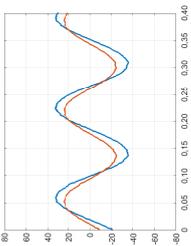
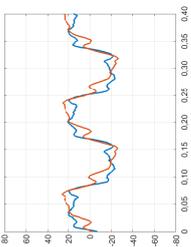
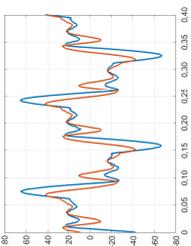
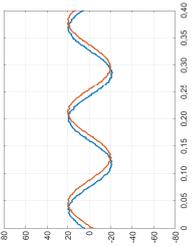
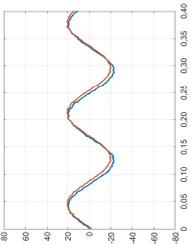
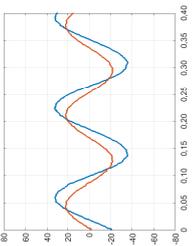
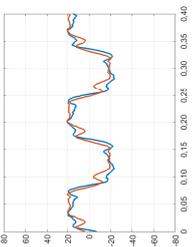
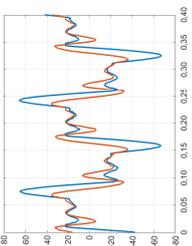
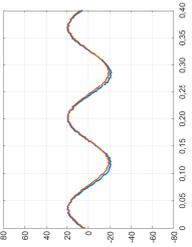
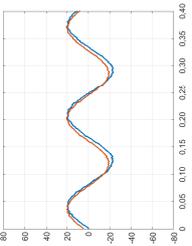
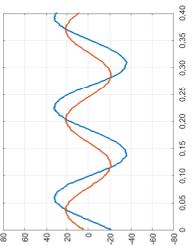
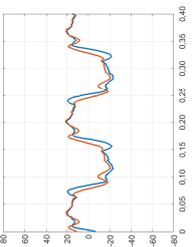
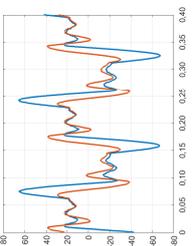
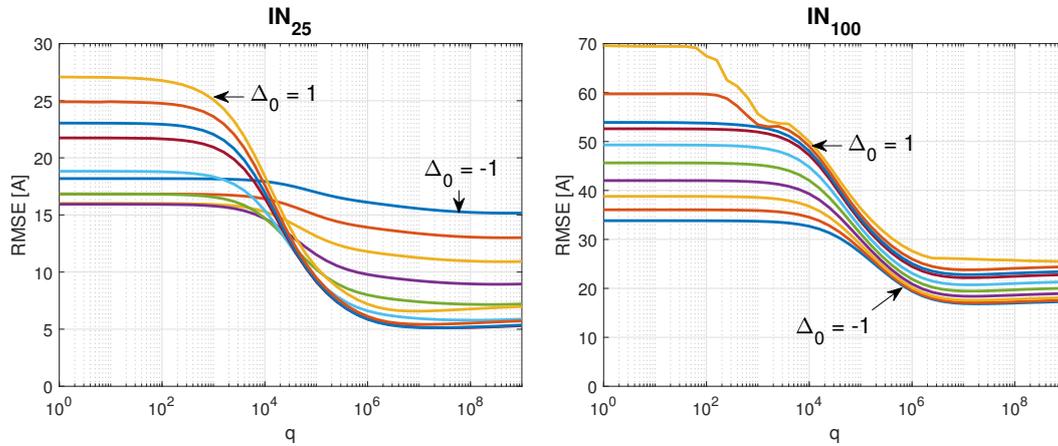
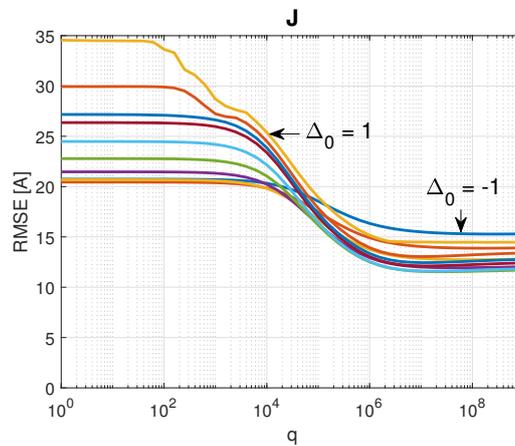
Δ_0	IV	IL ₂₀	IL ₁₀₀	IN ₂₅	IN ₁₀₀	J
$\Delta_0 = -1$	 IV = 20,24 A	 IL ₂₀ = 16,60 A	 IL ₁₀₀ = 3,54 A	 IN ₂₅ = 16,10 A	 IN ₁₀₀ = 19,43 A	16,34 A
$\Delta_0 = 0$	 IV = 10,74 A	 IL ₂₀ = 7,22 A	 IL ₁₀₀ = 8,50 A	 IN ₂₅ = 8,00 A	 IN ₁₀₀ = 21,89 A	12,51 A
$\Delta_0 = 0,5$	 IV = 6,00 A	 IL ₂₀ = 2,95 A	 IL ₁₀₀ = 13,13 A	 IN ₂₅ = 5,89 A	 IN ₁₀₀ = 24,46 A	13,04 A
$\Delta_0 = 1$	 IV = 1,63 A	 IL ₂₀ = 3,41 A	 IL ₁₀₀ = 17,89 A	 IN ₂₅ = 7,19 A	 IN ₁₀₀ = 27,63 A	15,16 A

Figura 10: RMSE de cargas não lineares versus $Q = qI$ simulado com 9 diferentes $\Delta_0 \in (-1,1)$ para filtro de Kalman-Bucy de regime permanente.



(a) Primeira carga não linear

(b) Carga não linear máxima



(c) Índice J

Figura 11: Garantia de máximo ganho RMS entre distúrbios e tensão de saída, malha fechada com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente para diferentes valores $Q = qI$ e $\Delta_0 \in (-1,1)$.

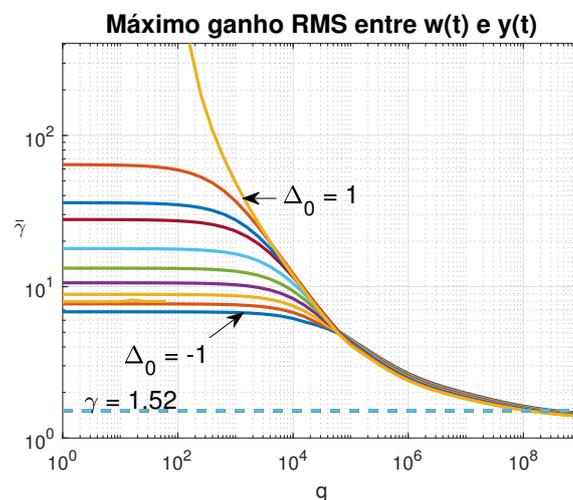
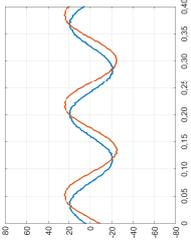
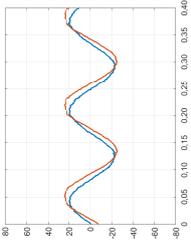
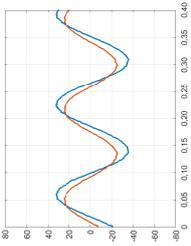
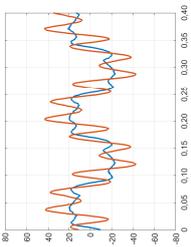
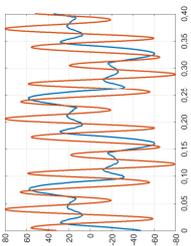
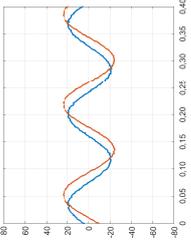
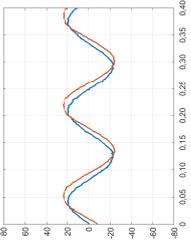
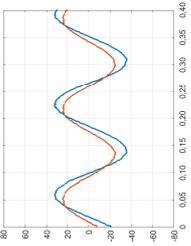
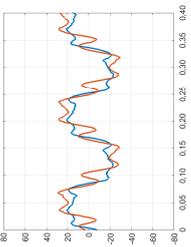
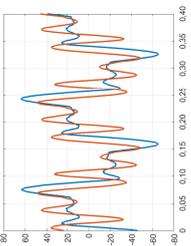
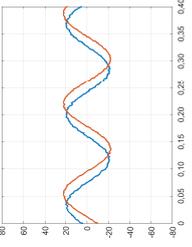
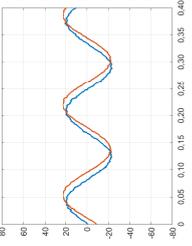
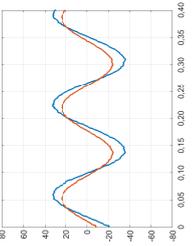
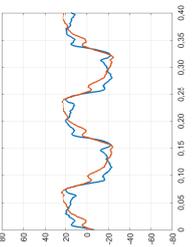
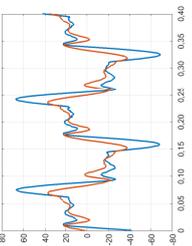
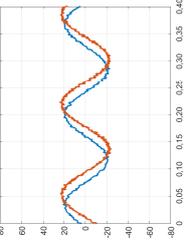
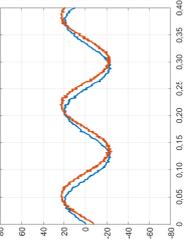
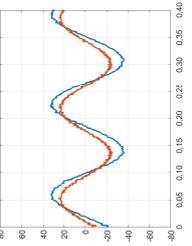
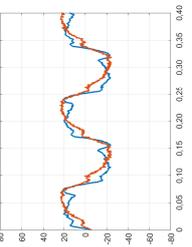
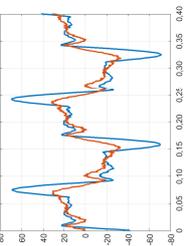


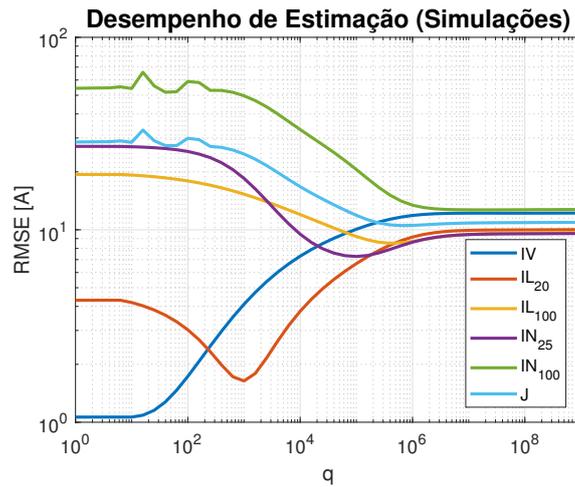
Tabela 8: Simulações de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $\Delta_0 = 0$ e diferentes valores Q .

