



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Yohannes Amilcar Tekle Scherer

Controle de um Inversor Elevador Monofásico Não-Linear: Uma Análise
Comparativa entre Métodos Lineares e Não-Lineares

Florianópolis/SC
2024

Yohannes Amilcar Tekle Scherer

**Controle de um Inversor Elevador Monofásico Não-Linear: Uma Análise
Comparativa entre Métodos Lineares e Não-Lineares**

Relatório final da disciplina DAS5511 (Projeto de Fim de Curso) como Trabalho de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Santa Catarina em Florianópolis.

Orientador: Prof. Hector Bessa Silveira, Dr.

Coorientador: Ion Leandro dos Santos, Mestre

Supervisor: Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Florianópolis/SC

2024

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Scherer, Yohannes Amilcar Tekle
Controle de um Inversor Elevador Monofásico Não-Linear
: Uma Análise Comparativa entre Métodos Lineares e Não
Lineares / Yohannes Amilcar Tekle Scherer ; orientador,
Hector Bessa Silveira, coorientador, Ion Leandro dos
Santos, coorientador, Telles Brunelli Lazzarin, 2024.
128 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia de Controle e Automação,
Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia de Controle e Automação. 2. Controle. 3.
Inversores Monofásicos. 4. Realimentação Linearizante. 5.
Inversor Boost. I. Silveira, Hector Bessa . II. Santos,
Ion Leandro dos. III. Lazzarin, Telles Brunelli IV.
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em
Engenharia de Controle e Automação. V. Título.

Yohannes Amilcar Tekle Scherer

**Controle de um Inversor Elevador Monofásico Não-Linear: Uma Análise
Comparativa entre Métodos Lineares e Não-Lineares**

Esta monografia foi julgada no contexto da disciplina DAS5511 (Projeto de Fim de Curso) e aprovada em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

Florianópolis, 11 de Julho de 2024.

Prof. Marcelo De Lellis Costa de Oliveira, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof. Hector Bessa Silveira, Dr.
Orientador
UFSC/CTC/DAS

Ion Leandro dos Santos, Me.
Coorientador
UFSC/CTC/EEL/INEP

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Supervisor
UFSC/CTC/EEL/INEP

Thiago Fonseca Rech, Me.
Avaliador
Instituição UFSC/CTC/EEL/INEP

Prof. Eduardo Camponogara, Dr.
Presidente da Banca
UFSC/CTC/DAS

Este trabalho é dedicado a minha tia Belainesh que
desejou até mais do que eu, que este trabalho fosse
concluído. Gostaria que você estivesse aqui para
celebrar este momento.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer a minha família pelo apoio incondicional, em especial ao meu irmão Davi pela ajuda e suporte emocional durante esse retorno a graduação.

Gostaria de agradecer aos meus professores pelos conhecimentos passados e oportunidades durante a graduação de engenharia de controle e automação, principalmente ao meu orientador, professor Hector e ao meu coorientador Ion, por me guiarem neste projeto ambicioso.

Por fim, agradeço aos meus amigos e colegas, pelos conselhos e palavras carinhosas, podendo sempre contar com as nossas boas gargalhadas neste período. E em especial, agradeço a Daniela pelo apoio ao revisar e me ajudar a escrever este trabalho. Sem a sua ajuda, certamente não seria possível.

DECLARAÇÃO DE PUBLICIDADE

Florianópolis, 01 de Julho de 2024.

Na condição de representante do Instituto de Eletrônica de Potência - INEP - UFSC na qual o presente trabalho foi realizado, declaro não haver ressalvas quanto ao aspecto de sigilo ou propriedade intelectual sobre as informações contidas neste documento, que impeçam a sua publicação por parte da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) para acesso pelo público em geral, incluindo a sua disponibilização *online* no Repositório Institucional da Biblioteca Universitária da UFSC. Além disso, declaro ciência de que Yohannes Amilcar Tekle Scherer, na condição de estudante da UFSC, é obrigado a depositar este documento, por se tratar de um Trabalho de Conclusão de Curso, no referido Repositório Institucional, em atendimento à Resolução Normativa n° 126/2019/CUn.

Por estar de acordo com esses termos, subscrevo-me abaixo.

Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Instituto de Eletrônica de Potência (INEP/UFSC)

RESUMO

Neste trabalho, estudaram-se diferentes propostas de controladores lineares e não-lineares aplicados a uma nova topologia de inversor elevador de tensão apresentada recentemente na literatura. O objetivo geral do trabalho foi realizar uma análise comparativa entre métodos de controle lineares e não-lineares, para solucionar o problema de rastreamento de saída de uma referência senoidal de 60 Hz, com robustez a perturbações paramétricas e de carga, considerando o modelo dinâmico do inversor *Boost*. Foram projetados os seguintes controladores para o inversor *Boost*: Proporcional Integral (PI), Proporcional Ressonante (PR), Proporcional Multi-Ressonante (PMR), Proporcional Integral Multi-Ressonante (PIMR), e dois controladores por realimentação linearizante. Os controladores foram validados no *software* de simulação *PSIM*. Em seguida, fez-se uma análise comparativa detalhada dos seus desempenhos, tanto em termos do rastreamento da referência senoidal quanto da robustez a perturbações paramétricas e de carga, observando índices como distorção harmônica total (THD), defasagem, tensões e correntes máximas e mínimas e tempo de acomodação. Os resultados do trabalho indicaram que o controlador PIMR (Proporcional Integrativo Multi-Ressonante) apresentou o melhor conjunto de resultados para as simulações, seguido pela Realimentação Linearizante com Escalonamento de Ganho e pelo controlador PR (Proporcional Ressonante). Com isso, evidenciou-se o potencial que controladores mais sofisticados possuem para aprimorar o desempenho de inversores na prática. Além disso, foram listadas as melhores indicações de uso para os controladores projetados, e uma tabela enfatizando as vantagens e limitações de cada técnica de controle foi elaborada para auxiliar projetos que pretendam utilizar o inversor *Boost* no futuro.

Palavras-chave: Controle. Inversores Monofásicos. Inversor Boost. Realimentação Linearizante. Controlador Ressonante.

ABSTRACT

In this project, different proposals of linear and non-linear controllers applied to a new inverter topology recently introduced in the literature, were studied. The general objective of the study was to perform a comparison between linear and non-linear control methods to solve the output tracking problem of a 60 Hz sinusoidal reference, with robustness to parametric and load disturbances, considering the dynamic model of the Boost inverter. The following controllers were designed for the Boost inverter: Proportional Integral (PI), Proportional Resonant (PR), Proportional Multi-Resonant (PMR), Proportional Integral Multi-Resonant (PIMR), and two controllers based on Exact Linearization techniques. The controllers were validated using the PSIM electronic circuit simulation software. Subsequently, a detailed comparative analysis of their performances was conducted, focusing on both sinusoidal reference tracking and robustness against parametric and load disturbances, considering metrics such as total harmonic distortion (THD), phase lag, maximum and minimum voltages and currents, and settling time. The results of the study indicated that the PIMR (Proportional Integral Multi-Resonant) controller exhibited the best overall performance in simulations, followed by Gain-Scheduled Feedback Linearization and the PR (Proportional Resonant) controller. This highlighted the potential that more sophisticated controllers have to enhance the performance of inverters in practical applications. Additionally, optimal recommendations for the use of the designed controllers were listed, and a table emphasizing the advantages and limitations of each control technique was prepared to assist projects intending to use the Boost inverter in the future.

Keywords: Control. Single-phase Inverters. Boost Inverter. Exact Linearization. Resonant Controller.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Funções realizadas pelos conversores estáticos de energia elétrica.	27
Figura 2 – Inversor meia ponte com carga resistiva	28
Figura 3 – Conversor básico fundamental <i>Boost</i>	29
Figura 4 – Subconversor <i>Boost</i>	30
Figura 5 – Circuito utilizado para gerar sinal PWM de controle para as chaves S1 e S2	32
Figura 6 – Conversor <i>Boost</i> com carga resistiva	35
Figura 7 – Inversor <i>Boost</i> estudado neste trabalho	35
Figura 8 – Estados topológicos do inversor <i>Boost</i>	36
Figura 9 – Operador VMQI	39
Figura 10 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizado em Santos (2023)	42
Figura 11 – Circuito inversor <i>Boost</i> usado em Santos (2023) para validar o controlador por simulação	42
Figura 12 – Comparativo do resultado comparativo entre o V_o calculado pelo modelo médio e o sinal V_o medido no circuito do inversor	49
Figura 13 – Resposta ao degrau, estabilizando nos pontos de equilíbrio, para entradas de $d^e = 0$, $d^e = 0,2$, $d^e = 0,4$, $d^e = 0,6$ e $d^e = 0,8$	50
Figura 14 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada compensado pelo PI	54
Figura 15 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada compensado pelo controlador PR	56
Figura 16 – (a) Saída V_o em comparação com a saída de referência $V_{o,ref}$; (b) O sinal de controle $u = 1 - d$	60
Figura 17 – Estados Internos: (a) V_{Co} e V_{Cf} ; (b) i_L	61
Figura 18 – Resultado da simulação sem saturação do sinal de controle u.(a) A corrente i_L ; (b) erro de rastreamento $e(t)$; e (c) o sinal de controle $u = 1 - d$, quando não há saturação do limite de u	61
Figura 19 – Gráficos da simulação com a realimentação linearizante no <i>MATLAB</i> : (a) saída V_o em comparação com a referência de saída; (b) Sinal de controle u	63
Figura 20 – Gráficos dos estados internos do inversor durante a simulação com a realimentação linearizante no <i>MATLAB</i> : (a) v_{Co} e v_{Cf} ; (b) i_L	63
Figura 21 – Comparativo entre i_L e $i_{L,ref}$ em regime permanente	64
Figura 22 – Gráficos da simulação com a realimentação linearizante no <i>MATLAB</i> : (a) saída V_o em comparação com a referência de saída; (b) sinal de controle u	66

