

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

Alan Alves Ferrioli

**OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
CONVERSORES BOOST**

**Alegrete
Maio de 2026**

Alan Alves Ferrioli

**OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
CONVERSORES BOOST**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

Alegrete

Maio de 2026

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

F3930 Ferrioli, Alan Alves

OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
CONVERSORES BOOST / Alan Alves Ferrioli.

96 p.

Dissertação(Mestrado)-- Universidade Federal do Pampa,
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2026.

"Orientação: Guilherme Sebastião da Silva".

1. Detecção de falhas. 2. Observadores por modos
deslizantes. 3. Degradação de capacitores . 4. Eletrônica de
potência. I. Título.

ALAN ALVES FERRIOLI

**OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
CONVERSORES BOOST**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Dissertação defendida e aprovada em: 05/05/2026

Banca examinadora:

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva
Orientador
(Unipampa)

Prof. Dr. Celso Becker Tischer
(UFSM)

Prof. Dr. Marcio Stefanello
(Unipampa)



Assinado eletronicamente por **Celso Becker Tischler, Usuário Externo**, em 05/05/2026, às 15:49, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCIO STEFANELLO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 05/05/2026, às 15:51, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 05/05/2026, às 15:51, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site

[https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?](https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0)

[acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0](https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **2019964** e o código CRC **1A468393**.

*Dedico este trabalho a todos que, de alguma forma,
fizeram parte desta caminhada.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por ter me concedido força, persistência e resiliência para enfrentar os desafios desta caminhada. Sua condução me permitiu superar os obstáculos, retomar este trabalho e concluir esta importante etapa.

À minha companheira, Priscila, agradeço pela parceria, paciência, incentivo e por estar ao meu lado durante toda essa caminhada. Obrigado por compreender minhas ausências e por me incentivar a seguir em frente até a conclusão deste trabalho.

À minha mãe, aos meus irmãos, à minha avó e a toda a minha família, expresso minha sincera gratidão pelo carinho, apoio e incentivo. O suporte de vocês foi fundamental para que eu superasse os desafios desta trajetória.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva, agradeço pela orientação, dedicação, disponibilidade e pelos ensinamentos compartilhados ao longo desta pesquisa. Sua confiança, apoio e disposição em compartilhar seu conhecimento foram essenciais para o desenvolvimento deste trabalho e para o meu crescimento pessoal e acadêmico.

Por fim, agradeço aos meus amigos e a todos que, de alguma forma, contribuíram para a realização desta dissertação.

*“Se você não pode voar, corra;
se não pode correr, ande;
se não pode andar, rasteje —
mas continue seguindo em frente.”
(Martin Luther King Jr.)*

RESUMO

Este trabalho aborda a aplicação de observadores de estado por modos deslizantes para a detecção de falhas em conversores Boost. O objetivo é propor e avaliar uma abordagem auxiliar para a detecção de falhas, com foco na degradação do capacitor de saída, caracterizada pela perda de capacitância. A metodologia proposta envolve a modelagem do conversor Boost e a implementação do observador no ambiente Typhoon HIL, em configuração Virtual Hardware-in-the-Loop (V-HIL), com injeção controlada de falhas e aplicação de perturbações operacionais, como degraus de carga e variações na tensão de entrada. Durante os ensaios, as variáveis estimadas são comparadas com as medições, sendo o resíduo de tensão r_V , obtido a partir da diferença entre a tensão estimada e a medida, utilizado como indicador para auxiliar a detecção de falhas. A análise dos resultados busca avaliar a eficácia da utilização de observadores de estado em conversores estáticos, considerando também a influência de perturbações operacionais no comportamento do resíduo. Os resultados demonstram que a degradação da capacitância provoca aumento progressivo do resíduo em regime permanente, enquanto os degraus operacionais também elevam seu nível, o que exige a adoção de limiares e de informações adicionais do regime de operação para apoiar a interpretação do evento. Nesse contexto, a análise do resíduo, em conjunto com a corrente estimada do indutor e a tensão de saída, mostrou-se adequada para apoiar a identificação da degradação do capacitor de saída. Dessa forma, a pesquisa contribui para o desenvolvimento de estratégias auxiliares de detecção mais robustas para conversores estáticos, visando ao aumento da confiabilidade, da segurança e da disponibilidade do sistema.

Palavras-chave: Conversor Boost; Detecção de Falhas; Observador por Modos Deslizantes; Degradação do Capacitor.

ABSTRACT

This work addresses the application of sliding-mode state observers for fault detection in Boost converters. The objective is to propose and evaluate an auxiliary approach to support fault analysis, focusing on the degradation of the output capacitor, characterized by capacitance loss. The proposed methodology involves modeling the Boost converter and implementing the observer in the Typhoon HIL environment, in a Virtual Hardware-in-the-Loop (V-HIL) configuration, with controlled fault injection and operational disturbances, such as load steps and input voltage variations. During the tests, the estimated variables are compared with the measured quantities, and the voltage residual r_V , obtained from the difference between the estimated and measured output voltages, is used as an indicator to support fault analysis. The analysis of the results aims to evaluate the effectiveness of state observers applied to static converters, also considering the influence of operational disturbances on residual behavior. The results show that capacitance degradation causes a progressive increase in the residual under steady-state conditions, while operational steps also raise its level, requiring the adoption of thresholds and additional operating-condition information to support event interpretation. In this context, the analysis of the residual, together with the estimated inductor current and the output voltage, proved adequate to support the identification of output capacitor degradation. Thus, this research contributes to the development of more robust auxiliary strategies for fault analysis in static converters, aiming to improve system reliability, safety, and availability.

Keywords: Boost Converter; Fault Detection; Sliding-Mode Observer; Capacitance Degradation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sinal apresentando falha.	29
Figura 2 – Falhas em relação à localização.	31
Figura 3 – Métodos de detecção de falhas.	31
Figura 4 – Diagrama de blocos da geração do resíduo.	32
Figura 5 – Esquema de detecção de falhas utilizando observadores de estado.	34
Figura 6 – Circuito básico do conversor boost.	35
Figura 7 – Etapas de condução do conversor boost.	36
Figura 8 – Formas de onda do conversor boost.	37
Figura 9 – Circuito equivalente do capacitor eletrolítico.	41
Figura 10 – Diagrama de blocos do observador de ordem plena.	45
Figura 11 – Função do tipo saturação e do tipo sinal.	47
Figura 12 – Superfície de deslizamento.	47
Figura 13 – Diagrama de blocos para detecção de falhas em conversores Boost.	49
Figura 14 – Diagrama da simulação empregada para analisar o comportamento do conversor Boost com observador.	59
Figura 15 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ em operação nominal.	60
Figura 16 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ em condição nominal.	60
Figura 17 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $R \rightarrow R_2$	62
Figura 18 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $R \rightarrow R_2$	63
Figura 19 – Resíduo de tensão: r_V para $R \rightarrow R_2$	64
Figura 20 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $V_{in} : 15 \rightarrow 18$ V.	66
Figura 21 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $V_{in} : 15 \rightarrow 18$ V.	67
Figura 22 – Resíduo de tensão: r_V para $V_{in} : 15 \rightarrow 18$ V.	68
Figura 23 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C \rightarrow C_2$	70
Figura 24 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C \rightarrow C_2$	70
Figura 25 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C \rightarrow C_2$	71
Figura 26 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$	72
Figura 27 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$	73
Figura 28 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C_2 \rightarrow C_3$	73
Figura 29 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C \rightarrow C_2$ sob carga R_2	76
Figura 30 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C \rightarrow C_2$ sob carga R_2	76
Figura 31 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C \rightarrow C_2$ sob carga R_2	77
Figura 32 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$ sob carga R_2	78
Figura 33 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$ sob carga R_2	78
Figura 34 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C_2 \rightarrow C_3$ sob carga R_2	79
Figura 35 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $C \rightarrow C_2$ sob $V_{in} = 18$ V.	81
Figura 36 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $C \rightarrow C_2$ sob $V_{in} = 18$ V.	82
Figura 37 – Resíduo de tensão: r_V para $C \rightarrow C_2$ sob $V_{in} = 18$ V.	82

Figura 38 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $C_2 \rightarrow C_3$ sob $V_{in} = 18\text{ V}$	83
Figura 39 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $C_2 \rightarrow C_3$ sob $V_{in} = 18\text{ V}$	84
Figura 40 – Resíduo de tensão: r_V para $C_2 \rightarrow C_3$ sob $V_{in} = 18\text{ V}$	84
Figura 41 – Análise comparativa do resíduo de tensão r_V sob diferentes condições operacionais e de falha.	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do conversor Boost.	58
Tabela 2 – Métricas dos sinais no cenário nominal (janela $t \in [0,04, 0,05]$ s, $\Delta t = 10$ ms).	61
Tabela 3 – Valores dos sinais na condição de carga inicial (R), no intervalo $t \in [0,03, 0,04]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	64
Tabela 4 – Valores dos sinais na condição de carga reduzida (R_2), no intervalo $t \in [0,07, 0,08]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	65
Tabela 5 – Valores dos sinais na condição de tensão de entrada inicial ($V_{in} = 15$ V), no intervalo $t \in [0,03, 0,04]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	68
Tabela 6 – Valores dos sinais na condição de tensão de entrada após o degrau ($V_{in} = 18$ V), no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	69
Tabela 7 – Valores dos sinais na condição de capacitância (C), no intervalo $t \in [0,03, 0,04]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	71
Tabela 8 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_2), no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	71
Tabela 9 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_3), no intervalo $t \in [0,13, 0,16]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	74
Tabela 10 – Valores dos sinais na condição de capacitância inicial (C), sob carga R_2 , no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	80
Tabela 11 – Valores dos sinais na condição de capacitância (C_2), sob carga R_2 , no intervalo $t \in [0,13, 0,14]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	80
Tabela 12 – Valores dos sinais na condição de capacitância (C_3), sob carga R_2 , no intervalo $t \in [0,18, 0,19]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	80
Tabela 13 – Valores dos sinais na condição de capacitância nominal (C), sob $V_{in} = 18$ V, no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	86
Tabela 14 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_2), sob $V_{in} = 18$ V, no intervalo $t \in [0,13, 0,14]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	86
Tabela 15 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_3), sob $V_{in} = 18$ V, no intervalo $t \in [0,18, 0,19]$ s ($\Delta t = 10$ ms).	86

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Objetivo	24
1.2	Justificativa	25
1.3	Organização do Trabalho	25
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	27
2.1	Considerações iniciais do capítulo	27
2.2	Supervisão de sistemas	27
2.3	Conceitos de detecção de falhas	28
2.3.1	Funções de Detecção e Diagnóstico de Falhas	29
2.3.2	Tipos de Falhas	30
2.3.2.1	Tipos de falhas em relação ao tempo	30
2.3.2.2	Tipos de falhas em relação à localização	30
2.4	Métodos de detecção de falhas	31
2.4.1	Modelos de processo	31
2.4.2	Método modelo de processo baseado em estimação de parâmetros	32
2.4.3	Método modelo de processo baseado em observadores de estado	33
2.5	Conversores estáticos	34
2.5.1	Conversor Boost	35
2.5.1.1	Análise do conversor Boost em modo de condução contínua (CCM)	37
2.6	Falhas nos conversores estáticos	39
2.6.1	Falhas no capacitor	41
2.6.2	Falhas nos semicondutores	42
2.6.3	Modelagem da falha	43
2.7	Observadores de estado	43
2.7.1	Observador de ordem plena	43
2.7.2	Observador por modos deslizantes	46
2.8	Considerações finais do capítulo	48
3	SMO NO BOOST PARA DETECÇÃO DE FALHAS	49
3.1	Considerações iniciais do capítulo	49
3.2	Modelagem do Conversor Boost no Espaço de Estados	50
3.3	Modelagem do Conversor por Observador de Modo Deslizante	51
3.4	Aplicação do critério de detecção de degradação do capacitor	54
3.5	Lógica de decisão por limiares do resíduo de tensão	54
3.6	Considerações finais do capítulo	55
4	RESULTADOS DA VALIDAÇÃO EM V-HIL	57
4.1	Considerações iniciais do capítulo	57

4.2	Validação do observador no conversor Boost em ambiente Typhoon HIL (V-HIL)	57
4.3	Resultados em condição nominal	59
4.4	Validação do observador e da implementação no HIL por degraus operacionais	61
4.4.1	Degrau de carga	62
4.4.2	Degrau na tensão de entrada	65
4.5	Degradação do capacitor por perda de capacitância e resposta do observador	69
4.5.1	Degradação do capacitor de saída com redução da capacitância para $C_2 = 116,8 \mu\text{F}$ (20%)	69
4.5.2	Degradação do capacitor de saída com redução da capacitância para $C_3 = 87,6 \mu\text{F}$ (40%)	72
4.5.3	Comparação dos resultados antes e após a degradação	74
4.6	Avaliação do método sob degraus operacionais e degradação de capacitância	75
4.6.1	Degrau de carga associado à degradação do capacitor	75
4.6.1.1	Degradação do capacitor para C_2 sob degrau de carga	75
4.6.1.2	Degradação do capacitor para C_3 sob degrau de carga	77
4.6.1.3	Resultados do degrau de carga associado à degradação do capacitor	79
4.6.2	Degrau de tensão de entrada associado à degradação	81
4.6.2.1	Degradação do capacitor para C_2 sob degrau de tensão de entrada	81
4.6.2.2	Degradação do capacitor para C_3 sob degrau de tensão de entrada	83
4.6.2.3	Resultados do degrau de tensão associado à degradação	85
4.7	Comparação dos Resultados	86
4.7.1	Patamares de Decisão J_1 e J_2	88
5	CONCLUSÃO	91
5.1	Sugestões para trabalhos futuros	92
5.2	Produção associada ao trabalho	92
	REFERÊNCIAS	93

1 INTRODUÇÃO

Conversores eletrônicos de potência são amplamente utilizados no processamento e no condicionamento de energia em aplicações domésticas e industriais, como fontes chaveadas, carregadores, acionamentos e interfaces de conversão em sistemas de energia (por exemplo, arranjos fotovoltaicos, entre outros). O avanço da eletrônica de potência e a crescente disseminação desses equipamentos elevaram o nível de exigência sobre desempenho, integração e confiabilidade, tornando a operação segura e contínua um requisito central.

Em ambientes industriais, a demanda por eficiência, qualidade, redução de custos e integração de sistemas, associada aos custos de paradas não programadas e à necessidade de segurança, ressalta a importância de estratégias de supervisão e de sistemas de detecção e diagnóstico de falhas (ISERMANN, 2006). Devido ao papel fundamental dos conversores eletrônicos de potência em diversas aplicações, sua confiabilidade é uma questão crucial, sendo o capacitor eletrolítico e a chave de potência os componentes mais vulneráveis desses equipamentos. Quando ocorre uma falha ou degradação, uma estratégia corretiva adequada deve ser empregada para evitar danos adicionais, tornando o diagnóstico de falhas — que integra as etapas de detecção e identificação — fundamental para mitigar danos em componentes e reduzir interrupções de serviço.

De forma geral, a detecção de falhas pode ser abordada por redundância de hardware ou por redundância analítica. A redundância de hardware utiliza sensores e/ou canais duplicados para comparação e verificação de consistência das medições. Embora seja uma abordagem eficaz, tende a aumentar o custo e a complexidade do sistema, além de impor requisitos adicionais de instrumentação e de condicionamento de sinal (SILVA, 2008). Em contraste, a redundância analítica explora modelos matemáticos e técnicas de controle para gerar resíduos e identificar falhas sem a necessidade de hardware adicional, o que a torna especialmente atrativa em aplicações onde custo, espaço e robustez de medição são restritivos.

Apesar das vantagens, a redundância analítica apresenta desafios próprios, como a necessidade de robustez frente a ruído de medição, perturbações não modeladas e incertezas paramétricas. Essa classe de métodos pode ser subdividida em abordagens quantitativas e qualitativas. Métodos quantitativos, como os baseados em observadores de estado, utilizam um modelo do sistema para estimar variáveis e gerar resíduos, avaliando discrepâncias entre o comportamento observado e o esperado (HWANG et al., 2010). Por outro lado, métodos qualitativos utilizam técnicas de inteligência artificial e reconhecimento de padrões, buscando inferir falhas a partir de características extraídas de sinais e dados históricos.

Neste trabalho, adota-se uma estratégia quantitativa de redundância analítica aplicada a conversores CC-CC, com foco na detecção de falhas paramétricas associadas à degradação do capacitor de saída. Em particular, utiliza-se um observador de estado por modos deslizantes (*Sliding-Mode Observer* – SMO), devido à sua robustez e à simplicidade

de implementação, características frequentemente destacadas na literatura (SILVA, 2017). A partir das estimativas fornecidas pelo observador, define-se um resíduo de tensão r_V e analisam-se indicadores derivados do resíduo para apoiar a detecção de degradação do componente.

Do ponto de vista da instrumentação, a proposta busca reduzir os requisitos de sensoriamento e a complexidade de medição. Assim, o critério principal de detecção é estruturado para operar utilizando a medição da tensão do capacitor, dispensando a instrumentação dedicada para a medição da corrente do indutor, cuja obtenção direta é, em geral, mais onerosa e mais sensível a ruídos em conversores de potência, em razão de aspectos como condicionamento de sinal, isolamento e interferências. Em ambiente de simulação em tempo real, a corrente medida do indutor é disponibilizada apenas para fins de validação e análise do comportamento do sistema sob perturbações operacionais, não constituindo requisito para a aplicação do método.

A metodologia empregada nessa dissertação inclui: (i) a modelagem do conversor *Boost* e a incorporação da degradação de capacitância como falha paramétrica; (ii) o projeto do observador por modos deslizantes para estimar a corrente do indutor e a tensão de saída; (iii) a implementação do observador e dos cenários de teste em ambiente *Virtual Hardware-in-the-Loop* (V-HIL); e (iv) a análise do comportamento do resíduo sob condições nominais, sob perturbações operacionais (degraus de carga e de entrada) e sob falha, visando estabelecer critérios de decisão que minimizem falsos alarmes e mantenham sensibilidade à degradação.

1.1 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é propor e avaliar um método para auxiliar na detecção de falhas em conversores Boost, com foco na degradação do capacitor de saída. O método utiliza um observador de estados por modos deslizantes (SMO) para gerar o resíduo de tensão r_V a partir da comparação entre a tensão medida V_o e a tensão estimada $\hat{V}_o$, analisando seu comportamento em janelas de regime permanente.

Os objetivos específicos são:

- Modelar o conversor Boost em CCM no espaço de estados médios.
- Projetar um observador por modos deslizantes para estimar $\hat{i}_L$ e $\hat{V}_o$.
- Implementar e validar o observador no Typhoon HIL em condição nominal.
- Caracterizar r_V sob degrau de carga e degrau na tensão de entrada.
- Emular a degradação do capacitor reduzindo a capacitância e avaliar o efeito no resíduo.

1.2 JUSTIFICATIVA

Conversores CC–CC de eletrônica de potência são amplamente utilizados em diversas aplicações, como acionamentos de máquinas, veículos elétricos, sistemas de energia renovável e sistemas aeroespaciais. Nesse contexto, a confiabilidade desses conversores torna-se um aspecto relevante, uma vez que a ocorrência de falhas pode comprometer o funcionamento de todo o sistema (CHEN et al., 2011).

Entre os componentes presentes nesses conversores, destacam-se o capacitor eletrolítico e a chave de potência, frequentemente associados às falhas observadas em conversores CC–CC. De acordo com Lahyani et al. (1998), essas falhas estão predominantemente associadas a esses dois componentes, o que reforça a relevância de estratégias de monitoramento e detecção precoce.

No caso específico do capacitor de saída, sua degradação pode alterar a dinâmica do conversor e afetar o desempenho do sistema, podendo evoluir para condições de operação indesejadas quando não identificada em estágio inicial. Diante desse cenário, métodos de detecção de falhas baseados em redundância analítica apresentam-se como uma alternativa atrativa, pois utilizam modelos matemáticos e estimadores para indicar anomalias sem depender, necessariamente, de instrumentação adicional. Entre essas abordagens, o observador por modos deslizantes (SMO) destaca-se por apresentar robustez frente a incertezas paramétricas e menor sensibilidade ao ruído de medição (UTKIN; GULDNER; SHI, 2009). Sua implementação também é relativamente simples, podendo ser realizada em microcontroladores ou em processadores digitais (SHAO et al., 2013).

Dessa forma, justifica-se o desenvolvimento e a avaliação de um método de detecção apoiado em observadores de estado, capaz de gerar um resíduo indicativo de falha a partir da discrepância entre as grandezas estimadas e medidas, em consonância com a lógica de redundância analítica adotada em métodos de detecção e diagnóstico de falhas (ISERMANN, 2006; HWANG et al., 2010). Nesse contexto, a adoção de um critério de decisão baseado no comportamento do resíduo em regime permanente, com distinção entre perturbações operacionais e alterações paramétricas, contribui para reduzir falsos alarmes e tornar a detecção mais confiável. Sob essa perspectiva, a detecção da degradação do capacitor pode auxiliar nas ações de manutenção preditiva, mitigando paradas não programadas e reduzindo custos associados a falhas e intervenções corretivas emergenciais.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em cinco capítulos.

No Capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica que fundamenta o desenvolvimento da pesquisa. Inicialmente, são discutidos os conceitos de supervisão de sistemas, detecção e diagnóstico de falhas, bem como os principais métodos de detecção baseados em modelos. Em seguida, apresenta-se o conversor Boost em modo de condução contínua,

abordando seu princípio de funcionamento, sua modelagem e as falhas mais relevantes em seus componentes, com ênfase na degradação do capacitor de saída. Por fim, são revisados os conceitos de observadores de estado, incluindo o observador de ordem plena e o observador por modos deslizantes, que constitui a base do método adotado neste trabalho.

No Capítulo 3 é descrita a metodologia proposta para aplicação do observador por modos deslizantes ao conversor Boost. Nesse capítulo, são desenvolvidas a modelagem do conversor em espaço de estados médios, a formulação do observador, a definição do resíduo de tensão e o critério de detecção baseado em limiares. Além disso, é apresentada a forma como a degradação do capacitor é representada no modelo, bem como a lógica de decisão utilizada para distinguir perturbações operacionais de condições de falha.

No Capítulo 4 são apresentados e discutidos os resultados da validação do observador em ambiente Typhoon HIL, em configuração Virtual Hardware-in-the-Loop (V-HIL). Inicialmente, são analisadas as respostas do sistema em condição nominal e sob perturbações operacionais, como degraus de carga e degraus na tensão de entrada. Em seguida, são avaliados os cenários de degradação do capacitor por redução de capacitância, tanto em condição nominal quanto em situações associadas a degraus operacionais. Por fim, é realizada uma comparação consolidada dos resultados, com discussão dos patamares de decisão.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões da dissertação, destacando-se as principais contribuições do trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo apresenta a revisão bibliográfica que fundamenta o desenvolvimento desta dissertação. A discussão concentra-se em conceitos e abordagens relacionados à supervisão de sistemas, à detecção e ao diagnóstico de falhas, com ênfase em métodos baseados em modelos e em observadores de estado aplicados a conversores eletrônicos de potência.

Inicialmente, são revisados os conceitos gerais de supervisão, os principais tipos de falhas e os métodos de detecção empregados em sistemas dinâmicos. Em seguida, são abordados os conversores estáticos, com destaque para o conversor Boost operando em modo de condução contínua, incluindo seu princípio de funcionamento, suas equações básicas e os principais modos de falha em seus componentes.

Na sequência, são discutidas as falhas em conversores estáticos, com foco na degradação do capacitor de saída, uma vez que esse componente constitui o objeto principal de análise deste trabalho. Por fim, são apresentados os fundamentos dos observadores de estado, especialmente o observador por modos deslizantes, que serve de base para a metodologia proposta nos capítulos seguintes.

2.2 SUPERVISÃO DE SISTEMAS

Com o aumento da exigência de produtividade dos sistemas, aumentou também a responsabilidade do sistema estar em pleno funcionamento sem apresentar defeitos. Uma pequena falha em um componente pode colocar o sistema em risco, podendo acarretar prejuízos financeiros, pessoais e até mesmo afetar a segurança da instalação (SILVA, 2008).

Desse modo, a supervisão é bastante útil e tem como objetivo mostrar todos os estados atuais do sistema, incluindo os não desejados.

Conforme Isermann (2006), a supervisão é estruturada da seguinte maneira:

- **Monitoramento:** O monitoramento envolve a vigilância contínua das variáveis do sistema, verificando se estão dentro dos limites estabelecidos. Quando uma variável ultrapassa um limite, um alarme é acionado para alertar o operador, que deve avaliar a situação e tomar as ações corretivas necessárias.
- **Proteção Automática:** A proteção automática é ativada em situações de risco, acionando medidas de proteção para evitar danos. Essas medidas geralmente incluem ações corretivas que visam levar o processo a um estado seguro, como o desligamento automático do sistema para garantir a segurança. Por exemplo, em uma instalação elétrica, uma falha como um curto-circuito pode ser protegida automaticamente por um disjuntor. Quando ocorre um curto-circuito, o disjuntor interrompe o fluxo de corrente elétrica.

- **Supervisão com Diagnóstico de Falhas:** A supervisão com diagnóstico de falhas abrange um conjunto avançado de atividades. A geração de atributos utiliza técnicas como processamento de sinais e estimação de estados para obter informações detalhadas sobre o sistema. A detecção de falhas é realizada através da análise dos sintomas observados. As falhas detectadas são avaliadas e classificadas conforme seu nível de periculosidade, permitindo uma avaliação detalhada do impacto potencial. Baseando-se no grau de perigo, a tomada de decisões envolve ações apropriadas para mitigar riscos e garantir a operação segura do sistema.
- **Ações de Supervisão e Gerenciamento de Falhas:** As ações de supervisão e gerenciamento de falhas incluem diversas abordagens com base na avaliação das falhas diagnosticadas. A operação segura pode exigir o desligamento do sistema se houver risco iminente. A operação de confiança implica em ajustar variáveis operacionais para níveis mais seguros até que a falha seja corrigida. A reconfiguração pode ser feita utilizando sensores e componentes redundantes para manter o controle do processo. A inspeção envolve realizar diagnósticos detalhados para identificar a causa exata das falhas. A manutenção refere-se a alterar parâmetros ou substituir partes desgastadas rapidamente para restaurar a operação normal. Finalmente, o reparo deve ser feito para remover a falha e restaurar completamente a operação do sistema.

2.3 CONCEITOS DE DETECÇÃO DE FALHAS

Para controlar esses riscos causados pelas falhas, são necessários métodos para detectá-las e aumentar a confiabilidade e a segurança do sistema. Desse modo, podem ser empregadas técnicas de detecção baseadas em sistemas dinâmicos para identificar falhas através da análise de sinais. Essa análise pode ser feita pela verificação da alteração do sinal quando submetido a uma falha.

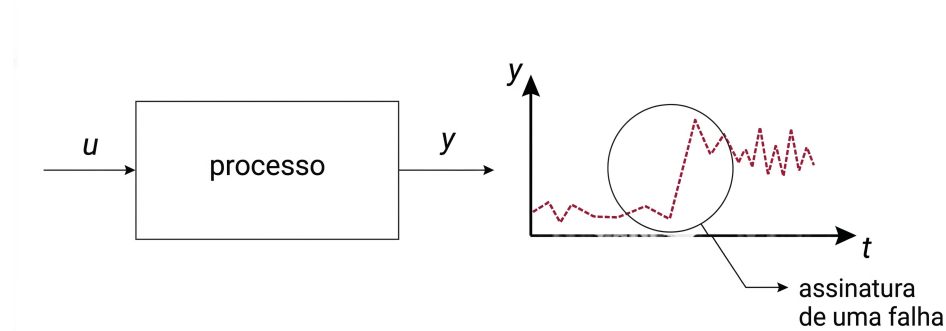
Na Figura 1, é possível observar um sinal entrando em falha e a alteração que pode ser ocasionada por essa falha, identificada como assinatura da falha.

A detecção da falha é fundamental para garantir a confiabilidade, que é a habilidade de executar uma função predeterminada durante um determinado período de tempo, sendo diretamente afetada por falhas. Além disso, um sistema de detecção eficaz assegura que problemas ocorridos não afetem a segurança do sistema e não coloquem em perigo os usuários ou o ambiente. Por fim, a detecção também garante a disponibilidade, que é a capacidade de o sistema estar operante de forma efetiva sempre que necessário.

Para compreensão dos próximos passos deste trabalho é necessário entender também alguns conceitos introdutórios pertinentes a essa área no que diz respeito a nomenclaturas, conforme apresentado em Isermann (2006):

- **Falta:** Um desvio de comportamento do sistema, fugindo dos padrões normais de pelo menos um dos parâmetros.

Figura 1 – Sinal apresentando falha.



Fonte: Adaptado de Silva (2008).