Q	IV	IL ₂₀	IL ₁₀₀	IN ₂₅	IN ₁₀₀	J
$Q = 10^3 I$	 IV = 10,13 A	 IL ₂₀ = 6,41 A	 IL ₁₀₀ = 9,23 A	 IN ₂₅ = 16,56 A	 IN ₁₀₀ = 45,22 A	22,57 A
$Q = 10^5 I$	 IV = 10,40 A	 IL ₂₀ = 6,73 A	 IL ₁₀₀ = 8,90 A	 IN ₂₅ = 10,24 A	 IN ₁₀₀ = 31,15 A	16,17 A
$Q = 10^7 I$	 IV = 10,57 A	 IL ₂₀ = 7,13 A	 IL ₁₀₀ = 8,59 A	 IN ₂₅ = 7,40 A	 IN ₁₀₀ = 19,45 A	11,57 A
$Q = 10^9 I$	 IV = 10,24 A	 IL ₂₀ = 6,78 A	 IL ₁₀₀ = 8,99 A	 IN ₂₅ = 7,20 A	 IN ₁₀₀ = 20,04 A	11,71 A

4.2.3 Filtro de Kalman-Bucy com Incertezas Limitadas em Norma

Este método, como o anterior, requer a determinação de uma matriz de covariância Q , mas não é necessário escolher um valor nominal para o parâmetro incerto (Δ_0). Novamente assumindo $Q = qI$ e $R = 1$, a Figura 12 apresenta os valores de RMSE resultantes de simulações com $q \in [10^0, 10^9]$.

Figura 12: Índices RMSE simulados para o filtro de Kalman-Bucy com incertezas limitadas em norma e diferentes $Q = qI$.



A estimação da carga à vazia, dada pelo índice IV, aparenta piorar de desempenho ao aumentar q para além de 10^1 . O comportamento observado no método anterior para cargas lineares e a vazia não se repete com este método, sendo que agora Q influencia fortemente os índices IV, IL₂₀ e IL₁₀₀. A Tabela 9 ilustra a estimação de corrente com diferentes Q . Quando Q é baixo, a estimação piora para cargas não lineares, mas apresenta o melhor desempenho a vazio.

A Figura 13 apresenta o limitante de ganho RMS $\bar{\gamma}$ obtido com diferentes $Q = qI$. Como no método anterior, $\bar{\gamma}$ tende a diminuir com o aumento de Q , sendo que o mínimo valor encontrado foi de $\bar{\gamma} = 1,68$ com $Q = 10^6 I$.

Figura 13: Máximo ganho RMS entre distúrbios e tensão de saída, malha fechada com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma.

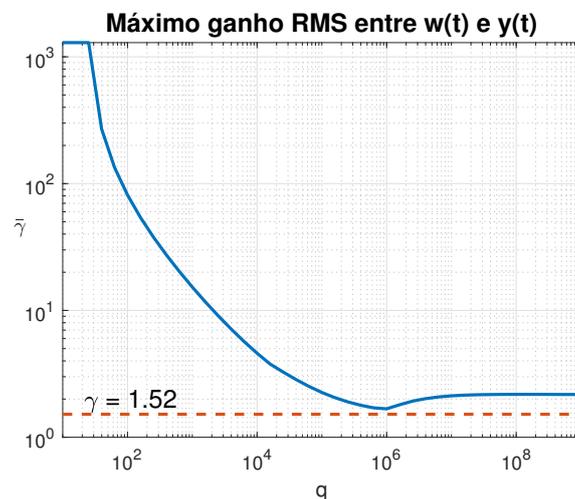
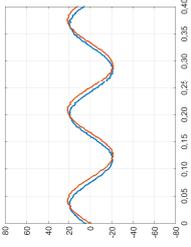
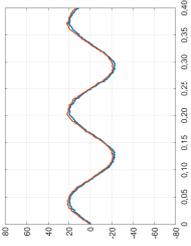
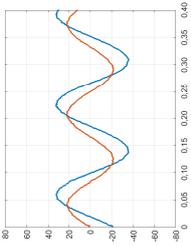
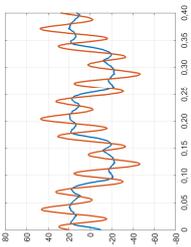
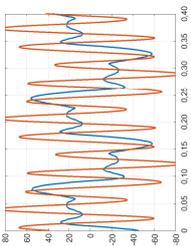
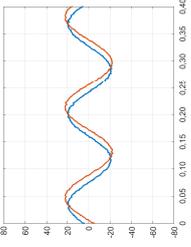
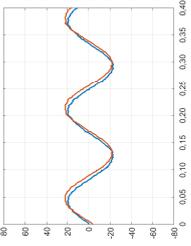
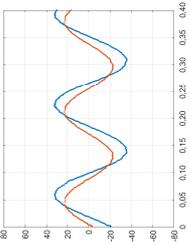
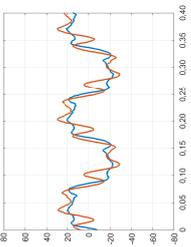
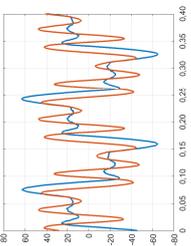
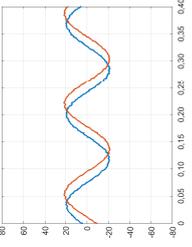
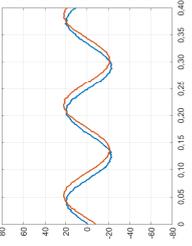
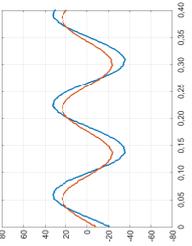
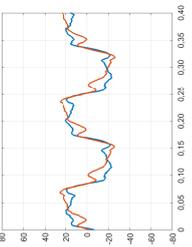
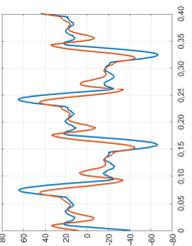
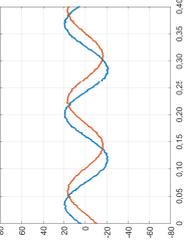
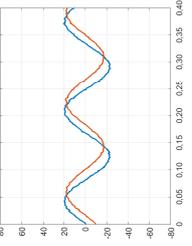
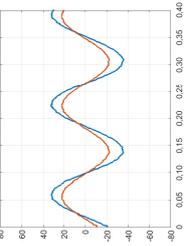
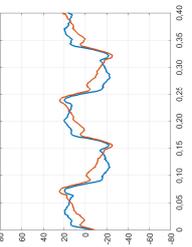
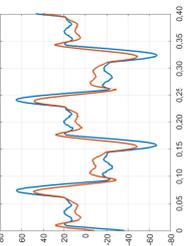


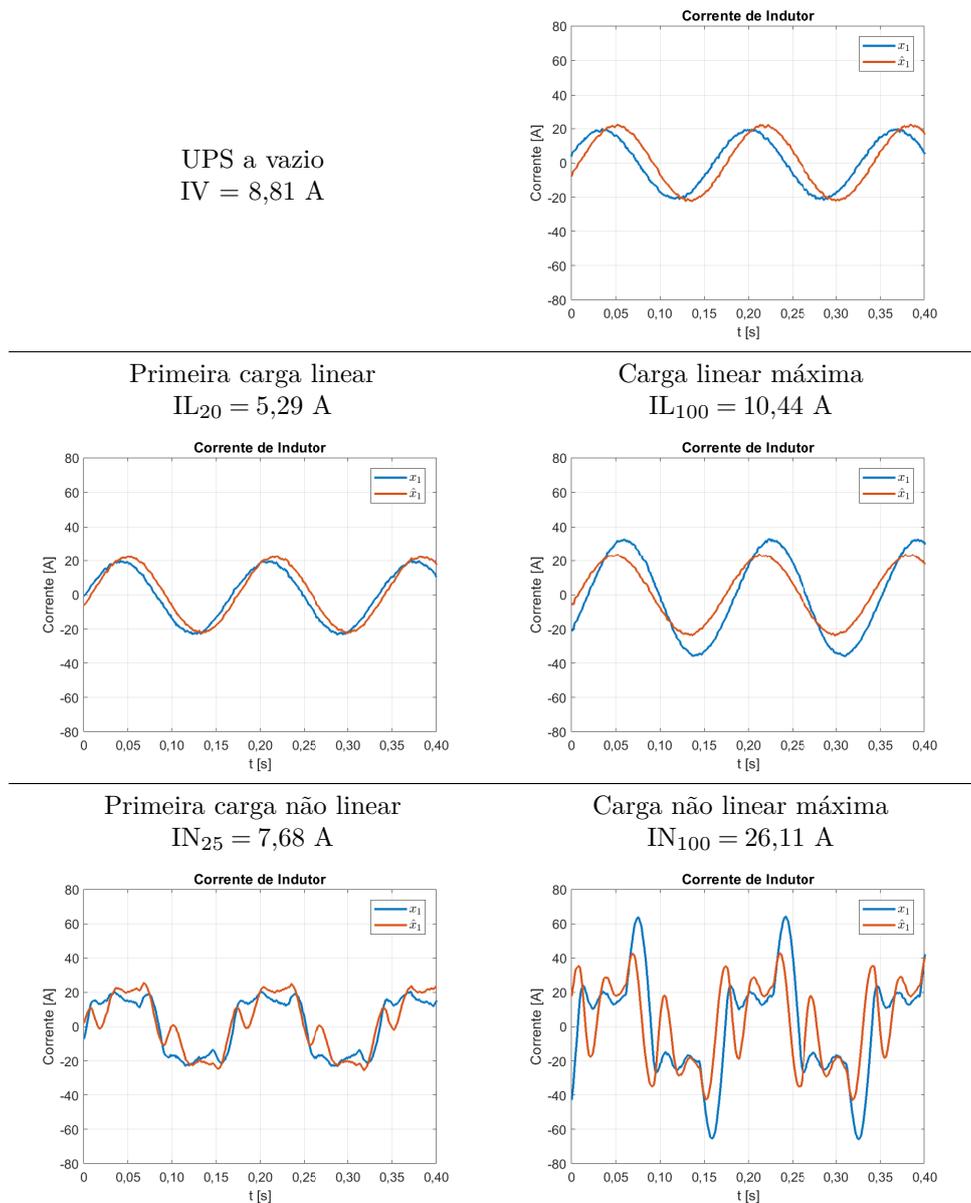
Tabela 9: Simulações de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy com incertezas limitadas em norma para diferentes valores Q .