Figura 23 – Gráficos dos estados internos do inversor durante a simulação com a realimentação linearizante no <i>MATLAB</i> : (a) v_{Co} e v_{Cf} ; (b) i_L	66
Figura 24 – Circuito do inversor <i>Boost</i> controlado	68
Figura 25 – Diagrama de blocos comum aos controladores clássicos	69
Figura 26 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência v_{Oref} , em regime permanente, durante a simulação SM01, no inversor controlado por PI	70
Figura 27 – Gráficos do comportamento em regime permanente do inversor controlado por PI, durante a simulação SM02, com condições iniciais de $i_{L_0} = 0 A$, $v_{Co_0} = 100 V$ e $v_{Cf_0} = 100 V$: (a) curvas da tensão v_o (50 V/div) e da referência v_{Oref} (50 V/div); (b) curvas da tensão v_{Co} (100 V/div), da tensão v_{Cf} (100 V/div) e a curva da razão cíclica d	71
Figura 28 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência v_{Oref} (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a simulação SM03	71
Figura 29 – Gráficos das curvas de tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) e da razão cíclica d , durante a etapa da simulação SM05 onde ocorre um degrau -30 % na tensão de entrada V_{in} , no inversor controlado por PI	72
Figura 30 – Gráficos do comportamento do sistema em malha fechada durante a etapa da simulação SM05 após a ocorrência de um degrau +30 % na tensão de entrada V_{in} , no inversor controlado por PI: (a) curvas de tensão v_o (50 V/div) e da tensão de referência v_{Oref} (50 V/div); (b) curvas da tensão v_{Co} (100 V/div), da tensão v_{Cf} (100 V/div) e a curva da razão cíclica d	73
Figura 31 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência v_{Oref} (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa com 10 % da carga de projeto, da simulação SM04	73
Figura 32 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência v_{Oref} (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa após degrau de 10 a 100 % da carga de projeto, da simulação SM04	74
Figura 33 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência v_{Oref} (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa após degrau de 100 a 150 % da carga de projeto, da simulação SM04	75

Figura 34 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa após degrau de 150 a 200 % da carga de projeto, da simulação SM04	76
Figura 35 – Gráficos das curvas de tensão v_o (50 V/div), da referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica d , em regime permanente, do inversor controlado por PR onde: (a) não há adição de <i>offset</i> em d ; (b) há adição de <i>offset</i> em d	76
Figura 36 – Curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), durante o transitório do inversor controlado por PR, na simulação SM01 . . .	77
Figura 37 – Curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PR, na simulação SM01	77
Figura 38 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), durante o transitório do inversor controlado por PR, na simulação SM01 condições iniciais em $i_{L0} = 0 A$, $v_{Co0} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$	78
Figura 39 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), durante a simulação SM03 com o controlador PR.	78
Figura 40 – Transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica linearizada λ (0,1/div), controlado por PR, na simulação SM05 com degraus de tensão v_{in} , durante a etapa de degrau positivo	79
Figura 41 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau positivo da simulação SM05, com o controlador PR	80
Figura 42 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), durante a etapa com 10 % da carga de projeto, da simulação SM04 com o controlador PR.	81
Figura 43 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), após degrau de 10% a 100% da carga de projeto, durante a simulação SM04 com o controlador PR.	81
Figura 44 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), após degrau de 100% a 150% da carga de projeto, durante a simulação SM04 com o controlador PR.	82

Figura 45 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), após degrau de 150% a 200% da carga de projeto, durante a simulação SM04 com o controlador PR.	82
Figura 46 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, durante a simulação SM01 com o controlador PMR. . .	83
Figura 47 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), durante a simulação SM02 com o controlador PMR.	84
Figura 48 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau negativo de tensão da simulação SM05, com o controlador PMR . .	85
Figura 49 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), durante a etapa com 10 % da carga de projeto, da simulação SM04 com o controlador PMR.	85
Figura 50 – Diagrama de blocos utilizados nas simulações do PIMR	88
Figura 51 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), e da razão cíclica d , durante o transitório do inversor controlado por PIMR, na simulação SM01	89
Figura 52 – Curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PIMR, na simulação SM01	89
Figura 53 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), e da razão cíclica d , em SM03, com controlador PIMR	90
Figura 54 – Resultados da simulação SM02 com condições iniciais em $i_{L0} = 0 A$, $v_{Co0} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$, do inversor controlado por PIMR durante o: (a) transitório; e (b) regime permanente	90
Figura 55 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), após o degrau negativo de tensão v_{in} , da simulação SM05, com o controlador PMR	91
Figura 56 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), após o degrau positivo de tensão v_{in} , da simulação SM05, com o controlador PMR	92
Figura 57 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04 do controlador PIMR, durante as etapas: (a) 10 % da carga de projeto; (b) degrau de 10 a 100 % da carga de projeto	92

Figura 58 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04 do controlador PIMR, durante as etapas: (a) degrau de 100 a 150 % da carga de projeto; (b) degrau de 150 a 200 % da carga de projeto	93
Figura 59 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante usando equações de potência	94
Figura 60 – Simulação SM02 com condições iniciais $i_{L0} = 0 A$, $v_{C00} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$	95
Figura 61 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d da simulação SM01	95
Figura 62 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$, em regime permanente, durante a simulação SM01	96
Figura 63 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, durante a simulação SM03	96
Figura 64 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04, durante as etapas: (a) 10 % da carga de projeto; (b) degrau de 10 a 100 % da carga de projeto	97
Figura 65 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04, durante as etapas: (a) degrau de 100 a 150 % da carga de projeto; (b) degrau de 150 a 200 % da carga de projeto	97
Figura 66 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau positivo da simulação SM05	98
Figura 67 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau negativo da simulação SM05	98
Figura 68 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante utilizada em Santos (2023)	99
Figura 69 – Curvas da tensão v_o (50 V/div) e da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) durante a etapa da simulação SM04 onde a carga é 10 % da carga de projeto com: (a) controlador ELY; (b) controlador ELI	101
Figura 70 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante direta	102
Figura 71 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, durante a simulação SM01 com o controlador ELD	103

Figura 72 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, na simulação SM04, controlado por ELD, durante as etapas de: (a) 10 % da carga de projeto; (b) degrau de 10 a 100 % da carga de projeto	103
Figura 73 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, na simulação SM04, controlado por ELD, durante as etapas de: (a) degrau de 100 a 150 % da carga de projeto (b) degrau de 150 a 200 % da carga de projeto	104
Figura 74 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica d (0,1/div), durante a simulação SM02, com o controlador ELD, onde: (a) é o transitório; (b) é o regime permanente	104
Figura 75 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), durante a simulação SM03, com o controlador ELD	105
Figura 76 – Gráficos dos estados do sistema em regime permanente, controlado por após degrau de -30 % na tensão v_{in} da simulação SM05. (a) a tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div); (b) correntes i_L (2 A/div) e i_{out} (2 A/div); (c) razão cíclica d (0,1/div), (d) a tensão v_{Co} (50 V/div) e tensão de referência v_{Cf} (50 V/div)	106
Figura 77 – Gráficos dos estados do sistema em regime permanente, controlado por após degrau de +30 % na tensão v_{in} da simulação SM05: (a) a tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div); (b) correntes i_L (2 A/div) e i_{out} (2 A/div); (c) razão cíclica d (0,1/div), (d) a tensão v_{Co} (50 V/div) e tensão de referência v_{Cf} (50 V/div)	107
Figura 78 – Valores de i_L (5 A/div) e v_{in} (2 V/div) em regime permanente do inversor controlado por ELD durante a simulação SM03, com um resistor em série com a fonte V_{in}	108
Figura 79 – Resultados das simulações em <i>MATLAB/Simulink</i> para validar a sintonia do controlador ELD para V_{in} de 70 V, à esquerda, e 130 V, à direita	108
Figura 80 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante direta com ganhos escalonados	109
Figura 81 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), durante a simulação SM03 com o controlador ELDG	109
Figura 82 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, após o degrau degrau de +30% durante a simulação SM05, com o controlador ELDG110	

Figura 83 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, após o degrau de +30% durante a simulação SM05, com o controlador ELDG111	
Figura 84 – Simulação com condições iniciais $i_{L0} = 0$, $v_{Co0} = 100$ e $v_{Cf0} = 100$	123
Figura 85 – Saída v_o e o sinal de controle d em simulação com condições iniciais próximas a faixa de operação	124
Figura 86 – Saída v_o e o sinal de controle d com condições iniciais próximas a faixa de operação	124
Figura 87 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente durante a simulação com resistor em série com a fonte V_{in}	125
Figura 88 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente durante a simulação com degraus de tensão v_{in} , durante a etapa de degrau positivo	125
Figura 89 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente durante a simulação com degraus de tensão v_{in} , durante a etapa de degrau negativo	126
Figura 90 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa com 10 % da carga	126
Figura 91 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa do degrau de 10% a 100% da carga	127
Figura 92 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa do degrau de 100% a 150% da carga	127
Figura 93 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa do degrau de 150% a 200% da carga	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificação de projeto do inversor <i>Boost</i> utilizado em Santos (2023).	43
Tabela 2 – Especificação dos elementos passivos do inversor <i>Boost</i> utilizados em Santos (2023).	44
Tabela 3 – Especificação dos elementos passivos do inversor <i>Boost</i> .	67
Tabela 4 – Tabela comparativa entre os resultados da simulação com condições iniciais próximas e distantes dos valores de operação e a simulação com o resistor em série com a fonte, para os controladores clássicos	86
Tabela 5 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de carga, para os controladores clássicos	87
Tabela 6 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de v_{in} , para os controladores clássicos	87
Tabela 7 – Resultados da simulação com condições iniciais próximas e distantes dos valores de operação, e da simulação com o resistor em série com a fonte, no caso dos controladores por realimentação linearizante que usam a equação de balanço de potência	100
Tabela 8 – Resultados das etapas da simulação com degraus de carga dos controladores por realimentação linearizante que usam a equação de balanço de potência	100
Tabela 9 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de v_{in} dos controladores por realimentação linearizante que usam a equação de balanço de potência	101
Tabela 10 – Tabela comparativa entre os resultados da simulação com condições iniciais próximas e distantes dos valores de operação e a simulação com o resistor em série com a fonte	112
Tabela 11 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de tensão de entrada v_{in}	112
Tabela 12 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de carga	113
Tabela 13 – Tabela comparativa entre os controladores projetados neste trabalho, para consulta rápida	115