- **Falha:** Interrupção do sistema de maneira permanente.
- **Mau Funcionamento:** Irregularidade no cumprimento de uma das tarefas desejadas do sistema.
- **Erro:** Diferença entre o valor medido e o valor especificado para um determinado parâmetro.
- **Perturbação:** Uma determinada entrada que resulta em uma alteração da saída.
- **Resíduo:** A diferença entre o valor medido e o valor estimado do sistema.

No presente trabalho, tanto falhas como faltas serão consideradas como situações problemáticas para o funcionamento do sistema, independentemente de sua gravidade ou da capacidade do sistema de continuar executando suas funções.

2.3.1 FUNÇÕES DE DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS

Segundo Isermann (2006), existem algumas definições relacionadas à área de detecção e diagnóstico de falhas em sistemas, comumente encontradas na literatura de engenharia de controle e sistemas:

- **Detecção de Falhas:** Refere-se à capacidade de identificar a presença de uma falha em um sistema.
- **Isolamento de Falhas:** Consiste em determinar qual componente ou parte do sistema está causando a falha detectada.
- **Identificação de Falhas:** Refere-se à determinação das características e comportamento da falha uma vez que ela é detectada e isolada.

- **Diagnóstico de Falhas:** Engloba tanto o isolamento quanto a identificação de falhas. É o processo completo de detecção, isolamento e identificação de falhas em um sistema.

Essas funções são fundamentais para garantir os seguintes itens:

- **Confiabilidade:** Habilidade de executar uma função predeterminada durante um determinado período de tempo, sendo diretamente afetada por falhas.
- **Segurança:** O objetivo da segurança do sistema é garantir que problemas ocorridos não afetem a segurança do sistema e não coloquem em perigo os usuários ou o ambiente.
- **Disponibilidade:** Capacidade de o sistema estar operante de forma efetiva sempre que necessário.

2.3.2 TIPOS DE FALHAS

Quanto aos tipos de falha, eles podem ser divididos em vários aspectos. Neste contexto, vamos focar em dois: em relação ao tempo e em relação à localização.

2.3.2.1 TIPOS DE FALHAS EM RELAÇÃO AO TEMPO

Em relação ao tempo, as falhas podem ser classificadas em:

- **Abruptas:** Ocorrem de forma inesperada e rápida.
- **Incipientes:** Seus efeitos se manifestam de forma lenta.
- **Intermitentes:** Ocorrem de forma cíclica.

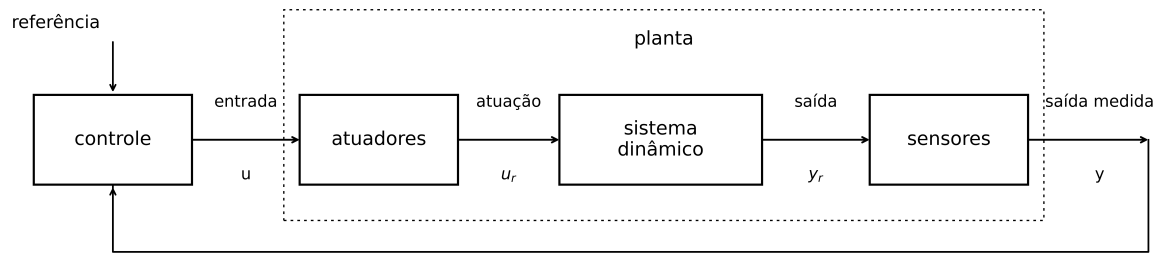
2.3.2.2 TIPOS DE FALHAS EM RELAÇÃO À LOCALIZAÇÃO

A Figura 2 mostra a relação das falhas quanto à sua localização; as falhas podem ocorrer nos atuadores, no sistema dinâmico e nos sensores. Essas possibilidades são discutidas detalhadamente em Lunze e Schroder (2004).

A função de cada um desses elementos é a seguinte:

- **Atuadores:** Dispositivos responsáveis por executar as ações de controle no sistema.
- **Sistema dinâmico:** Processos e componentes que contribuem para o comportamento global do sistema.
- **Sensores:** Dispositivos encarregados de monitorar as variáveis do sistema e fornecer ao controlador.

Figura 2 – Falhas em relação à localização.



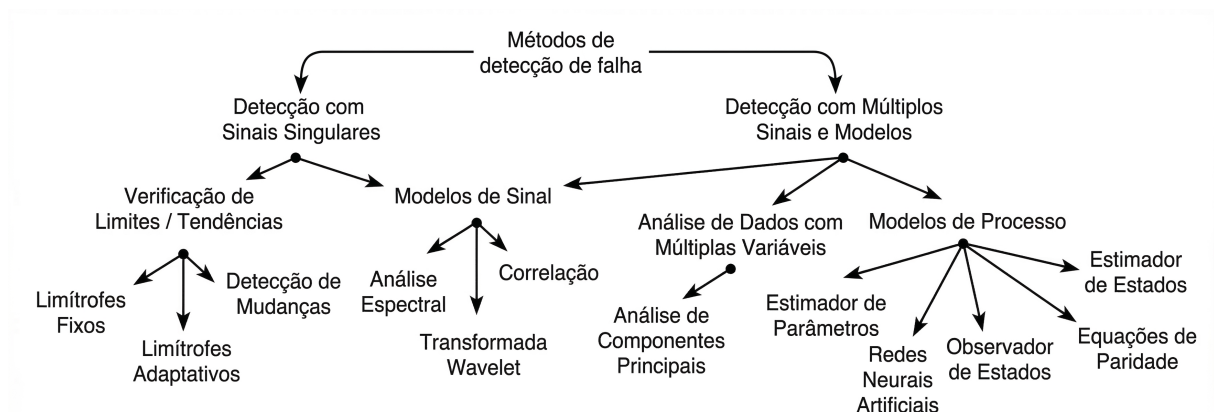
Fonte: Adaptado de Silva (2008).

2.4 MÉTODOS DE DETECÇÃO DE FALHAS

Existem várias divisões de métodos de detecção de falhas, e as classificações irão depender das literaturas a serem utilizadas como base, como pode ser visto em Venkatasubramanian et al. (2003), Lou, Budman e Duever (2003) e Angeli e Chatzinikolaou (2004).

Desta forma, serão descritas algumas das classificações que fundamentam o desenvolvimento deste trabalho. Este trabalho será baseado na divisão de Isermann (2006), onde o autor realiza uma divisão bastante ampla dos métodos, como pode ser visto na Figura 3.

Figura 3 – Métodos de detecção de falhas.



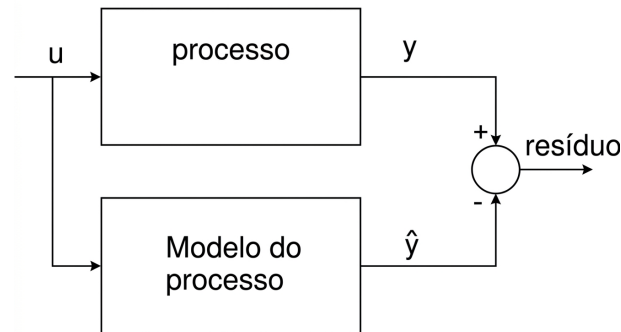
Fonte: Adaptado de Isermann (2006).

2.4.1 MODELOS DE PROCESSO

Os métodos baseados na análise de processo se fundamentam na análise de resíduos e, por isso, também podem ser chamados de análise de falhas baseadas em resíduos.

Como podemos observar na Figura 4, o sinal de saída do sistema será emulado a partir do modelo do processo. O sinal aferido passa por uma comparação com os valores do modelo matemático. Se houver divergência entre os sinais, será gerado um resíduo.

Figura 4 – Diagrama de blocos da geração do resíduo.



Fonte: Adaptado de Silva (2008).

Este resíduo é essencial, pois baliza os resultados e ajuda a determinar se o sistema está em falha. Em outras palavras, os resíduos indicam falhas no sistema real. Esses resíduos são os sintomas do problema, embasam a detecção e detalham a falha ocorrida.

2.4.2 MÉTODO MODELO DE PROCESSO BASEADO EM ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

A detecção de falhas baseada em estimação de parâmetros é uma técnica utilizada para identificar e diagnosticar falhas. Essa abordagem se baseia na construção de um modelo matemático do processo, que descreve como deve ser o comportamento em condições normais. A detecção de falhas ocorre quando há uma discrepância significativa entre o comportamento previsto pelo modelo e as medições reais.

Segundo Isermann (2006), existem duas principais abordagens para a estimação de parâmetros: minimização do erro da equação e minimização do erro de saída.

Na minimização do erro da equação, a estimação dos parâmetros é feita de forma linear e direta, permitindo uma solução não recursiva. Isso pode simplificar os cálculos. No entanto, pode ser menos precisa quando houver distúrbios ou ruídos no processo, já que assume que o erro está na equação e não nas saídas.

Já na minimização do erro de saída, são utilizados métodos de otimização numérica, que são iterativos e lidam melhor com ruídos e distúrbios. Essa abordagem pode ser mais precisa sob a influência de distúrbios, mas utiliza métodos de otimização iterativos, que tendem a ser mais complexos.

Ambas as abordagens utilizam um modelo adaptativo do processo, que se ajusta continuamente aos dados medidos. À medida que novas medições de entrada e saída são

coletadas, o modelo é calibrado.

2.4.3 MÉTODO MODELO DE PROCESSO BASEADO EM OBSERVADORES DE ESTADO

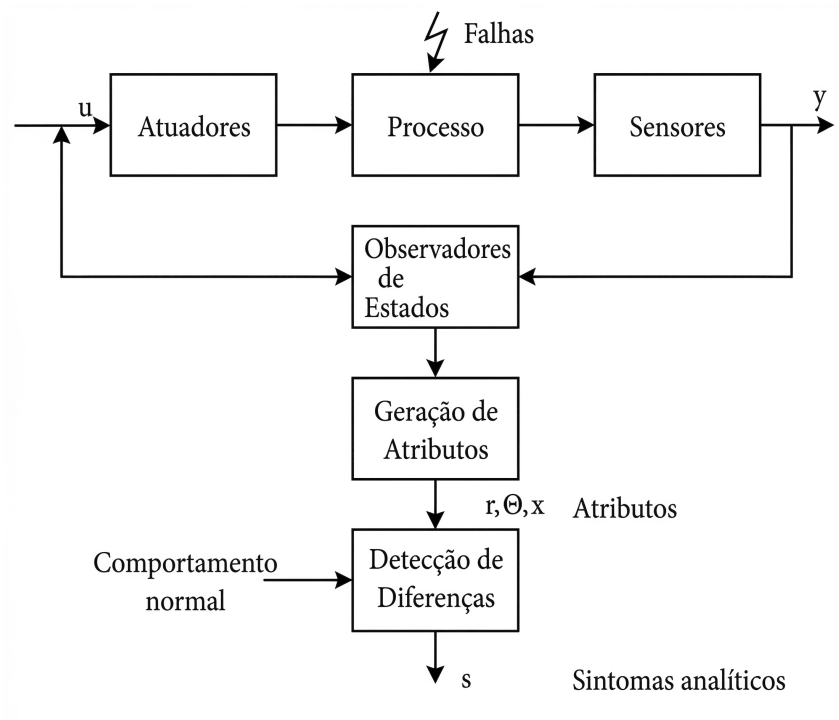
O observador tem como objetivo inferir os estados internos de um sistema dinâmico que não são diretamente mensuráveis, utilizando medições da saída e o modelo do sistema. Esse método fornece informações cruciais sobre o sistema e assegura seu desempenho. É amplamente utilizado quando os estados do sistema, como tensão, corrente ou carga, não podem ser medidos diretamente devido a restrições físicas ou econômicas. Em resumo, um observador de estado é uma ferramenta que estima variáveis internas não acessíveis diretamente, com base no comportamento observado e no modelo do sistema.

Em circuitos elétricos, os observadores de estado são empregados para estimar variáveis internas essenciais para um controle preciso e otimizado do sistema. Algumas técnicas de observadores de estado podem ser encontradas em referências como Isermann (2006) e Ljung (1999).

Na literatura, observadores de estado são utilizados na geração de resíduos (CAMPOS-DELGADO; ESPINOZA-TREJO, 2011; YOUSSEF; KHIL; SLAMA-BELKHODJA, 2013). Em Shao et al. (2013) é utilizado observador por modos deslizantes para a detecção de falhas em conversores multiníveis modulares.

Em Silva (2017), é abordada a técnica de observadores por modos deslizantes. No trabalho em questão, será utilizado esse método para realizar a verificação das falhas, conforme o esquema apresentado pela Figura 5.

Figura 5 – Esquema de detecção de falhas utilizando observadores de estado.



Fonte: Adaptado de Silva (2008).

2.5 CONVERSORES ESTÁTICOS

Conversores estáticos de potência são amplamente utilizados em diversas aplicações, como acionamentos de máquinas, veículos elétricos e sistemas de energia renovável. Como falhas nesses conversores podem comprometer o funcionamento do sistema como um todo, sua confiabilidade constitui um aspecto relevante (CHEN et al., 2011). Nesse contexto, os conversores eletrônicos desempenham função fundamental no processamento e condicionamento da energia elétrica, possibilitando sua utilização de maneira adequada e segura em diferentes aplicações. Entre os principais tipos, destacam-se os inversores, responsáveis pela conversão de corrente contínua em corrente alternada, e os conversores CC-CC, responsáveis pela adaptação dos níveis de tensão e corrente contínua conforme as necessidades do sistema. Além de sua função na conversão e adequação da energia, esses dispositivos também estão diretamente relacionados à operação segura e ao desempenho global do sistema. No caso dos conversores CC-CC, essa questão torna-se ainda mais relevante, pois componentes como o capacitor eletrolítico e a chave de potência estão entre os elementos mais vulneráveis, o que reforça a importância de estratégias de diagnóstico e monitoramento de falhas (GIVI; FARJAH; GHANBARI, 2016).

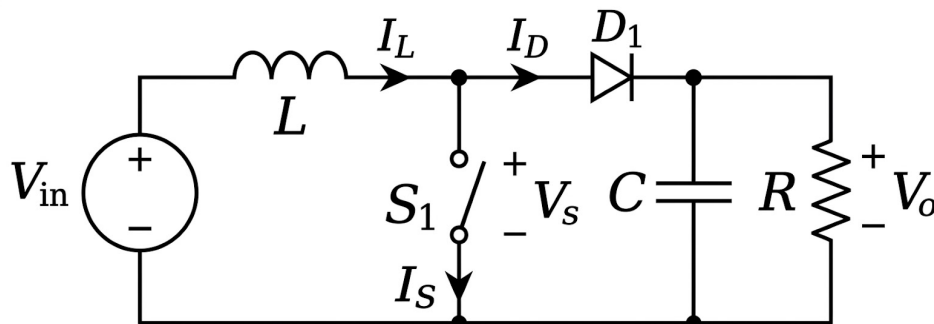
2.5.1 CONVERSOR BOOST

O conversor boost é um conversor elevador de tensão que aumenta a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Esse tipo de conversor tem diversas aplicações, podendo ser utilizado em sistemas fotovoltaicos, fontes de alimentação para dispositivos eletrônicos e até mesmo em veículos elétricos.

Este trabalho se fundamenta na teoria de funcionamento do conversor boost, conforme apresentado por Hart (2016) e Erickson e Maksimovic (2020).

O circuito básico desse conversor, ilustrado na Figura 6, compreende uma chave semicondutora (que pode ser um MOSFET, IGBT ou transistor de junção), um diodo, um indutor de entrada e um capacitor de filtro na saída.

Figura 6 – Circuito básico do conversor boost.

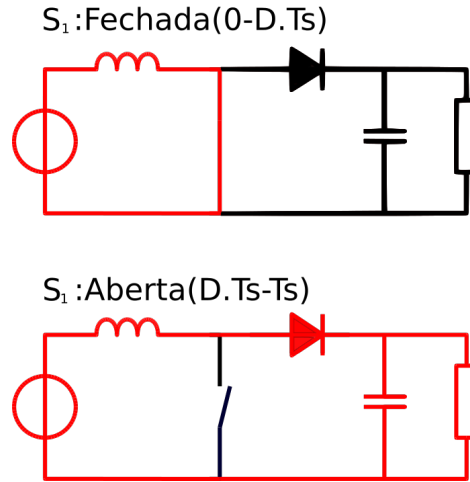


Fonte: próprio autor.

Os conversores CC possuem dois modos de funcionamento: condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente do indutor em regime permanente. Se o valor da corrente no indutor não atinge o valor zero, então o conversor está em modo de condução contínua (CCM). Se o indutor atingir o valor zero a cada etapa de comutação, então ele estará em modo de condução descontínua (DCM). Neste trabalho, abordaremos o conversor no modo CCM e apresentaremos as principais características e formas de onda desse modo de operação.

O conversor boost possui ainda duas etapas de condução que representam suas fases de operação. Essas duas etapas consistem basicamente na fase de armazenamento de energia, quando a chave está fechada, e na fase de transferência de energia, quando a chave está aberta, representadas pela Figura 7.

Figura 7 – Etapas de condução do conversor boost.



Fonte: próprio autor.

Primeira etapa (0 a DT_s): quando a chave está fechada, o diodo está em corte, e a corrente flui da fonte de entrada V_{in} através do indutor L para a chave. A tensão no indutor é igual à tensão de entrada V_{in} , e a corrente no indutor i_L aumenta. O capacitor fornece corrente à carga R .

As equações diferenciais para esta etapa são:

$$V_L = V_{in} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (2.2)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC} \quad (2.3)$$

Segunda etapa (DT_s a T_s): quando a chave está aberta, o diodo conduz, permitindo que a corrente do indutor flua para a saída. A tensão no indutor agora é $V_L = V_{in} - V_o$, e a corrente no indutor i_L diminui. O capacitor é carregado pela corrente do indutor e fornece corrente à carga R .

As equações diferenciais para esta etapa são:

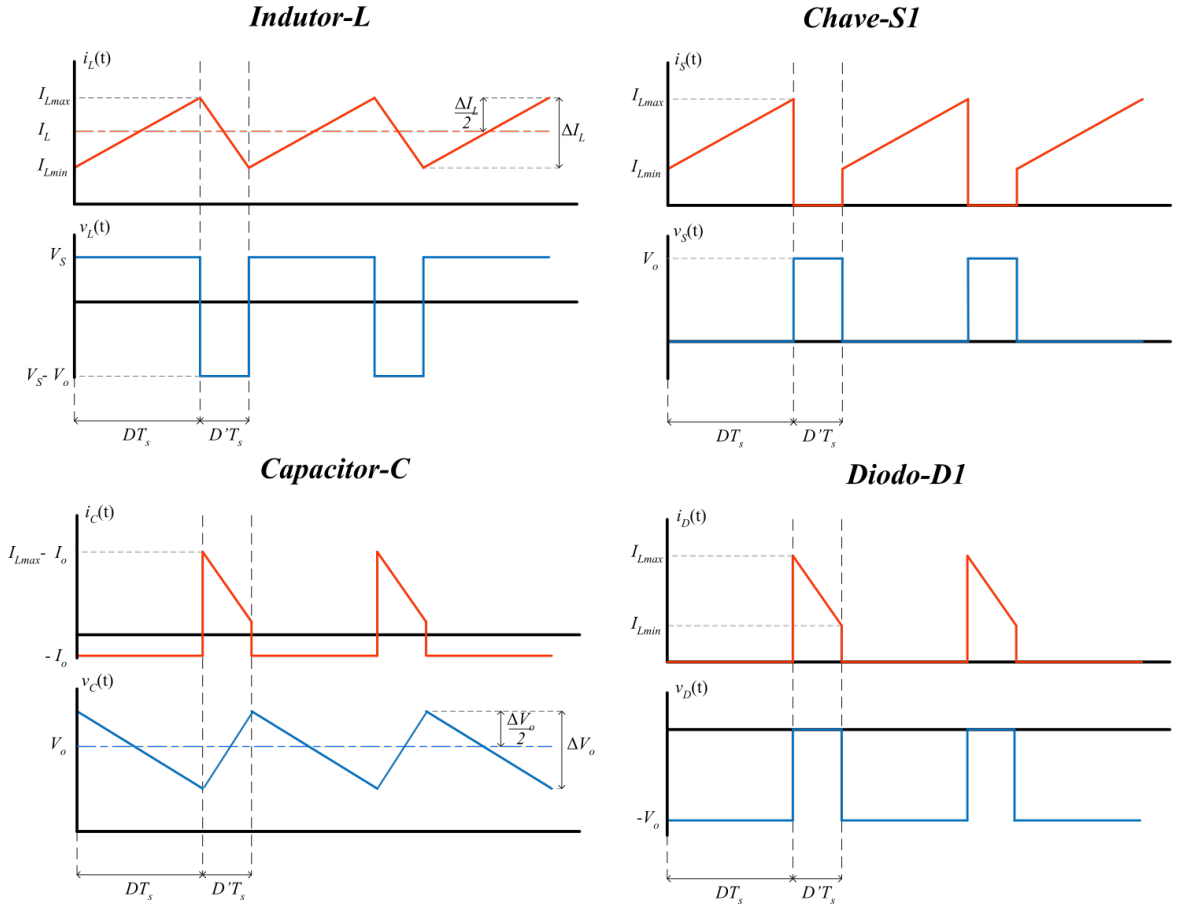
$$V_L = V_{in} - V_o \quad (2.4)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (2.5)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \quad (2.6)$$

A Figura 8 ilustra diversas formas de onda, baseadas no equacionamento, que auxiliam na compreensão do funcionamento do conversor Boost. Inicialmente, apresenta-se o sinal de controle, seguido pelas curvas de corrente e tensão no indutor L . Em seguida, são representadas as curvas de corrente e tensão no capacitor C , e, por fim, o comportamento dos semicondutores S_1 (chave) e D_1 (diodo).

Figura 8 – Formas de onda do conversor boost.



Fonte: próprio autor.

2.5.1.1 ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

Para um conversor Boost operando em modo de condução contínua (CCM), a variação líquida da corrente do indutor sobre um ciclo de chaveamento completo deve ser zero. Define-se a frequência de comutação da chave S_1 como f_s . Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.7)$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s \quad (2.8)$$

$$T_{off} = (1 - D) \cdot T_s \quad (2.9)$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada razão cíclica ou razão de trabalho (D), dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.10)$$

Desse modo, temos as seguintes variações de corrente no indutor:

1. **Chave fechada (0 a $D \cdot T$):**

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{V_{in}}{L} \cdot D \cdot T \quad (2.11)$$

2. **Chave aberta ($D \cdot T$ a T):**

$$\Delta I_{L_{off}} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (2.12)$$

Como a variação total da corrente deve ser zero:

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad (2.13)$$

Substituindo as expressões:

$$\frac{V_{in}}{L} \cdot D \cdot T + \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot (1 - D) \cdot T = 0 \quad (2.14)$$

Dividindo ambos os lados por T e L :

$$V_{in} \cdot D + (V_{in} - V_{out}) \cdot (1 - D) = 0 \quad (2.15)$$

Simplificando e isolando V_{out} :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (2.16)$$

Sendo assim, a equação de ganho do conversor Boost é dada por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.17)$$

A Equação 2.17 mostra que a tensão de saída (V_{out}) é maior que a tensão de entrada (V_{in}) para um ciclo de trabalho (D) entre 0 e 1. Conforme D se aproxima de 1, a tensão de saída aumenta, teoricamente, até o infinito.

A análise do conversor Boost em modo de condução contínua apresentada até este ponto parte de premissas ideais. No entanto, em implementações práticas, o circuito real encontra limitações físicas intrínsecas aos componentes eletrônicos, as quais distanciam o comportamento dinâmico real do modelo estritamente teórico (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020).

A principal restrição operacional reside no impacto macro das perdas ôhmicas e das não-idealidades dos elementos passivos, em que o indutor real apresenta uma resistência de condução equivalente e está sujeito à saturação do seu núcleo magnético sob correntes

elevadas, ao passo que o capacitor introduz perdas parasitas internas que elevam o *ripple* de alta frequência na saída. No tocante aos semicondutores, as chaves ativas e passivas impõem perdas por condução governadas por resistências internas e quedas de tensão direta, combinadas com perdas por comutação decorrentes do chaveamento em alta frequência.

Essas não-idealidades limitam de maneira direta a relação de conversão real da planta. Enquanto a análise teórica ideal prevê um ganho que tende ao infinito à medida que o ciclo de trabalho aproxima-se da unidade ($D \rightarrow 1$), as quedas de tensão internas invertem esse comportamento na prática, fazendo com que o ganho real sofra uma queda drástica após atingir um ponto máximo de saturação (RASHID, 2009).

2.6 FALHAS NOS CONVERSORES ESTÁTICOS

O estado da arte apresenta diferentes abordagens para a detecção de falhas em conversores eletrônicos de potência, abrangendo falhas em semicondutores, sensores e elementos passivos. Entre esses trabalhos, destacam-se estudos voltados à detecção e ao isolamento de falhas em sistemas CA-CC trifásicos (DING et al., 2013), ao diagnóstico de falhas de circuito aberto em inversores PWM (JUNG et al., 2013) e ao diagnóstico com tolerância a falhas em conversores multiníveis (LI et al., 2016). No âmbito dos elementos passivos, a literatura também contempla estudos especificamente direcionados à análise de capacitores, como a predição de falhas em capacitores eletrolíticos durante a operação de fontes chaveadas (LAHYANI et al., 1998) e o diagnóstico de capacitores de barramento CC por meio da estimativa *online* da resistência série equivalente (PU et al., 2013).

As falhas em conversores estáticos podem manifestar-se tanto em componentes passivos quanto em semicondutores de potência. Devido ao regime de chaveamento em alta frequência, esses dispositivos são submetidos a estresses térmicos e elétricos severos, o que tende a limitar sua vida útil e alterar seus parâmetros operacionais ao longo do tempo. O foco deste trabalho reside na análise da degradação do capacitor de saída do conversor Boost. Conforme reportado por Lahyani et al. (1998), os capacitores eletrolíticos e as chaves de potência figuram entre os componentes mais suscetíveis à ocorrência de falhas em conversores CC-CC, tornando o desenvolvimento de técnicas de monitoramento e diagnóstico fundamental para aumentar a confiabilidade e a continuidade operacional desses sistemas.

Diante desse cenário, estudos recentes têm direcionado esforços ao desenvolvimento de métodos baseados em observadores de estado, redundância analítica e estimativa de parâmetros para o diagnóstico de falhas em conversores Boost, com especial atenção ao monitoramento de componentes passivos e sensores.

Nesse contexto, Debab et al. (2025) propõe um esquema de detecção e identificação de falhas para conversores Boost, fundamentado na geração e análise de resíduos obtidos a partir de observadores de Luenberger. O método é capaz de detectar e identificar diferentes tipos de falhas, incluindo falhas de circuito aberto em chaves semicondutoras, falhas

em sensores de corrente e tensão e falhas em componentes passivos. Em relação aos componentes passivos, os autores demonstram a identificação da degradação do indutor e do capacitor por meio da estimação de seus parâmetros, permitindo detectar reduções na indutância e na capacitância a partir da comparação entre os valores estimados e limiares previamente estabelecidos. Além da metodologia proposta, o trabalho apresenta uma revisão abrangente das principais estratégias empregadas na literatura para o diagnóstico de falhas em conversores Boost, abordando técnicas baseadas em observadores de estado, observadores de Luenberger, identificação adaptativa de parâmetros, observadores por modos deslizantes e métodos destinados ao monitoramento de sensores e componentes passivos. Os resultados obtidos demonstram que a utilização de redundância analítica e observadores de estado constitui uma alternativa eficaz para o monitoramento de falhas em conversores Boost, sem a necessidade de sensores redundantes.

Outros autores também contribuíram para o avanço das técnicas de diagnóstico de falhas em conversores Boost. Zhuo et al. (2020) investigaram o diagnóstico de falhas de circuito aberto utilizando observadores. Khater et al. (2024) propuseram uma abordagem baseada em observador por modos deslizantes associada a limiares adaptativos para o diagnóstico e isolamento de falhas, destacando que a degradação dos capacitores constitui um dos principais fatores que comprometem a confiabilidade dos conversores de potência. Já Su et al. (2021) e Su et al. (2022) desenvolveram métodos baseados em sistemas chaveados e identificação adaptativa de parâmetros para o diagnóstico de falhas. No contexto do monitoramento de sensores, Schmidt, Oberrath e Mercorelli (2021), Choi, Kim e Kim (2019) e Li, Zhang e Li (2018) apresentaram abordagens voltadas à detecção de falhas em sensores de conversores CC-CC. Em conjunto, esses trabalhos evidenciam a evolução das técnicas de diagnóstico de falhas em conversores Boost.