Q	IV	IL ₂₀	IL ₁₀₀	IN ₂₅	IN ₁₀₀	J
$Q = 10^3 I$	 IV = 4,10 A	 IL ₂₀ = 1,64 A	 IL ₁₀₀ = 15,31 A	 IN ₂₅ = 18,50 A	 IN ₁₀₀ = 49,68 A	24,76 A
$Q = 10^4 I$	 IV = 7,29 A	 IL ₂₀ = 3,77 A	 IL ₁₀₀ = 12,00 A	 IN ₂₅ = 9,49 A	 IN ₁₀₀ = 33,17 A	16,74 A
$Q = 10^5 I$	 IV = 10,07 A	 IL ₂₀ = 6,67 A	 IL ₁₀₀ = 9,24 A	 IN ₂₅ = 7,27 A	 IN ₁₀₀ = 20,56 A	11,89 A
$Q = 10^6 I$	 IV = 11,87 A	 IL ₂₀ = 9,17 A	 IL ₁₀₀ = 8,71 A	 IN ₂₅ = 8,62 A	 IN ₁₀₀ = 13,43 A	10,54 A

4.2.4 Minimização de Norma H_2

A minimização de norma H_2 entre distúrbios e erro de estimação é um método de projeto mais direto que os métodos anteriores, já que não existem parâmetros de sintonia adicionais a serem escolhidos. A Tabela 10 apresenta a estimação de corrente obtida com este método para as diferentes situações de carga, resultando em desempenho de estimação com índice $J = 13,82$ A. Percebe-se que as formas de onda simuladas são similares às obtidas com o método da seção anterior para Q entre $10^4 I$ e $10^5 I$ (vide Tabela 9). A garantia de máximo ganho RMS entre distúrbios e tensão de saída é $\bar{\gamma} = 2,85$.

Tabela 10: RMSE simulados com estimador que minimiza norma H_2 .



4.2.5 Comparação entre Métodos

A Tabela 11 lista os parâmetros simulados dos métodos baseados em filtro de Kalman que resultaram, separadamente, nos menores índices RMSE (IV, IL₂₀, IL₁₀₀,

IN₂₅ , IN₁₀₀ ou J). Ao fim da tabela, são inclusos os resultados de estimação com minimização de norma H_2 .

Tabela 11: Parâmetros de sintonia que resultam nos menores índices RMSE simulados.

min	Método	Parâmetros	RMSE [A]					J
			IV	IL ₂₀	IL ₁₀₀	IN ₂₅	IN ₁₀₀	
IV	Kalman-Bucy de Regime Permanente	$\Delta_0 = 1$ $Q = 1 \times 10^4 I$	1,04	4,13	19,18	18,39	50,00	25,39
	Kalman-Bucy com Incertezas	$Q = 10 I$	1,06	4,19	19,26	27,02	54,19	28,48
IL ₂₀	Kalman-Bucy de Regime Permanente	$\Delta_0 = 0,6$ $Q = I$	4,14	1,64	15,29	23,04	53,91	27,17
	Kalman-Bucy com Incertezas	$Q = 10^3 I$	4,10	1,64	15,31	18,50	49,68	24,76
IL ₁₀₀	Kalman-Bucy de Regime Permanente	$\Delta_0 = -1$ $Q = I$	20,09	16,30	2,37	18,18	33,83	20,74
	Kalman-Bucy com Incertezas	$Q = 4 \times 10^5 I$	11,35	8,33	8,52	7,91	15,14	10,60
IN ₂₅	Kalman-Bucy de Regime Permanente	$\Delta_0 = 0,5$ $Q = 4 \times 10^7 I$	5,79	2,91	13,24	5,13	22,29	12,17
	Kalman-Bucy com Incertezas	$Q = 10^5 I$	10,07	6,67	9,24	7,27	20,56	11,89
IN ₁₀₀	Kalman-Bucy de Regime Permanente	$\Delta_0 = -1$ $Q = 2 \times 10^7 I$	19,79	16,19	3,60	15,46	16,85	15,43
	Kalman-Bucy com Incertezas	$Q = 2 \times 10^7 I$	12,20	9,96	9,53	9,48	12,69	10,86
J	Kalman-Bucy de Regime Permanente	$\Delta_0 = 0$ $Q = 3 \times 10^7 I$	10,45	7,00	8,68	7,27	19,47	11,54
	Kalman-Bucy com Incertezas	$Q = 6 \times 10^5 I$	11,65	8,79	8,56	8,27	14,09	10,52
	Minimização de Norma H_2	—	8,81	5,29	10,44	7,68	26,11	13,82

Para a escolha do método e dos parâmetros de sintonia do ponto de vista da UPS, a minimização dos índices IN₁₀₀ e J são de especial interesse. Buscar um mínimo IN₁₀₀ segue um pensamento de otimização do “pior caso”, já que a condição de carga não linear máxima representa os distúrbios harmônicos de amplitude mais elevada (BERTOLDI, 2019), enquanto minimizar J significa otimizar um desempenho geral de estimação, sem dar prioridade a uma carga específica. Dentre os cenários listados na Tabela 11, os melhores índices de desempenho em carga máxima não linear (IN₁₀₀ = 12,69 A) e desempenho geral (J = 10,52 A) ambos ocorrem com o filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma.

Detaca-se que o filtro de Kalman-Bucy de regime permanente consegue os melhores desempenhos de estimação para operação a vazio (IV) e com cargas lineares (IL₂₀ e IL₁₀₀). Com respeito à minimização de norma H_2 , os desempenhos de estimação foram intermediários, tal que os índices RMSE obtidos não foram os piores nem os melhores dentre os listados.

Analisando os resultados de simulação mostrados até então, infere-se que cada método de projeto considerado traz diferentes prós e contras, que devem ser ponderados ao selecionar o método a ser utilizado no sistema final:

- Kalman-Bucy de regime permanente: obtém as melhores estimações com cargas lineares e permite priorizar cargas específicas com seleção adequada de Δ_0 . Em contrapartida, piora-se o desempenho de estimação com outras cargas. Este método pode ser mais apropriado para fontes ininterruptas de energia projetadas para uma carga específica e conhecida, ao invés de uso geral;
- Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma: apresenta o melhor desempenho médio de estimação entre diferentes cargas (índice J). Entretanto, perde-se a possibilidade de especializar o desempenho para uma dada carga, pela inexistência do parâmetro Δ_0 . Logo, sua aplicabilidade pode ser entendida como sendo oposta ao do método anterior, sendo mais apropriado para UPS de cargas gerais;
- Minimização de norma H_2 : não se assume conhecimento de covariâncias de ruídos, simplificando a etapa de projeto. Um filtro de Kalman-Bucy com incertezas limitadas em norma, se devidamente sintonizado, apresenta melhores desempenhos. Seu uso pode ser mais adequado para situações em que não se exige o melhor desempenho possível, como fontes para cargas de baixa criticidade ou nas etapas iniciais de projeto.

4.3 Resultados Experimentais

A montagem experimental consiste de um circuito inversor monofásico que replica o estágio de saída de uma UPS de 3,5 kVA produzida pela CP Eletrônica. Os parâmetros construtivos do circuito inversor, cuja foto é apresentada na Figura 14, foram listados na Tabela 2. A placa de pesquisa e desenvolvimento *dSPACE* DS1104 foi utilizada para a aquisição de sinais de sensores e a implementação de controlador e estimadores, discretizados por *zero-order hold* com frequência de amostragem 21,6 kHz. Níveis de distorções harmônicas são medidos com o analisador de qualidade de energia Fluke 43B.

Figura 14: Circuito inversor utilizado na obtenção de resultados experimentais.



Fonte: (KEIEL, 2017).