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
LQR	<i>Linear-quadratic Regulator</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PI	Proporcional Integrativo
PIMR	Proporcional Integrativo Multi-Ressonante
PMR	Proporcional Multi-Ressonante
PR	Proporcional Ressonante
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPE	Semi Plano Esquerdo
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

i_L	Corrente no indutor da célula de comutação do Inversor
v_{Co}	Tensão sobre o capacitor da célula de comutação do Inversor
v_{Cf}	Tensão sobre o capacitor de bloqueio
v_{in}	Tensão de entrada
V_{in}	Tensão de entrada estática
v_o	Tensão de saída
$S1$	Interruptores um
L	Indutância do indutor da célula de comutação do Inversor
C_o	Capacitor da célula de comutação do inversor
d	Razão cíclica
C_f	Capacitor de bloqueio
V_{out}	Tensão de saída estática
f_r	Frequência da tensão de saída sobre a carga
$S2$	Interruptor dois
T_r	Período da tensão de saída sobre a carga
R_o	Resistência de carga

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	BREVE DESCRIÇÃO DO PROBLEMA	22
1.2	OBJETIVOS	23
1.3	METODOLOGIA	23
1.4	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	24
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	26
2.1	CONVERSORES E INVERSORES	26
2.1.1	Inversores elevadores de tensão	28
2.1.2	Inversores de tensão não isolados	28
2.2	DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA DO INVERSOR UTILIZADO NESTE TRABALHO	29
2.2.1	Conversor <i>Boost</i> com capacidade de bidirecionalidade	29
2.2.2	Ganho estático do conversor <i>Boost</i>	31
2.2.3	Comando das chaves do circuito usando modulação PWM	31
2.2.4	Linearização do ganho estático	33
2.2.5	Topologia do inversor <i>Boost</i>	34
2.3	MODELAGEM	37
2.3.1	Modelo Comutado	38
2.3.2	Modelo Médio	38
3	DESCRIÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE	40
3.1	PROBLEMA DE RASTREAMENTO DE SAÍDA	40
3.2	CONTROLE DO INVERSOR <i>BOOST</i> PROPOSTO EM SANTOS (2023)	41
3.3	OS ELEMENTOS PASSIVOS DA SIMULAÇÃO	42
3.4	PROBLEMA DE CONTROLE ABORDADO	44
4	CONTROLADORES PROPOSTOS	47
4.1	MODELAGEM E LINEARIZAÇÃO PARA CONTROLE	47
4.1.1	Modelo comutado e médio do inversor <i>Boost</i> estudado	47
4.1.2	Modelo Linearizado	48
4.2	CONTROLE LINEAR DE SISTEMAS NÃO-LINEARES USANDO CONTROLE CLÁSSICO	50
4.2.1	Controlador Proporcional Integrativo	52
4.2.2	Controlador Proporcional Ressonante	54
4.2.3	Controlador Proporcional Multi-Ressonante	56
4.3	CONTROLE LINEAR DE SISTEMAS NÃO-LINEARES USANDO REALIMENTAÇÃO DE ESTADO	58
4.3.1	Controlador Proporcional Integral Multi-Ressonante	58
4.4	CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO LINEARIZANTE	59

4.4.1	Realimentação linearizante utilizando as equações de estado do modelo médio	59
4.4.2	Realimentação linearizante utilizando duas malhas de controle .	61
4.4.3	Realimentação linearizante utilizando a equação de balanço de potência no circuito	64
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	67
5.1	CIRCUITO SIMULADO E GERAÇÃO DE PERTURBAÇÃO	67
5.2	SIMULAÇÃO COM CONTROLADORES CLÁSSICOS	69
5.2.1	Resultados das simulações com controlador PI	69
5.2.2	Resultados das simulações com controlador PR	75
5.2.3	PR com compensação do 2º e 3º harmônico	82
5.2.4	Comparativo entre os controladores clássicos	86
5.3	SIMULAÇÃO COM CONTROLADORES MODERNOS	87
5.3.1	Resultados de simulação com o controlador Proporcional Integral Multi-Ressonante (PIMR)	87
5.4	SIMULAÇÃO COM CONTROLADORES NÃO-LINEARES	93
5.4.1	Controle da malha externa baseado na equação do balanço de potências	93
5.4.2	Comparativo com a lei de controle proposta por Santos (2023) .	99
5.4.3	Controlador por realimentação linearizante usando só equações de estado	102
5.4.4	Propostas de melhoria para a lei de controle que utiliza só equações de estado	107
5.5	COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE CONTROLADORES . .	111
5.6	TABELA DE APOIO	114
6	CONCLUSÃO	117
	REFERÊNCIAS	120
	APÊNDICE A – FIGURAS DOS RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES USANDO O CONTROLADOR PROPOSTO EM SANTOS (2023)	123

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, a maior parcela da energia elétrica consumida no mundo é processada por inversores, que convertem corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA)(BARBI, 2022). Os inversores são componentes essenciais na interface entre sistemas de energia renovável, muitas vezes gerados em CC, e sistemas elétricos convencionais, em CA, o que gera grande interesse no seu estudo. Além disso, os inversores estão presentes nas subestações de redes de transmissão de CC de alta tensão, em fontes ininterruptas de energia (UPS), em microrredes de CC e CA, no aquecimento indutivo, entre outros (BARBI, 2022).

Os inversores são um grupo de conversores estáticos de energia elétrica, constituídos por elementos passivos (resistores, capacitores, indutores e diodos) e elementos ativos (interruptores), organizados de acordo com uma lei pré-estabelecida (BARBI, 2006). Os conversores têm função de adequar os níveis de tensão, corrente e frequência entre uma fonte e uma carga (BARBI, 2006).

A Eletrônica de Potência é a área de engenharia dedicada ao estudo dos conversores estáticos de energia elétrica, e o seu surgimento, na metade de século XX, esteve relacionado com a busca de interruptores cada vez mais eficientes, compactos e rápidos, como os interruptores eletrônicos de estado sólido (BARBI, 2006).

Pesquisadores do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), vêm investigando novas topologias de inversores que ofereçam melhores relações entre custo e peso de componentes, por exemplo, ou entre eficiência e complexidade de fabricação, ou ainda entre operação e controle, com foco em diferentes tipos de aplicação.

Uma dessas novas topologias é o inversor *Boost*, que foi proposta recentemente na dissertação de mestrado (SANTOS, 2023) realizada no INEP. O inversor *Boost* utiliza um número menor de interruptores, o que atende a uma preocupação com o impacto ambiental causado pela fabricação dos seus componentes semicondutores (WANG, Q. *et al.*, 2023), bem como com o custo desses componentes, que aumentou após a pandemia de COVID-19 (VOAS; KSHETRI; DEFRANCO, 2021).

Sistemas de controle são amplamente utilizados em Eletrônica de Potência, desde em fontes chaveadas aplicadas ao carregamento de dispositivos eletrônicos de consumo até em conversores presentes em sistemas de geração de energia. Seu uso é essencial para garantir a estabilização dos conversores estáticos, injeção de tensão e corrente em níveis requisitados pela carga ou pela fonte, proteção, segurança e garantia da qualidade da energia processada.

1.1 BREVE DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

Os conversores estáticos podem ser modelados como sistemas chaveados, que são classes de sistemas híbridos: eles unem a natureza contínua da dinâmica dos estados dos seus componentes e a natureza discreta dos estados de operação do circuito, ou seja, têm dinâmica variante no tempo (LIBERZON, 2003).

Estabilidade e controle de sistemas chaveados são objetos de estudo da área de Controle há décadas, já que possuem aplicações em áreas distintas, como controle de sistemas mecânicos, controle de processos, sistemas de potência, controle de aeronaves, entre outros (LIN; ANTSAKLIS, 2009).

Tratam-se de sistemas complexos, que proporcionam desafios interessantes de pesquisa, pois boa parte dos métodos de controle na literatura são desenvolvidos para sistemas lineares invariantes no tempo, em inglês, *Linear Time-Invariant* (LTI). O inversor *Boost*, por sua vez, além de ser variante no tempo, é não-linear, o que aumenta ainda mais a complexidade do projeto de controladores.

A abordagem mais comum utilizada em Eletrônica de Potência é determinar o modelo médio do sistema comutado, resultando em um sistema invariante no tempo. Uma questão central no controle de inversores é solucionar o problema de rastreamento de uma referência senoidal de 60 Hz. No entanto, no caso de inversores não-lineares, a solução de tal problema de controle é, em geral, relativamente complexa, pois é preciso atender a certas hipóteses difíceis de serem verificadas na prática. Desse modo, torna-se necessário relaxar a meta de se atingir erro de rastreamento nulo em regime permanente. Por exemplo, apesar de serem amplamente utilizados na prática, métodos clássicos de controle linear (veja, por exemplo, ERICKSON; MAKSYMOWIC (2020)), os quais são baseados na linearização do inversor em um ponto de equilíbrio, não asseguram que o erro de rastreamento convirja assintoticamente para zero, mas somente que o erro em regime permanente permaneça próximo de zero para pequenas amplitudes da referência senoidal Huang (2004). Para se garantir que o erro em regime permanente seja de fato nulo, seria preciso incluir no controlador a solução de uma equação diferencial parcial não-linear, a qual depende da frequência da referência senoidal e do modelo dinâmico do inversor. Tal equação diferencial parcial está diretamente relacionada ao Teorema da Variedade Central, e a determinação de sua solução é em geral um problema altamente desafiador (HUANG, 2004). Além disso, métodos de controle não-linear, como a realimentação linearizante (veja, por exemplo, Silveira (2019)), nem sempre podem ser diretamente aplicadas devido a restrições impostas pelo modelo dinâmico de certos inversores.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é realizar uma análise comparativa entre métodos de controle lineares e não-lineares do inversor *Boost* para solucionar o problema de rastreamento de saída de uma referência senoidal de 60 Hz com robustez a perturbações paramétricas, considerando o modelo dinâmico completo do sistema, ou seja, levando em conta o capacitor de bloqueio mencionado acima. Os objetivos específicos são:

- compreender os princípios envolvidos na modelagem dinâmica do inversor *Boost* proposto em Santos (2023), tanto em termos do sistema comutado quanto do modelo médio correspondente;
- compreender as ideias envolvidas no projeto da realimentação linearizante realizado em Santos (2023), o qual desconsiderou a dinâmica do capacitor de bloqueio;
- investigar na literatura métodos de controle lineares e não-lineares para o problema de rastreamento de referências senoidais de sistemas não-lineares;
- projetar controladores lineares e não-lineares para o inversor *Boost* utilizando abordagens clássicas (domínio da frequência) e espaço de estado (domínio do tempo);
- sintonizar os controladores projetados para se obter um desempenho razoável no rastreamento de uma referência senoidal de 60 Hz e com robustez satisfatória a perturbações paramétricas comuns de ocorrerem na prática;
- com base em simulações do modelo comutado do inversor *Boost*, realizar uma análise comparativa entre os controladores projetados e a realimentação linearizante utilizada em (SANTOS, 2023), destacando as vantagens e limitações de cada método.