Mais recentemente, Dahech, Boudabbous e Atitallah (2025) propuseram um método baseado em um Observador por Modos Deslizantes com ganhos adaptativos para o diagnóstico de falhas paramétricas em conversores Boost aplicados a sistemas fotovoltaicos, com foco na degradação do indutor e dos capacitores de entrada e saída. A metodologia emprega redundância analítica para a geração dos resíduos e realiza a seleção dos limiares por meio de uma análise de sensibilidade, visando reduzir a ocorrência de falsos alarmes e falhas de detecção mesmo na presença de ruído, variações paramétricas e mudanças nas condições ambientais. Os resultados demonstram melhorias no desempenho do método, incluindo redução do erro percentual absoluto médio e menor tempo de acomodação em comparação com a abordagem utilizada como referência pelos autores.

Observa-se que diferentes abordagens baseadas em observadores têm sido empregadas no diagnóstico de falhas em conversores Boost. Enquanto Zhuo et al. (2020) e Debab et al. (2025) utilizam observadores de Luenberger, trabalhos mais recentes, como os de Khater et al. (2024) e Dahech, Boudabbous e Atitallah (2025), empregam observadores por modos deslizantes para a geração de resíduos e o diagnóstico de falhas. Além dessas

estratégias, a literatura também contempla métodos baseados em identificação adaptativa de parâmetros e sistemas chaveados, evidenciando a diversidade de técnicas aplicadas ao diagnóstico de falhas em conversores Boost.

Nesse contexto, o método desenvolvido nesta dissertação utiliza um Observador por Modos Deslizantes para gerar resíduos destinados ao monitoramento da degradação do capacitor de saída em conversores Boost. A metodologia considera diferentes condições de operação, incluindo regime nominal, degraus de tensão de entrada e variações de carga, demonstrando que a degradação do capacitor pode ser detectada mesmo na presença dessas perturbações operacionais.

2.6.1 FALHAS NO CAPACITOR

Os capacitores são dispositivos formados por dois eletrodos condutores que armazenam cargas opostas. Esses eletrodos, chamados de placas, são separados por um material isolante conhecido como dielétrico. A função principal do dielétrico é evitar que as cargas nas placas se anulem, permitindo assim o armazenamento de energia elétrica. As cargas ficam armazenadas na superfície das placas, bem na interface com o material dielétrico.

A quantidade de carga que um capacitor consegue armazenar é definida pela sua capacitância, medida em farads (F). A capacitância depende da área das placas, da distância entre elas e das propriedades do material dielétrico.

A Figura 9 representa o circuito equivalente de um capacitor do tipo eletrolítico.

Figura 9 – Circuito equivalente do capacitor eletrolítico.



Fonte: Adaptado de Chen, Chou e Wu (2005).

Como pode ser observado na prática, o capacitor possui propriedades indutivas e resistivas acopladas a ele. Dessa maneira, essas componentes ficam intrinsecamente ligadas ao capacitor, impedindo que ele se comporte como um capacitor puro. A ESR (*Equivalent Series Resistance*) modela os terminais e as perdas no dielétrico do capacitor, enquanto a ESL (*Equivalent Series Inductance*) descreve as características indutivas do capacitor acima de sua frequência de ressonância.

O valor de ESR do capacitor deve ser o mais baixo possível, pois valores elevados de ESR fazem com que o capacitor dissipe mais calor, podendo reduzir a vida útil do componente e contribuir para o mau funcionamento dos circuitos em que está aplicado.

A indutância série equivalente (ESL) dos capacitores eletrolíticos pode ser desprezada em projetos de conversores estáticos. Isso se justifica pelo fato de a frequência de

operação desses conversores ser consideravelmente inferior à frequência de ressonância do circuito.

Segundo Gupta et al. (2018), os capacitores eletrolíticos apresentam dois principais tipos de falhas que devem ser considerados: as falhas catastróficas e as falhas por degradação do componente.

As falhas catastróficas ocorrem quando o componente perde totalmente as suas funções, sendo causadas por curto-circuito ou circuito aberto. Essas falhas geralmente são provocadas por níveis excessivos de estresse térmico, elétrico ou mecânico, conforme apontado por Sundararajan et al. (2020).

Já as falhas por degradação decorrem da perda das propriedades elétricas do material com o passar do tempo, representando a principal causa de mau funcionamento em capacitores eletrolíticos. Essas falhas se manifestam gradualmente, alterando dois parâmetros elétricos cruciais: a capacitância e a resistência série equivalente (ESR), parâmetros amplamente utilizados no monitoramento da condição de capacitores eletrolíticos (GUPTA et al., 2018; BRAHAM et al., 2010; DANG; KWAK, 2020).

Conforme Bhargava, Banga e Singh (2018), um decréscimo de 20% na capacitância gera um aumento de 100% na ESR. Além disso, uma redução de 40% na capacitância gera um aumento de 2,7 vezes na ESR (GUPTA et al., 2018).

Segundo Gasperi (1996), a evaporação do eletrólito é um dos principais mecanismos de desgaste em capacitores eletrolíticos, resultando na redução da capacitância e no aumento da ESR. Sendo esses parâmetros indicadores relevantes para monitorar o estado de saúde e estimar a vida útil desses (DANG; KWAK, 2020).

2.6.2 FALHAS NOS SEMICONDUTORES

Os semicondutores possuem o objetivo de realizar o chaveamento do circuito, diminuindo a resistência quando estão ligados (fechando o circuito) e aumentando a resistência quando estão desligados (abrindo o circuito).

Os modos de falhas apresentados por esse dispositivo são:

- curto-circuito;
- circuito aberto.

As falhas em semicondutores podem ser provocadas por sobretensões, sobrecorrentes ou alterações no circuito de controle responsável pelo chaveamento do conversor. Essas falhas também podem ser resultantes da degradação do componente ao longo do tempo.

Conforme Rashid (2009), mesmo descargas eletrostáticas, decorrentes de procedimentos inadequados de manuseio de semicondutores, podem induzir falhas, como curto-circuitos.

2.6.3 MODELAGEM DA FALHA

Segundo Isermann (2005), falhas em componentes podem ser modeladas como desvios aditivos nas matrizes do sistema, representadas por ΔA e ΔB , resultando em:

$$\tilde{A} = A + \Delta A, \quad \tilde{B} = B + \Delta B \quad (2.18)$$

Assim, a equação de estado com falha torna-se:

$$\dot{x}(t) = \tilde{A}x(t) + \tilde{B}u(t) \quad (2.19)$$

Com base em Ventura (2018), Isermann (2006), considera-se que os efeitos de falhas paramétricas podem ser representados como uma perturbação equivalente no modelo em espaço de estados. Assim, para fins de modelagem e análise, os desvios nos parâmetros são reunidos em um único termo agregado Δ_{AB} , cuja contribuição é ativada por um fator binário f_i , com $f_i = 0$ na condição normal e $f_i = 1$ na presença de falha:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + \Delta_{AB} f_i. \quad (2.20)$$

O termo adicional altera a dinâmica do sistema em tempo real. Utilizando um observador, compara-se a saída estimada com a real; a diferença gera resíduos que indicam a presença da falha. A detecção ocorre quando esses resíduos ultrapassam o valor nominal esperado, conforme discutido em Isermann (2006).

2.7 OBSERVADORES DE ESTADO

Neste item, são apresentados dois tipos de observadores de estado. Conforme discutido anteriormente, observadores podem ser aplicados na identificação de falhas em sistemas.

Os observadores de estado são sistemas capazes de estimar os valores de determinados estados internos de um sistema real, baseando-se em valores medidos de entrada e saída. Essa abordagem é especialmente útil em sistemas nos quais a medição direta de todas as variáveis de estado não é viável ou não é desejável. O observador de ordem plena é amplamente tratado na literatura de controle moderno e teoria de sistemas (OGATA, 2010; LUENBERGER, 1966; CHEN, 1999).

Neste trabalho, são abordados o observador de ordem plena e o observador por modos deslizantes. Para este último, a fundamentação adotada apoia-se nos princípios apresentados por Utkin (1993).

2.7.1 OBSERVADOR DE ORDEM PLENA

A abordagem para o observador de ordem plena segue a descrição e os conceitos apresentados no livro de Ogata (2010).

Para iniciar o estudo do observador de ordem plena, consideraremos um sistema dado, representado pela seguinte equação no espaço de estados:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.21)$$

$$y = Cx \quad (2.22)$$

O modelo do observador é conceitualmente similar ao modelo do sistema em análise, com a adição de um termo que corrige o erro de estimação causado pelas incertezas nas matrizes A e B , bem como pela ausência do erro inicial. A Equação (2.23) define a equação do observador.

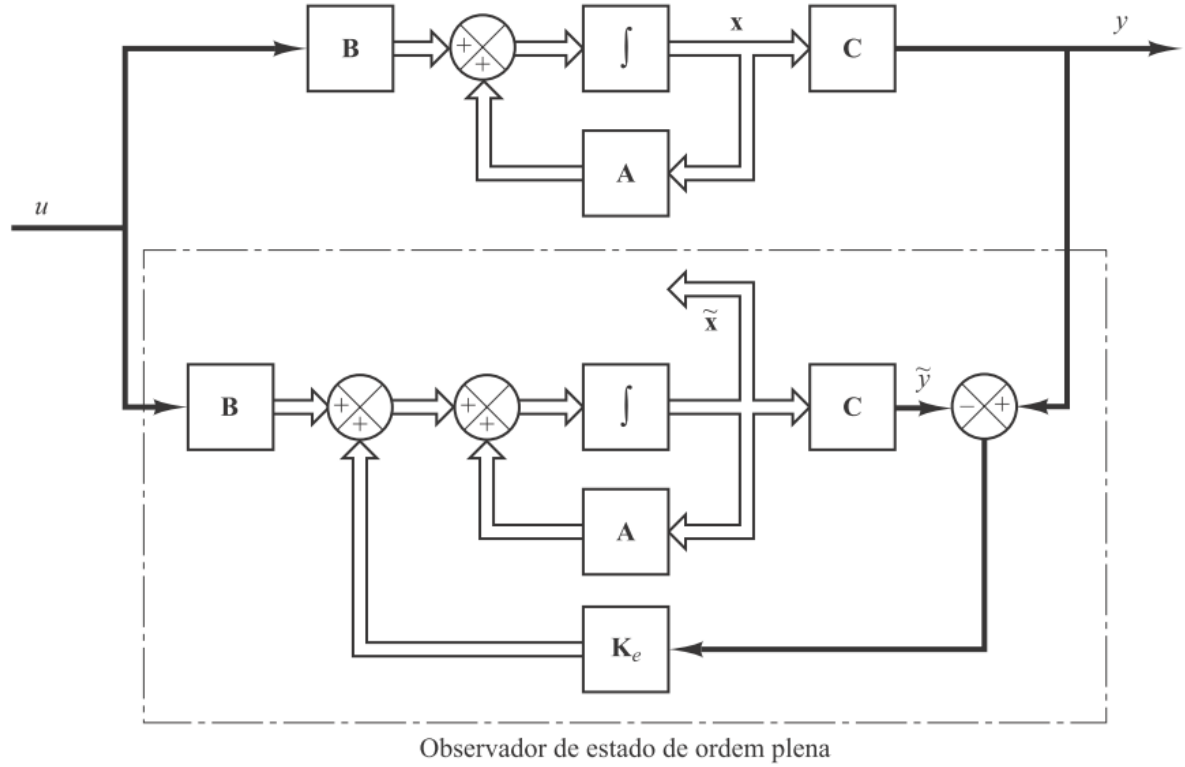
$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{K}_e(y - \mathbf{C}\hat{x}) = (\mathbf{A} - \mathbf{K}_e\mathbf{C})\hat{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{K}_ey \quad (2.23)$$

onde:

- $\hat{x}$ representa o vetor de estados estimado;
- $\mathbf{C}\hat{x}$ representa a saída estimada do observador;
- $\mathbf{K}_e$ é a matriz de ganho do observador.

O diagrama de blocos correspondente à equação pode ser encontrado na Figura 10.

Figura 10 – Diagrama de blocos do observador de ordem plena.



Fonte: Ogata (2010).

A partir do diagrama de blocos, observa-se que o observador utiliza a entrada de controle u e a medição y para gerar as estimativas dos estados. O erro de observação pode ser obtido por:

$$\dot{x} - \dot{\tilde{x}} = Ax - A\tilde{x} - K_e(Cx - C\tilde{x}) = (A - K_eC)(x - \tilde{x}) \quad (2.24)$$

A diferença entre x e $\tilde{x}$ é definida como o vetor de erro e :

$$e = x - \tilde{x} \quad (2.25)$$

Resultando na seguinte expressão para o erro:

$$\dot{e} = (A - KC)e \quad (2.26)$$

Portanto, os autovalores da matriz $(A - KC)$ determinam o comportamento do erro. Se essa matriz for estável, isto é, se os autovalores tiverem partes reais negativas, o erro irá convergir para zero, e as estimativas dos estados $\hat{x}$ se aproximarão dos estados reais, independentemente dos valores iniciais.

O cálculo da matriz de ganho do estimador K_e é um passo crucial no projeto do observador e é feito com base no comportamento desejado do sistema. Esse comportamento

é geralmente especificado por meio da alocação de polos, que é uma técnica para escolher os autovalores desejados da matriz $(A - K_e C)$.

Métodos comuns para determinar este ganho são:

- **Alocação de polos:** consiste em definir os autovalores desejados para a matriz $(A - K_e C)$ e, a partir disso, calcular o ganho K_e para que os autovalores do sistema observador correspondam aos valores especificados.
- **Matriz de transformação:** emprega transformações matriciais para tornar o problema mais manejável e facilitar o cálculo do ganho K_e .
- **Fórmula de Ackermann:** é especialmente eficaz para sistemas de controle que possuem um número fixo de polos e zeros, proporcionando um método sistemático para calcular K_e .

Cada um desses métodos para calcular o ganho K_e tem características diferentes. A escolha do método adequado depende do sistema e das necessidades de desempenho. Usar o método certo garante estimativas precisas e atende aos critérios de estabilidade e desempenho.

2.7.2 OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES

O observador por modos deslizantes caracteriza-se por sua robustez frente a incertezas paramétricas, menor sensibilidade a perturbações e implementação relativamente simples em processadores e microprocessadores (SLOTINE; HEDRICK; MISAWA, 1986; HASKARA, 1998; LIENHARDT; GATEAU; MEYNARD, 2007; ALMALEKI, 2010).

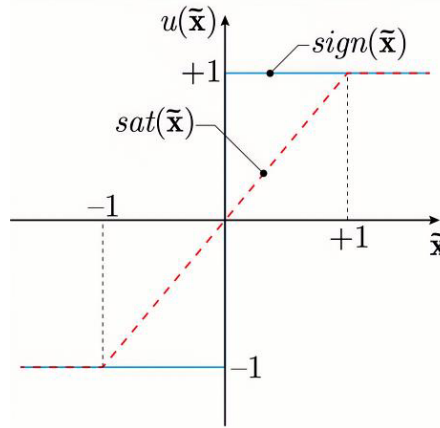
Segundo Utkin (1993), um sistema dinâmico entra em modo deslizante quando uma de suas entradas é uma função descontínua, com uma frequência de descontinuidade que pode ser teoricamente infinita. Isso permite que um sistema de primeira ordem, descrito pela equação 2.21, possa seguir o estado $x(t)$ a partir de medições obtidas por um processo de conversão analógico-digital. Neste cenário, o estado observado $\hat{x}(t)$ pode ser determinado utilizando o modelo dinâmico da equação 2.27, acrescido de uma função de chaveamento, conforme mostrado em:

$$\frac{d}{dt}\hat{x}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + Of(t) \quad (2.27)$$

Onde O representa o vetor de ganhos do observador, $\hat{x}(t)$ é o vetor de estados observados, A é a matriz de ganho dinâmico, B é o ganho de entrada, $u(t)$ é a entrada, e $f(t)$ é a função de chaveamento. Esta função de chaveamento pode ser utilizada de diversas formas, mas mais comumente como a do tipo sinal e saturação, como pode ser vista na Figura 11.

A função de chaveamento tem a finalidade de garantir que o erro $\tilde{x}(t)$ entre o estado medido $x(t)$ e o estado estimado $\hat{x}(t)$ seja zero. Isso é alcançado ajustando a

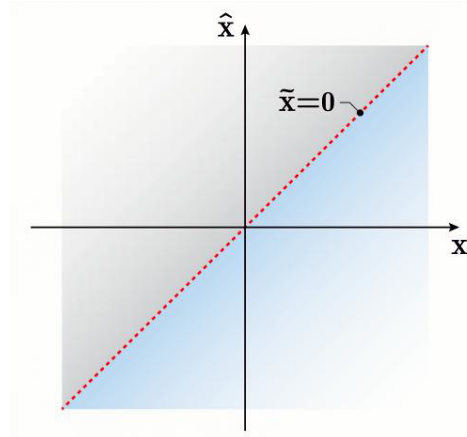
Figura 11 – Função do tipo saturação e do tipo sinal.



Fonte: Silva (2017).

derivada do estado estimado para ser positiva ou negativa, fazendo com que $\hat{x}(t)$ tenda para $x(t)$. Essa relação entre o estado estimado e o estado medido é chamada de superfície de deslizamento e é representada pela Figura 12.

Figura 12 – Superfície de deslizamento.



Fonte: Silva (2017).

E pode ser expressa pela equação:

$$\tilde{x}(t) = \hat{x}(t) - x(t) \quad (2.28)$$

Para que o observador por modos deslizantes funcione corretamente, ele deve atuar nessa superfície de deslizamento onde $\tilde{x}(t)$ é zero em teoria. Para alcançar isso, o ganho do observador relacionado ao estado $x(t)$ precisa ser adequadamente projetado. A convergência do estado estimado para o estado real é assegurada quando a derivada do erro quadrático é negativa, conforme indicado pela equação 2.29 apresentada em Silva (2017).

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\tilde{x}^2(t)}{2} \right] = \tilde{x}(t) \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} < 0 \quad (2.29)$$

2.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentada a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento do trabalho. Foram revisados os conceitos de supervisão de sistemas, detecção e diagnóstico de falhas, bem como os principais métodos baseados em modelos utilizados para monitoramento de sistemas dinâmicos.

Também foram discutidos os princípios de funcionamento do conversor Boost, suas principais características em modo de condução contínua e os modos de falha mais relevantes em seus componentes, com destaque para a degradação do capacitor de saída. Além disso, foram apresentados os fundamentos dos observadores de estado, incluindo o observador de ordem plena e o observador por modos deslizantes.

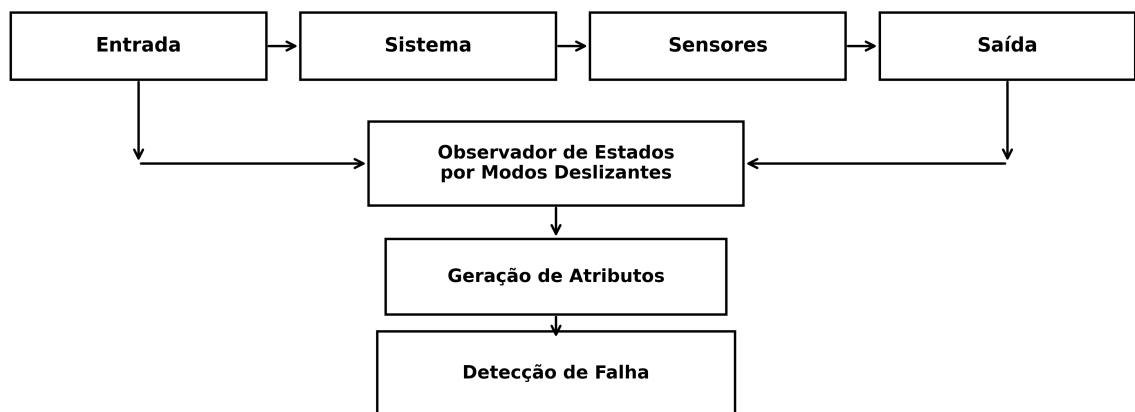
3 APLICAÇÃO DO OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES AO CONVERSOR BOOST PARA DETECÇÃO DE FALHAS

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, utilizam-se a fundamentação teórica e as expressões desenvolvidas no capítulo anterior para aplicar o Observador por Modos Deslizantes (SMO) ao conversor Boost e, a partir disso, realizar a detecção de falhas.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 13 sintetiza a metodologia proposta para detecção de falhas em conversores Boost baseada em um observador de modos deslizantes. A tensão de saída medida é comparada à tensão estimada pelo observador, gerando um resíduo de estimação; a partir desse resíduo, extraem-se indicadores escalares em janelas temporais, os quais subsidiam a regra de decisão para detecção de degradação paramétrica.

Figura 13 – Diagrama de blocos para detecção de falhas em conversores Boost.



Fonte: próprio autor.

Cada etapa do diagrama desempenha uma função específica no processo de monitoramento do sistema. A seguir, descrevem-se as fases representadas:

- **Entrada:** representa o ponto inicial do processo, no qual os dados ou sinais de interesse são fornecidos ao sistema para posterior processamento.
- **Sensores:** são responsáveis pela aquisição das grandezas do sistema, convertendo-as em sinais adequados para utilização pelo observador e pelas etapas subsequentes do método.
- **Observador de Estados por Modos Deslizantes:** utiliza o modelo do sistema e as medições disponíveis para estimar os estados internos do conversor, permitindo

acompanhar seu comportamento dinâmico e gerar informações relevantes para o monitoramento.

- **Geração de atributos:** a partir das estimativas e do resíduo de estimação, são obtidos indicadores que sintetizam o comportamento do sistema e servem de base para a etapa de decisão.
- **Detecção de falhas:** nesta etapa, os indicadores extraídos são analisados para verificar se o sistema permanece em condição normal de operação ou se apresenta comportamento compatível com falha.
 - **Falha no capacitor:** entre as falhas avaliadas, destaca-se a degradação do capacitor de saída, cuja ocorrência altera a dinâmica do conversor Boost e pode ser identificada por meio da análise do resíduo e dos indicadores associados.

Este capítulo também descreve a validação do SMO aplicado ao conversor Boost e a proposta de um critério de decisão para detecção de falhas associadas à degradação do capacitor de saída. O objetivo central é demonstrar que o observador mantém rastreamento adequado sob perturbações operacionais, como degraus de tensão de entrada e degraus de carga, e que o resíduo de estimação permite extrair indicadores reprodutíveis capazes de distinguir, de forma empírica, condições normais, perturbações e falhas paramétricas por perda de capacitância.

A validação foi realizada por meio de emulação do conversor Boost na plataforma *Typhoon HIL*, o que impõe restrições típicas de implementação, como passo de simulação, discretização e limitações numéricas, aproximando os resultados de um cenário de implementação futura em sistemas embarcados.

3.2 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST NO ESPAÇO DE ESTADOS

Para obter a modelagem do conversor boost em espaço de estados médios, precisamos analisar seu funcionamento durante as duas etapas de operação (comutação); para isso, deve-se ponderar as equações das duas etapas pelo ciclo de trabalho D (*duty cycle*) e $1 - D$.

A equação de espaço de estados médios para a corrente do indutor (3.1) é obtida utilizando as equações (2.2) e (2.5):

$$\frac{di_L}{dt} = D \cdot \frac{V_{in}}{L} + (1 - D) \cdot \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (3.1)$$

Simplificando:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{DV_{in}}{L} + \frac{(1 - D)V_{in} - (1 - D)V_o}{L} \quad (3.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{DV_{in} + V_{in} - DV_{in} - (1 - D)V_o}{L} \quad (3.3)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{(1-D)V_o}{L} \quad (3.4)$$

Para a equação da tensão de saída em espaço de estados médios (3.5) é necessário tomar como base as equações (2.3) e (2.6):

$$\frac{dV_o}{dt} = D \cdot \left(-\frac{V_o}{RC} \right) + (1-D) \cdot \left(\frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \right) \quad (3.5)$$

Simplificando:

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{DV_o}{RC} + (1-D) \cdot \left(\frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \right) \quad (3.6)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{DV_o}{RC} + \frac{(1-D)i_L}{C} - \frac{(1-D)V_o}{RC} \quad (3.7)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{(1-D)i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \quad (3.8)$$

Considerando 3.4 e 3.8 na forma matricial dos espaços de estados médios:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.9)$$

A Matriz 3.9 representa as equações de estado médias desse modelo, servindo de base para a aplicação do observador por modos deslizantes (SMO) na detecção de falhas. Para a validação do observador proposto, o conversor Boost é configurado para operar em malha aberta, utilizando a razão cíclica (D) como uma variável de entrada direta e independente.

3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR POR OBSERVADOR DE MODO DESLIZANTE

Para o projeto do observador do conversor Boost, serão combinados os conhecimentos sobre o funcionamento do conversor e o conceito do observador de estado em modo deslizante. A equação de chaveamento do conversor Boost, fundamental para o projeto, é dada pela Equação 3.10.

$$\mu(t) = \text{sign}(\tilde{V}_o(t)) \quad (3.10)$$

Onde:

- $\mu(t)$ é a função chaveada;
- $\tilde{V}_o(t)$ é o erro entre a tensão observada e a medida.

Para o desenvolvimento do modelo do observador, serão utilizadas como base a equação da corrente no indutor (Equação 3.4) e a equação que descreve o comportamento da derivada da tensão no capacitor (Equação 3.8). Estas serão modeladas de acordo com

a Equação 2.27. A partir disso, serão desenvolvidas as seguintes equações: Equação 3.11, referente à corrente observada no indutor, e Equação 3.12, referente à tensão observada no capacitor.

$$\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \frac{D-1}{L}\hat{V}_o(t) + \frac{1}{L}V_{in}(t) + k_i\mu(t) \quad (3.11)$$

$$\frac{d\hat{V}_o(t)}{dt} = \frac{1-D}{C}\hat{i}_L(t) - \frac{1}{RC}\hat{V}_o(t) + k_v\mu(t) \quad (3.12)$$

Onde:

- $\hat{i}_L(t)$: corrente no indutor observada;
- $\hat{V}_o(t)$: tensão do capacitor de saída observada;
- k_i : ganho do observador de corrente;
- k_v : ganho do observador de tensão.

Essas duas equações diferenciais podem ser combinadas em uma forma matricial compacta, como mostrado na Equação 3.13, para facilitar a análise e o projeto do observador por modos deslizantes.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{V}_o(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{V}_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}(t) + \begin{bmatrix} k_i \\ k_v \end{bmatrix} \mu(t) \quad (3.13)$$

Com base no modelo médio do conversor Boost em CCM, as dinâmicas contínuas implementadas no observador são dadas pelas Eqs. (3.11) e (3.12). Por fim, define-se o resíduo de tensão como o módulo da diferença entre a tensão estimada e a medida (3.14), sendo utilizada a magnitude r_V como sinal de saída para análise dos indicadores de detecção.

$$r_V(t) = |\hat{V}_o(t) - V_o(t)| \quad (3.14)$$

A estabilidade dos observadores de tensões equivalentes é demonstrada através de uma análise de Lyapunov no domínio do tempo contínuo. A função de Lyapunov $V(t)$ e sua derivada são definidas conforme abaixo:

$$V(t) = \frac{1}{2} (\tilde{V}_o(t)^2 + \tilde{i}_L(t)^2) \quad (3.15)$$

$$\frac{dV(t)}{dt} = \frac{d\tilde{V}_o(t)}{dt}\tilde{V}_o + \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt}\tilde{i}_L \quad (3.16)$$

As equações que descrevem os erros de corrente e tensão, respectivamente 3.17 e 3.18, são expressas por:

$$\frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} - \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.17)$$

$$\frac{d\tilde{V}_o(t)}{dt} = \frac{d\hat{V}_o(t)}{dt} - \frac{dV_o(t)}{dt} \quad (3.18)$$

Ao substituir as equações 3.4 e 3.11 na equação 3.17, obtém-se 3.19. Similarmente, substituindo 3.8 e 3.12 em 3.18, resulta-se na equação 3.20.

$$\frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = \frac{D-1}{L}\tilde{V}_o(t) + k_i\mu(t) \quad (3.19)$$

$$\frac{d\tilde{V}_o(t)}{dt} = \frac{1-D}{C}\tilde{i}_L(t) - \frac{1}{RC}\tilde{V}_o(t) + k_v\mu(t) \quad (3.20)$$

Substituindo 3.20 e 3.19 em 3.16, obtemos:

$$\dot{V}(t) = (1-D)\left(\frac{1}{C} - \frac{1}{L}\right)\tilde{i}_L\tilde{V}_o - \frac{\tilde{V}_o^2}{RC} + \mu(t)\left(k_v\tilde{V}_o + k_i\tilde{i}_L\right). \quad (3.21)$$

Para assegurar a estabilidade, deve-se garantir que

$$\frac{dV(t)}{dt} < 0. \quad (3.22)$$

A estabilidade do observador é garantida ao assegurar que a derivada da função de Lyapunov seja estritamente negativa, o que implica na convergência dos erros de estimação para zero. Como a função de chaveamento (3.10) é baseada no sinal do erro de tensão, o produto entre ambos resulta em (3.23).

$$\mu(t)\tilde{V}_o(t) = |\tilde{V}_o(t)| \quad (3.23)$$

Dessa forma, ao projetarmos o ganho de tensão (k_v) com um valor negativo e de elevada magnitude, garantimos que ele atue como o termo dominante na equação de estabilidade. Em particular, a derivada (3.21) contém o termo $\mu(t)k_v\tilde{V}_o(t)$, que pela relação (3.23) pode ser escrito como $k_v|\tilde{V}_o(t)|$. Assim, escolhendo $K_v < 0$, esse termo é sempre não positivo, forçando o sistema em direção à superfície de deslizamento e aumentando a robustez contra perturbações externas.