4.3.1 Desempenhos de Estimação

De forma similar às Tabelas 7 e 8, as Tabelas 12 e 13 apresentam resultados experimentais de estimação quando o filtro de Kalman-Bucy de regime permanente é utilizado para implementar o laço de corrente, variando separadamente os parâmetros Q e Δ_0 . Na Tabela 12 utiliza-se $Q = 10^6 I$ e varia-se Δ_0 , na Tabela 13 é utilizado o valor $\Delta_0 = 0$ com a variação de Q . As tendências de RMSE previstas por simulação se confirmam nos resultados experimentais da Tabela 12: os melhores desempenhos de estimação com carga máxima ocorrem com $\Delta_0 = -1$ ($IL_{100} = 7,48$ A, $IN_{100} = 23,03$ A) e a vazia com $\Delta_0 = 1$ ($IV = 9,43$ A), sendo que o menor índice de desempenho geral ($J = 16,20$ A) ocorre com $\Delta_0 = 0$. Pela Tabela 13, confirma-se o problema de perda de qualidade da estimação com cargas não lineares quando Q é muito baixo. Em simulações, a escolha de Q pouco afetou o desempenho de estimação sob operação a vazio e com cargas lineares, mas experimentalmente a contribuição de Q para IV , IL_{20} e IL_{100} é mais relevante.

Para o filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma, a Tabela 14 apresenta resultados experimentais obtidos com diferentes valores Q . Como nas simulações, nota-se que o desempenho de estimação em todos os cenários de carga são afetados por Q , com uma piora de estimação sob operação a vazio conforme o aumento de Q . Verifica-se novamente o problema de estimacões errôneas quando Q é muito baixo. Com Q muito elevado, passam a ocorrer sobreestimacões dos valores de corrente sob todas as cargas, prejudicando os índices de desempenho de estimação. O melhor índice de desempenho geral encontrado ($J = 15,80$ A) foi com $Q = 10^5 I$.

As estimacões de corrente experimentais com minimização de norma H_2 são apresentadas na Tabela 15. Assim como em simulação, as formas de onda assemelham-se às de quando utiliza-se Q entre $10^4 I$ e $10^5 I$ com o filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas, resultando em um desempenho de estimação com índice $J = 14,99$ A. De forma geral, confirmam-se as tendências de desempenho previstas em simulação, para todos os métodos.

Tabela 12: Resultados experimentais de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $Q = 10^6 I$ e diferentes valores Δ_0 .

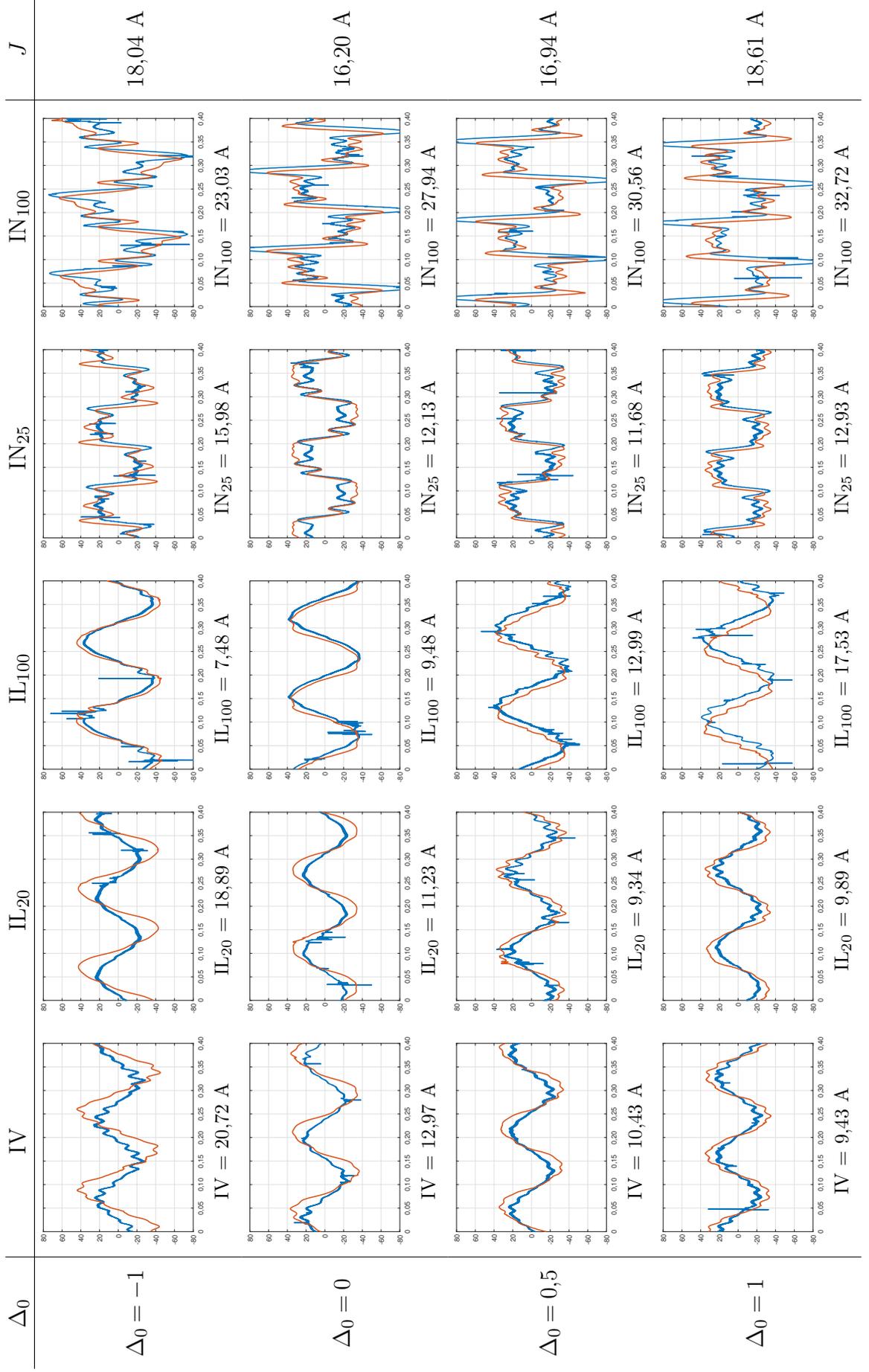


Tabela 13: Resultados experimentais de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $\Delta_0 = 0$ e diferentes valores Q .

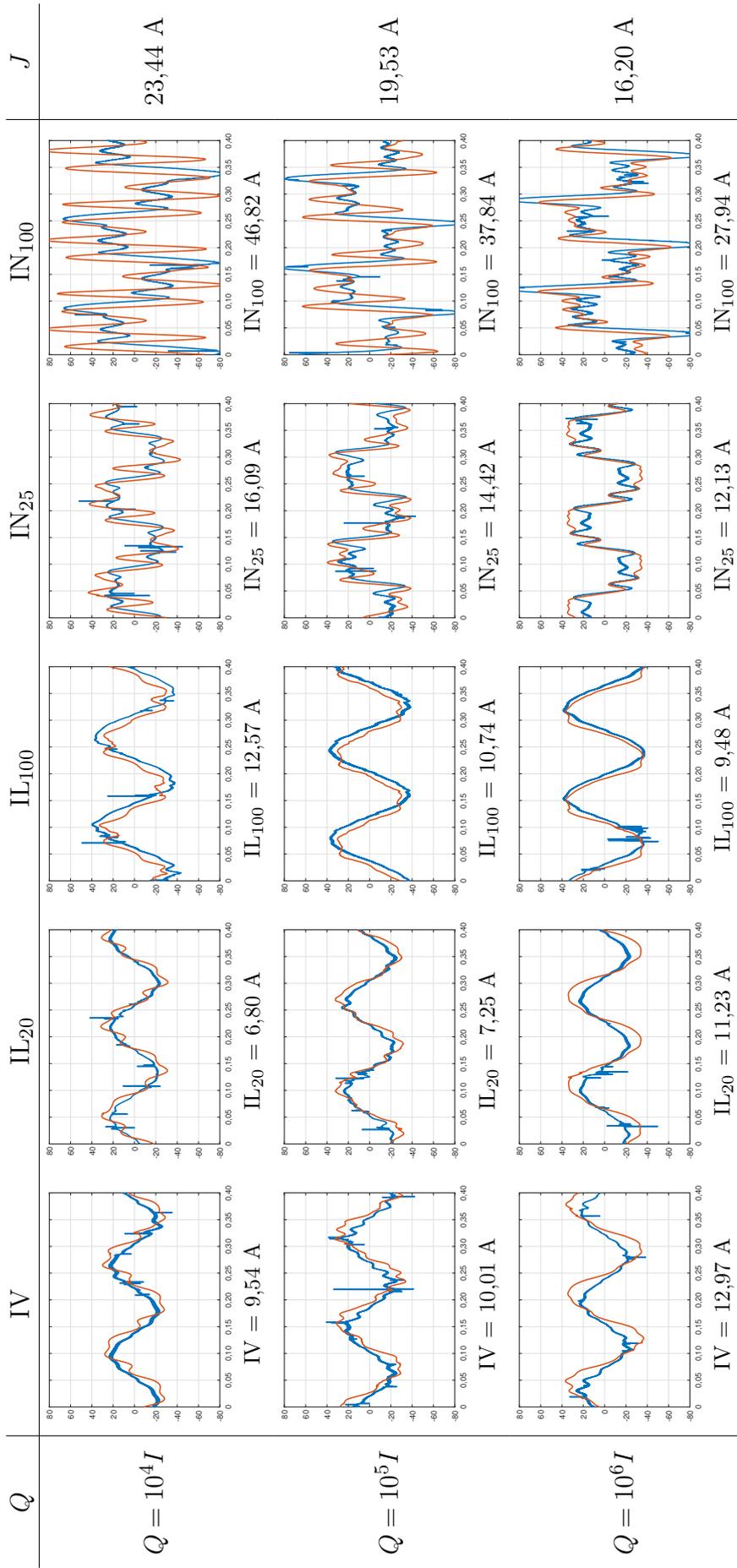


Tabela 14: Resultados experimentais de corrente de indutor ($x_1(t)$, em azul) e sua estimação ($\hat{x}_1(t)$, em vermelho) com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma para diferentes valores Q .