1.3 METODOLOGIA

Neste trabalho foram projetados os seguintes controladores para o inversor *Boost*: Proporcional Integral (PI), Proporcional Ressonante (PR), com base em *PIPR*; Proporcional Multi-Ressonante (PMR), Proporcional Integral Multi-Ressonante (PIMR), utilizando a abordagem apresentada em Huang (2004); e realimentação linearizante, a partir de Santos (2023) e Silveira (2019).

Tais controladores foram implementados e sintonizados no *software* de simulação *PSIM*, a partir do qual foi feita uma análise comparativa detalhada entre os seus desempenhos, tanto em termos do rastreamento da referência senoidal quanto da

robustez a perturbações paramétricas, enfatizando as vantagens e limitações de cada técnica de controle. Foram considerados os seguintes índices na comparação entre os controladores projetados:

- Defasagem;
- THD;
- Tempo de acomodação;
- Tensões e correntes máximas e mínimas;

Os resultados aqui obtidos indicaram que o Proporcional Integrativo Multi-Ressonante (PIMR) apresentou o melhor conjunto de resultados para as simulações, porém não muito distante da realimentação linearizante com escalonamento de ganho e do Controlador Ressonante (PR). As principais contribuições deste trabalho para o INEP são: (i) evidenciar aos seus pesquisadores que não estão familiarizados com métodos não-clássicos de controle, do potencial que controladores mais sofisticados possuem para aprimorar o desempenho de inversores na prática; e (ii) estabelecer uma metodologia bem fundamentada em termos da teoria de controle para se realizar uma análise comparativa entre diversos controladores lineares e não-lineares, de modo que os pesquisadores do INEP tenham critérios mais concretos para decidirem por qual controlador optar, na prática, dependendo do que se deseja priorizar: ordem do controlador, precisão de rastreamento, robustez, quantidade de sensores etc.

1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

No Capítulo 2, apresenta-se uma introdução ao tema dos inversores monofásicos elevadores de tensão, a partir de uma revisão bibliográfica. Além disso, apresenta-se o funcionamento do inversor *Boost* e suas etapas de operação. Depois de uma explicação sobre os métodos de modelagem utilizados em Eletrônica de Potência para descrever a dinâmica de conversores chaveados, apresentam-se ainda os métodos de controle utilizados no presente trabalho para controlar, através da razão cíclica, a potência entregue à carga do inversor.

O Capítulo 3 descreve o problema de controle do inversor *Boost* abordado neste trabalho, bem como as especificações de desempenho a serem atingidas pelos controladores projetados.

Os controladores lineares e não-lineares propostos neste trabalho são descritos em detalhes no Capítulo 4.

Os resultados de simulação obtidos com os controladores projetados são mostrados no Capítulo 5, juntamente com uma análise comparativa detalhada entre as diversas técnicas de controle utilizadas.

Por fim, no Capítulo 6, apresentam-se as considerações finais do trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo tem por finalidade apresentar uma introdução ao tema do trabalho, que trata de inversores monofásicos elevadores de tensão. Na Seção 2.1 será apresentada uma breve revisão bibliográfica de inversores e inversores elevadores de tensão, para auxiliar o leitor a compreender a topologia apresentada no final da seção, objeto de estudo do presente trabalho. Na Seção 2.2 será apresentado o funcionamento do inversor *Boost* e suas etapas de operação. Na Seção 2.3 serão apresentados os métodos de modelagem utilizados em Eletrônica de Potência para descrever a dinâmica de conversores chaveados.

2.1 CONVERSORES E INVERSORES

Segundo Barbi (2022), conversores estáticos de energia elétrica são sistemas ou dispositivos que têm o objetivo de processar energia e entregá-la de outra forma, adequando níveis de tensão e frequência à necessidade da aplicação. Geralmente são constituídos por semicondutores (não controlados, semicontrolados e controlados), dispositivos magnéticos (indutores e transformadores), capacitores e resistores.

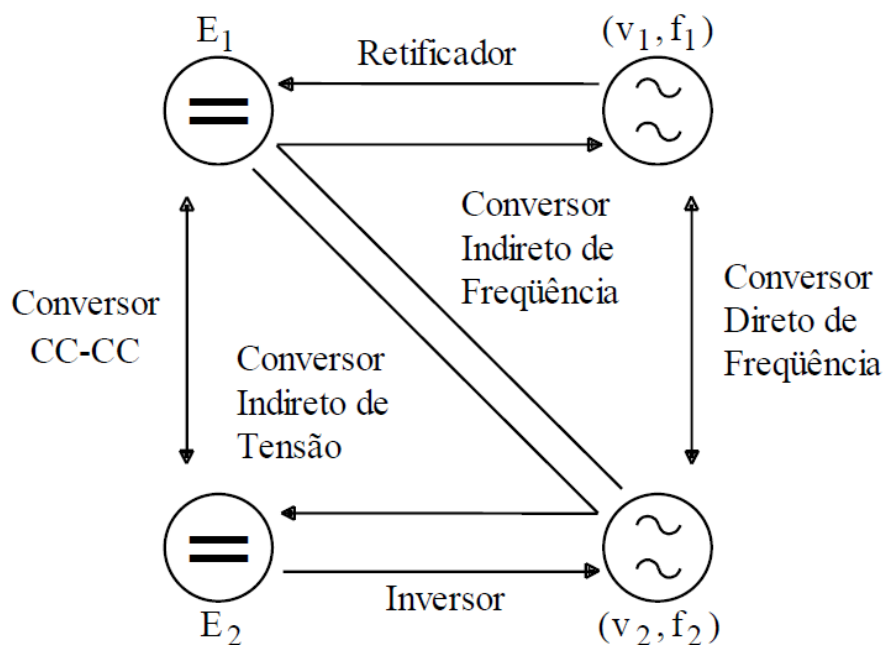
Como apresentado na Figura 1, os conversores podem ser classificados em quatro categorias, considerando que possuem entrada ou saída em corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA):

- *CC-CC* - *Chopper* direto ou com passagem intermediária por CA;
- *CA-CC* - Retificador;
- *CA-CA* - Cicloconversor direto ou com passagem intermediária por CC;
- *CC-CA* - Inversor.

O conversor estático mais relevante na atualidade é o inversor, processando mais energia do que qualquer outro conversor (BARBI, 2022). Segundo Barbi (2022), o inversor tem uma quantidade de aplicações imensurável, entre usos residenciais, comerciais, industriais, aeronáuticos, médicos, aeroespaciais, marítimos e automotivos, por exemplo. Algumas aplicações são:

- processamento de energia produzida por fontes renováveis e alternativas;
- sistemas de armazenamento de energia em baterias ou supercapacitores;
- micro-redes de CA ou CC;
- sistemas interruptos de energia (UPS);

Figura 1 – Funções realizadas pelos conversores estáticos de energia elétrica.



Fonte: (BARBI, 2022, p. 24)

- acionamento de motores de corrente alternada;
- filtros ativos;
- compensadores estáticos de potência reativa;
- sistemas de transmissão e distribuição em corrente contínua;
- aquecimento indutivo.

Além disso, os inversores podem ser classificados das seguintes formas (BARBI, 2022):

- se são fontes de tensão ou fontes de corrente;
- se são monofásicos ou trifásicos;
- se o sentido do fluxo de potência é unidirecional ou bidirecional;
- se são elevadores ou baixadores de tensão;
- quanto ao número de estágios que possuem;
- se possuem transformador de alta frequência;
- se possuem terra comum entre a entrada e a saída.

O objeto de estudo deste trabalho é um inversor, monofásico, bidirecional, de estágio único, não isolado, elevador de tensão, que pode tanto funcionar como fonte de tensão para uma carga, quanto como fonte de corrente.

2.1.1 Inversores elevadores de tensão

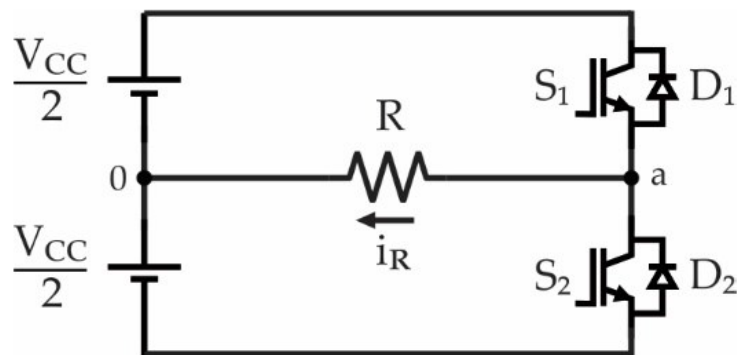
Um desafio de engenharia bem comum em sistemas de processamento de energia é o de entregar energia com uma tensão maior na saída do conversor do que a tensão de entrada (BARBI, 2022).

No inversores consolidados em aplicações industriais, os quais são baseados na topologia Buck, a tensão CA de saída é menor que a tensão CC de entrada, como é o caso do inversor meia ponte, mostrado na Figura 2, que apresenta tensão de saída na carga

$$V_{pico} = \frac{2}{\pi} V_{CC}, \quad (1)$$

no qual a V_{pico} é o valor máximo de uma tensão CA e V_{CC} é o valor de uma tensão CC. Os inversores com característica abaixadora de tensão também são conhecidos como inversores step-down.