Em contrapartida, o termo relacionado ao ganho de corrente (k_i) pode comprometer a estabilidade global. Para evitar isso, adota-se para k_i um valor positivo e de pequena magnitude. Essa escolha assegura que o efeito estabilizador do ganho de tensão prevaleça, mantendo a derivada de Lyapunov negativa e permitindo que o observador mantenha uma convergência rápida e precisa, mesmo diante de incertezas nos parâmetros do conversor.

3.4 APLICAÇÃO DO CRITÉRIO DE DETECÇÃO DE DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR

Capacitores eletrolíticos falham principalmente de duas formas: falhas catastróficas e falhas por degradação. As falhas catastróficas resultam em perda total de função (curto-circuito ou circuito aberto) e, em geral, estão associadas a sobrecargas térmicas, elétricas ou mecânicas (SUNDARARAJAN et al., 2020). Já as falhas por degradação decorrem da evaporação gradual do eletrólito, reduzindo a capacitância e elevando a resistência série equivalente; tais variações são indicadores da condição funcional do componente (GASPERI, 1996; GUPTA et al., 2018).

Neste trabalho, o interesse recai sobre a perda de capacitância, pois ela altera a dinâmica de $V_o(t)$ e tende a introduzir um descasamento persistente entre a planta e o modelo nominal utilizado pelo observador por modos deslizantes. Como o resíduo r_V mede a discrepância entre a tensão medida e a tensão estimada, espera-se que esse descasamento se manifeste como um aumento sustentado do resíduo após a acomodação do regime, servindo de base para o critério de detecção adotado.

A perda de capacitância ao longo do tempo pode ser representada, de forma simplificada, por:

$$C(t) = C + \tau_C(t) \quad (3.24)$$

Em que C é o valor nominal e $\tau_C(t)$ representa a degradação acumulada. Essa modelagem é adotada neste trabalho para representar a falha paramétrica no capacitor de saída.

Considerando o modelo médio do conversor Boost em condução contínua (CCM), a dinâmica da tensão de saída pode ser escrita como:

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{(1-D)i_L}{C + \tau_C(t)} - \frac{V_o}{R(C + \tau_C(t))} \quad (3.25)$$

Assim, a redução de $C(t)$ modifica a resposta de V_o mesmo mantendo-se V_{in} , R e D constantes. Como o observador utiliza parâmetros nominais, a degradação torna o modelo interno incompatível com a planta, elevando o erro de estimação de forma persistente e, conseqüentemente, aumentando o nível do resíduo r_V em regime.

Na literatura, é possível encontrar trabalhos que acompanham a condição de saúde do capacitor. Nessa linha, Nguyen e Lee (2015) utilizam a capacitância como principal indicador para o diagnóstico. Já Poon et al. (2017) e Yao et al. (2015) utilizam a capacitância como uma das variáveis para a detecção de falhas.

3.5 LÓGICA DE DECISÃO POR LIMIARES DO RESÍDUO DE TENSÃO

Para a definição do critério de decisão para detecção de falhas, adota-se uma estratégia de verificação por limites (*threshold*), na qual o resíduo gerado pelo observador é comparado com valores de referência. Conforme Silva (2008), essa técnica é adequada

em situações nas quais os parâmetros monitorados podem variar em função do ponto de operação sem, necessariamente, indicar falha, desde que permaneçam dentro de limites compatíveis com a condição normal, sendo empregada em sistemas de diagnóstico baseados em observadores (DAHECH; BOUDABBOUS; ATITALLAH, 2025). No contexto deste trabalho, essa observação é particularmente relevante, uma vez que perturbações operacionais, como degraus de carga e variações na tensão de entrada, podem elevar o resíduo sem caracterizar falha.

Assim, para transformar o resíduo r_V em uma regra prática de decisão, são definidos dois limiares de referência, J_1 e J_2 , com $J_2 > J_1$. O limiar J_1 representa o maior valor de resíduo ainda compatível com a operação normal, funcionando como um nível de atenção, enquanto J_2 corresponde a um valor suficientemente elevado para confirmar a ocorrência de falha.

A estratégia de detecção utiliza esses dois limiares aplicados diretamente ao resíduo r_V , definido em (3.14). Quando $r_V(t) \leq J_1$, considera-se que o sistema opera em condição normal. Quando $r_V(t) > J_1$, o sistema entra em uma zona de atenção, na qual o aumento do resíduo pode estar associado tanto a perturbações operacionais quanto à ocorrência de falha. Nessa situação, a interpretação do evento é realizada com base na análise das variáveis disponíveis ao diagnóstico, em especial a tensão de saída $V_o(t)$ e as estimativas do observador $\hat{V}_o(t)$ e $\hat{i}_L(t)$.

Como a corrente do indutor não é medida diretamente neste trabalho, utiliza-se a corrente estimada $\hat{i}_L(t)$ como variável indicativa do regime de operação. A variação de carga é inferida a partir de alterações significativas em $\hat{i}_L(t)$, as quais refletem mudanças abruptas na potência demandada pela carga. Já a variação na tensão de entrada tende a provocar alterações simultâneas em $V_o(t)$ e em $\hat{i}_L(t)$, coerentes com a variação de V_{in} . Em ambos os casos, trata-se de condições operacionais nas quais o resíduo pode se elevar sem caracterizar falha.

A confirmação da falha é realizada com base no segundo limiar. Quando $r_V(t) \geq J_2$, a condição é classificada como falha, pois o nível do resíduo excede o esperado mesmo na presença de perturbações operacionais. De forma complementar, quando $r_V(t) > J_1$ e não são observadas variações significativas em $\hat{i}_L(t)$ e $V_o(t)$, o aumento do resíduo é interpretado como incompatível com a operação normal, reforçando a caracterização de falha, sendo esta confirmada quando $r_V(t) \geq J_2$.

Esse procedimento permite reduzir a ocorrência de falsos alarmes em situações de operação normal com perturbações, ao mesmo tempo em que preserva a capacidade de detecção da degradação da capacitância do capacitor de saída.

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentada a metodologia adotada para a aplicação do observador por modos deslizantes ao conversor Boost com foco na detecção de falhas associadas

à degradação do capacitor de saída. Foram desenvolvidas a modelagem do conversor em espaço de estados médios e a formulação do observador, bem como a definição do resíduo de tensão utilizado como variável indicativa de falha.

Além disso, foi discutida a representação da perda de capacitância como falha paramétrica no modelo do sistema, evidenciando-se como essa alteração pode produzir um erro persistente de estimação. Também foi estabelecido o critério de decisão baseado em limiares, o qual permite interpretar o comportamento do resíduo à luz do regime de operação do conversor.

Com esses elementos definidos, o capítulo seguinte apresenta os resultados da validação do observador em ambiente Typhoon HIL, incluindo a análise do comportamento do sistema em condição nominal, sob perturbações operacionais e sob cenários de degradação da capacitância.

4 RESULTADOS DA VALIDAÇÃO DO OBSERVADOR NO CONVERSOR BOOST EM AMBIENTE TYPHOON HIL (V-HIL)

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo apresenta os resultados da validação do observador por modos deslizantes aplicado ao conversor Boost em ambiente Typhoon HIL, em configuração Virtual Hardware-in-the-Loop (V-HIL). O objetivo é avaliar o desempenho do observador na estimação das variáveis de estado e verificar a sensibilidade do resíduo de tensão diante de diferentes condições de operação e de cenários de falha.

Inicialmente, são analisados os resultados em condição nominal, os quais servem como referência para as comparações subsequentes. Em seguida, são realizados ensaios com perturbações operacionais, especificamente degraus de carga e degraus na tensão de entrada, com a finalidade de verificar a robustez do observador e caracterizar o comportamento do resíduo em situações sem falha.

Posteriormente, são apresentados os resultados associados à degradação do capacitor por redução de capacitância, tanto em condição nominal quanto em cenários combinados com perturbações operacionais. Por fim, os resultados são comparados de forma consolidada, permitindo discutir a sensibilidade do método e a adequação dos limiares adotados no critério de decisão.

4.2 VALIDAÇÃO DO OBSERVADOR NO CONVERSOR BOOST EM AMBIENTE TYPHOON HIL (V-HIL)

Esta etapa tem como objetivo validar as expressões do observador por modos deslizantes aplicadas ao conversor Boost, em especial as equações de estimação da corrente do indutor (Equação 3.11) e da tensão de saída (Equação 3.12), bem como avaliar o desempenho global do observador sob diferentes condições de operação. Busca-se verificar a capacidade do observador em estimar com precisão os estados do conversor e manter rastreamento adequado diante de perturbações operacionais e variações paramétricas.

A validação foi conduzida por meio de emulação do conversor Boost na plataforma Typhoon HIL, a qual permite a execução do modelo da planta e do observador em um ambiente que incorpora características típicas de implementação prática, como discretização temporal, passo de simulação fixo e limitações numéricas. Esse tipo de abordagem aproxima os resultados obtidos de um cenário de implementação futura em sistemas embarcados, diferindo de simulações puramente analíticas.

Para a realização da emulação, considera-se que a condição de estabilidade do observador, estabelecida a partir da análise de Lyapunov (3.22), é satisfeita pela função candidata definida na Equação (3.21). Dessa forma, garante-se que os erros de estimação associados às variáveis de estado apresentem convergência em regime nominal, servindo como base para a análise do comportamento do resíduo em situações de perturbação e

falha.

Os parâmetros elétricos do conversor Boost utilizados na emulação são aqueles apresentados na Tabela 1, os quais representam valores típicos de operação do sistema em regime contínuo de condução. A partir desses parâmetros, o modelo do conversor é configurado na plataforma Typhoon HIL, juntamente com a implementação do observador por modos deslizantes, permitindo a comparação direta entre as variáveis medidas e estimadas.

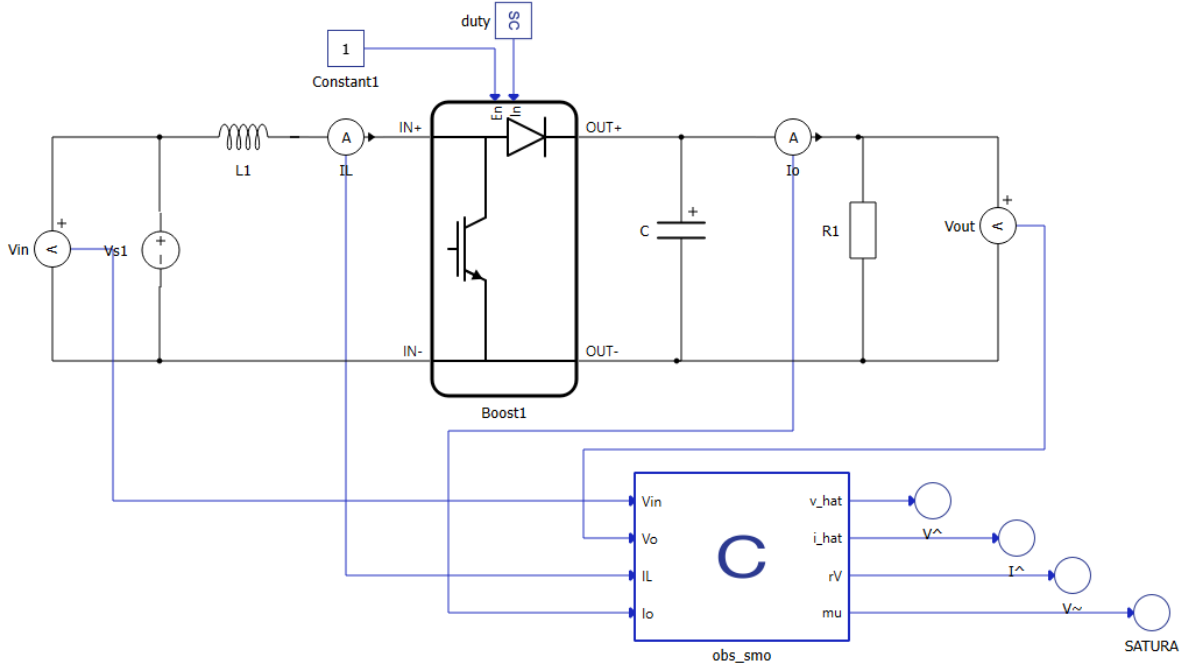
Durante os ensaios, o sistema é submetido a diferentes cenários de operação, incluindo condição nominal, degraus na tensão de entrada e variações abruptas na carga. Esses testes têm como finalidade verificar a robustez do observador frente a perturbações externas, bem como caracterizar o comportamento do erro de estimação em situações que não correspondem a falhas paramétricas. Posteriormente, são introduzidos cenários de falha de degradação do capacitor de saída por perda de capacitância, com o objetivo de avaliar a sensibilidade do observador e do resíduo de estimação a essa alteração paramétrica. Nesta etapa, tal degradação é representada pela redução da capacitância, buscando-se isolar seu efeito sobre a dinâmica do conversor e sobre o resíduo de tensão adotado na detecção. Os resultados obtidos nesta etapa fornecem subsídios para a análise do resíduo de estimação e para a extração de indicadores.

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do conversor Boost.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_{in}	15,00 V
Tensão de saída	V_{out}	35,00 V
Resistência de carga	R	9,80 Ω
Frequência de comutação	f_s	40,00 kHz
Razão cíclica (média)	D	0,57
Corrente de saída	I_{out}	3,57 A
Corrente média no indutor	$\bar{I}_L$	8,33 A
Potência de saída	P_{out}	125,00 W
Indutância	L	102,86 μ H
Capacitância	C	146,00 μ F
Ondulação de corrente no indutor	Δi_L	(25,00% de $\bar{I}_L$)
Ondulação de tensão na saída	Δv	(1,00% de V_{out})

Para a realização da simulação, utilizou-se o circuito apresentado na Figura 14. Este circuito compreende o conversor Boost e os blocos responsáveis pela observação da corrente e da tensão.

Figura 14 – Diagrama da simulação empregada para analisar o comportamento do conversor Boost com observador.



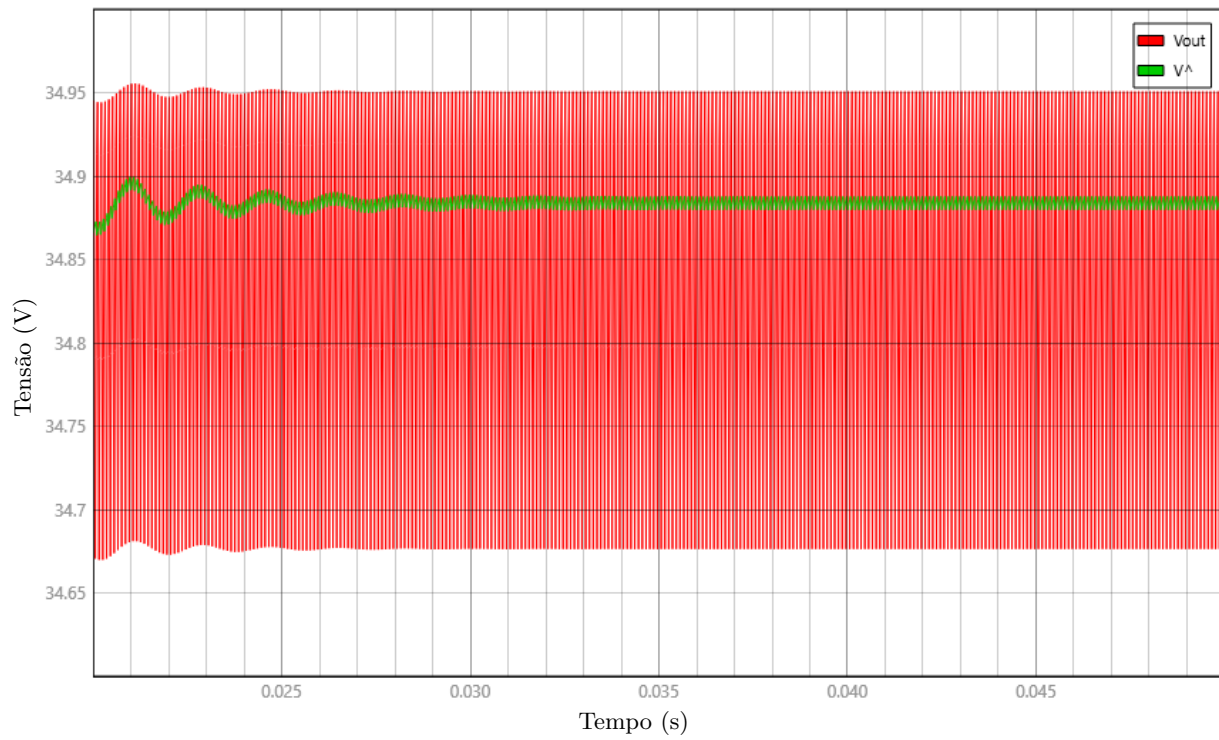
Fonte: próprio autor.

O observador foi implementado no *Typhoon HIL*, em ambiente *Virtual Hardware-in-the-Loop* (V-HIL), por meio de um *C-Block*, estimando a corrente do indutor $\hat{i}_L$ e a tensão de saída $\hat{V}_o$ a partir das variáveis disponíveis no sistema V_{in} e V_o . Já a corrente medida do indutor i_L foi apresentada apenas para fins de comparação entre a planta e o observador, contribuindo para a validação dos resultados, não sendo necessária para a aplicação do critério principal de detecção.

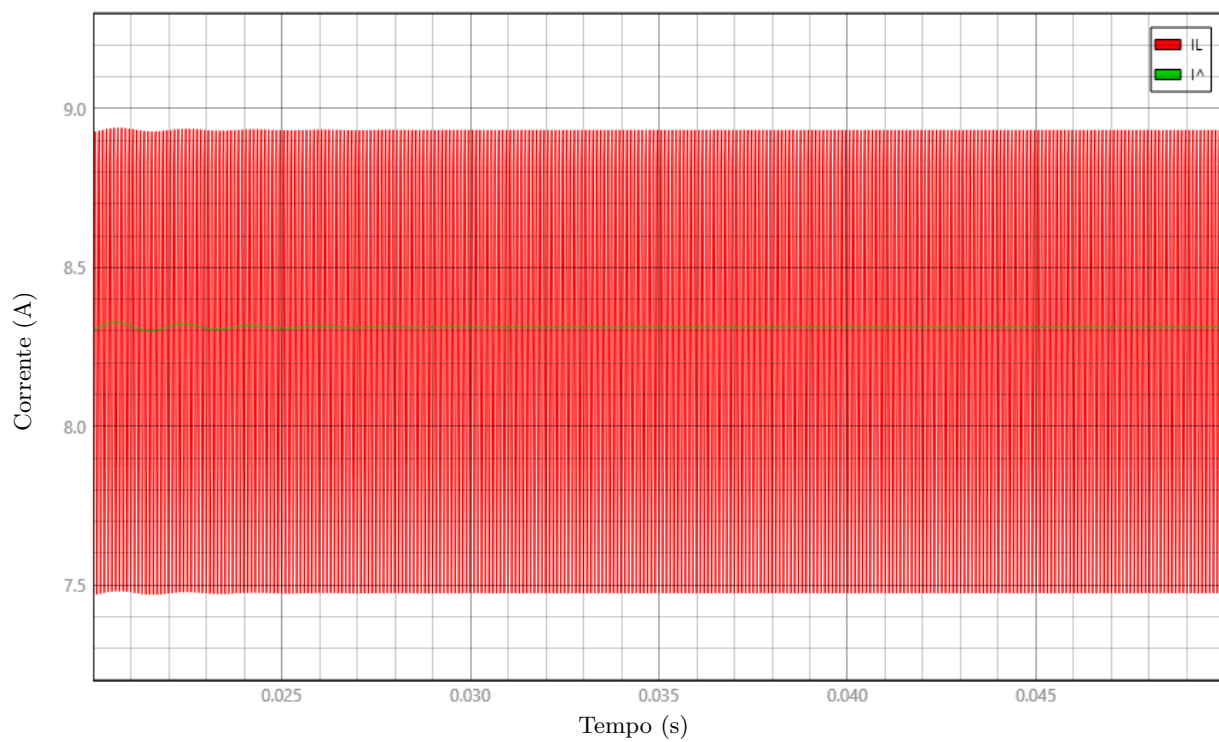
4.3 RESULTADOS EM CONDIÇÃO NOMINAL

Como referência para as comparações com os cenários de degrau e de falha, apresentam-se a seguir as formas de onda do conversor operando em condição nominal. A Fig. 15 mostra a tensão de saída V_o em regime, caracterizando o patamar de operação e a estabilidade do sinal no intervalo analisado. A Fig. 16 apresenta a corrente do indutor i_L na mesma condição, servindo como referência para identificar deslocamentos de ponto de operação em ensaios com variação de carga ou de tensão de entrada.

Essas duas grandezas também são importantes para a interpretação física dos resultados associados aos eventos operacionais, como os degraus. Nesses casos, espera-se observar mudanças claras no patamar de V_o e i_L , enquanto as falhas paramétricas tendem a se manifestar principalmente pelo aumento do resíduo r_V e por alterações na dinâmica das variáveis.

Figura 15 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ em operação nominal.

Fonte: próprio autor.

Figura 16 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ em condição nominal.

Fonte: próprio autor.

Para quantificar o comportamento do resíduo utilizado na avaliação do observador, foram extraídos os sinais em uma janela fixa de $\Delta t = 10$ ms, selecionada em regime permanente no intervalo $t \in [0,04, 0,05]$ s. Nessa condição nominal (*baseline*), sem aplicação de degraus e sem inserção de falhas, são reportados os valores de V_o , $\hat{V}_o$, i_L , $\hat{i}_L$ e do resíduo r_V . As métricas apresentadas na Tabela 2 incluem valor mínimo, máximo, valor absoluto máximo (Abs.Max), média (Mean) e valor eficaz (RMS), obtidas a partir das ferramentas de medição do ambiente de simulação.

Tabela 2 – Métricas dos sinais no cenário nominal (janela $t \in [0,04, 0,05]$ s, $\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.676304	34.95073	34.95073	34.827366	34.82751
$\hat{V}_o$ (V)	34.879585	34.88786	34.88786	34.883747	34.883743
i_L (A)	7.474167	8.932487	8.932487	8.258033	8.276895
$\hat{i}_L$ (A)	8.3118105	8.312243	8.312243	8.312037	8.3120365
r_V (V)	0.028558118	0.21035293	0.21035293	0.09401255	0.111989066

Com base na Tabela 2, o resíduo r_V na janela nominal de 10 ms indica um comportamento consistente do observador, estabelecendo uma base de referência para as análises subsequentes. Adota-se o valor eficaz de r_V como indicador principal nesta etapa, por representar o nível global do resíduo ao longo da janela. Antes da aplicação dos cenários de falha (perda de capacitância), foram realizados ensaios com perturbações do tipo degrau na carga e na tensão de entrada. Para a validação do método, serão conduzidas análises adicionais a partir desses ensaios de degrau, comparando sistematicamente a resposta do indicador nos diferentes cenários.

4.4 VALIDAÇÃO DO OBSERVADOR E DA IMPLEMENTAÇÃO NO HIL POR DEGRAUS OPERACIONAIS

Antes da aplicação dos cenários de falha por perda de capacitância, foram realizados ensaios com perturbações do tipo degrau na carga e na tensão de entrada. Esses ensaios têm dois propósitos: (i) verificar, de forma prática, se a implementação do observador em *C-Block* está correta e se mantém estável no *Typhoon HIL*; e (ii) caracterizar o comportamento do resíduo durante transitórios normais de operação, estabelecendo uma base de comparação para diferenciar perturbações operacionais de uma condição de falha.

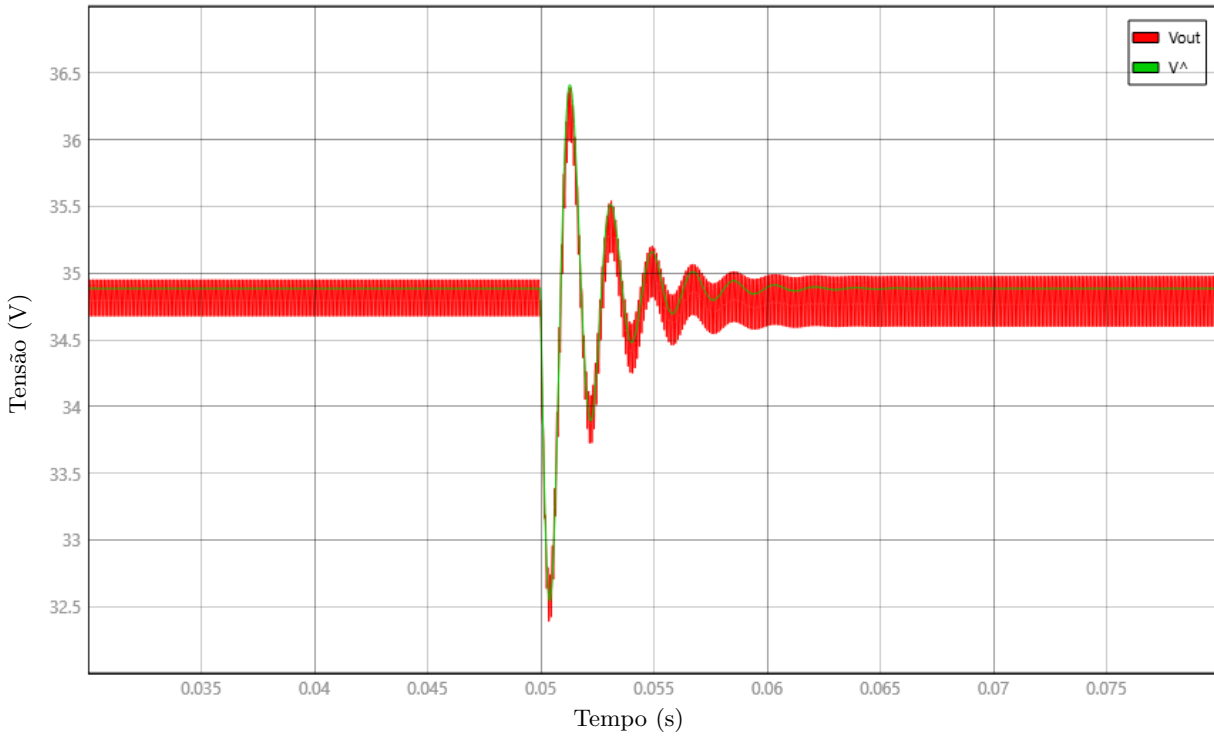
Em ambos os ensaios, a condição inicial e o regime permanente imediatamente anterior ao degrau foram mantidos equivalentes, de modo que as diferenças observadas sejam atribuídas principalmente ao tipo de perturbação aplicada. A análise concentra-se nas formas de onda da tensão de saída medida V_o e de sua estimativa $\hat{V}_o$. Como sinal de detecção, utiliza-se o resíduo de tensão r_V , definido em (3.14). A validação é considerada satisfatória quando, após o degrau, a resposta estimada acompanha a resposta medida e

ambas convergem para a nova condição de regime permanente, sem divergência numérica relevante.