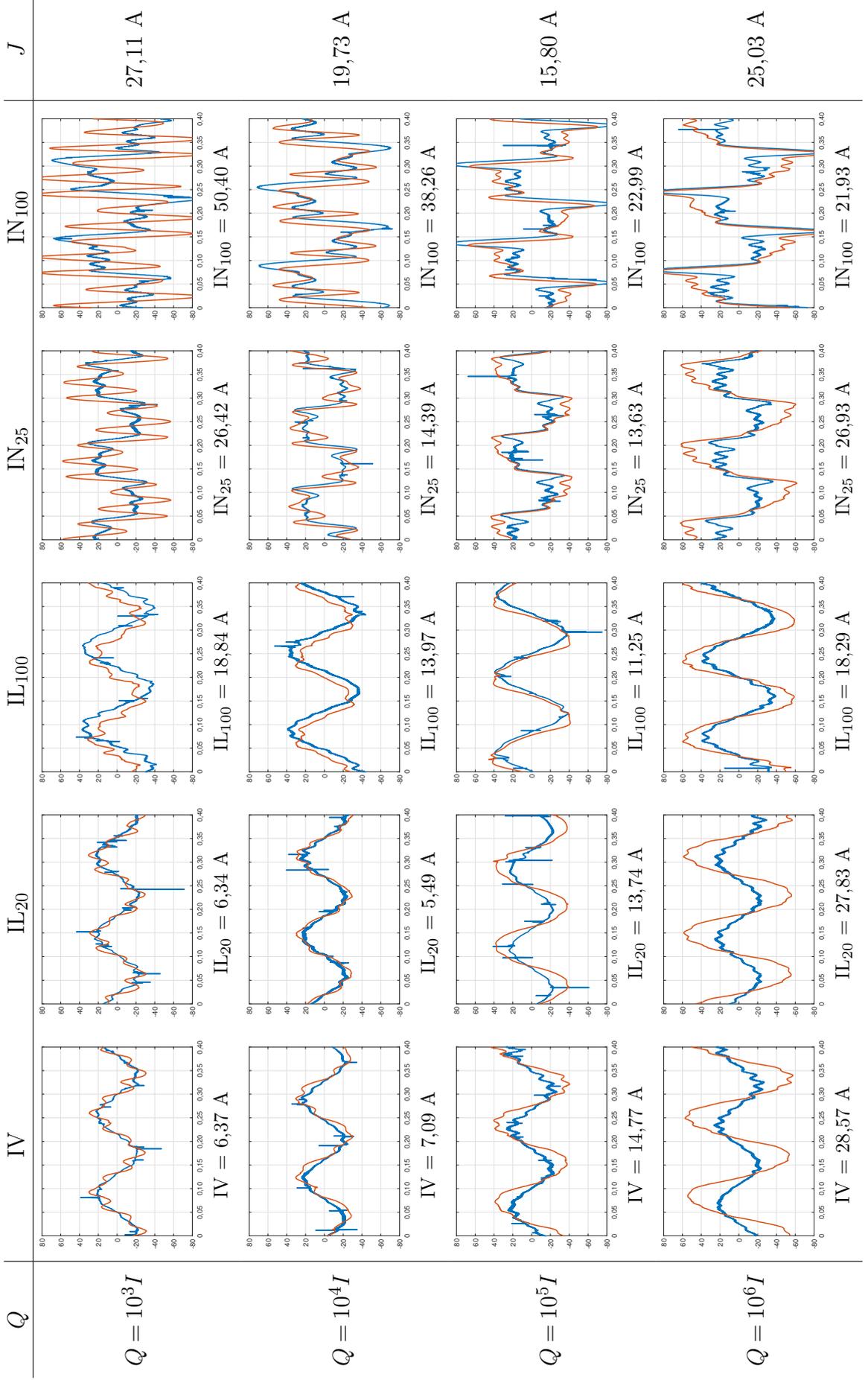
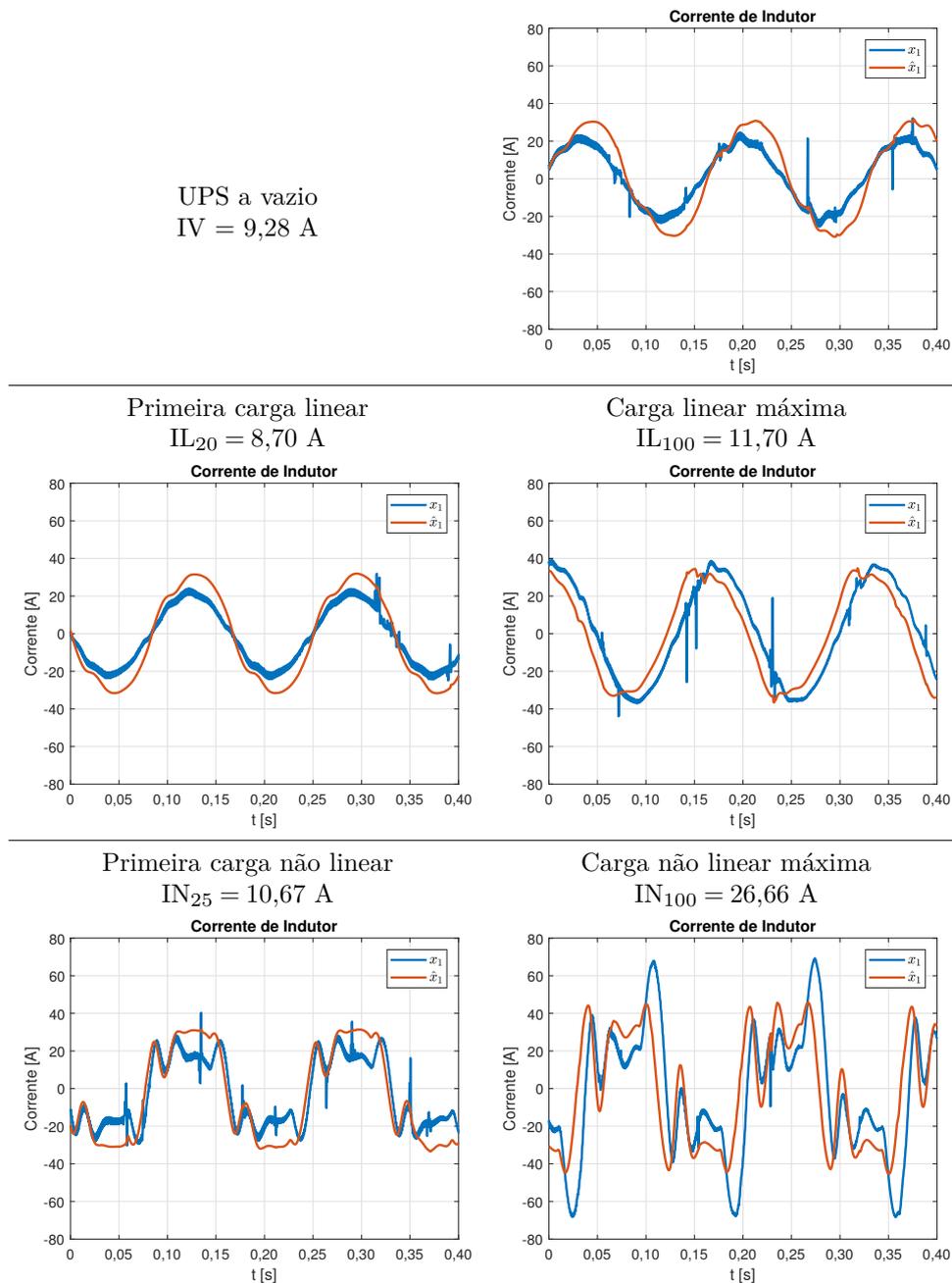


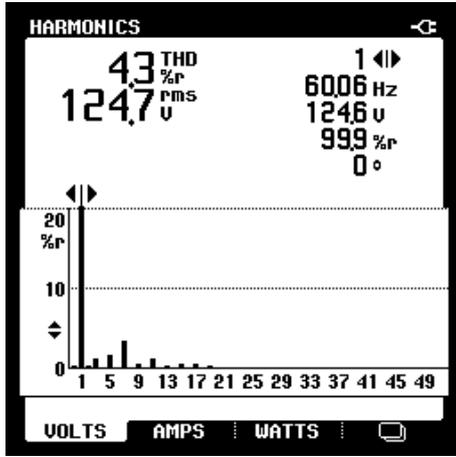
Tabela 15: Resultados experimentais de estimação com minimização de norma H_2 .

4.3.2 Desempenhos Segundo a Norma IEC 62040-3

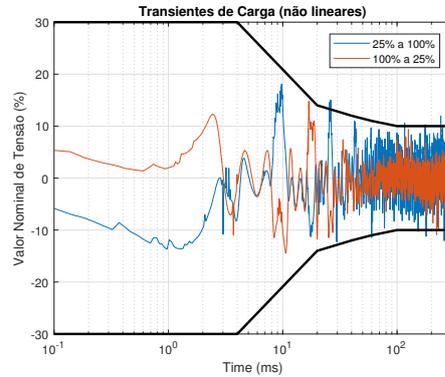
Quando o laço de corrente é implementado com medidas de sensor (malha fechada como na Figura 5), a operação sob carga não linear máxima resulta nos níveis de distorção harmônica e nas respostas transitórias apresentados na Figura 15. Os valores de amplitude de cada componente são listados na Tabela 16, em comparação aos limites exigidos pela Tabela 1. Percebe-se que, utilizando sensor de corrente, os critérios de desempenho da IEC 62040-3 são respeitados. Estes resultados servirão como referência para avaliar como a inserção de estimadores de estados afeta o desempenho final da UPS.

A Tabela 17 apresenta os níveis de distorções harmônicas com carga não linear

Figura 15: Resultados experimentais de distorções harmônicas e desempenhos transitórios com cargas não lineares, laço de corrente utilizando sensor.