Figura 2 – Inversor meia ponte com carga resistiva



Fonte: (BARBI, 2022, p. 38)

O inversor *Boost*, escopo desse trabalho, entrega níveis de tensão de saída maiores do que nível de tensão do barramento de entrada. Inversores com tal característica também são chamados de *interversores step-up*. Todavia, o inversor proposto por Santos (2023) também é capaz de fornecer níveis de tensão menores que o barramento de entrada, sendo isso definido pelo sinal modulante imposto ao inversor.

2.1.2 Inversores de tensão não isolados

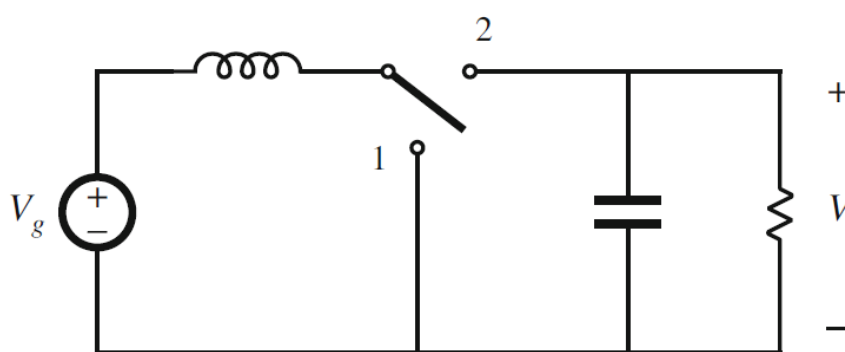
Uma classificação importante dos inversores elevadores de tensão é em relação ao isolamento galvânico entre a entrada CC e a saída CA. Esse isolamento é

decorrente da presença de um transformador. Transformadores acarretam no aumento de volume, peso e custo do inversor pela utilização do elemento magnético. Porém, podem elevar o ganho da topologia fazendo que sua presença em uma topologia, dada sua relação de transformação, acabe por tornar determinado circuito em um tipo *step-up*. O inversor *Boost* é um caso de inversor de tensão não isolado, pois não possui transformador em sua topologia ou acoplado a saída.

2.2 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA DO INVERSOR UTILIZADO NESTE TRABALHO

A topologia de inversor monofásico elevador utilizado neste trabalho foi proposta em Santos (2023) e Santos e Brunelli (2024). A topologia foi derivada do conversor básico fundamental *Boost* apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Conversor básico fundamental *Boost*



Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020, p.176)

2.2.1 Conversor *Boost* com capacidade de bidirecionalidade

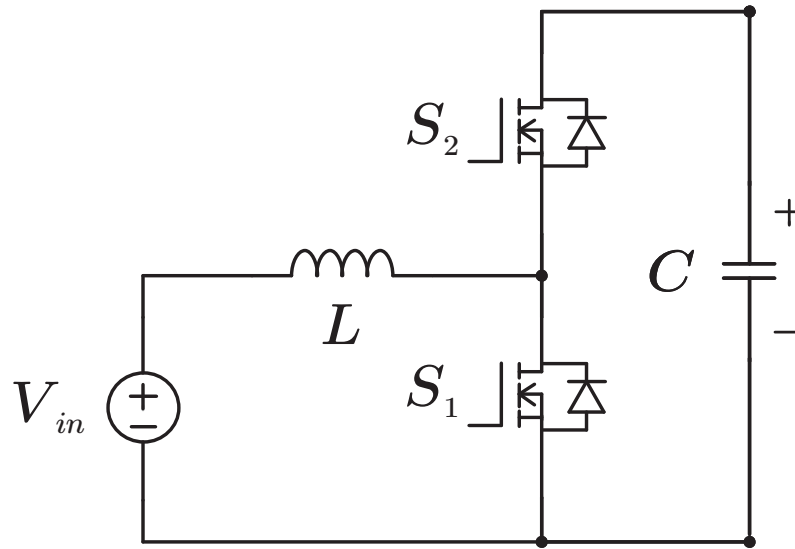
A Figura 4 apresenta a topologia do subconversor *Boost*.

Esse conversor, operando em condução contínua, possui duas etapas de operação. A primeira etapa ocorre quando o interruptor S_1 está fechado e o interruptor S_2 está aberto. E a segunda etapa ocorre quando o interruptor S_1 está aberto e o interruptor S_2 está fechado.

Na etapa 1, quando o interruptor S_1 está fechado, ou seja, assume-se os valores lógicos $S_1 = 1$ e $S_2 = 0$, a tensão de entrada V_{in} é aplicada inteiramente sobre o indutor L , ou seja

$$v_L = V_{in}, \quad (2)$$

onde v_L é a tensão sobre o indutor, fazendo com que a corrente de entrada, ou corrente sobre o indutor i_L , cresça linearmente de acordo com

Figura 4 – Subconversor *Boost*

Fonte: Elaboração própria

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}. \quad (3)$$

Na etapa 2, quando o interruptor S_2 está fechada, ou seja, $S_1 = 0$ e $S_2 = 1$, a tensão aplicada sobre o indutor L é a diferença entre a tensão de entrada e a tensão do capacitor C_o , conforme

$$v_L = V_{in} - v_{C_o}, \quad (4)$$

relação que pode ser descrita pela equação

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{C_o}}{L}. \quad (5)$$

Já a corrente no capacitor C_o depende da carga associada ao subconversor. As relações das correntes no capacitor C_o , nas etapas 1 e 2, podem ser descritas, respectivamente, pelas equações

$$\frac{d}{dt}v_{C_o}(t) = \frac{I_o}{C_o}; \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt}v_{C_o}(t) = \frac{i_L}{C_o} + \frac{I_o}{C_o}. \quad (7)$$

Ressalta-se que o inversor estudado nesse trabalho é derivado a partir do conversor Boost (SANTOS; BRUNELLI, 2024) e esse é bidirecional, opera em modo de condução contínua

2.2.2 Ganho estático do conversor *Boost*

Pelo princípio da conservação da energia, sabe-se que a tensão média sobre o indutor em regime permanente é nula (MARTINS; BARBI, 2006). Como essa tensão vale V_{in} e $V_{in} - v_{Co}$, na primeira e segunda etapa de operação, respectivamente (Equações 2 e 4), pode-se calcular a tensão média no indutor em um período de comutação como

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = V_{in}d + (V_{in} - v_{Co})(1 - d) = 0, \quad (8)$$

nos quais T_s é o período do ciclo de comando, o período da primeira etapa de funcionamento é dT_s e o período da segunda etapa de funcionamento é $(1 - d)T_s$. Assim,

$$V_{in} = v_{Co}(1 - d), \quad (9)$$

$$\frac{v_{Co}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - d)}. \quad (10)$$

A Equação (10) representa o ganho estático do conversor *Boost* em regime permanente operando em modo de condução contínua.

2.2.3 Comando das chaves do circuito usando modulação PWM

Para alternar entre as etapas de operação do subconversor *Boost* é necessário um circuito de comando, que aciona os interruptores. Os interruptores comumente utilizadas em conversores são constituídas por um transistor *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) de potência que possuem um diodo conectado dos terminais *Source* ao *Drain*, que garante a propriedade de bidirecionalidade às chaves. Esse conduz ou bloqueia a circulação de corrente elétrica, através do *Gate* do MOSFET.

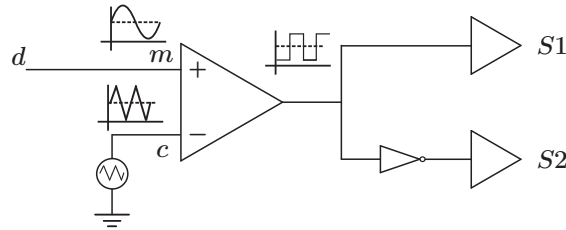
Para acionar as chaves se utiliza um sinal de onda retangular modulada por largura de pulso, no inglês *Pulse Width Modulation* (PWM), no qual cada etapa de operação do inversor ocorre em um nível da onda. Assim, considerando o período T_s do sinal PWM, é possível alternar a largura de pulso dos períodos das respectivas etapas de funcionamento de duração dT_s e $(1 - d)T_s$, tal que

$$d \in [0, 1]. \quad (11)$$

A Figura 5 apresenta o circuito utilizado para gerar o sinal PWM, que consiste em um amplificador operacional na configuração comparadora, um sinal modulante e uma portadora.

O sinal modulante m é o valor da razão cíclica d , na forma

Figura 5 – Circuito utilizado para gerar sinal PWM de controle para as chaves S1 e S2



Fonte: Elaboração própria

$$m = d, \quad (12)$$

e a portadora c é uma onda triangular de amplitude 1 e período T_s , tal que no n -ésimo período de comutação do inversor

$$\begin{cases} \frac{dc}{dt} = \frac{2}{T_s}, & t \in [(n-1)T_s, (n-1)T_s + \frac{T_s}{2}] \\ \frac{dc}{dt} = \frac{-2}{T_s}, & t \in [(n-1)T_s + \frac{T_s}{2}, nT_s] \end{cases} \quad (13)$$

nas quais

$$n \in \mathbb{N}^*, \quad (14)$$

$$c \in [0, 1], \quad (15)$$

e $c(t_0) = 0, t_0 = 0$.

O sinal modulado na saída do comparador será uma onda retangular, que durante $[0, dT_s)$ estará em nível alto e $[dT_s, 1)$ estará em nível baixo, o que pode ser representado pela função de comutação

$$s = \begin{cases} 1, & d \geq c \\ 0, & d \leq c \end{cases} \quad (16)$$

Em uma primeira abordagem, estima-se que para utilizar o subconversor *Boost* em uma topologia de inversor elevador e obtermos uma tensão de saída senoidal com THD nula a partir de uma tensão de entrada V_{in} constante, é necessário aplicar uma razão cíclica, d , senoidal da forma

$$d = d(t) = D + \delta \text{sen}(\omega_r t) \quad (17)$$

na qual

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (18)$$

onde f_r é a frequência fundamental desejada na tensão de saída do inversor e como $D + \delta \text{sen}(\omega_r t)$ precisa ser limitado entre 0 e 1,

$$D - \delta \geq 0 \quad (19)$$

e

$$D + \delta \leq 1. \quad (20)$$

2.2.4 Linearização do ganho estático

Segundo Michal, Cottin e Arno (2016) o subconversor *Boost* é estaticamente não linear na função que relaciona V_{Co} e d . Isso pode ser observado na Equação (10), que pode ser reescrita como

$$G(d) = \frac{1}{(1-d)}. \quad (21)$$

Assim, ao aplicar uma razão cíclica senoidal da Equação (17) com o objetivo de obter uma tensão senoidal com um nível *CC* de tensão de entrada, haverá uma distorção harmônica intrínseca na componente *CA* da tensão de saída causada pela não linearidade estática (VRATISLAV MICHAL; ARNO, 2016).