4.4.1 DEGRAU DE CARGA

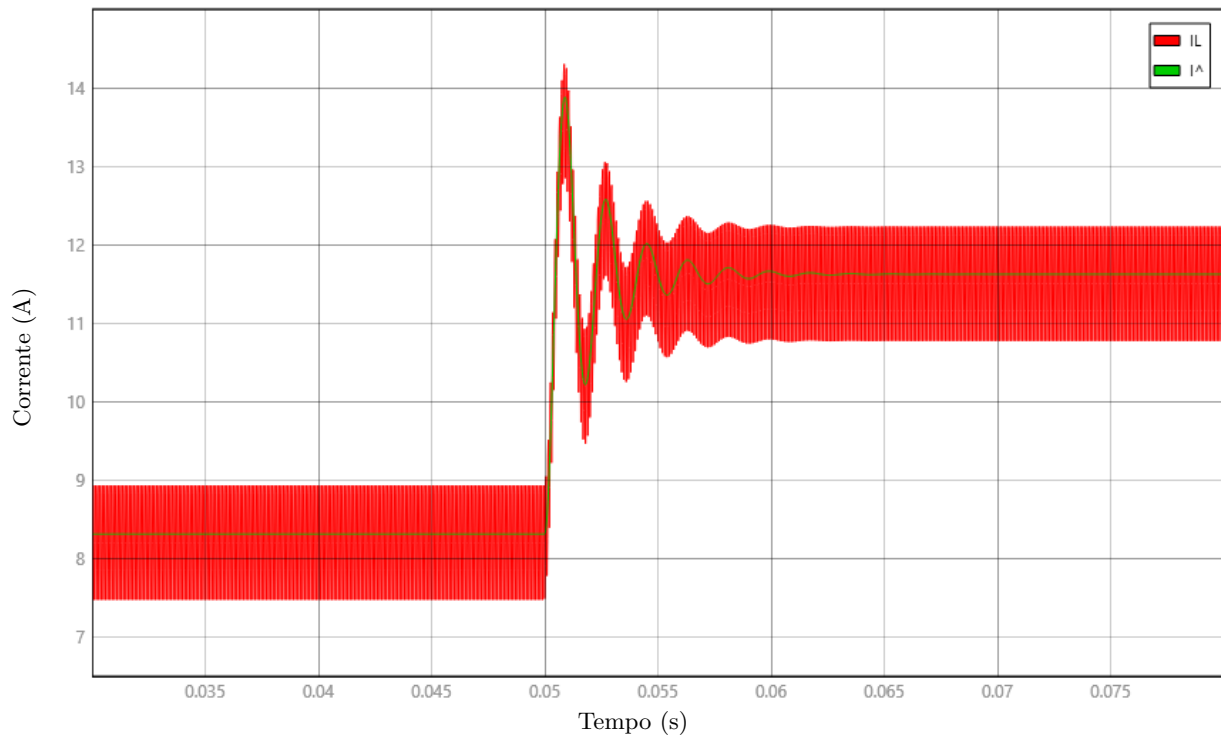
No ensaio de degrau de carga, aplica-se, no instante $t = 0,05$ s, uma redução abrupta da resistência de carga, de $R = 9,8\Omega$ para $R_2 = 7,0\Omega$. Essa variação eleva a corrente exigida na saída e impõe um transitório em V_o e i_L . O teste é relevante porque mudanças de carga constituem eventos típicos de operação e, portanto, podem elevar temporariamente o erro de estimação mesmo na ausência de falhas paramétricas. A Figura 17 apresenta a tensão de saída medida V_o e sua estimativa $\hat{V}_o$ durante o degrau de carga.

Figura 17 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $R \rightarrow R_2$.



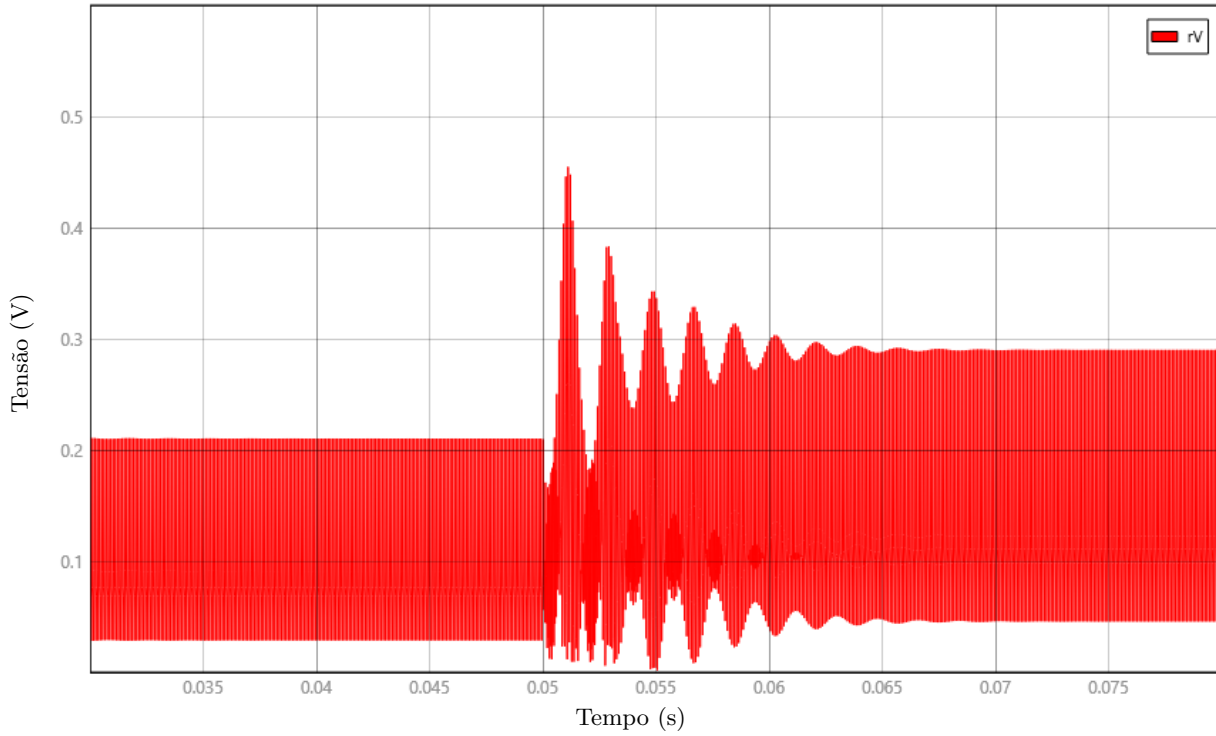
Fonte: próprio autor.

A Figura 18 mostra a corrente do indutor i_L e sua estimativa $\hat{i}_L$.

Figura 18 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $R \rightarrow R_2$.

Fonte: próprio autor.

Por fim, a Figura 19 evidencia o comportamento do resíduo r_V , que se eleva no transitório e permanece limitado, retornando a níveis compatíveis com operação normal após o assentamento.

Figura 19 – Resíduo de tensão: r_V para $R \rightarrow R_2$.

Fonte: próprio autor.

Para quantificar o efeito do degrau e permitir sua comparação direta com os demais cenários analisados, foram extraídas métricas em duas janelas fixas de duração $\Delta t = 10$ ms: (i) uma janela em regime anterior ao degrau, definida em $t \in [0,03, 0,04]$ s, e (ii) uma janela em regime posterior ao degrau, definida em $t \in [0,07, 0,08]$ s.

Tabela 3 – Valores dos sinais na condição de carga inicial (R), no intervalo $t \in [0,03, 0,04]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.627872	35.02706	35.02706	34.829853	34.830025
$\hat{V}_o$ (V)	34.879257	34.888344	34.888344	34.883747	34.883747
i_L (A)	7.277305	9.224251	9.224251	8.263434	8.285082
$\hat{i}_L$ (A)	8.311307	8.312781	8.312781	8.312003	8.312003
r_V (V)	0.028129596	0.21078467	0.21078467	0.0948568	0.11289629

A Tabela 4 apresenta as métricas na janela pós-degrau.

Tabela 4 – Valores dos sinais na condição de carga reduzida (R_2), no intervalo $t \in [0,07, 0,08]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.530895	35.092266	35.092266	34.81129	34.811623
$\hat{V}_o$ (V)	34.87933	34.888317	34.888317	34.883747	34.88747
i_L (A)	10.575963	12.522853	12.522853	11.562049	11.577533
$\hat{i}_L$ (A)	11.622603	11.624121	11.624121	11.62324	11.623241
r_V (V)	0.045230135	0.29040053	0.29040053	0.1334105	0.15690279

Comparando as Tabelas 3 e 4, observa-se que V_o mantém valores médios muito próximos nas duas janelas, enquanto i_L aumenta de forma significativa após a redução de R , como esperado pela maior demanda de corrente. O resíduo r_V também se eleva após o evento.

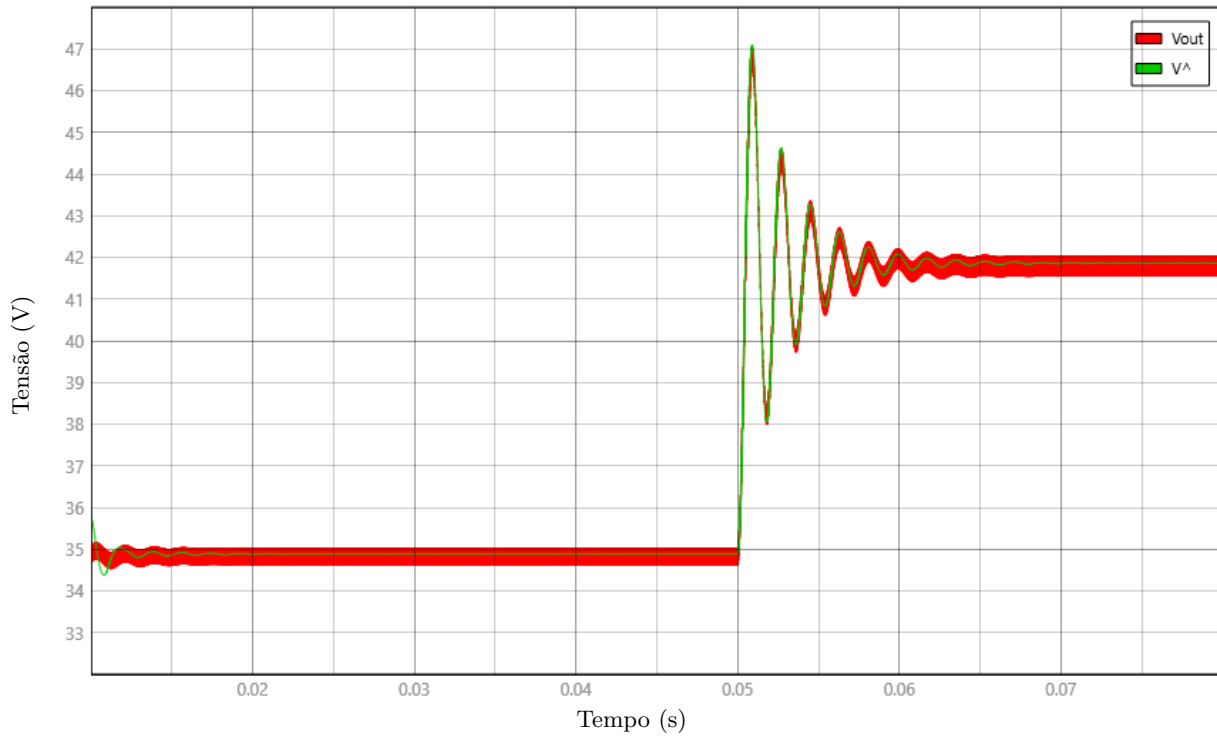
Esse resultado mostra que degraus operacionais (como variação de carga) também aumentam o resíduo, mesmo sem existir falha. Por isso, antes de concluir que houve degradação do capacitor, é necessário verificar quais valores de r_V podem ocorrer naturalmente em operação normal (incluindo transitórios) e, a partir disso, definir um limiar de falha.

4.4.2 DEGRAU NA TENSÃO DE ENTRADA

No segundo ensaio, aplica-se, no instante $t = 0,05$ s, um degrau na tensão de entrada, aumentando-se seu valor (de $V_{in} = 15$ V para $V_{in} = 18$ V), mantendo-se a carga e o *duty-cycle* constantes. Esse teste desloca o ponto de operação do conversor de forma significativa e, por isso, constitui um cenário de estresse para verificar se o observador acompanha a nova dinâmica sem instabilizar. Na prática, a variação em V_{in} força o sistema a operar em um novo regime, alterando as grandezas internas e exigindo que o observador ajuste rapidamente suas estimativas para permanecer coerente com a planta.

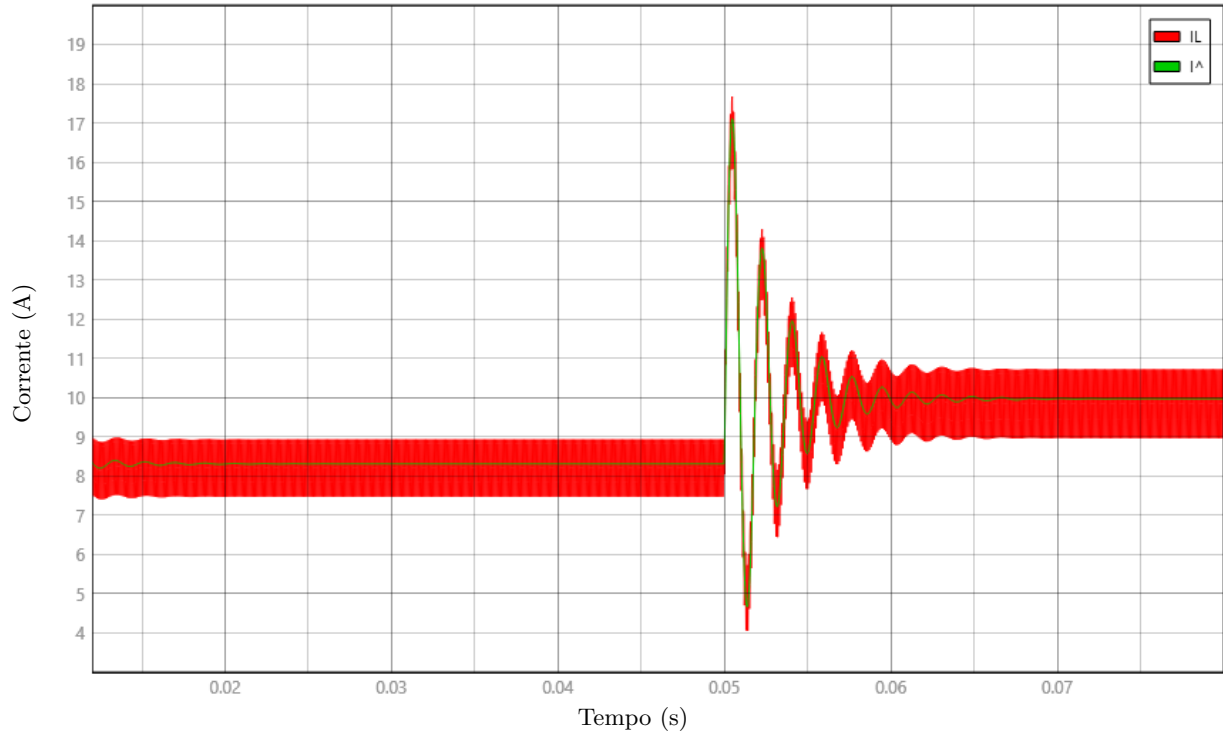
A Figura 20 apresenta a tensão de saída medida V_o e sua estimativa $\hat{V}_o$ durante a transição.

Figura 20 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $V_{in} : 15 \rightarrow 18$ V.



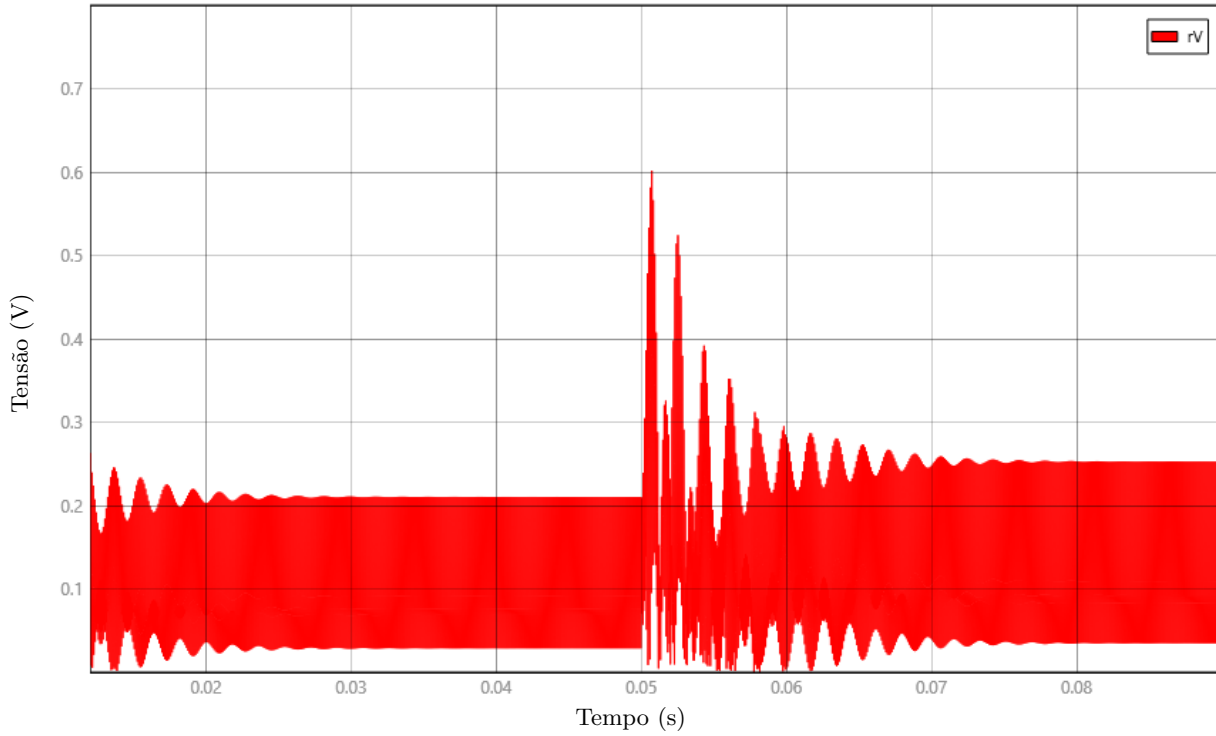
Fonte: próprio autor.

A Figura 21 mostra a corrente do indutor i_L e sua estimativa $\hat{i}_L$.

Figura 21 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $V_{in} : 15 \rightarrow 18$ V.

Fonte: próprio autor.

Por fim, a Figura 22 evidencia o comportamento do resíduo r_V , que tende a aumentar no instante do degrau e reduzir após a acomodação, indicando adaptação do observador ao novo ponto de operação.

Figura 22 – Resíduo de tensão: r_V para $V_{in} : 15 \rightarrow 18$ V.

Fonte: próprio autor.

Para quantificar o comportamento do resíduo antes e depois do evento, foram obtidos indicadores em duas janelas fixas de duração $\Delta t = 10$ ms: (i) uma janela em regime anterior ao degrau, definida em $t \in [0,03, 0,04]$ s, e (ii) uma janela em regime posterior ao degrau, definida em $t \in [0,08, 0,09]$ s.

Tabela 5 – Valores dos sinais na condição de tensão de entrada inicial ($V_{in} = 15$ V), no intervalo $t \in [0,03, 0,04]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.676258	34.950798	34.950798	34.82823	34.82837
$\hat{V}_o$ (V)	34.87926	34.888157	34.888157	34.883717	34.88372
i_L (A)	7.4740906	8.932533	8.932533	8.257735	8.276528
$\hat{i}_L$ (A)	8.311307	8.312567	8.312567	8.311994	8.311994
r_V (V)	0.028341398	0.21057488	0.21057488	0.09482659	0.112827726

Tabela 6 – Valores dos sinais na condição de tensão de entrada após o degrau ($V_{in} = 18$ V), no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	41.61145	41.940975	41.940975	41.79354	41.793705
$\hat{V}_o$ (V)	41.85592	41.865185	41.865185	41.8605	41.8605
i_L (A)	8.968898	10.719129	10.719129	9.912983	9.935486
$\hat{i}_L$ (A)	9.966806	9.968648	9.968648	9.967641	9.967642
r_V (V)	0.034209814	0.25329408	0.25329408	0.11442492	0.13600378

Comparando as Tabelas 5 e 6, observa-se a mudança de patamar de V_o após o aumento de V_{in} , com $\hat{V}_o$ acompanhando a resposta medida no novo regime. A corrente i_L também se eleva na janela pós-degrau. A elevação de r_V caracteriza um aumento do nível de resíduo.

4.5 DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR POR PERDA DE CAPACITÂNCIA E RESPOSTA DO OBSERVADOR

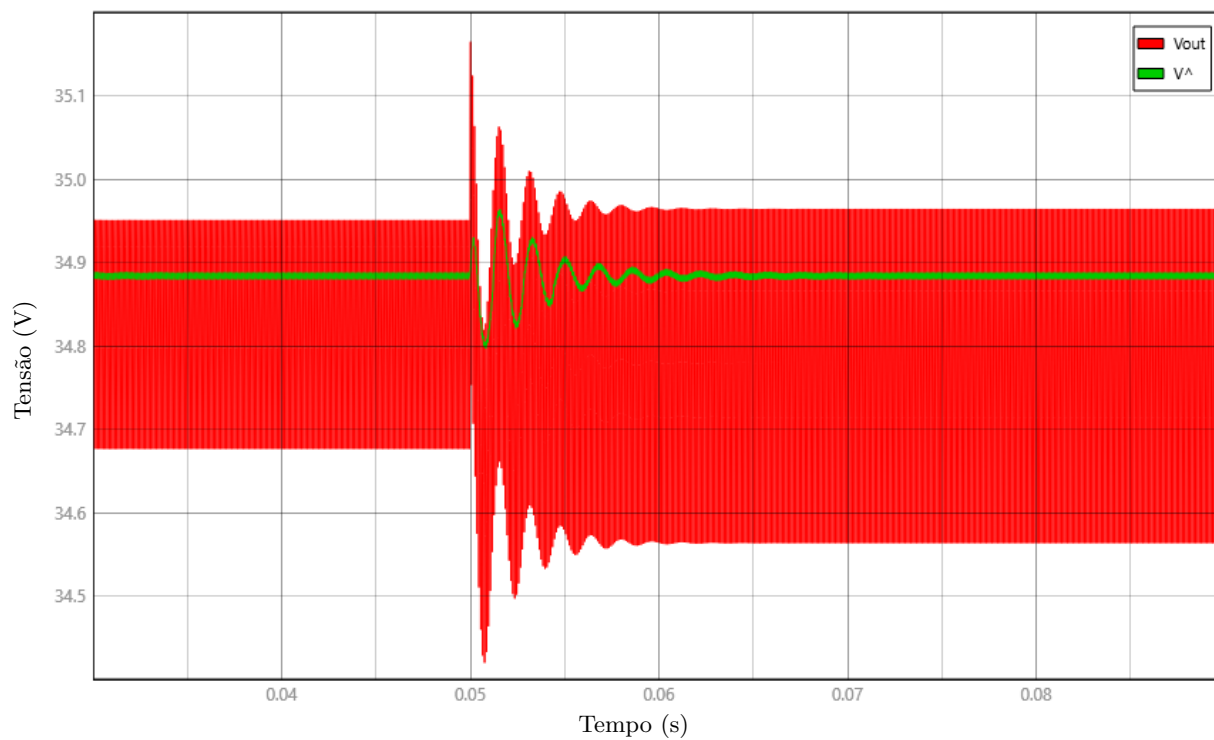
Nesta seção, analisa-se o comportamento do conversor Boost e do observador sob condições de degradação do capacitor de saída. Para essa análise, são consideradas três configurações: C , correspondente à condição nominal, com capacitância de $146 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,01 \Omega$; C_2 , associada à degradação de 20% da capacitância, resultando em $116,8 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,02 \Omega$; e C_3 , associada à degradação de 40% da capacitância, resultando em $87,6 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,03 \Omega$.

Neste trabalho, adotou-se que a degradação de 20% na capacitância do capacitor de saída resulta em uma elevação da resistência série equivalente para $0,02 \Omega$, tomando como referência o aumento relativo reportado por Bhargava, Banga e Singh (2018). De modo análogo, para a degradação de 40% da capacitância, adotou-se $ESR = 0,03 \Omega$, com base no aumento relativo associado a uma condição severa de degradação apresentada por Gupta et al. (2018).

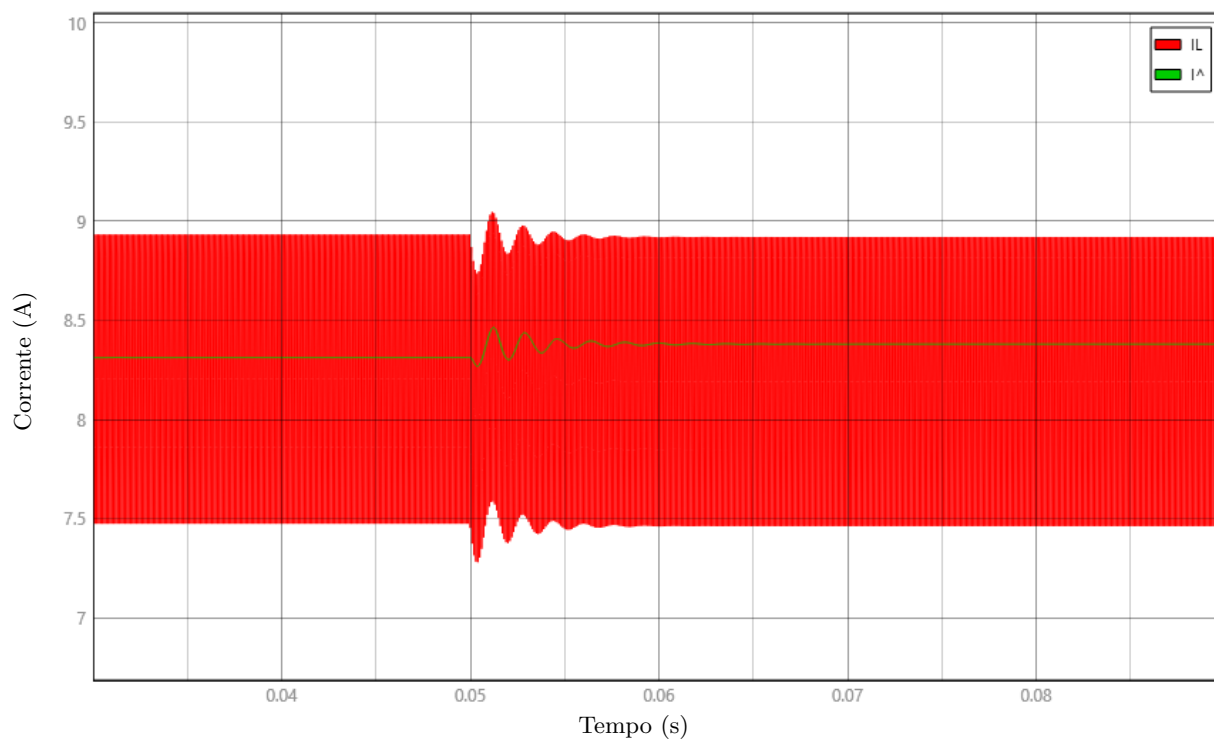
No ensaio, o sistema parte da condição nominal C . Em $t = 0,05$ s, a capacitância é reduzida para a condição C_2 . Posteriormente, em $t = 0,10$ s, aplica-se a condição C_3 .

4.5.1 DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA COM REDUÇÃO DA CAPACITÂNCIA PARA $C_2 = 116,8 \mu\text{F}$ (20%)

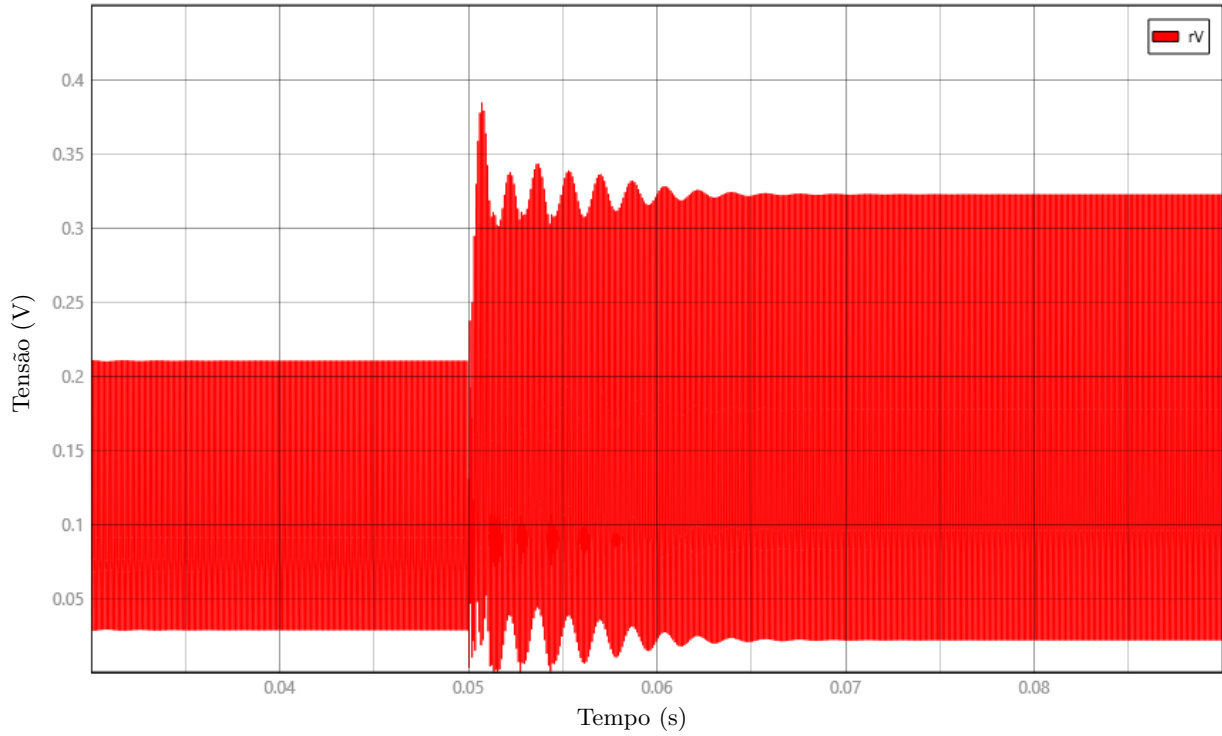
Na primeira transição, em $t = 0,05$ s, a capacitância é reduzida de $146 \mu\text{F}$ para $116,8 \mu\text{F}$, correspondendo à condição C_2 . Essa alteração modifica a constante de tempo efetiva do filtro de saída e, conseqüentemente, a dinâmica de V_o . Como o observador permanece parametrizado com a capacitância nominal, espera-se um transitório no instante do evento e, após a acomodação, um erro persistente de modelagem refletido no comportamento de r_V .