(a) Distorções Harmônicas



(b) Transitórios de Carga

Tabela 16: Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente utilizando sensor.

THD [%]	IHD3 [%]	IHD5 [%]	IHD7 [%]	IHD9 [%]	IHD11 [%]
máx: 8%	máx: 5%	máx: 6%	máx: 5%	máx: 1,5%	máx: 3,5%
4,3	1,3	1,6	3,5	0,6	1,3

máxima ao substituir o sensor pelo filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, para diferentes combinações de parâmetros Δ_0 e Q . Nota-se uma piora na distorção harmônica de ordem 5, que é reduzida conforme o aumento de Q , sendo necessário no mínimo $Q = 10^5 I$ para atender o limite de amplitude de 6%. Quando $Q = 10^6 I$, percebe-se que os níveis de distorção harmônica não dependem de forma significativa do parâmetro Δ_0 , mantendo-se similares com qualquer escolha $\Delta_0 \in [-1, 1]$. Comparados aos níveis de distorção obtidos utilizando sensor (Tabela 16), os resultados apontam uma melhor rejeição de distúrbios harmônicos de ordem 7, de 3,5% com sensor a 2,6% com estimador.

Os resultados de distorções harmônicas com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma são apresentados na Tabela 18. Assim como no método anterior, a distorção harmônica de ordem 5 é pior do que a obtida com sensor, sendo reduzida conforme o aumento de Q . Comparando com resultados utilizando sensor, também verifica-se uma melhor rejeição de distúrbios harmônicos de ordem 7, de 3,5% com sensor a 1,6% com estimador quando $Q = 10^6 I$. Esta melhora na rejeição de ordem 7 contribui para reduzir a distorção harmônica total, a ponto de que foi possível encontrar THD de 3,5% quando $Q = 10^6 I$, valor menor do que o obtido com realimentação por sensor (4,3%).

Os níveis de distorção harmônica experimentais com estimador que considera incertezas limitadas em norma, com Q que resultou na menor THD (3,3%), são apresentados na Figura 16, juntamente com os níveis para estimador por minimização de norma H_2 . Os níveis de distorção por minimização H_2 são replicados na Tabela 19. Os resultados destes dois métodos são comparáveis, sendo que a minimização H_2 resultou na menor THD obtida experimentalmente (3,2%).

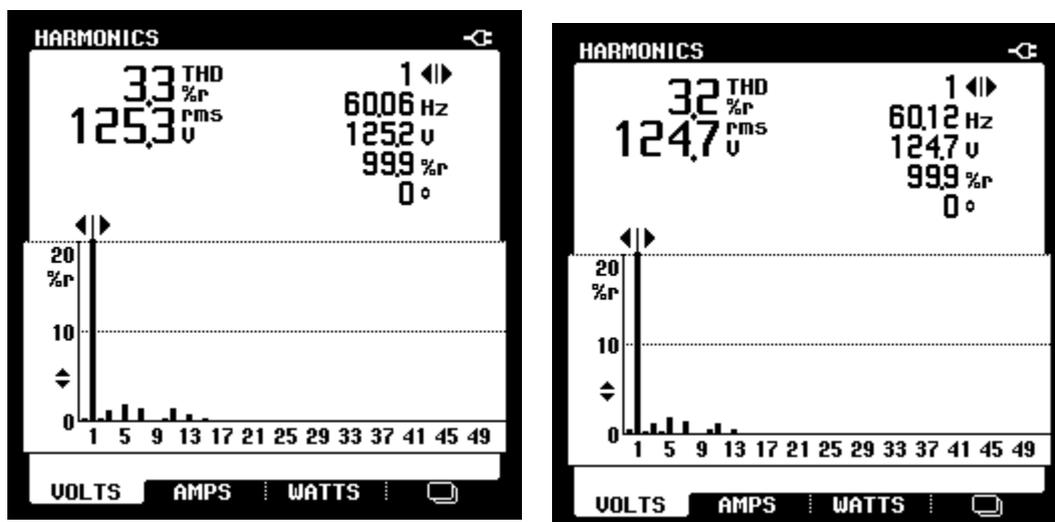
Tabela 17: Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente.

Δ_0	Q	THD [%] máx: 8%	IHD3 [%] máx: 5%	IHD5 [%] máx: 6%	IHD7 [%] máx: 5%	IHD9 [%] máx: 1,5%	IHD11 [%] máx: 3,5%
-1	$10^4 I$	7,0	1,1	6,0	1,9	0,4	2,2
-1	$10^5 I$	6,0	1,1	4,8	2,3	0,4	2,2
-1	$10^6 I$	4,9	1,1	3,1	2,6	0,3	2,3
0	$10^4 I$	8,0	1,0	7,2	1,6	0,4	2,2
0	$10^5 I$	6,4	1,2	5,3	2,2	0,2	2,2
0	$10^6 I$	5,0	1,1	3,1	2,6	0,3	2,4
0,5	$10^4 I$	8,1	0,8	7,4	1,4	0,3	2,2
0,5	$10^5 I$	6,5	1,1	5,4	2,2	0,3	2,2
0,5	$10^6 I$	4,9	1,2	3,1	2,5	0,3	2,3
1	$10^4 I$	8,2	0,8	7,7	1,2	0,4	2,0
1	$10^5 I$	6,4	1,1	5,4	2,2	0,2	2,3
1	$10^6 I$	4,9	1,1	3,1	2,5	0,3	2,3

Tabela 18: Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma.

Q	THD [%] máx: 8%	IHD3 [%] máx: 5%	IHD5 [%] máx: 6%	IHD7 [%] máx: 5%	IHD9 [%] máx: 1,5%	IHD11 [%] máx: 3,5%
$10^3 I$	8,4	0,8	7,8	1,3	0,4	2,0
$10^4 I$	6,4	1,2	5,5	1,9	0,3	2,1
$10^5 I$	4,3	1,3	3,0	2,0	0,2	1,8
$10^6 I$	3,5	1,3	2,2	1,6	0,2	1,4
$10^7 I$	3,3	1,2	2,0	1,5	0,2	1,5

Figura 16: Resultados experimentais de distorções harmônicas e desempenhos transitentes com cargas não lineares, laço de corrente utilizando estimadores de estados.



(a) Incertezas Limitadas em Norma
($Q = 10^7 I$)

(b) Minimização H_2

Tabela 19: Distorções harmônicas experimentais para carga não linear máxima, laço de corrente utilizando estimador de estados com minimização de norma H_2 .

THD [%]	IHD3 [%]	IHD5 [%]	IHD7 [%]	IHD9 [%]	IHD11 [%]
máx: 8%	máx: 5%	máx: 6%	máx: 5%	máx: 1,5%	máx: 3,5%
3,2	1,2	2,0	1,4	0,2	1,3

Os transitórios de carga para os métodos baseados em filtro de Kalman com parâmetros de sintonia que resultaram nos menores valores experimentais de THD ($\Delta_0 = -1$ e $Q = 10^6 I$ para o filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $Q = 10^7 I$ para o filtro que considera incertezas limitadas em norma) são apresentados nas Figuras 17 e 18, enquanto a Figura 19 apresenta os transitórios obtidos com minimização de norma H_2 . O filtro de Kalman-Bucy de regime permanente apresentou o pior comportamento de transitórios, excedendo levemente o perfil de decaimento requerido pela IEC 62040-3. Com os outros dois métodos, foi possível respeitar os limites de transientes da norma.

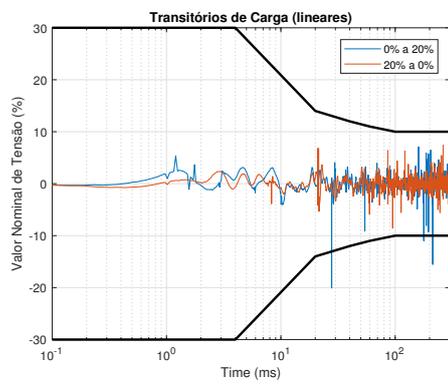
4.4 Comentários Finais

Neste capítulo, foram apresentadas as formas de onda de estimação quando o laço de corrente da UPS é implementado por um estimador, substituindo um sensor de corrente, por três diferentes métodos de projeto. Índices RMSE foram empregados para quantificar desempenhos de estimação de corrente. O atendimento dos critérios da norma IEC 62040-3 foi verificado experimentalmente.

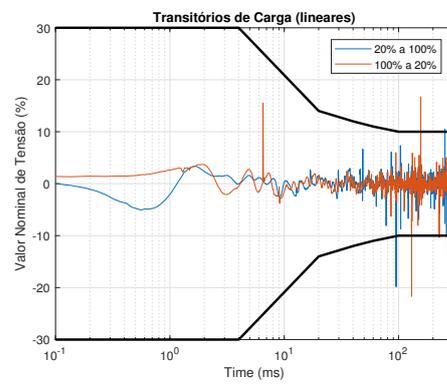
Comparando os níveis de distorção harmônica obtidos quando o sinal de controle é composto utilizando sensor de corrente (Figura 15 e Tabela 16) contra os resultados utilizando estimadores, percebe-se que os estimadores pioram a rejeição de distúrbios harmônicos de ordem 5. Entretanto, ganha-se na rejeição dos distúrbios de ordem 7, de modo que foi possível encontrar resultados onde a distorção harmônica total é menor utilizando estimadores do que o sensor de corrente.

As respostas transitórias para variações de carga, com estimadores projetados pelos últimos dois métodos, mantiveram-se sob os limites especificados pela IEC 62040-3. Portanto, do ponto de vista de atendimento da norma IEC 62040-3, conclui-se que é viável empregar as metodologias de projeto propostas para substituir o sensor de corrente por um estimador de estados.