Em Santos *et al.* (2021), os autores propõem uma técnica de linearização do ganho estático com o objetivo de mitigar a distorção harmônica na tensão de saída em um Inversor Diferencial do tipo *Buck-Boost*. Dessa forma, não inviabilizar a utilização do inversores em aplicações nas quais níveis mínimos de distorção harmônica total devem ser atingidos, como processamento de energia elétrica. Com base em Santos e Brunelli (2024), tem-se a derivação da linearização de ganho estático a ser apresentada a seguir.

Aplicando ao inversor estudado neste trabalho a equação de ganho estático descrito pela Equação (21), a razão cíclica descrita pela Equação (17) resultará em um ganho estático do subconversor interno ao inversor da forma

$$G = k_{cc}(D, \delta) + k_{ca}(D, \delta) \text{sen}(\omega_r t). \quad (22)$$

Para utilizar a técnica proposta em Santos e Brunelli (2024), primeiro encontra-se o ganho estático equivalente linearizado, que é a equação que descreve o segmento de reta entre os pontos de $(d_{max}, G(d_{max}))$ e $(d_{min}, G(d_{min}))$, encontrados utilizando a Equação (21).

$$G(d_{min}) = \frac{1}{(1-d_{min})} = \frac{1}{(1-0)} = 1, \quad (23)$$

$$G(d_{max}) = \frac{1}{(1-d_{max})} = \frac{1}{(1-D-\delta)}. \quad (24)$$

Realizando a interpolação linear entre os pontos $(d_{max}, G(d_{max}))$ e $(d_{min}, G(d_{min}))$ encontramos

$$G_{lin} = \frac{G_{max}}{(d_{max})}d - 1. \quad (25)$$

Em seguida, define-se uma função de linearização estática

$$\lambda = \lambda(D, \delta, d). \quad (26)$$

Ao aplicar a saída da função de linearização à razão cíclica do subconversor *Boost*, tem-se um ganho estático linearizado

$$G(\lambda) = \frac{1}{1 - \lambda}. \quad (27)$$

O ganho estático linearizado, descrito na Equação (27), deve ser igual ao ganho estático do inversor, descrito pela Equação (25), tendo

$$\frac{G_{max}}{(d_{max})}d - 1 = \frac{1}{1 - \lambda}, \quad (28)$$

que pode ser manipulada algebricamente resultando em

$$\lambda = \frac{d}{d + (1 - D - \delta)(D + \delta)}. \quad (29)$$

Portanto, é possível reescrever a Equação (25), na forma que relaciona os parâmetros da razão cíclica (Equação (17)) ao ganho do subconversor.

$$G_{\Delta} = \frac{1}{1 - \lambda} = \frac{1}{1 - \frac{d}{d + (1 - D - \delta)(D + \delta)}} = \frac{(1 - D - \delta)(D + \delta) + d}{(1 - D - \delta)(D + \delta)} \quad (30)$$

$$G_{\Delta} = 1 + \frac{D}{(1 - D - \delta)(D + \delta)} + \frac{\delta}{(1 - D - \delta)(D + \delta)} \text{sen}(\omega_r t). \quad (31)$$

Por fim, a partir da Equação (31), é possível encontrar as equações dos ganhos $k_{cc}(D, \delta)$ e $k_{ca}(D, \delta)$

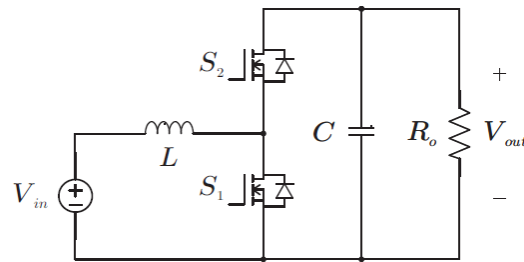
$$k_{cc} = \frac{D}{(1 - D - \delta)(D + \delta)} + 1. \quad (32)$$

$$k_{ca} = \frac{\delta}{(1 - D - \delta)(D + \delta)} \text{sen}(\omega_r t). \quad (33)$$

2.2.5 Topologia do inversor *Boost*

Na topologia de um conversor *Boost* comum com carga resistiva, como apresentado na Figura 6, a tensão na carga R_o é

$$V_o = V_{Co}. \quad (34)$$

Figura 6 – Conversor *Boost* com carga resistiva

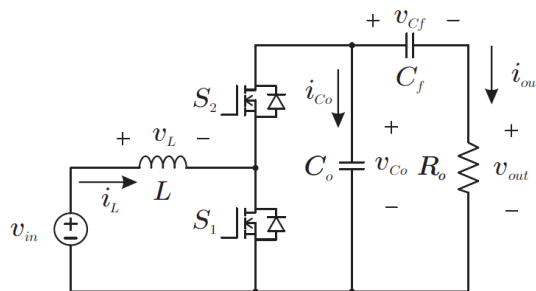
Fonte: Santos (2023)

Aplicando uma razão cíclica senoidal ao circuito de comando dos interruptores, como descrito na Seção 2.2.4, a tensão de saída, decompondo a equação Equação (22), é da forma

$$v_o(t) = k_{CC}(D, \delta, V_{in}) + k_{CA}(D, \delta, V_{in})\text{sen}(\omega_r t). \quad (35)$$

Assim, para o funcionar como inversor elevador é necessário subtrair a componente CC $k_{CC}(D, \delta, V_{in})$.

Alguns trabalhos propõem topologias que eliminam a componente CC, como Santos (2023), que propõe o uso de um Capacitor de bloqueio C_f em série com a carga. A topologia do conversor proposto está na Figura 7.

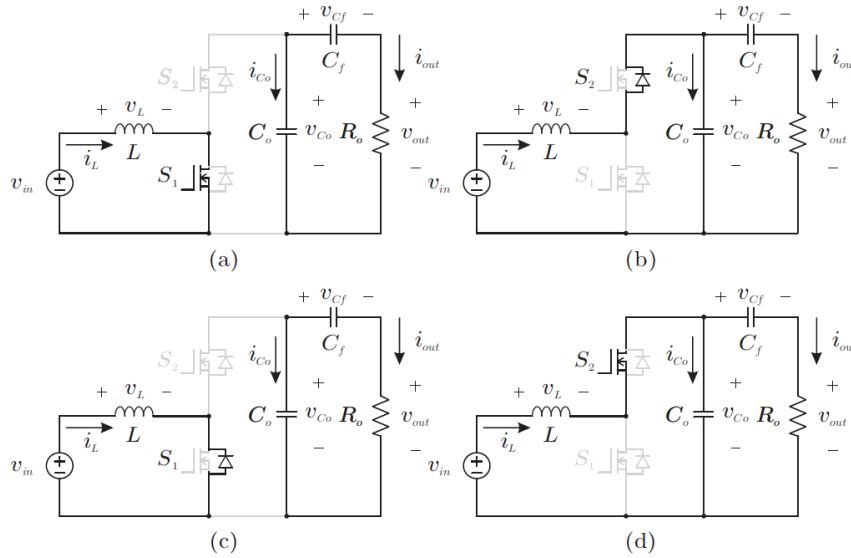
Figura 7 – Inversor *Boost* estudado neste trabalho

Fonte: Santos (2023)

O capacitor C_f , por hipótese, possui capacitância muito superior ao capacitor C_o . Assim, em regime permanente, o capacitor é considerado plenamente carregado, e sua tensão é considerada constante durante o ciclo de comutação. Como a topologia apresenta a propriedade de bidirecionalidade, havendo duas direções do fluxo de potência, o inversor possui duas etapas de operação ou estados topológicos para cada semiciclo da tensão v_o .

Os estados topológicos do inversor são apresentados na Figura 8 onde (a) e (b) descrevem o semiciclo positivo, enquanto (c) e (d) descrevem o semiciclo negativo. A análise topológica a seguir foi escrita com base em (SANTOS; BRUNELLI, 2024) e (SANTOS, 2023).

Figura 8 – Estados topológicos do inversor Boost



Fonte: Santos (2023)

Na primeira etapa de operação, Figura 8(a), a função de comutação tem o valor de $s = 1$, acionando o interruptor S_1 , causando o transistor a entrar em condução, enquanto o diodo se mantém bloqueado. O interruptor S_2 é aberto, bloqueando tanto o transistor quanto o diodo. Nessa etapa, o indutor L armazena energia enquanto o capacitor C_o descarrega a sua energia na carga R_o . As equações diferenciais que atuam nessa etapa de operação são:

$$\frac{d}{dt} i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}; \tag{36}$$

$$\frac{d}{dt} V_{C_o}(t) = -\frac{V_o}{R_o C_o} = -\frac{V_{C_o} - V_{C_f}}{R_o C_o}; \tag{37}$$

$$\frac{d}{dt} V_{C_f}(t) = \frac{V_o}{R_o C_f} = \frac{V_{C_o} - V_{C_f}}{R_o C_f}. \tag{38}$$

Na segunda etapa de operação, Figura 8(b), a função de comutação assume o valor de $s = 0$, acionando o interruptor S_2 , porém, por causa do sentido de i_L , o transistor se mantém bloqueado e o diodo conduz. O interruptor S_1 é aberto, bloqueando tanto o transistor quanto o diodo. Nessa etapa, parte da energia do indutor L é transferida para o Capacitor C_o , carregando o mesmo, e parte da energia provida pelo indutor é descarregada na carga R_o . As equações diferenciais que atuam nessa etapa de operação são:

$$\frac{d}{dt} i_L(t) = \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_o}{L}; \tag{39}$$

$$\frac{d}{dt} V_{Co}(t) = \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{R_o C_o} = \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_{Co}}{R_o C_o} + \frac{V_{Cf}}{R_o C_o}; \quad (40)$$

$$\frac{d}{dt} V_{Cf}(t) = \frac{V_o}{R_o C_f} = \frac{V_{Co} - V_{Cf}}{R_o C_f}. \quad (41)$$

Quando o inversor está com a tensão na carga em seu semiciclo negativo, ocorrem a terceira e a quarta etapa de operação. Na terceira etapa, Figura 8(c), a função de comutação tem o valor de $s = 1$, acionando o interruptor S_1 , fazendo o diodo conduzir por causa do sentido de i_L , que herdou a característica negativa de i_{out} , enquanto o transistor se mantém bloqueado. O interruptor S_2 é aberto, bloqueando tanto o transistor quanto o diodo. Nessa etapa, o indutor L armazena energia enquanto o indutor C_o descarrega a sua energia na carga R_o . As equações diferenciais (36), (37) e (38) atuam nessa etapa de operação.