Figura 23 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C \rightarrow C_2$.

Fonte: próprio autor.

Figura 24 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C \rightarrow C_2$.

Fonte: próprio autor.

Figura 25 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C \rightarrow C_2$ 

Fonte: próprio autor.

Tabela 7 – Valores dos sinais na condição de capacitância (C), no intervalo $t \in [0,03, 0,04]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.676258	34.950806	34.950806	34.82854	34.828686
$\hat{V}_o$ (V)	34.87926	34.88834	34.88834	34.88374	34.88374
i_L (A)	7.4740906	8.932591	8.932591	8.257019	8.275832
$\hat{i}_L$ (A)	8.311307	8.312891	8.312891	8.3120165	8.3120165
r_V (V)	0.028137673	0.21078475	0.21078475	0.09511595	0.1131913

Tabela 8 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_2), no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min.	Max.	Abs.Max.	Mean	RMS
V_o (V)	34.563324	34.964165	34.964165	34.777336	34.7776
$\hat{V}_o$ (V)	34.87974	34.887794	34.887794	34.883762	34.883762
i_L (A)	7.4620414	8.920334	8.920334	8.247414	8.266196
$\hat{i}_L$ (A)	8.379824	8.3801	8.3801	8.379923	8.379923
r_V (V)	0.02182558	0.32247055	0.32247055	0.14003247	0.17425455

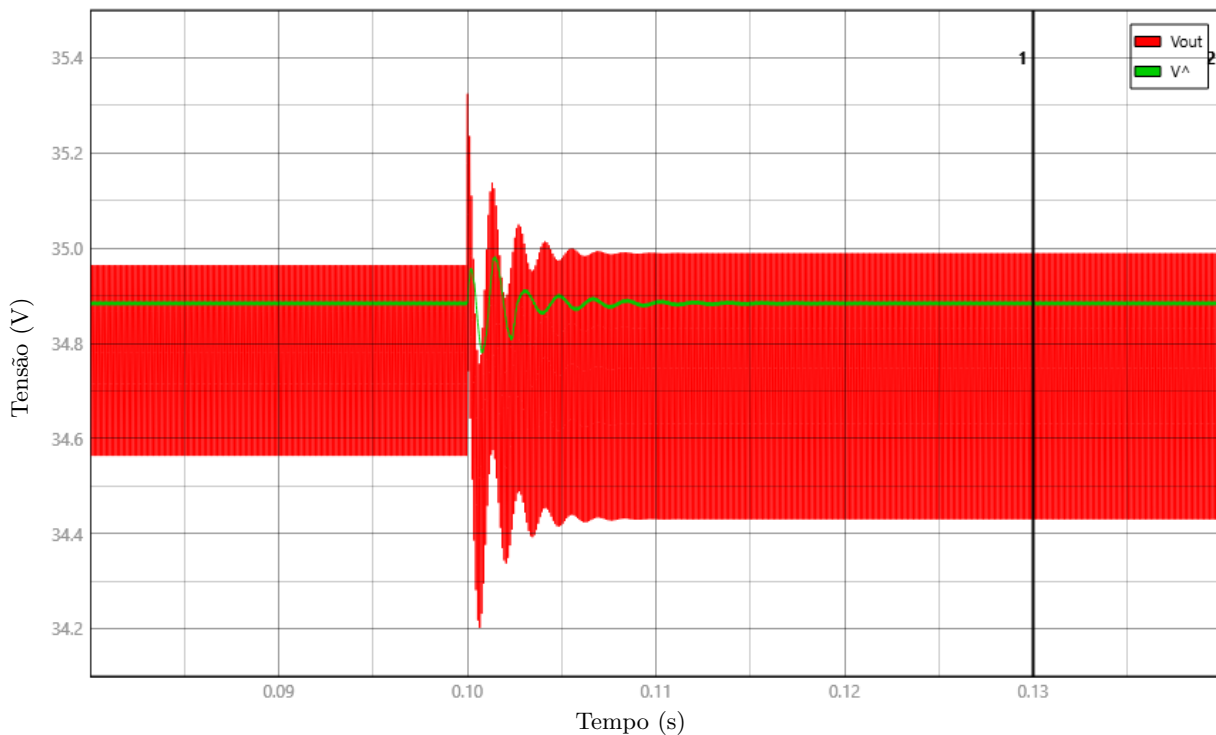
A análise conjunta das figuras e tabelas indica que o observador permanece estável durante o evento e mantém o rastreamento das grandezas V_o e i_L , com um transitório

concentrado no instante da mudança e acomodação subsequente. Em contraste, o resíduo se eleva de forma consistente no pós-evento.

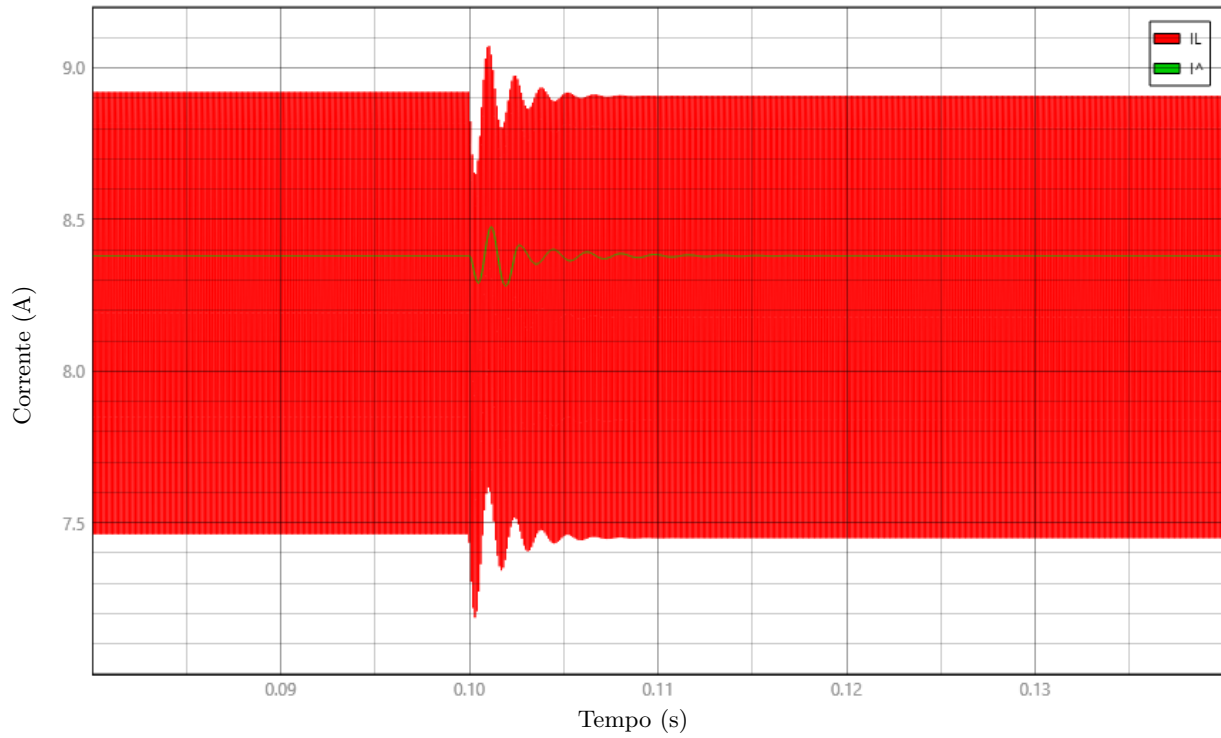
4.5.2 DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA COM REDUÇÃO DA CAPACITÂNCIA PARA $C_3 = 87,6 \mu\text{F}$ (40%)

Na segunda transição, em $t = 0,10\text{s}$, a capacitância é reduzida de C_2 para C_3 , sendo C_3 correspondente à redução de 40% da capacitância nominal, resultando em $87,6 \mu\text{F}$.

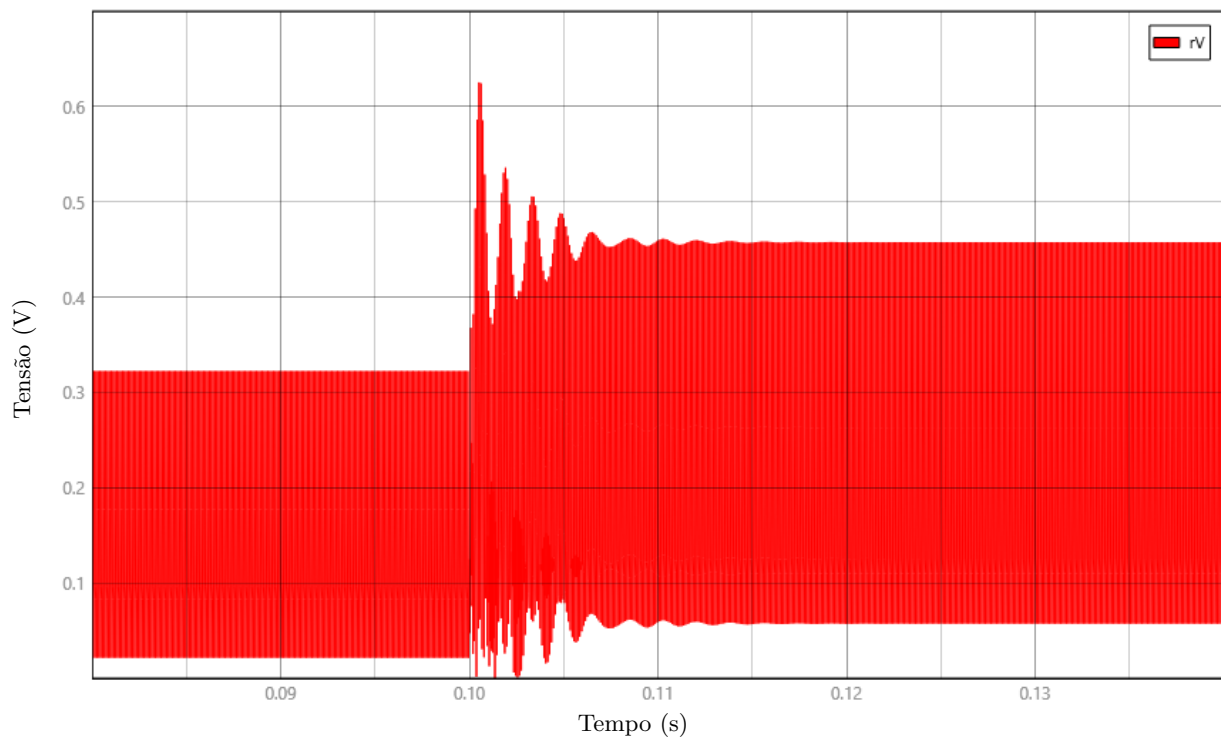
Figura 26 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$.



Fonte: próprio autor.

Figura 27 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$.

Fonte: próprio autor.

Figura 28 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C_2 \rightarrow C_3$.

Fonte: próprio autor.

Tabela 9 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_3), no intervalo $t \in [0,13, 0,16]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min.	Max.	Abs.Max.	Mean	RMS
V_o (V)	34.30058	34.989292	34.989292	34.725006	34.725525
$\hat{V}_o$ (V)	34.879753	34.887783	34.887783	34.88376	34.88376
i_L (A)	7.4491386	8.907431	8.907431	8.236447	8.255273
$\hat{i}_L$ (A)	8.379838	8.38009	8.38009	8.379923	8.379923
r_V (V)	0.057606176	0.4576918	0.4576918	0.20235714	0.24853645

As métricas do resíduo r_V aumentam no pós-evento, evidenciando a intensificação do erro persistente quando a planta passa a operar com C_3 .

4.5.3 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS ANTES E APÓS A DEGRADAÇÃO

As Tabelas 7 e 8 correspondem às janelas em regime imediatamente antes e após a transição C para C_2 , ou seja, a degradação ocorre entre essas duas janelas. Observa-se que V_o e i_L permanecem muito próximos, indicando que o ponto de operação médio do conversor é aproximadamente preservado. Isso é coerente com a falha estudada: a perda de capacitância pode não gerar, necessariamente, uma mudança grande no valor médio da tensão regulada quando o sistema mantém o mesmo ponto de operação e o controle continua atuando. Assim, a degradação pode ser pouco evidente se a análise ficar restrita aos patamares médios de V_o e i_L .

Em contrapartida, as métricas do resíduo r_V mudam de forma clara após a redução de C . Na janela pré-degradação (Tabela 7), r_V se mantém em níveis compatíveis com o erro nominal de rastreamento do observador. Já na janela pós-degradação (Tabela 8), há elevação consistente no resíduo. O aumento do piso do resíduo é o ponto mais importante, pois mostra que a discrepância entre $\hat{V}_o$ e V_o deixa de ocorrer apenas em instantes isolados e passa a permanecer elevada durante toda a janela. Isso caracteriza um componente persistente do erro associado ao desalinhamento paramétrico entre planta (C_2) e modelo interno do observador (C).

As Tabelas 8 e 9 permitem analisar a progressão da degradação no ensaio C_2 transição C_3 . Novamente, a mudança de C ocorre entre a janela pré (regime já degradado em C_2 , Tabela 8) e a janela pós (regime em C_3 , Tabela 9). Assim como no caso anterior, V_o e i_L continuam próximas entre pré e pós, reforçando que a degradação progressiva não aparece necessariamente como alteração marcante nos valores médios das grandezas monitoradas. Por outro lado, o resíduo aumenta novamente: o nível global de r_V cresce no pós-evento e o máximo absoluto também se eleva, o que é coerente com um transitório mais severo e com maior incompatibilidade dinâmica. Já o mínimo em janela aumenta de forma mais discreta, sugerindo que, após o primeiro nível de degradação, o limiar do resíduo passa a ser dominado por um componente persistente e tende a permanecer

em uma faixa elevada; nesse cenário, a severidade adicional se reflete principalmente nos valores máximos do resíduo.

4.6 AVALIAÇÃO DO MÉTODO SOB DEGRAUS OPERACIONAIS E DEGRADAÇÃO DE CAPACITÂNCIA

Nesta seção avalia-se o desempenho do método de detecção em uma condição mais realista de operação, na qual variações bruscas de regime (degraus operacionais) podem ocorrer antes ou durante a degradação do capacitor de saída. O objetivo é verificar se a assinatura associada à perda de capacitância permanece identificável mesmo quando o conversor já se encontra em um ponto de operação diferente do nominal e quando o resíduo r_V apresenta um patamar elevado devido ao próprio degrau.

Para isso, a análise é organizada em dois cenários: (i) degrau na tensão de entrada associado à degradação de capacitância e (ii) degrau de carga associado à degradação de capacitância. Em ambos os casos, adota-se como referência o baseline pós-degrau, definido pela janela em regime imediatamente anterior à aplicação da falha. Assim, os resultados da degradação são avaliados de forma relativa ao patamar de resíduo já estabelecido após o degrau, permitindo separar o efeito do evento operacional do efeito adicional provocado pela redução de C .

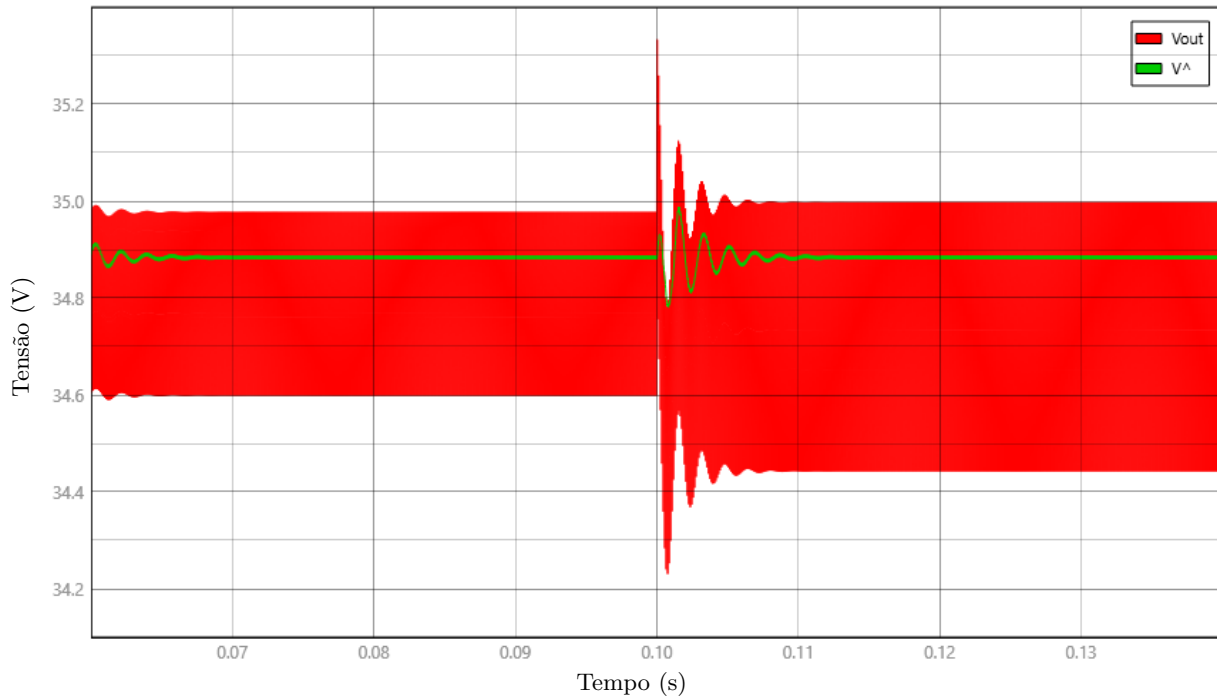
4.6.1 DEGRAU DE CARGA ASSOCIADO À DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR

Nesta seção, analisa-se o comportamento do conversor Boost e do observador sob condições de degradação do capacitor de saída associadas à aplicação de um degrau de carga. Considera-se inicialmente a condição nominal C , com capacitância de $146 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,01 \Omega$. Em $t = 0,05 \text{ s}$, aplica-se um degrau de carga, alterando a resistência para $R_2 = 7 \Omega$. Na sequência, em $t = 0,10 \text{ s}$, aplica-se a condição C_2 , correspondente à redução de 20% da capacitância, resultando em $116,8 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,02 \Omega$. Posteriormente, em $t = 0,15 \text{ s}$, aplica-se a condição C_3 , correspondente à redução de 40% da capacitância original, resultando em $87,6 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,03 \Omega$.

4.6.1.1 DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR PARA C_2 SOB DEGRAU DE CARGA

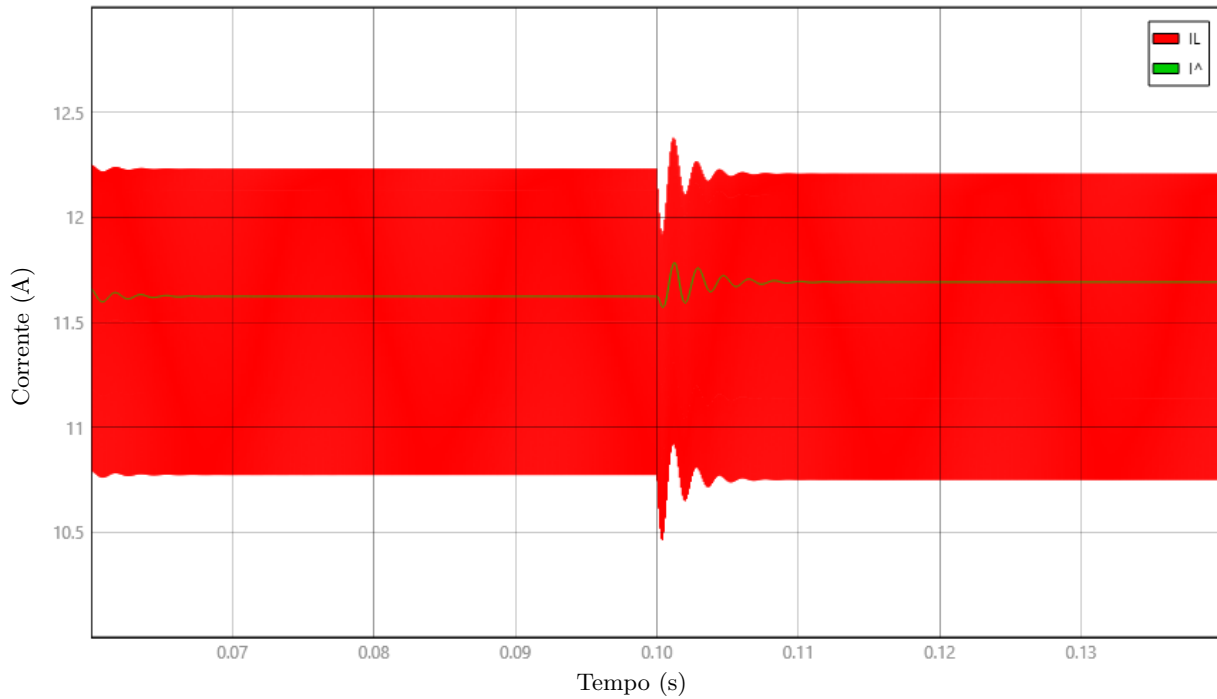
Após a aplicação do degrau de carga, aplica-se a condição C_2 . A Figura 29 apresenta a resposta de V_o , a Figura 30 mostra a resposta de i_L , e a Figura 31 apresenta o comportamento do resíduo r_V durante o evento. Verifica-se um transitório associado à variação do parâmetro, seguido da reacomodação do sistema.

Figura 29 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C \rightarrow C_2$ sob carga R_2 .

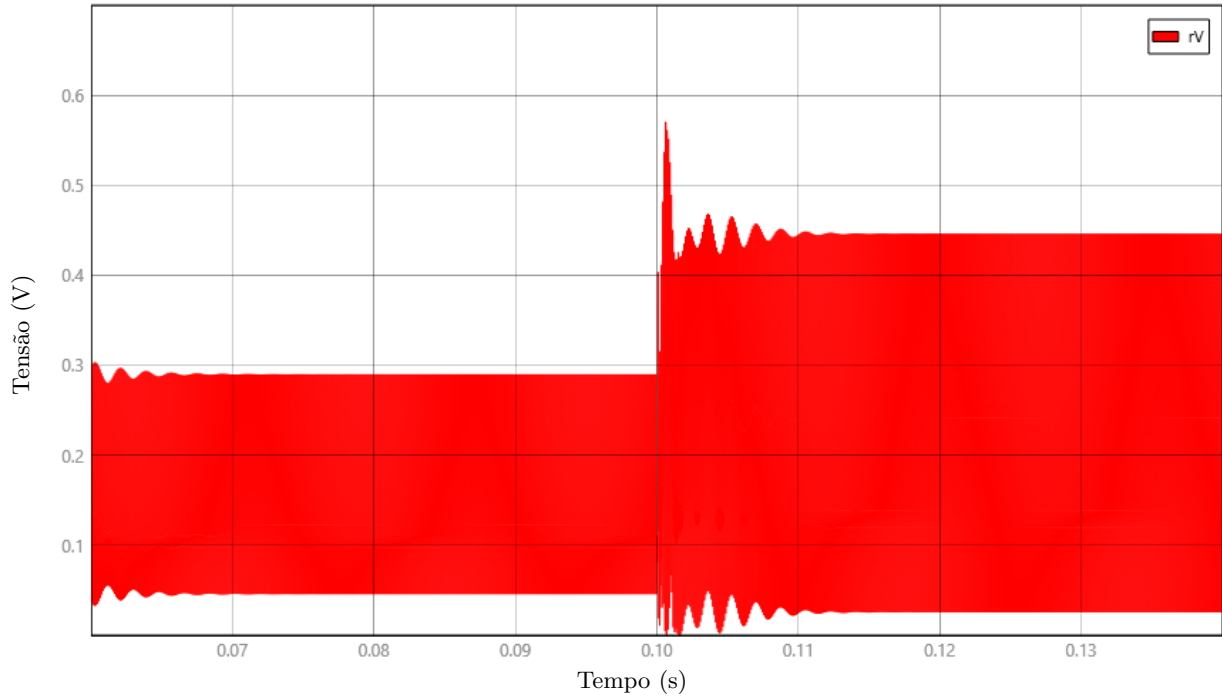


Fonte: próprio autor.

Figura 30 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C \rightarrow C_2$ sob carga R_2 .



Fonte: próprio autor.

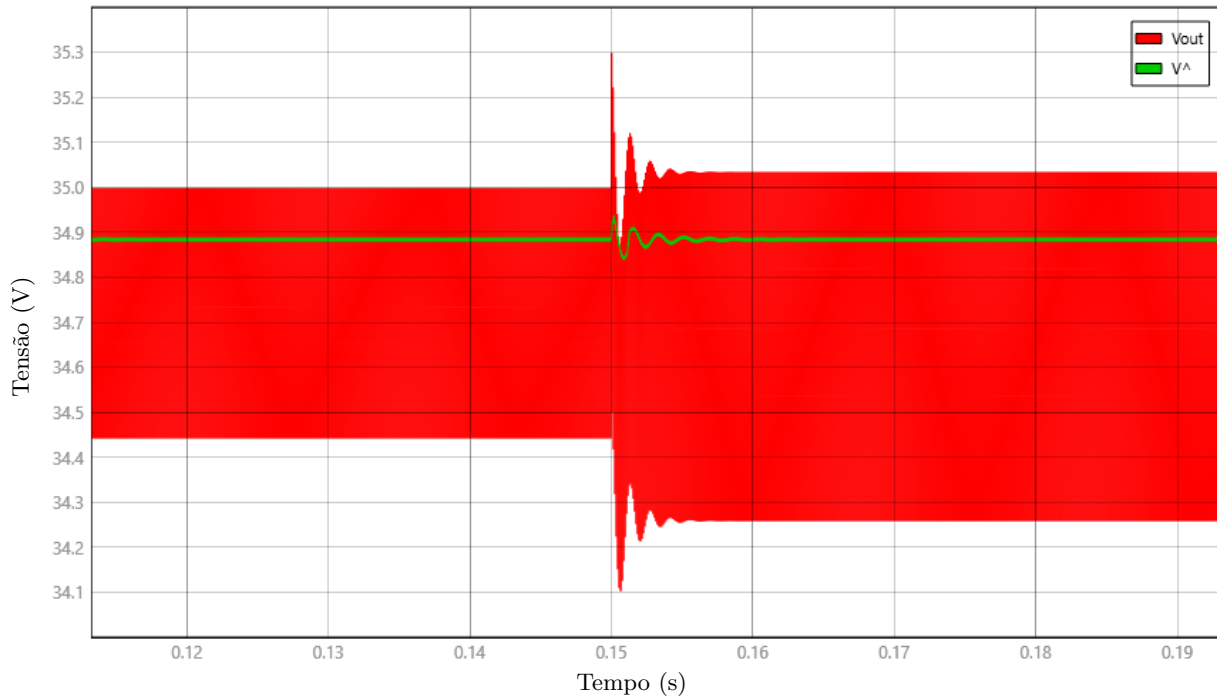
Figura 31 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C \rightarrow C_2$ sob carga R_2 .

Fonte: próprio autor.