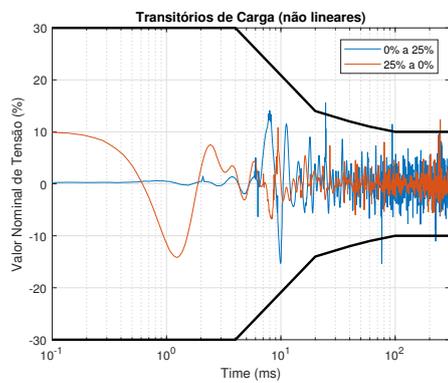
Figura 17: Transitórios de carga obtidos quando o laço de corrente é implementado com filtro de Kalman-Bucy de regime permanente, $\Delta_0 = -1$ e $Q = 10^6 I$.



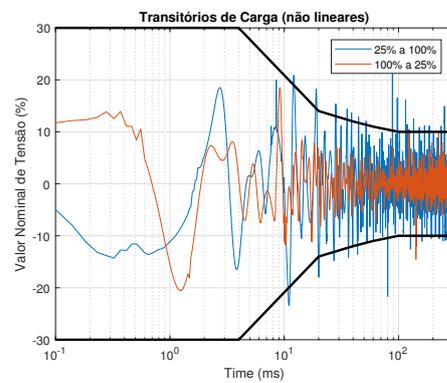
(a) Cargas lineares, 0% a 20% de potência nominal



(b) Cargas lineares, 20% a 100% de potência nominal

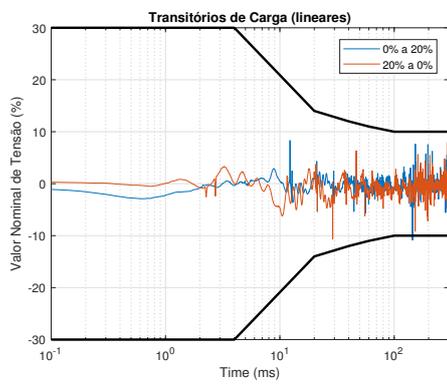


(c) Cargas não lineares, 0% a 25% de potência nominal

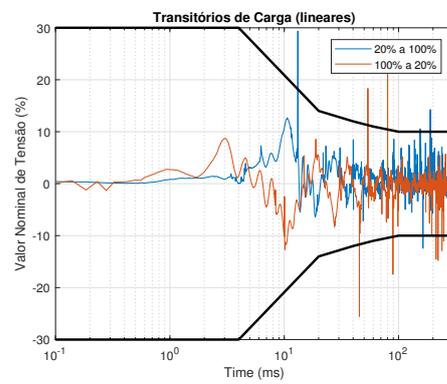


(d) Cargas não lineares, 25% a 100% de potência nominal

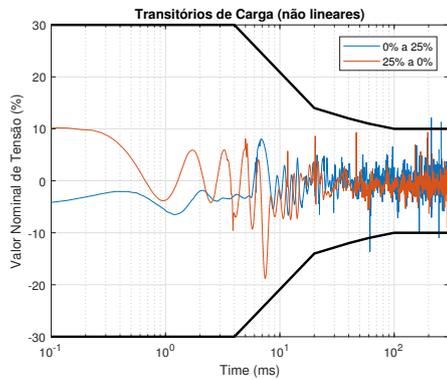
Figura 18: Transitórios de carga obtidos quando o laço de corrente é implementado com filtro de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma, $Q = 10^7 I$.



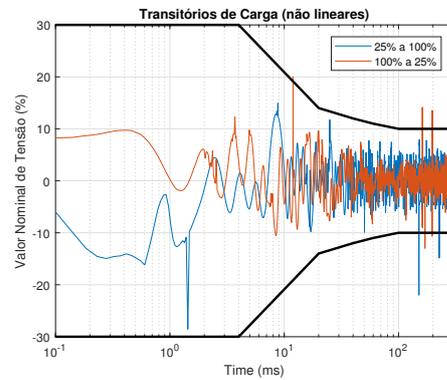
(a) Cargas lineares, 0% a 20% de potência nominal



(b) Cargas lineares, 20% a 100% de potência nominal

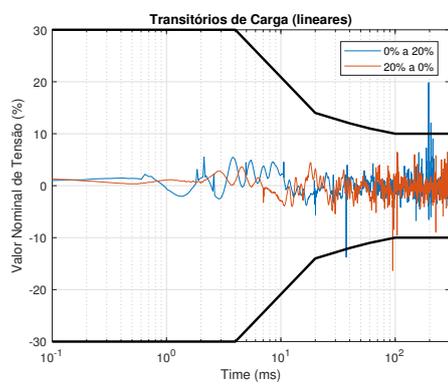


(c) Cargas não lineares, 0% a 25% de potência nominal

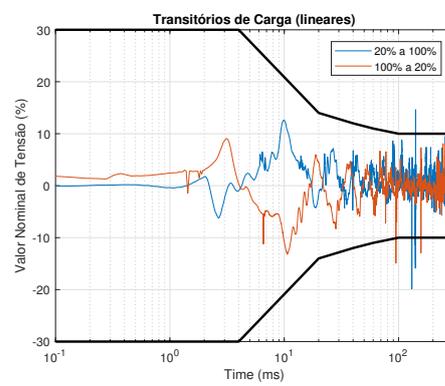


(d) Cargas não lineares, 25% a 100% de potência nominal

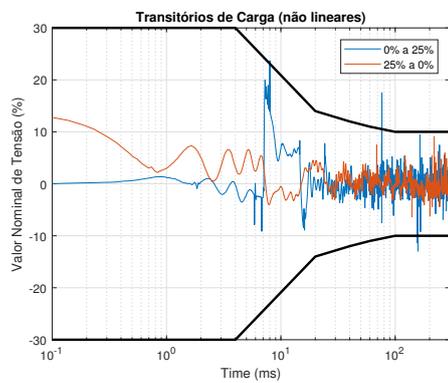
Figura 19: Transitórios de carga obtidos quando o laço de corrente é implementado com estimador que minimiza norma H_2 .



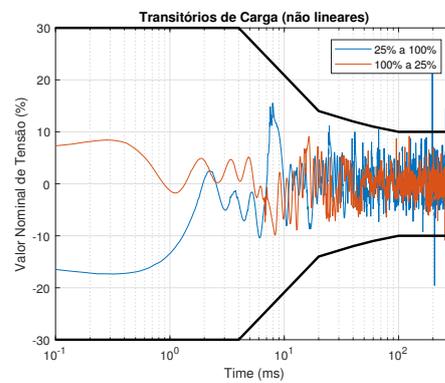
(a) Cargas lineares, 0% a 20% de potência nominal



(b) Cargas lineares, 20% a 100% de potência nominal



(c) Cargas não lineares, 0% a 25% de potência nominal



(d) Cargas não lineares, 25% a 100% de potência nominal

5 CONCLUSÕES

Partindo do modelo para o estágio de saída de uma fonte ininterrupta de energia e de uma estrutura de controle multi-laço, foram apresentadas três diferentes abordagens para projeto de um estimador de estados que realimente o laço de corrente de indutor. Foi proposta metodologia na qual controlador e estimador são obtidos separadamente, verificando-se estabilidade de malha fechada *a posteriori*.

Cada abordagem lida diferentemente com a incerteza de carga. Na primeira, especifica-se um valor para a admitância de carga, para então fazer uso de projeto baseado no filtro de Kalman-Bucy de regime permanente. Foi demonstrado por simulações que este método resulta nas melhores estimações para cargas lineares conhecidas. Confirmou-se que a escolha intuitiva de admitância no centro do intervalo incerto ($\Delta_0 = 0$) resulta na melhor estimação média entre diferentes situações de carga (representada pelo índice J). Para obter estimações adequadas no caso de cargas não lineares, fez-se necessário assumir um valor elevado para a matriz de covariância de ruídos de processo. Sob carga não linear máxima, foi possível encontrar combinações de parâmetros de sintonia que resultaram em distorções harmônicas que respeitam a norma IEC 62040-3. Entretanto, os perfis de tensão de saída em transitórios de carga não foram satisfatórios, enquanto que o mesmo controlador realimentado por sensor cumpria este aspecto da norma.

Modelando a incerteza de admitância da carga como um parâmetro limitado em norma, apresentou-se uma extensão do filtro de Kalman-Bucy. Com este método, obteve-se simulações com melhores desempenhos de estimação sob cargas não lineares, novamente sendo necessária uma alta covariância de ruídos de processo. Entretanto, em comparação ao método anterior, piora-se a estimação sob cargas lineares. Utilizando o mesmo controlador, as distorções harmônicas sob carga não linear máxima e os desempenhos transitórios satisfizeram a norma IEC 62040-3.

Uma terceira metodologia de projeto, utilizando modelo de incertezas politópicas e minimização de norma H_2 , também foi capaz de cumprir os critérios da norma IEC 62040-3. As formas de onda simuladas com este método, assim como as distorções harmônicas obtidas experimentalmente, foram similares aos resultados do método de Kalman-Bucy considerando incertezas limitadas em norma.

Concluiu-se que, para fins de atendimento da IEC 62040-3, é viável a aplicação de estimadores de estados em substituição de sensor corrente. No caso específico da UPS utilizada, os últimos dois métodos de projeto resultaram numa redução da THD de tensão de saída em aproximadamente 1 pp (de 4,3% com sensor para 3,3% com estimador). Este resultado pode ser explicado pelas características de resposta em frequência do estimador, que auxiliaram na compensação de distúrbios do sistema final. Adicionalmente, evidencia-se a possibilidade de aprimorar o desempenho

de UPS atualmente operantes, já que o estimador pode ser projetado de forma independente ao controlador, tanto na forma de substituir sensor de corrente quanto em complementar medições. O método de filtro de Kalman considerando incertezas apresenta o melhor potencial para diferentes aplicações, sendo possível ajustar o desempenho final de forma fina a partir da seleção dos parâmetros de covariância de ruídos (Q e R).