Por fim, na quarta etapa de operação, Figura 8(b), a função de comutação assume o valor de $s = 0$, acionando o interruptor S_2 , causando o transistor a conduzir e bloqueando o diodo. O interruptor S_1 é aberto, bloqueando tanto o transistor quanto o diodo. Nessa etapa, parte da energia do indutor L é transferida para o Capacitor C_o , carregando o mesmo, e parte da energia provida pelo indutor é descarregada na carga R_o . As equações diferenciais (39), (40) e (41) atuam nessa etapa de operação.

2.3 MODELAGEM

No estudo de controle de sistemas dinâmicos a modelagem tem papel fundamental de descrever matematicamente o comportamento de sistemas através do tempo, capturando a maneira que o sistema evolui sob diferentes influências e condições. Há diversas formas de construir esses modelos e a escolha do método de modelagem depende tanto do conhecimento físico/matemático da natureza do sistema, quanto do grau de complexidade que o modelo deve capturar. Em sistemas de eletrônica de potência, a natureza dos componentes que o formam e seu comportamento são bastante conhecidos. Com isso, a obtenção das equações diferenciais que descrevem o comportamento destes sistemas pode ser dada por meio de processos pré-estabelecidos. Isso permite o uso de modelos de espaço de estados, abrindo espaço para a utilização de técnicas modernas de controle, que um modelo de caixa preta poderia não permitir. (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020)

Há literatura extensiva que se aprofunda no estudo da teoria e aplicação dos mais diversos métodos e técnicas de modelagem e identificação de sistemas. Escolheu-se trabalhar com dois modelos representados em espaço de estados, derivados entre si, comumente utilizados na literatura de eletrônica de potência: o modelo comutado e o modelo médio.

2.3.1 Modelo Comutado

O modelo de um circuito comutado, ou modelo comutado, tem o objetivo de descrever a dinâmica do conversor de forma mais precisa. Para isso ele deve considerar os comportamentos descontínuos do sistema chaveado, permitindo incluir tanto as dinâmicas de baixa frequência quanto as dinâmicas de alta frequência do conversor.

Um sistema dinâmico não-linear variante no tempo pode ser descrito por meio das equações de estado

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(x(t), u(t), t), \\ \dot{y}(t) &= h(x(t), u(t), t),\end{aligned}\tag{42}$$

onde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, $y(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de saídas, $u(t) \in \mathbb{R}^l$ é o vetor de entradas. O modelo comutado descreve de maneira satisfatória o comportamento dinâmico do conversor e pode ser dado por meio das funções de validação h e equações de estados para cada etapa de operação. Esse modelo é dado por (ADAM *et al.*, 2015)

$$\dot{x}(t) = \sum_{j=1}^N (A_j x(t) + B_j u(t)) h_j,\tag{43}$$

na qual $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, $u(t) \in \mathbb{R}^l$ é o vetor de entradas, $h_j \in \mathbb{R}$ são as funções de validação, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é a matriz de coeficientes dos estados e $B \in \mathbb{R}^{n \times l}$ é a matriz de coeficientes das entradas.

As funções de validação podem ser representadas pelas funções de comutação que geram os pulsos de comando dos interruptores descritos na sessão (2.2.3). No caso de um conversor com dois estados topológicos, como o conversor da sessão (2.2.1), o vetor de funções de validação do conversor é dado por

$$h = [s, 1 - s]^T,\tag{44}$$

onde s é definida em Equação (16).

2.3.2 Modelo Médio

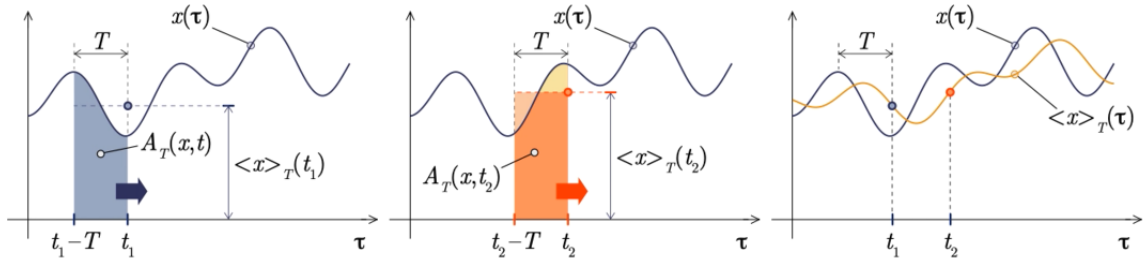
O modelo médio tem como objetivo descrever de forma contínua a dinâmica do conversor, operando em Modo de Condução Contínua (MCC), representando bem as dinâmicas de baixa frequência ao custo de não acompanhar as dinâmicas de alta frequência (HELDWEIN, 2020).

O modelo médio pode ser deduzido do modelo comutado, através de um operador que calcula a média em uma janela deslizante de período T , como pode ser

visto na figura (9). Este operador pode ser chamado de Valor Médio Quase Deslizante (VMQI), dado pela equação.

$$\langle x \rangle_T = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau. \quad (45)$$

Figura 9 – Operador VMQI



Fonte: HELDWEIN, Marcelo, Notas de aula da disciplina Modelagem Dinâmica de Conversores Estáticos

Aplicando o VMQI na equação de estados (43) do modelo comutado, com $T = T_s$ onde T_s é o período de comutação, tem-se

$$\langle \dot{x}(t) \rangle = \left\langle \sum_{j=1}^N (A_j x(t) + B_j u(t)) h_j \right\rangle. \quad (46)$$

Em casos que os vetores $x(t)$ e $u(t)$ apresentarem baixa oscilação e variação lenta com respeito de T pode-se aproximar a equação

$$\langle \dot{x}(t) \rangle \approx \sum_{j=1}^N \langle A_j h_j \rangle \langle x(t) \rangle + \sum_{j=1}^N \langle B_j h_j \rangle \langle u(t) \rangle. \quad (47)$$

Portanto, definem-se as matrizes médias de coeficientes dos estados,

$$A_{med} = \sum_{j=1}^N \langle A_j h_j \rangle, \quad B_{med} = \sum_{j=1}^N \langle B_j h_j \rangle, \quad (48)$$

que compõem o modelo médio do sistema comutado, dado por

$$\langle \dot{x}(t) \rangle = A_{med} \langle x(t) \rangle + B_{med} \langle u(t) \rangle. \quad (49)$$

Apesar de haver trabalhos de eletrônica de potência mostrando que o modelo médio é válido para descrever a dinâmica de sistemas comutados, não foi encontrada na literatura a formalização matemática da aproximação da dinâmica do sistema chaveado pelo modelo médio, porém há diversas tentativas e discussões, principalmente correlacionando a teoria do modelo médio com o estudo de *Averaging Theory* em sistemas dinâmicos, como as de Lehman e Bass (1996) e Pedicini *et al.* (2012).

3 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE

O presente capítulo tem como objetivo detalhar algumas características e considerações referentes a topologia de inversor que foi proposta em Santos (2023) e que foi utilizada neste trabalho, bem como o problema de controle tratado com índices e critérios de desempenho a serem considerados.

Como descrito no Capítulo 2, o inversor fonte de tensão ponte completa, entrega tensão de saída média instantânea menor que a tensão contínua de alimentação. Como consequência, quando se deseja operar com uma tensão de saída com valor superior à tensão de entrada, é necessário empregar um transformador na saída CA do inversor, ou um conversor CC - CC elevador entre a fonte de entrada e a ponte inversora. Segundo Barbi (2022), dependendo dos níveis de potência e tensão envolvidos, essas soluções podem resultar em custo elevado, baixa eficiência e problemas de adequação por aumento de peso e volume.

Como alternativa, apresentam-se os inversores elevadores de tensão não isolados. Esses não possuem transformadores em sua topologia e podem ter terras distintos entre entrada e saída, ou terra comum. Os inversores com terra distintos apresentam tensão de modo comum entre a referência da tensão de entrada e a referência da tensão de saída. Assim, em aplicações com capacitância parasita entre as fontes primárias e o terra da carga (como por exemplo, em aplicações fotovoltaicas), uma corrente de modo comum passa a circular. Para mitigar tais efeitos são propostos inversores elevadores com terra comum.

3.1 PROBLEMA DE RASTREAMENTO DE SAÍDA

O problema de rastreamento de saída, também chamado de problema de servomecanismo, trata de uma formulação matemática para a determinação de controladores que têm como objetivo forçar a saída do sistema a rastrear assintoticamente uma certa classe de saídas de referência com robustez a uma classe de perturbações em malha fechada. A solução de tal problema possui diversas aplicações em problemas de controle dos tempos atuais, como manipuladores robóticos, rastreamento de trajetória de veículos autônomos, controle de velocidade de motores, pouso e decolagem de veículos aéreos, entre outros (HUANG, 2004).