4.6.1.2 DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR PARA C_3 SOB DEGRAU DE CARGA

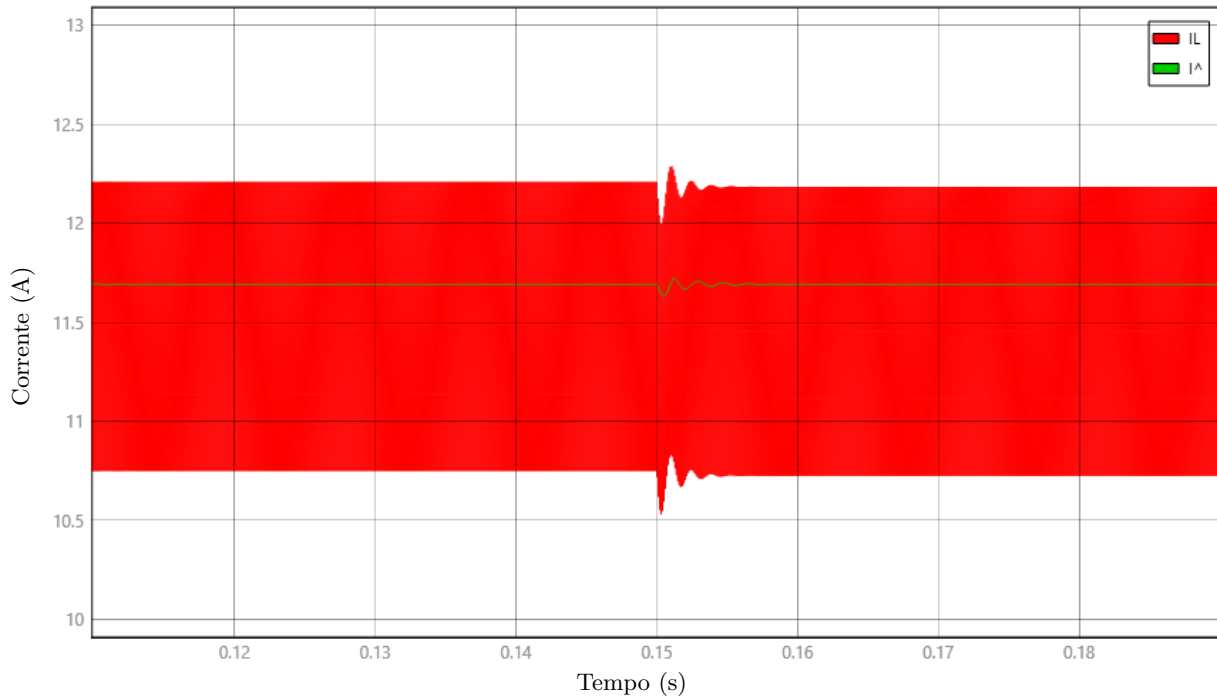
Na sequência, aplica-se a degradação C_3 . A Figura 32 apresenta a resposta de V_o , a Figura 33 mostra a resposta de i_L , e a Figura 34 apresenta o comportamento do resíduo r_V durante o evento. Observa-se novamente o transitório associado à comutação do parâmetro, seguido da acomodação do sistema.

Figura 32 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$ sob carga R_2 .

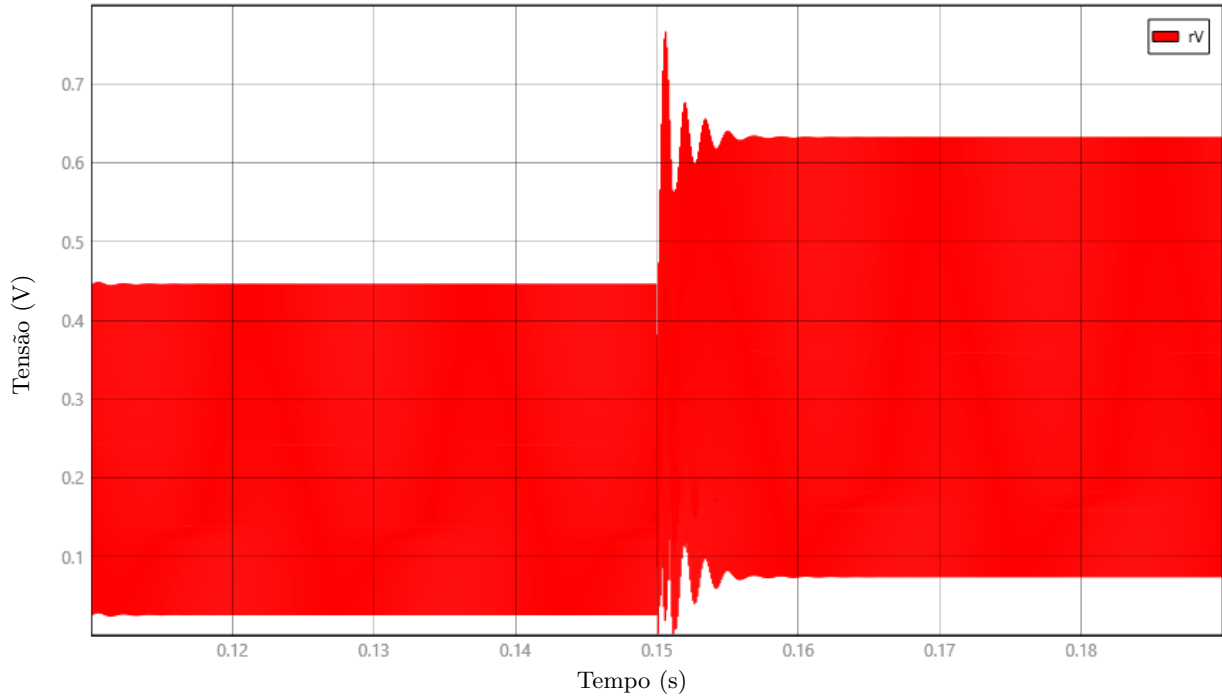


Fonte: próprio autor.

Figura 33 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ na transição $C_2 \rightarrow C_3$ sob carga R_2 .



Fonte: próprio autor.

Figura 34 – Resíduo de tensão: r_V na transição $C_2 \rightarrow C_3$ sob carga R_2 .

Fonte: próprio autor.

4.6.1.3 RESULTADOS DO DEGRAU DE CARGA ASSOCIADO À DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR

A análise comparativa entre a Tabela 2, referente à condição nominal, e as Tabelas 10, 11 e 12, correspondentes à condição pós-degrau de carga e aos casos com degradação, evidencia inicialmente o impacto da variação de carga sobre o ponto de operação do conversor. Observa-se que, com a aplicação do degrau de carga, a corrente do indutor i_L apresenta aumento significativo, com valor médio passando de aproximadamente 8,26 A na condição nominal para cerca de 11,56 A na condição pós-degrau, confirmando a maior corrente exigida pela redução da resistência de carga.

A tensão de saída V_o , por sua vez, permanece próxima em valor médio, variando de aproximadamente 34,83 V na condição nominal para 34,81 V após o degrau, o que indica que o sistema mantém a tensão de saída próxima do valor de operação mesmo diante da mudança de carga. Comportamento semelhante é observado para a estimativa $\hat{V}_o$, que se mantém praticamente inalterada.

Em relação ao resíduo r_V , verifica-se que o degrau de carga eleva seu nível mesmo na ausência de degradação. O valor RMS do resíduo aumenta de aproximadamente 0,112 V na condição nominal para 0,157 V na condição pós-degrau, evidenciando a influência da alteração operacional sobre a resposta do observador.

A partir desse novo patamar, a redução da capacitância provoca aumentos adicio-

nais claros e progressivos no resíduo. O valor RMS de r_V passa de 0,157 V na condição pós-degrau para 0,241 V em C_2 , alcançando 0,344 V em C_3 . De forma consistente, o valor médio do resíduo também cresce de 0,133 V para 0,194 V e, posteriormente, para 0,281 V.

Em contraste, embora i_L e V_o apresentem pequenas variações entre a condição pós-degrau e os casos com degradação, essas alterações são menos expressivas do que aquelas observadas no resíduo. Nota-se ainda que a corrente do indutor i_L apresenta elevada sensibilidade ao degrau de carga, mas baixa sensibilidade à degradação da capacitância, uma vez que as transições de C para C_2 e C_3 não produzem variações de mesma magnitude observadas no instante da alteração de carga. Assim, a análise conjunta entre $\hat{i}_L$ e o resíduo r_V pode ser utilizada como critério auxiliar de decisão.

Assim, os resultados indicam que o degrau de carga, eleva a corrente e o nível de resíduo, enquanto a degradação da capacitância produz variações adicionais bem definidas em r_V .

Tabela 10 – Valores dos sinais na condição de capacitância inicial (C), sob carga R_2 , no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.53098	35.092125	35.092125	34.8112	34.811535
$\hat{V}_o$ (V)	34.879704	34.887756	34.887756	34.883736	34.88373
i_L (A)	10.576092	12.522648	12.522648	11.56221	11.577699
$\hat{i}_L$ (A)	11.623137	11.623324	11.623324	11.623234	11.623233
r_V (V)	0.04565559	0.2899722	0.2899722	0.13340347	0.15690307

Tabela 11 – Valores dos sinais na condição de capacitância (C_2), sob carga R_2 , no intervalo $t \in [0,13, 0,14]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.34144	35.144016	35.144016	34.742977	34.7436
$\hat{V}_o$ (V)	34.879753	34.887794	34.887794	34.883755	34.883762
i_L (A)	10.498399	12.576465	12.576465	11.53942	11.555023
$\hat{i}_L$ (A)	11.691063	11.691315	11.691315	11.691148	11.691147
r_V (V)	0.025504034	0.4460494	0.4460494	0.19426528	0.24138613

Tabela 12 – Valores dos sinais na condição de capacitância (C_3), sob carga R_2 , no intervalo $t \in [0,18, 0,19]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	34.12517	35.22522	35.22522	34.675056	34.67625
$\hat{V}_o$ (V)	34.879753	34.887794	34.887794	34.883755	34.88376
i_L (A)	10.474084	12.55215	12.55215	11.515023	11.530662
$\hat{i}_L$ (A)	11.691063	11.691314	11.691314	11.691149	11.691147
r_V (V)	0.0737793	0.6324542	0.6324542	0.28122005	0.34428698

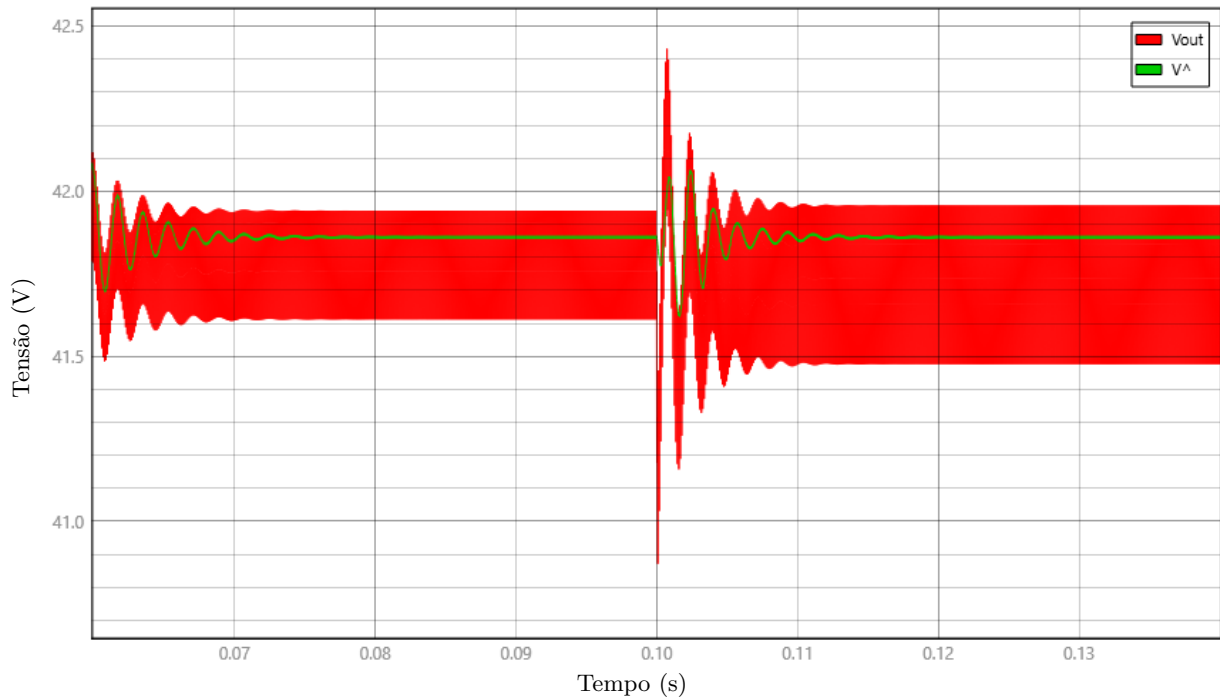
4.6.2 DEGRAU DE TENSÃO DE ENTRADA ASSOCIADO À DEGRADAÇÃO

Nesta subseção, analisa-se o comportamento do conversor Boost e do observador sob condições de degradação do capacitor de saída associadas à aplicação de um degrau na tensão de entrada. Considera-se inicialmente a condição nominal C , com capacitância de $146 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,01 \Omega$. Em $t = 0,05 \text{ s}$, aplica-se um degrau na tensão de entrada, elevando V_{in} de 15 V para 18 V . Na sequência, em $t = 0,10 \text{ s}$, aplica-se a condição C_2 , correspondente à redução de 20% da capacitância, resultando em $116,8 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,02 \Omega$. Posteriormente, em $t = 0,15 \text{ s}$, aplica-se a condição C_3 , correspondente à redução de 40% da capacitância original, resultando em $87,6 \mu\text{F}$ e $ESR = 0,03 \Omega$.

4.6.2.1 DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR PARA C_2 SOB DEGRAU DE TENSÃO DE ENTRADA

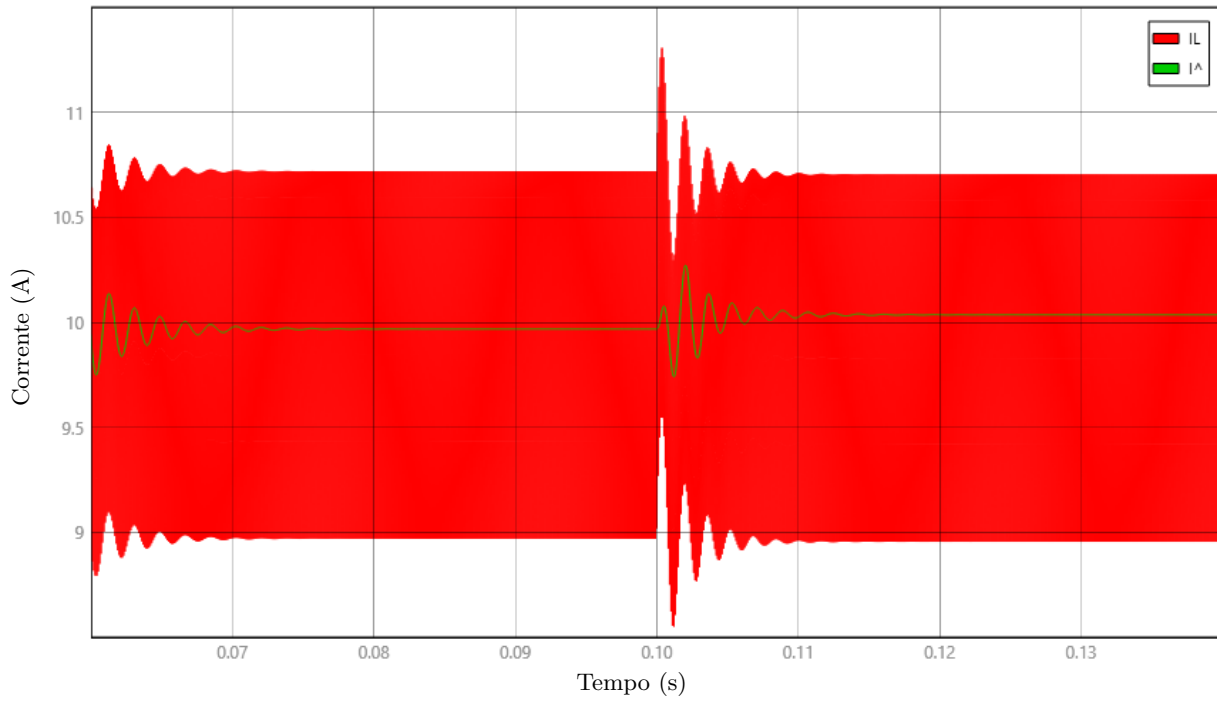
Com o sistema estabilizado no regime pós-degrau de tensão ($V_{in} = 18 \text{ V}$), aplica-se a transição para C_2 . As Figuras 35, 36 e 37 apresentam, respectivamente, as respostas de V_o , i_L e do resíduo durante o evento. Verifica-se a ocorrência de um transitório associado à alteração paramétrica, seguido da reacomodação das variáveis em regime permanente. Esse comportamento indica que o observador mantém sua estabilidade mesmo após a degradação, permitindo a realização da análise.

Figura 35 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $C \rightarrow C_2$ sob $V_{in} = 18 \text{ V}$.



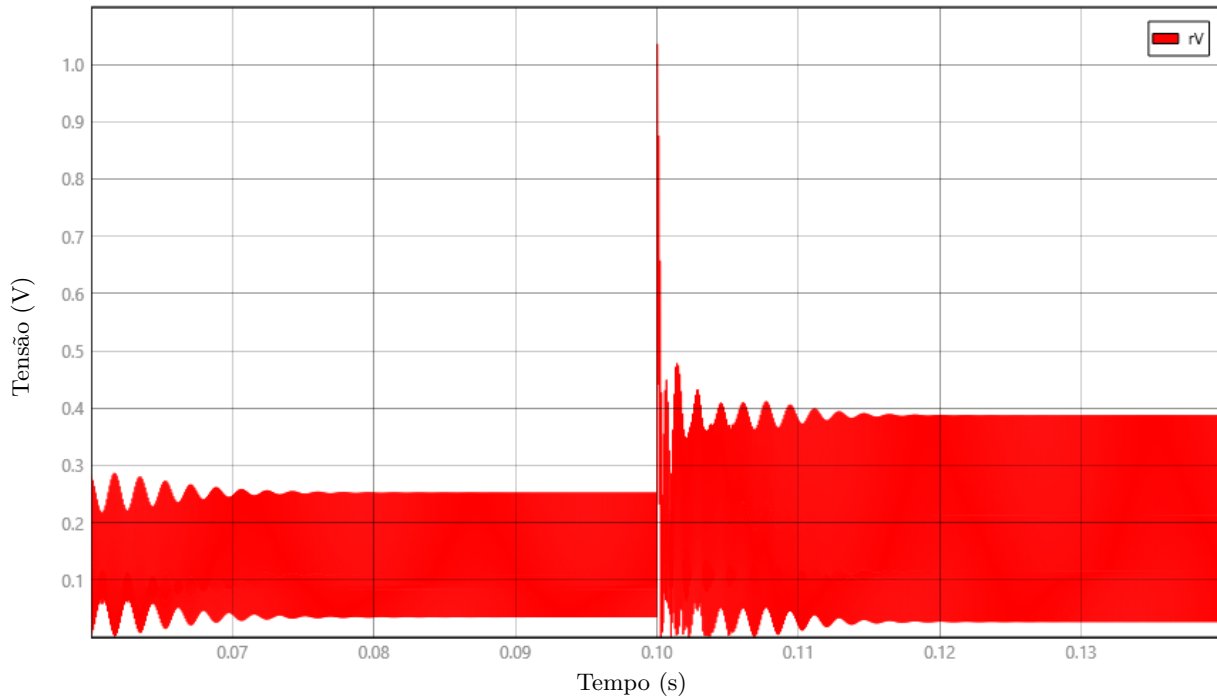
Fonte: próprio autor.

Figura 36 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $C \rightarrow C_2$ sob $V_{in} = 18$ V.



Fonte: próprio autor.

Figura 37 – Resíduo de tensão: r_V para $C \rightarrow C_2$ sob $V_{in} = 18$ V.

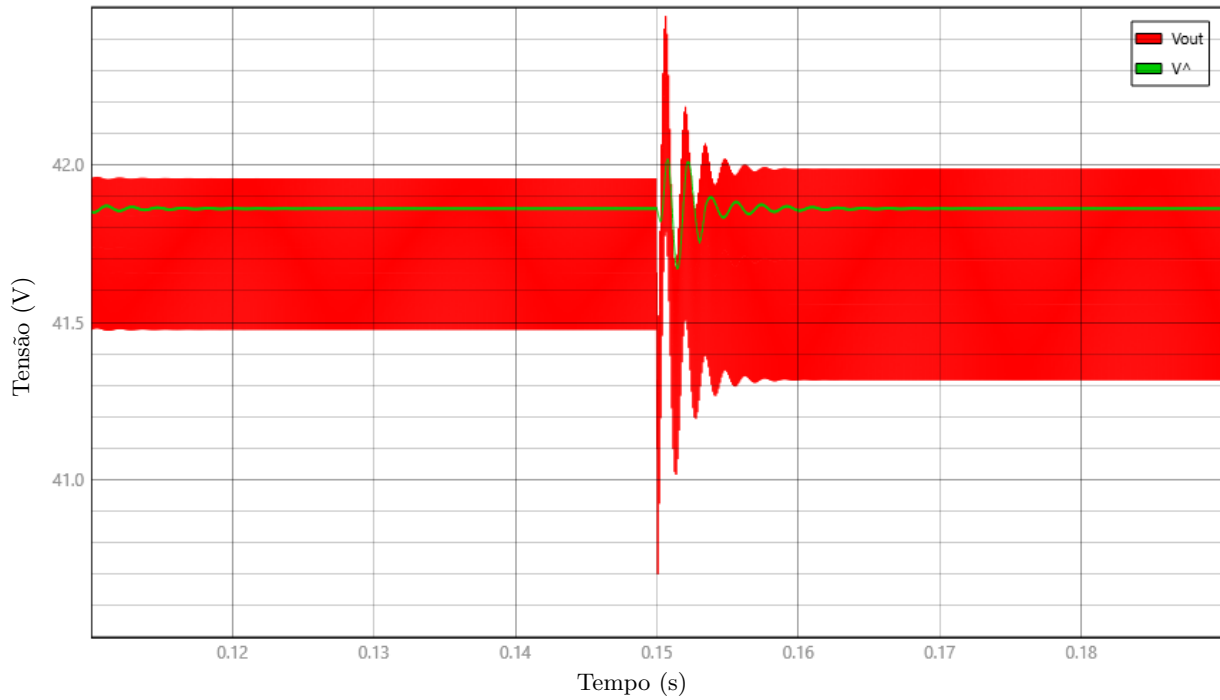


Fonte: próprio autor.

4.6.2.2 DEGRADAÇÃO DO CAPACITOR PARA C_3 SOB DEGRAU DE TENSÃO DE ENTRADA

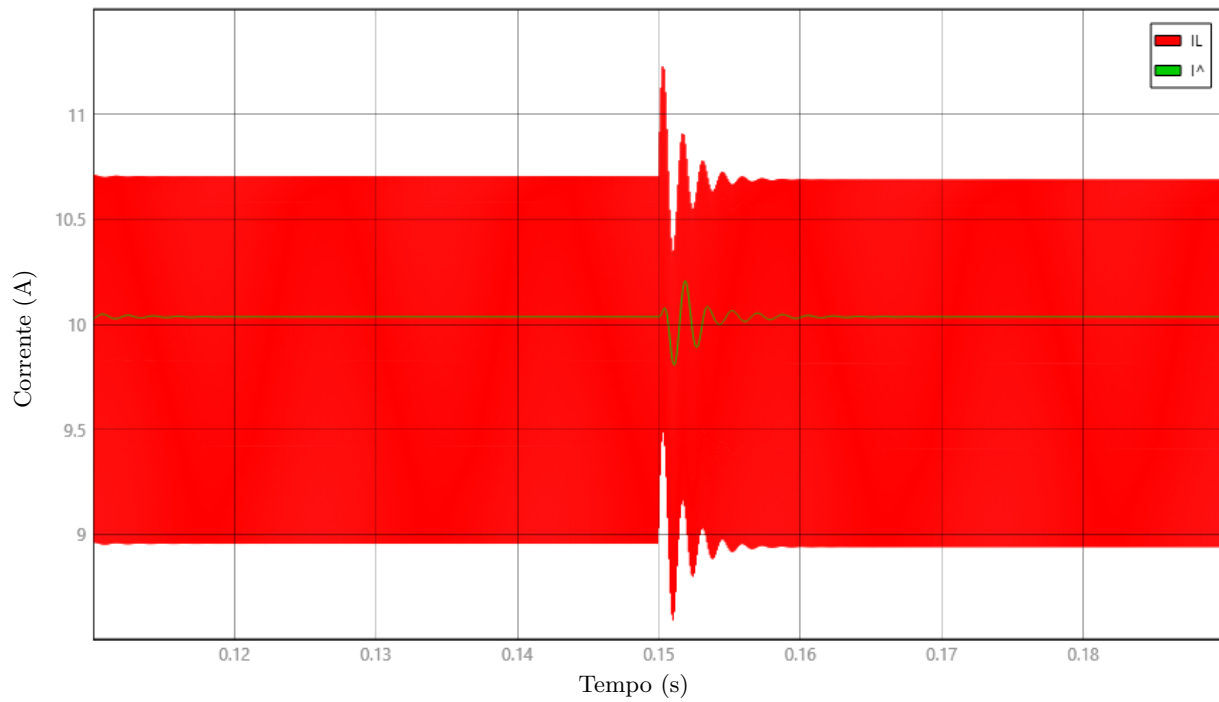
Na sequência, aplica-se a degradação adicional $C_2 \rightarrow C_3$ mantendo-se $V_{in} = 18$ V. As Figuras 38–40 apresentam a resposta de V_o , i_L e do resíduo durante o evento, permitindo verificar a estabilidade do observador e a acomodação após a comutação do parâmetro.

Figura 38 – Tensão de saída: V_o e $\hat{V}_o$ para $C_2 \rightarrow C_3$ sob $V_{in} = 18$ V.



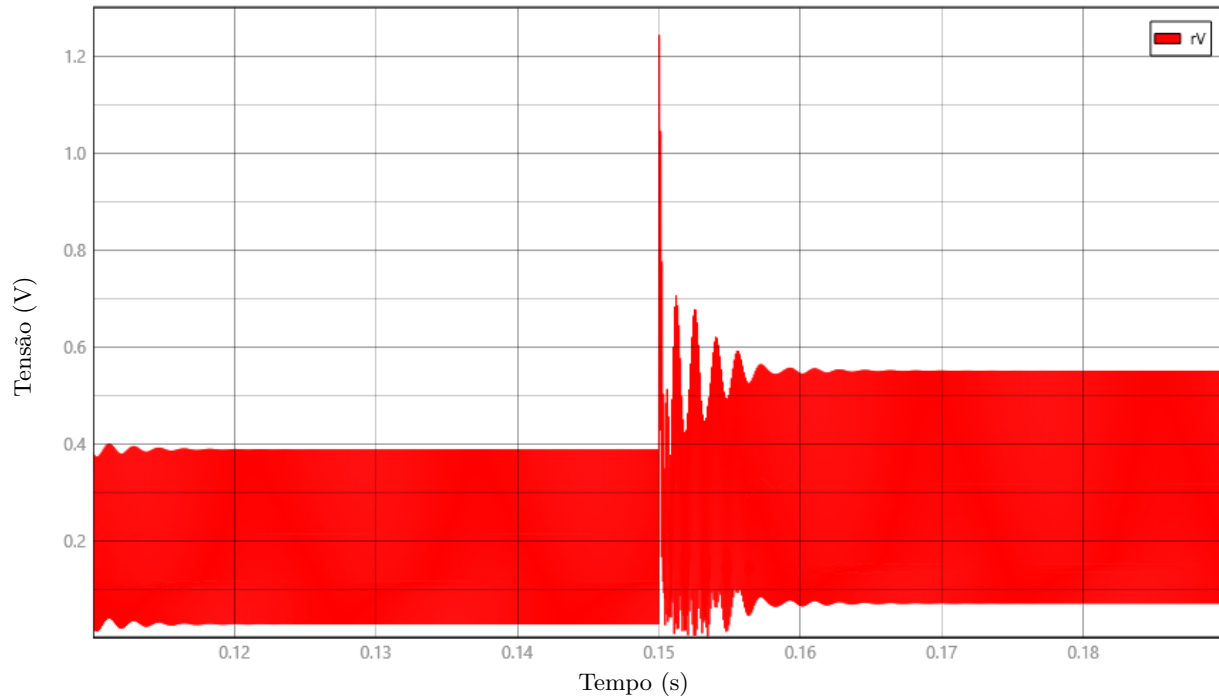
Fonte: próprio autor.