As seguintes propostas são sugeridas para trabalhos futuros:

- Aplicar técnicas de estimação de estados para a realimentação de outras topologias de fontes ininterruptas de energia, como fontes trifásicas ou fontes conectadas em paralelo.
- Avaliar o desempenho em malha fechada quando diferentes controladores (e.g. controlador repetitivo) fizerem uso dos estimadores propostos.
- Investigar a estimação da admitância de carga, permitindo assim novas ideias para estruturas de controle (e.g. ganhos escalonados). Sugere-se o uso de filtro de Kalman estendido (SIMON, 2006).
- Propor metodologia para a síntese simultânea de controlador e estimador, em lugar do projeto em separado.

REFERÊNCIAS

BEKIAROV, S. B.; EMADI, A. Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control. In: APEC – ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 7., 2002, Dallas, TX. **Anais. . .** Dallas: IEEE, 2002. v.1, p.597–604.

BERTOLDI, R. **Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito aplicado a fontes ininterruptas de energia**. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2019.

BERTOLDI, R.; FLORES, J. V.; PEREIRA, L. F. A. Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito aplicado a fontes ininterruptas de energia. In: CBA – CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 22., 2018, João Pessoa, PB. **Anais. . .** João Pessoa: UFPB, 2018.

BOUALAGA, R. et al. Parameters and states estimation with linear quadratic regulator applied to uninterruptible power supplies (UPS). In: IECON – ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS, 32., 2006, Paris, France. **Anais. . .** Paris: IEEE, 2006. p.2055–2060.

BOYD, S. et al. **Linear matrix inequalities in system and control theory**. Philadelphia, PA: SIAM, 1994. (Studies in applied mathematics, v.15).

CHILALI, M.; GAHINET, P. H_∞ design with pole placement constraints: an LMI approach. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v.41, n.3, p.358–367, Mar. 1996.

CHILALI, M.; GAHINET, P.; APKARIAN, P. Robust pole placement in LMI regions. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v.44, n.12, p.2257–2270, Dec. 1999.

CORLETA, A. et al. Data-driven control design applied to uninterruptible power supplies. In: CCA – IEEE CONFERENCE ON CONTROL APPLICATIONS, 2016, Buenos Aires, Argentina. **Anais. . .** Buenos Aires: IEEE, 2016. p.1312–1317.

ESCOBAR, G. et al. Repetitive-based controller for a UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.54, n.1, p.504–510, Feb. 2007.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. **Applied Mathematics and Optimization**, Berlin, v.2, p.170–194, June 1975.

FU, M.; BARMISH, B. R. A separation principle for robust stabilization of linear systems. In: CDC – IEEE CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, 43., 2004, Nassau, Bahamas. **Anais...** Nassau: IEEE, 2004. v.1, p.857–862.

FUKUDA, S.; IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.52, n.2, p.420–426, Apr. 2005.

GAO, H.; LI, X. **Robust filtering for uncertain systems: a parameter-dependent approach**. Berlin: Springer, 2014. (Springer communications and control engineering series).

GEROMEL, J. C. Optimal linear filtering under parameter uncertainty. **IEEE Transactions on Signal Processing**, New York, v.47, n.1, p.168–175, Jan. 1999.

GEROMEL, J. C.; OLIVEIRA, M. C. D. H_2 and H_∞ robust filtering for convex bounded uncertain systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v.46, n.1, p.100–107, Jan. 2001.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **Uninterruptible Power Systems (UPS), part 3: method of specifying the performance and test requirements**. Geneva: IEC, 2011. (International standard IEC 62040-3).

JAZWINSKI, A. H. **Stochastic processes and filtering theory**. North Hempstead, NY: Dover, 2007. (Dover books on electrical engineering series).

JOSEPH, D. P.; TOU, T. J. On linear control theory. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, part II: applications and industry**, New York, v.80, n.4, p.193–196, Sept. 1961.

KEIEL, G. **Projeto em tempo discreto de controladores ressonantes aplicados a fontes ininterruptas de energia**. 2017. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2017.

LEE, K.; WALLACE, I. T.; BHADKAMKAR, A. S. Design oriented analysis of DC link current observer of a three-phase double conversion uninterruptable power system or adjustable speed drive. In: APEC - ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 22., 2007, Anaheim, CA. **Anais...** Anaheim: IEEE, 2007. p.598–605.

LEE, Y. et al. Current feedback with decoupling scheme for single-phase UPS using a single current sensor. In: ICPE-ECCE ASIA – INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ECCE ASIA, 9., 2015, Seoul, SK. **Anais...** Seoul: IEEE, 2015. p.1380–1385.

LEWIS, F.; XIE, L.; POPA, D. **Optimal and robust estimation: with an introduction to stochastic control theory**. 2.ed. Boca Raton, FL: CRC, 2017. (CRC automation and control engineering series).

LOH, P. C. et al. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.18, n.5, p.1176–1185, Sept. 2003.

LORENZINI, C. **Desenvolvimento de um controlador ressonante-repetitivo aplicado a fontes ininterruptas de energia**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2015.

MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.52, n.1, p.206–212, Feb. 2005.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: **IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE**, 1976, Cleveland, OH. **Anais. . .** Cleveland: IEEE, 1976. p.18–34.

MOON, S.; CHOE, J.; LAI, J. Design of a state-space controller employing a deadbeat state observer for ups inverters. In: **ACCEPT – ASIAN CONFERENCE ON ENERGY, POWER AND TRANSPORTATION ELECTRIFICATION**, 2., 2017, Singapore. **Anais. . .** Singapore: IEEE, 2017. p.326–331.

PARK, S.-J. et al. A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.18, n.3, p.831–843, May 2003.

PATTON, R. J.; CHEN, J. Robust Fault Detection and Isolation (FDI) systems. In: LEONDES, C. T. (Ed.). **Techniques in discrete and continuous robust systems**. Cambridge, MA: Academic Press, 1996. p.171 – 224. (Control and dynamic systems, v.74).

PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies: a systematic robust control design approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.61, n.3, p.1528–1538, Mar. 2014.

PETERSEN, I. R.; ANDERSON, B. D. O.; JONCKHEERE, E. A. A first principles solution to the non-singular H_∞ control problem. **International Journal of Robust and Nonlinear Control**, New York, v.1, n.3, p.171–185, 1991.

PETERSEN, I. R.; MCFARLANE, D. C. Optimal guaranteed cost control and filtering for uncertain linear systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v.39, n.9, p.1971–1977, Sept. 1994.

PETERSEN, I. R.; SAVKIN, A. **Robust Kalman filtering for signals and systems with large uncertainties**. Berlin: Springer, 1999. (Springer control engineering series).

RACINE, M. S.; PARHAM, J. D.; RASHID, M. H. An overview of uninterruptible power supplies. In: **ANNUAL NORTH AMERICAN POWER SYMPOSIUM**, 37., 2005, Ames, IA. **Anais. . .** Ames: IEEE, 2005. p.159–164.

RAMSDEN, E. **Hall-effect sensors: theory and application**. Amsterdam: Elsevier Science, 2011.

RAZI, R.; MONFARED, M. Simple control scheme for single-phase uninterruptible power supply inverters with Kalman filter-based estimation of the output voltage. **IET Power Electronics**, Stevenage, UK, v.8, n.9, p.1817–1824, 2015.

RYAN, M. J.; BRUMSICKLE, W. E.; LORENZ, R. D. Control topology options for single-phase UPS inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.33, n.2, p.493–501, Mar. 1997.

SAINANA, A. A novel sliding mode observer applied to the three-phase voltage source inverter. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2005, Dresden, Germany. **Anais...** Dresden: IEEE, 2005.

SIMON, D. **Optimal state estimation**: Kalman, H infinity, and nonlinear approaches. Hoboken, NJ: Wiley, 2006.

SIVAKUMAR, S.; NATARAJAN, K. Kalman filter based high speed measurement and control of AC voltages for UPS applications. In: PESC – IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, 1993, Seattle, WA. **Anais...** Seattle: IEEE, 1993. p.907–912.

TORRES, L.; BESANCON, G.; GEORGES, D. EKF-like observer with stability for a class of nonlinear systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v.57, n.6, p.1570–1574, June 2012.

TZOU, Y.-Y.; JUNG, S.-L.; YEH, H.-C. Adaptive repetitive control of PWM inverters for very low THD AC-voltage regulation with unknown loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.14, n.5, p.973–981, Sept. 1999.

UNAN, S.; GORGUN, H.; BAKAN, F. Disturbance observer based control of three phase UPS inverter. In: MED – MEDITERRANEAN CONFERENCE ON CONTROL AND AUTOMATION, 18., 2010, Marrakech, Morocco. **Anais...** Marrakech: IEEE, 2010. p.321–326.

VAZQUEZ, S. et al. FCS-MPC and observer design for a VSI with output LC filter and sinusoidal output currents. In: CPE-POWERENG – IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPATIBILITY, POWER ELECTRONICS AND POWER ENGINEERING, 11., 2017, Cadiz, Spain. **Anais...** Cadiz: IEEE, 2017. p.677–682.

WACKERLY, D. D.; MENDENHALL III, W.; SCHEAFFER, R. L. **Mathematical statistics with applications**. 6.ed. Belmont: Duxbury, 2002. (Duxbury advanced series).

WILLMANN, G. et al. Multiple-loop H-infinity control design for uninterruptible power supplies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.54, n.3, p.1591–1602, June 2007.

XIE, L.; SOH, Y. C. Robust Kalman filtering for uncertain systems. **Systems & Control Letters**, Amsterdam, v.22, n.2, p.123 – 129, 1994.

XU, S.; WANG, J.; XU, J. A current decoupling parallel control strategy of single-phase inverter with voltage and current dual closed-loop feedback. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.60, n.4, p.1306–1313, Apr. 2013.

ZIEGLER, S. et al. Current sensing techniques: a review. **IEEE Sensors Journal**, New York, v.9, n.4, p.354–376, Apr. 2009.