Figura 39 – Corrente do indutor: i_L e $\hat{i}_L$ para $C_2 \rightarrow C_3$ sob $V_{in} = 18$ V.



Fonte: próprio autor.

Figura 40 – Resíduo de tensão: r_V para $C_2 \rightarrow C_3$ sob $V_{in} = 18$ V.



Fonte: próprio autor.

4.6.2.3 RESULTADOS DO DEGRAU DE TENSÃO ASSOCIADO À DEGRADAÇÃO

A análise comparativa entre a Tabela 2, referente à condição nominal, e as Tabelas 13, 14 e 15, correspondentes à condição pós-degrau de tensão de entrada e aos casos com degradação, evidencia inicialmente o impacto da variação de V_{in} sobre o ponto de operação do conversor. Observa-se que, com a aplicação do degrau de tensão de entrada, tanto a tensão de saída V_o quanto a corrente do indutor i_L apresentam aumento significativo. O valor médio de V_o passa de aproximadamente 34,83 V na condição nominal para cerca de 41,79 V na condição pós-degrau, enquanto o valor médio de i_L se eleva de aproximadamente 8,26 A para 9,91 A, confirmando o deslocamento do ponto de operação provocado pela elevação de V_{in} .

Comportamento semelhante é observado para as estimativas $\hat{V}_o$ e $\hat{i}_L$, que acompanham a mudança de regime e permanecem próximas das grandezas observadas. Isso indica que o observador mantém rastreamento adequado mesmo após a alteração da tensão de entrada.

Em relação ao resíduo r_V , verifica-se que o degrau de tensão também eleva seu nível, mesmo na ausência de degradação. O valor RMS do resíduo aumenta de aproximadamente 0,112 V na condição nominal para 0,136 V na condição pós-degrau, evidenciando que a mudança operacional afeta a resposta do observador, ainda que de forma menos pronunciada do que nos casos com degradação.

A partir desse novo patamar, a redução da capacitância provoca aumentos adicionais claros e progressivos no resíduo. O valor RMS de r_V passa de 0,136 V na condição pós-degrau para 0,210 V em C_2 , alcançando 0,299 V em C_3 . De forma consistente, o valor médio do resíduo também cresce de 0,114 V para 0,169 V e, posteriormente, para 0,244 V, evidenciando a sensibilidade do resíduo à progressão da degradação mesmo sob condição de entrada alterada.

Em contraste, embora V_o e i_L apresentem pequenas variações entre a condição pós-degrau e os casos com degradação, essas alterações são menos expressivas do que aquelas observadas no resíduo. Nota-se ainda que tanto V_o quanto i_L são fortemente influenciados pelo degrau de tensão de entrada, o que os caracteriza como sinais sensíveis à mudança de regime operacional. Já o resíduo r_V concentra de forma mais evidente os efeitos adicionais da degradação da capacitância, podendo, portanto, ser utilizado como principal indicador de falha.

Assim, os resultados indicam que o degrau de tensão de entrada desloca o ponto de operação do sistema, elevando os níveis de V_o , i_L e r_V , enquanto a degradação da capacitância produz variações adicionais bem definidas no resíduo. Esse comportamento mostra que, mesmo sob alteração da tensão de entrada, o método mantém capacidade de auxiliar na detecção de falhas paramétricas no capacitor.

Tabela 13 – Valores dos sinais na condição de capacitância nominal (C), sob $V_{in} = 18$ V, no intervalo $t \in [0,08, 0,09]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	41.611504	41.940975	41.940975	41.79366	41.793827
$\hat{V}_o$ (V)	41.85592	41.865185	41.865185	41.860493	41.860497
i_L (A)	8.968898	10.719094	10.719094	9.912677	9.935223
$\hat{i}_L$ (A)	9.966806	9.968323	9.968323	9.967606	9.967607
r_V (V)	0.034209814	0.25329408	0.25329408	0.11437452	0.13588868

Tabela 14 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_2), sob $V_{in} = 18$ V, no intervalo $t \in [0,13, 0,14]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	41.403725	42.065594	42.065594	41.73835	41.738743
$\hat{V}_o$ (V)	41.856342	41.864643	41.864643	41.86049	41.86049
i_L (A)	8.718394	11.054396	11.054396	9.901734	9.927749
$\hat{i}_L$ (A)	10.035259	10.03586	10.03586	10.035535	10.035535
r_V (V)	0.026445206	0.38786224	0.38786224	0.16853394	0.20964518

Tabela 15 – Valores dos sinais na condição de capacitância reduzida (C_3), sob $V_{in} = 18$ V, no intervalo $t \in [0,18, 0,19]$ s ($\Delta t = 10$ ms).

Sinal	Min	Max	Abs.Max	Mean	RMS
V_o (V)	41.220222	42.128765	42.128765	41.679573	41.680325
$\hat{V}_o$ (V)	41.856445	41.864567	41.864567	41.860504	41.8605
i_L (A)	8.70309	11.038907	11.038907	9.885812	9.911878
$\hat{i}_L$ (A)	10.035396	10.035754	10.035754	10.035535	10.035535
r_V (V)	0.06946924	0.5500617	0.5500617	0.24375457	0.29902586

4.7 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

A avaliação dos resultados obtidos nos diferentes ensaios permite caracterizar o comportamento do conversor Boost e do observador em quatro condições distintas: operação nominal, degradação isolada do capacitor, degradação associada a degrau de tensão de entrada e degradação associada a degrau de carga.

Na condição nominal, o sistema apresenta regime estável, com valor médio da corrente do indutor em torno de 8,26 A e resíduo r_V com valor eficaz de aproximadamente 0,112 V. Esse cenário estabelece a referência para comparação com as demais condições.

Quando considerada apenas a degradação do capacitor, sem a presença de perturbações operacionais, observa-se que as variáveis de estado do sistema, como V_o e a corrente do indutor, permanecem praticamente inalteradas em relação à condição nominal. No entanto, o resíduo r_V apresenta aumento progressivo com a severidade da falha, passando de aproximadamente 0,112 V na condição nominal para cerca de 0,174 V em C_2 e 0,249

V em C_3 . Esse comportamento indica que a degradação da capacitância se manifesta de forma direta no resíduo, enquanto as variáveis elétricas permanecem reguladas.

Nos ensaios com degrau de tensão de entrada, observa-se um deslocamento significativo do ponto de operação do conversor. A elevação de V_{in} de 15 V para 18 V resulta em aumento da tensão de saída, que passa de aproximadamente 34,83 V para cerca de 41,79 V, e da corrente do indutor, que se eleva de aproximadamente 8,26 A para cerca de 9,91 A. O resíduo também sofre elevação, atingindo valor RMS de aproximadamente 0,136 V mesmo na ausência de falha. A partir desse novo regime, a degradação da capacitância provoca aumentos adicionais no resíduo, atingindo aproximadamente 0,210 V em C_2 e 0,299 V em C_3 . Observa-se, portanto, que a mudança operacional impacta todas as variáveis do sistema, enquanto a degradação se manifesta como um aumento adicional e progressivo do resíduo.

De forma semelhante, nos ensaios com degrau de carga, a redução da resistência de carga provoca um aumento expressivo na corrente do indutor, cujo valor médio passa de aproximadamente 8,26 A para cerca de 11,56 A, enquanto a tensão de saída permanece aproximadamente regulada. O resíduo também é afetado pela perturbação, aumentando para cerca de 0,157 V na condição pós-degrau. A introdução da degradação resulta novamente em elevações adicionais no resíduo, atingindo aproximadamente 0,241 V em C_2 e 0,344 V em C_3 . Nesse caso, o degrau de carga provoca variações mais intensas na corrente do indutor do que o degrau de tensão, evidenciando sua forte influência sobre o regime de operação.

A análise conjunta dos quatro cenários evidencia que o resíduo r_V é sensível tanto a falhas quanto a perturbações operacionais. Em particular, observa-se que os valores do resíduo após degraus podem se aproximar daqueles associados à degradação inicial da capacitância, caracterizando uma região de sobreposição entre operação normal perturbada e falha incipiente. Esse resultado demonstra que a utilização exclusiva da magnitude do resíduo não é suficiente para uma detecção confiável de falhas, visto que ele constitui apenas uma etapa do processo de detecção. Por esse motivo, o sinal de resíduo é empregado neste trabalho como uma etapa do processo. Assim, os resultados obtidos servem de base para a definição e análise conjunta de parâmetros e patamares de decisão, contribuindo para tornar o processo de detecção da degradação do capacitor mais confiável.

Por outro lado, verifica-se que as perturbações operacionais afetam de forma mais pronunciada as variáveis de estado do sistema, especialmente a corrente do indutor, enquanto a degradação do capacitor se manifesta principalmente por um aumento persistente no resíduo. Nesse contexto, o resíduo r_V , a corrente estimada do indutor $\hat{i}_L$ e a tensão de saída V_o podem, portanto, ser analisados em conjunto, fornecendo informações para a avaliação do comportamento do sistema.

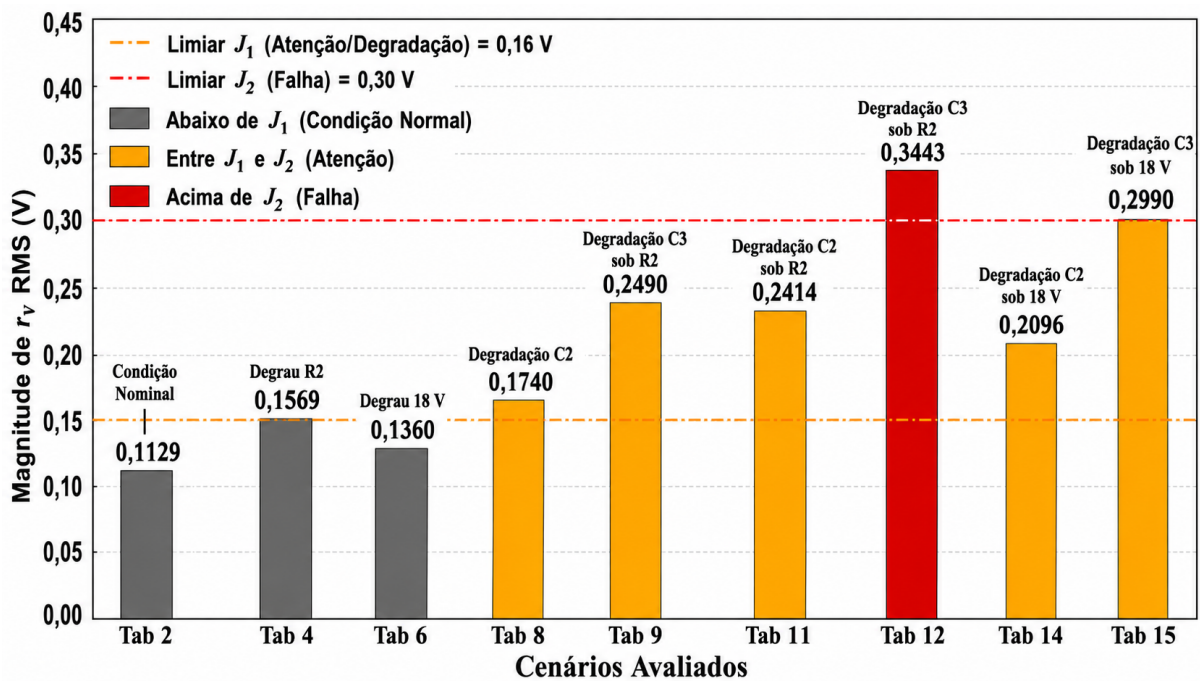
Assim, conclui-se que o método proposto apresentou comportamento consistente para apoiar a identificação da degradação do capacitor em diferentes condições de operação.

Enquanto os degraus deslocam o ponto de operação e elevam simultaneamente as variáveis elétricas e o resíduo, a degradação da capacitância produz um aumento adicional e progressivo em r_V , mantendo as demais variáveis. Esses resultados indicam que a abordagem adotada é eficaz para auxiliar a identificação da falha associada à degradação do capacitor.

4.7.1 PATAMARES DE DECISÃO J_1 E J_2

Os patamares J_1 e J_2 foram definidos a partir dos resultados obtidos nos diferentes ensaios realizados, considerando a condição nominal, a degradação isolada da capacitância e os cenários com perturbações operacionais, representadas por degraus de tensão de entrada e de carga. Para reduzir a influência de transitórios rápidos e picos associados à comutação, a comparação é realizada com base no valor eficaz do resíduo em regime permanente, conforme pode ser observado no comparativo apresentado na Figura 41.

Figura 41 – Análise comparativa do resíduo de tensão r_V sob diferentes condições operacionais e de falha.



Fonte: próprio autor.

Na condição nominal, o valor eficaz do resíduo é da ordem de 0,11 V, conforme apresentado na Tabela 2, caracterizando o comportamento esperado do sistema na ausência de perturbações e falhas. Quando considerados os degraus operacionais sem falha, observa-se elevação do resíduo em regime, atingindo aproximadamente 0,136 V no degrau de tensão de entrada, conforme a Tabela 6, e 0,157 V no degrau de carga, conforme a Tabela 4. Esses valores representam a faixa típica do resíduo associada a mudanças normais de operação.

Nos cenários de degradação da capacitância sem degraus simultâneos, o resíduo apresenta aumento progressivo com a severidade da falha, atingindo aproximadamente 0,174 V na condição C_2 , conforme a Tabela 8, e 0,249 V na condição C_3 , conforme a Tabela 9. Quando a degradação ocorre após perturbações operacionais, os valores tornam-se ainda mais elevados, alcançando aproximadamente 0,210 V e 0,299 V nos casos com degrau de tensão de entrada, conforme as Tabelas 14 e 15, e 0,241 V e 0,344 V nos casos com degrau de carga, conforme as Tabelas 11 e 12.

Com base nesses resultados, define-se o primeiro patamar de decisão como

$$J_1 = 0,16 \text{ V}, \quad (4.1)$$

representando o limite superior típico do resíduo em operação normal, incluindo a presença de degraus. Esse valor foi estabelecido a partir dos maiores níveis de resíduo observados nos ensaios operacionais sem falha, situando-se ligeiramente acima da maior condição normal observada.

O segundo patamar é definido como

$$J_2 = 0,30 \text{ V}, \quad (4.2)$$

e é adotado como limiar de confirmação de falha. Esse valor corresponde a um nível de resíduo que não é observado em condições operacionais, mesmo na presença de degraus, e que se encontra dentro da faixa associada à degradação mais acentuada da capacitância.

Observa-se, portanto, a existência de uma região intermediária entre esses dois limiares, na qual ocorre sobreposição entre perturbações operacionais e degradação inicial. Esse resultado mostra que a utilização isolada da magnitude do resíduo não é suficiente para classificar, de forma inequívoca, todas as condições do sistema. Dessa forma, a estratégia de detecção baseia-se na combinação da magnitude do resíduo com a análise complementar das variáveis de estado do sistema. Como a corrente do indutor não é medida diretamente neste trabalho, utiliza-se a corrente estimada pelo observador, $\hat{i}_L$, em conjunto com a tensão de saída V_o , como informação auxiliar para a interpretação. Conforme evidenciado nos ensaios com degrau de tensão de entrada e degrau de carga, essas perturbações provocam alterações em $\hat{i}_L$ e em V_o , caracterizando uma mudança operacional do sistema. Em contrapartida, nos cenários de degradação isolada da capacitância, o aumento do resíduo ocorre sem alterações de mesma magnitude nessas variáveis.

Assim, quando o resíduo ultrapassa J_1 , o sistema verifica se houve alteração em $\hat{i}_L$ e em V_o . Na presença dessas variações, a elevação do resíduo é interpretada como potencialmente associada a uma perturbação operacional, e a falha só é confirmada se o resíduo também ultrapassar J_2 . Na ausência de alterações significativas em $\hat{i}_L$ e V_o , valores acima de J_1 podem ser interpretados como falha.

Esse procedimento permite reduzir a ocorrência de falsos alarmes em situações de operação normal com perturbações, ao mesmo tempo em que preserva a sensibilidade do método para detectar a degradação da capacitância do capacitor.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a aplicação de um observador por modos deslizantes (SMO) ao conversor Boost, com foco na utilização do resíduo de tensão r_V como variável indicativa da degradação do capacitor de saída. A estratégia proposta buscou reduzir a necessidade de instrumentação adicional, utilizando a discrepância entre a tensão medida e a tensão estimada pelo observador como base para a análise, com validação realizada em ambiente *Typhoon HIL* sob diferentes condições de operação.

Os resultados obtidos mostraram que o observador permaneceu estável e manteve rastreamento coerente das grandezas elétricas mesmo na presença de perturbações operacionais, como degraus de carga e de tensão de entrada, bem como diante de alterações paramétricas no capacitor. Verificou-se que a redução da capacitância provoca elevação do resíduo em regime após a acomodação do sistema. A análise dos ensaios também evidenciou que o resíduo r_V não é sensível apenas à degradação do capacitor, mas também a mudanças normais de operação. Degraus de entrada e de carga podem elevar o resíduo em regime para patamares próximos aos observados em degradações moderadas, o que mostra que uma decisão baseada exclusivamente em sua magnitude pode conduzir a interpretações equivocadas. Desse modo, reforça-se que o resíduo r_V constitui uma parte do processo de detecção, porém desprovido de capacidade decisória isolada. Para contornar essa limitação, foi proposta uma lógica de decisão dependente do contexto operacional, combinando dois patamares, J_1 e J_2 , com a análise do comportamento de V_o e i_L . Nesse arranjo, J_1 atua como limiar de alerta, enquanto J_2 atua como limiar de confirmação, permitindo diferenciar, de forma mais consistente, perturbações operacionais de indícios de degradação paramétrica.

Os resultados em regime pós-degrau mostraram que a assinatura associada à degradação permanece observável, mesmo em condições de operação distintas da nominal, reforçando o potencial da abordagem proposta para aplicação em cenários mais realistas. Assim, o método mostrou-se promissor como ferramenta de apoio à detecção de falhas associadas à perda de capacitância em conversores Boost, sem exigir sensores adicionais dedicados.

Por fim, embora a validação em ambiente *Hardware-in-the-Loop* apresente limitações inerentes, como a ausência de ruídos de sensoriamento, tolerâncias construtivas, variações térmicas e efeitos parasitas típicos de bancada, ela forneceu uma base consistente para a prova de conceito. Dessa forma, conclui-se que a estratégia baseada no observador por modos deslizantes, associada à análise do resíduo r_V por patamares e contexto operacional, constitui uma abordagem viável para apoiar a detecção da degradação do capacitor de saída em conversores Boost.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir da análise do trabalho desenvolvido ao longo da dissertação, foram identificadas possibilidades de extensão que não foram contempladas nesta etapa, principalmente em função do escopo e das limitações inerentes à validação em ambiente HIL. Como sugestões de trabalhos futuros, destacam-se:

- i) Implementação de um sistema de monitoramento remoto em tempo real para a metodologia proposta, com registro contínuo do resíduo e indicador e geração de alarmes e relatórios;
- ii) Empregar técnicas baseadas em inteligência artificial para aprimorar a robustez da metodologia proposta frente às diferentes condições de operação.
- iii) Validação experimental do método em protótipo e em bancada, de modo a verificar o desempenho do observador e do critério por patamares em condições reais de instrumentação e operação.
- iv) Aplicação do método proposto em conversores utilizados em sistemas fotovoltaicos.

5.2 PRODUÇÃO ASSOCIADA AO TRABALHO

Durante a elaboração da dissertação, foi realizada a seguinte publicação como contribuição científica:

Artigo completo intitulado *Aplicação de Observador por Modos Deslizantes na Detecção de Falhas em Conversores Boost*, publicado nos anais do SEPOC 2025. O artigo deriva diretamente desta dissertação e apresenta, de forma resumida, a modelagem do conversor, o projeto do observador e a análise do resíduo de tensão para detecção de falhas por degradação de capacitância.

REFERÊNCIAS

- ALMALEKI, M. *Sliding Mode Observation of Capacitor Voltage in Multi-Level Power Converters*. Tese (Doutorado) — The University of Nottingham, 2010. Citado na página 46.
- ANGELI, C.; CHATZINIKOLAOU, A. On-line fault detection techniques for technical systems: A survey. *International Journal of Computer Science and Applications*, v. 1, n. 1, p. 12–30, 2004. Citado na página 31.
- BHARGAVA, C.; BANGA, V. K.; SINGH, Y. An intelligent prognostic model for electrolytic capacitors health monitoring: A design of experiments approach. *Advances in Mechanical Engineering*, v. 10, n. 10, p. 1–11, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 69.
- BRAHAM, A. et al. Recent developments in fault detection and power loss estimation of electrolytic capacitors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 1, p. 33–43, 2010. Citado na página 42.
- CAMPOS-DELGADO, D.; ESPINOZA-TREJO, D. An observer-based diagnosis scheme for single and simultaneous open-switch faults in induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 2, p. 671–679, feb 2011. Citado na página 33.
- CHEN, C.-T. *Linear System Theory and Design*. [S.l.]: Oxford University Press, 1999. Citado na página 43.
- CHEN, Y. et al. Monitoring and diagnosis for the dc–dc converter using magnetic near field waveform. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 5, p. 1634–1647, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 34.
- CHEN, Y.-M.; CHOU, M.-W.; WU, H.-C. Electrolytic capacitor failure prediction of lc filter for switching-mode power converters. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2005. Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*. [S.l.], 2005. v. 2, p. 1464–1469. Citado na página 41.
- CHOI, K.; KIM, K. S.; KIM, S. K. Proportional-type sensor fault diagnosis algorithm for dc/dc boost converters based on disturbance observer. *Energies*, v. 12, n. 8, p. 1412, 2019. Citado na página 40.
- DAHECH, K.; BOUDABBOUS, A.; ATITALLAH, A. B. Sliding mode observer-based sensor fault diagnosis in a photovoltaic system. *Sustainability*, v. 17, n. 24, p. 11030, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 55.
- DANG, H.-L.; KWAK, S. Review of health monitoring techniques for capacitors used in power electronics converters. *Sensors*, v. 20, n. 13, p. 3740, 2020. Citado na página 42.
- DEBAB, N. A. et al. Fault detection and identification scheme for boost converter for hybrid vehicles. *International Journal of Robotics & Control Systems*, v. 5, n. 2, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- DING, X. et al. Fault detection and isolation filters for three-phase ac-dc power electronics systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 60, n. 4, p. 1038–1051, apr 2013. Citado na página 39.

- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 3. ed. Cham: Springer International Publishing, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 38.
- GASPERI, M. L. Life prediction model for aluminum electrolytic capacitors. In: *IEEE. IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. [S.l.], 1996. v. 3, p. 1347–1351. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 54.
- GIVI, H.; FARJAH, E.; GHANBARI, T. Switch fault diagnosis and capacitor lifetime monitoring technique for DC–DC converters using a single sensor. *IET Science, Measurement & Technology*, v. 10, n. 5, p. 513–527, 2016. Citado na página 34.
- GUPTA, A. et al. A review of degradation behavior and modeling of capacitors. In: *International Technical Conference and Exhibition on Packaging and Integration of Electronic and Photonic Microsystems*. [S.l.: s.n.], 2018. Citado 3 vezes nas páginas 42, 54 e 69.
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos*. São Paulo: McGraw Hill Brasil, 2016. Citado na página 35.
- HASKARA, I. U. V. On sliding mode observers via equivalent control approach. *International Journal of Control*, v. 71, n. 6, p. 1051–1067, 1998. Citado na página 46.
- HWANG, I. et al. A survey of fault detection, isolation, and reconfiguration methods. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 18, n. 3, p. 636–653, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 25.
- ISERMANN, R. Model-based fault-detection and diagnosis: Status and applications. *Annual Reviews in Control*, v. 29, n. 1, p. 71–85, 2005. Citado na página 43.
- ISERMANN, R. *Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006. Citado 9 vezes nas páginas 23, 25, 27, 28, 29, 31, 32, 33 e 43.
- JUNG, S.-M. et al. An mras-based diagnosis of open-circuit fault in pwm voltage-source inverters for pm synchronous motor drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2514–2526, may 2013. Citado na página 39.
- KHATER, F. et al. Failure identification and isolation of dc–dc boost converter using a sliding mode controller and adaptive threshold. *Diagnostyka*, v. 25, n. 3, p. 2024303, 2024. Citado na página 40.
- LAHYANI, A. et al. Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 6, p. 1199–1207, nov 1998. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 39.
- LI, B. et al. Fault diagnosis and tolerant control of single igt open-circuit failure in modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 3165–3176, apr 2016. Citado na página 39.
- LI, J.; ZHANG, Z.; LI, B. Sensor fault detection and system reconfiguration for dc–dc boost converter. *Sensors*, v. 18, n. 5, p. 1375, 2018. Citado na página 40.

- LIENHARDT, A.-M.; GATEAU, G.; MEYNARD, T. Digital sliding-mode observer implementation using fpga. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, p. 1865–1875, aug 2007. Citado na página 46.
- LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. 2. ed. Upper Saddle River, NJ: PTR Prentice Hall, 1999. Citado na página 33.
- LOU, S. J.; BUDMAN, H.; DUEVER, T. A. Comparison of fault detection techniques. *Journal of Process Control*, v. 13, p. 451–464, 2003. Citado na página 31.
- LUENBERGER, D. G. Observers for multivariable systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 11, n. 2, p. 190–197, 1966. Citado na página 43.
- LUNZE, J.; SCHRODER, J. Sensor and actuator fault diagnosis of systems with discrete inputs and outputs. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, IEEE, v. 34, n. 2, p. 1096–1107, 2004. Citado na página 30.
- NGUYEN, T. H.; LEE, D.-C. Deterioration monitoring of dc-link capacitors in ac machine drives by current injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1126–1130, 2015. Citado na página 54.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. São Paulo: Pearson, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 45.
- POON, J. et al. Model-based fault detection and identification for switching power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 2, p. 1419–1434, 2017. Citado na página 54.
- PU, X.-S. et al. Fault diagnosis of dc-link capacitors in three-phase ac/dc pwm converters by online estimation of equivalent series resistance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 4118–4127, sep 2013. Citado na página 39.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. 4. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 42.
- SCHMIDT, S.; OBERRATH, J.; MERCORELLI, P. A sensor fault detection scheme as a functional safety feature for dc–dc converters. *Sensors*, v. 21, n. 19, p. 6516, 2021. Citado na página 40.
- SHAO, S. et al. Fault detection for modular multilevel converters based on sliding mode observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 11, p. 4867–4872, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 33.
- SILVA, D. R. C. Sistema de detecção e isolamento de falhas em sistemas dinâmicos baseado em identificação paramétrica. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008. Citado 7 vezes nas páginas 23, 27, 29, 31, 32, 34 e 54.
- SILVA, G. S. d. *Conversores multiníveis modulares: contribuições ao estudo e ao desenvolvimento de sistemas de controle distribuídos*. Tese (Doutorado), 2017. Citado 3 vezes nas páginas 24, 33 e 47.
- SLOTINE, J.-J. E.; HEDRICK, J. K.; MISAWA, E. A. On sliding observers for nonlinear systems. In: *American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 1986. p. 1794–1800. Citado na página 46.

- SU, Q. et al. Robust fault diagnosis for dc–dc boost converters via switched systems. *Control Engineering Practice*, v. 112, p. 104836, 2021. Citado na página 40.
- SU, Q. et al. Fault detection for dc–dc converters using adaptive parameter identification. *Journal of the Franklin Institute*, v. 359, n. 11, p. 5778–5797, 2022. Citado na página 40.
- SUNDARARAJAN, P. et al. Condition monitoring of dc-link capacitors using goertzel algorithm for failure precursor parameter and temperature estimation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 35, n. 6, p. 6386–6396, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 54.
- UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. [S.l.]: CRC Press, 2009. Citado na página 25.
- UTKIN, V. I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, n. 1, p. 23–36, feb 1993. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 46.
- VENKATASUBRAMANIAN, V. et al. A review of process fault detection and diagnosis part i: Quantitative model-based methods. *Computers and Chemical Engineering*, p. 293–311, 2003. Citado na página 31.
- VENTURA, P. R. S. *Diagnóstico de avarias para conversor eletrônico de potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Porto, Portugal, 2018. Citado na página 43.
- YAO, K. et al. A current-sensorless online esr and c identification method for output capacitor of buck converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, p. 6993–7005, 2015. Citado na página 54.
- YOUSSEF, A.; KHIL, S. E.; SLAMA-BELKHODJA, I. State observer-based sensor fault detection and isolation, and fault tolerant control of a single-phase pwm rectifier for electric railway traction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 12, p. 5842–5853, dec 2013. Citado na página 33.
- ZHUO, S. et al. An observer-based switch open-circuit fault diagnosis of dc–dc converter for fuel cell application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 56, n. 3, p. 3159–3167, 2020. Citado na página 40.