Mais precisamente, considere um inversor modelado por

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x(t) &= f(x(t), u(t)), \\ y(t) &= h(x(t)). \end{aligned} \tag{50}$$

onde $x \in R^n$ é o vetor de estado, u é o controle escalar e y é a saída escalar. Dada uma saída de referência $\bar{y}(t)$ senoidal de 60 Hz, o problema de rastreamento de saída

consistem em encontrar uma realimentação de estado $u = \alpha(x, t)$ que force o erro de rastreamento $e(t) = y(t) - \bar{y}(t)$ a convergir assintoticamente para zero, ou seja,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0. \quad (51)$$

No entanto, no caso de inversores não-lineares, a solução de tal problema de controle é, em geral, relativamente complexa, pois é preciso atender a certas hipóteses difíceis de serem verificadas na prática. Desse modo, torna-se necessário relaxar a meta de se atingir erro de rastreamento nulo em regime permanente. Por exemplo, apesar de serem amplamente utilizados na prática, métodos clássicos de controle linear (veja, por exemplo, ERICKSON; MAKSIMOVIC (2020)), os quais são baseados na linearização do inversor em um ponto de equilíbrio, não asseguram que o erro de rastreamento convirja assintoticamente para zero, mas somente que o erro em regime permanente permanece próximo de zero, ao menos para pequenas amplitudes da saída de referência senoidal (HUANG, 2004). Para se garantir que o erro em regime permanente seja de fato nulo, seria preciso incluir no controlador a solução de uma equação diferencial parcial não-linear, a qual depende da frequência da referência senoidal e do modelo dinâmico do inversor. Tal equação diferencial parcial está diretamente relacionada ao Teorema da Variedade Central, e a determinação de sua solução é em geral um problema altamente desafiador (HUANG, 2004). Além disso, métodos de controle não-linear, como a realimentação linearizante (veja, por exemplo, Silveira (2015)), nem sempre podem ser diretamente aplicadas devido a restrições impostas pelo modelo dinâmico de certos inversores, que é o caso do inversor Boost aqui considerado, conforme veremos no próximo capítulo. Desse modo, neste trabalho, vamos relaxar a condição (51), considerando em seu lugar

$$|e(t)| \leq B. \quad (52)$$

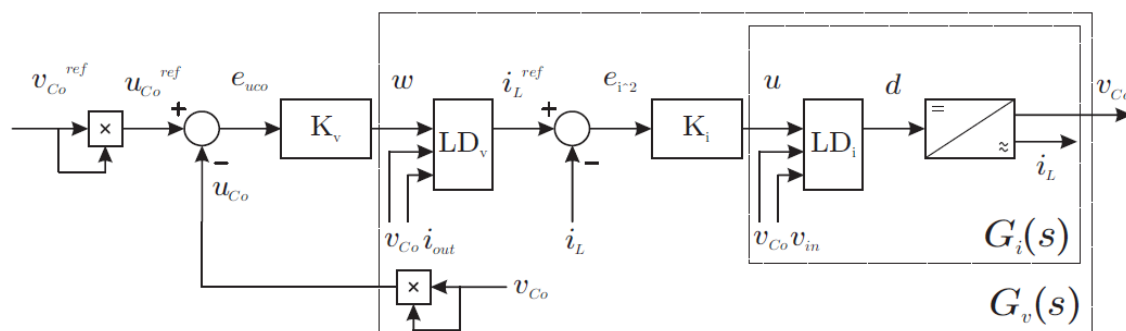
para $t \geq 0$ suficientemente grande, onde $B > 0$ é relativamente pequeno, ao menos para pequenas amplitudes da saída de referência senoidal.

3.2 CONTROLE DO INVERSOR BOOST PROPOSTO EM SANTOS (2023)

Como descrito no Capítulo 2, a topologia do inversor *Boost* proposta em Santos (2023) consiste em um sub-conversor *Boost* conectado a um capacitor de bloqueio C_f que tem o objetivo de filtrar a componente CC da tensão de saída do subconversor. Assim, ao desprezar a dinâmica do capacitor de bloqueio para simplificar o projeto de controladores, o autor controla a trajetória da tensão v_{C_o} no capacitor interno do sub-conversor. A estratégia de controle utilizada foi a realimentação linearizante, em duas malhas de controle: uma malha interna de controle da corrente no indutor interno ao subconversor i_L , e uma malha externa para a tensão v_{C_o} . A Figura 10 apresenta o

diagrama de blocos do sistema de controle implementado em Santos (2023), onde $G_i(s)$ e $G_v(s)$ são funções de transferências resultantes das realimentações linearizantes nas malhas interna e externa, respectivamente, e LD_i e LD_v são leis de controle das realimentações linearizantes. As equações que descrevem as realimentações linearizantes e os compensadores que foram utilizados serão discutidos em maiores detalhes no Capítulo 4.

Figura 10 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizado em Santos (2023)

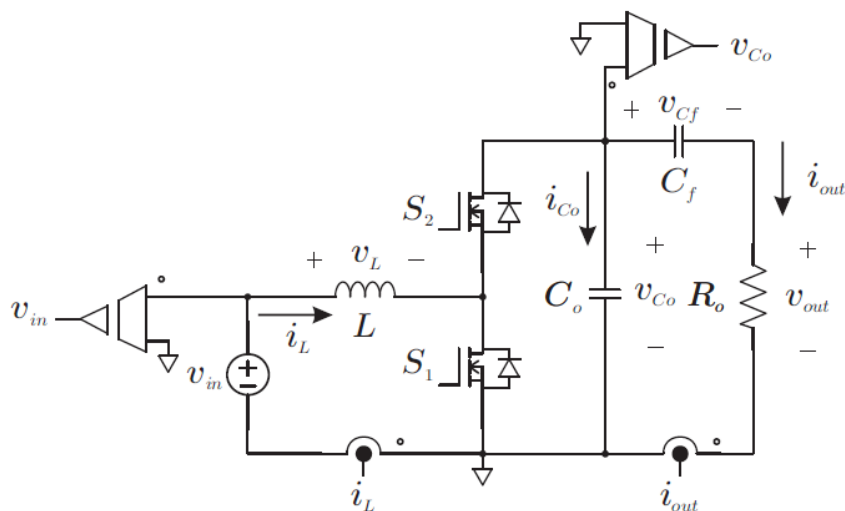


Fonte: Santos (2023)

3.3 OS ELEMENTOS PASSIVOS DA SIMULAÇÃO

O circuito simulado para validar os controles em Santos (2023) é apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Circuito inversor Boost usado em Santos (2023) para validar o controlador por simulação



Fonte: Santos (2023)

Já o dimensionamento dos elementos passivos, como indutores, capacitores e a resistência de carga, parte primeiramente dos parâmetros de especificação de projeto. Os parâmetros de especificação utilizados em Santos (2023) estão na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificação de projeto do inversor *Boost* utilizado em Santos (2023).

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_{out}	Potência média transferida para carga	250 W
V_{in}	Tensão CC de entrada	100 V
V_{out}	Tensão eficaz de saída	110 V
f_s	Frequência de comutação	100 kHz
f_r	Frequência de V_{out} sobre a carga	60 Hz
$\Delta i_L\%$	Ondulação máxima percentual da corrente i_L	20 %
$\Delta V_{out}\%$	Ondulação máxima percentual da tensão V_{out}	2,5 V

Fonte: Santos (2023)

Para dimensionar a indutância L e a capacitância C_o dos componentes internos do subconversor, é necessário primeiro definir a razão cíclica d , que deve ter a forma apresentada na Equação (17). Para o valor eficaz de V_{out} ou V_o ser 110 V, o valor da tensão de pico da saída deve ser próxima a 155 V e $V_{o,ref} = 155\text{sen}(\omega t)$. Assim, utilizando a Equação (31), garantindo que $D > \delta$ com uma margem maior que 10 % para garantia de pulsos PWM suficientemente largos, define-se a razão cíclica em malha aberta

$$d = 0,375 + 0,33\text{sen}(\omega t). \quad (53)$$

Para dimensionar a indutância L é usado o parâmetro de ondulação máxima da corrente $\Delta i_L\%$. A relação entre elas pode ser retirada da equação da tensão no indutor

$$v_L = L \frac{d}{dt} i_L, \quad (54)$$

durante uma etapa de operação. Esta pode ser representada durante a primeira etapa de operação do indutor *Boost*, de tempo dT_s segundos, onde a corrente atinge seu valor máximo, como

$$V_{in} = L \frac{\Delta i_L}{dT_s}. \quad (55)$$

Tendo em vista que a variação de corrente pode ser descrita como

$$\Delta i_L = i_{L,max} \Delta i_L\%, \quad (56)$$

e $T_s = \frac{1}{f_s}$, tem-se

$$L = \frac{V_{in} d_{max}}{f_s i_{L,max} \Delta i_L\%}. \quad (57)$$

O mesmo método pode ser seguido para dimensionar a capacitância C_o usando o parâmetro de ondulação máxima da tensão $\Delta v_{C_o\%}$. Com base na equação diferencial que descreve a corrente no capacitor,

$$i_C = C \frac{d}{dt} v_C, \quad (58)$$

que, durante a primeira etapa de operação, quando o capacitor está descarregando potência na carga, pode ser descrito como

$$C_o = \frac{i_o d_{max}}{f_s v_{C_o_{max}} \Delta v_{C_o\%}}. \quad (59)$$

onde

$$\Delta i_{L\%} = \frac{\Delta i_L}{i_{L_{max}}}. \quad (60)$$

Para calcular a resistência de carga, R_o , é necessário somente a especificação de Potência média transferida para carga P_{out} . A relação entre as duas é calculada através da definição da potência ativa em uma carga resistiva

$$P = \frac{V_{eficaz}}{R}. \quad (61)$$

Portanto,

$$R_o = \frac{V_{out}}{P_{out}}. \quad (62)$$

onde V_{out} é a tensão eficaz de saída.

A Tabela 2 apresenta os valores dos elementos passivos definidos e utilizados em Santos (2023).

Tabela 2 – Especificação dos elementos passivos do inversor *Boost* utilizados em Santos (2023).

Símbolo	Elemento passivo	Valor
L	Indutância do indutor interno ao sub-conversor	275 μH
C_o	Capacitância do capacitor interno ao sub-conversor	2,2 μF
C_f	Capacitância do capacitor de bloqueio	500 μF
R_o	Resistência de Carga	48,4 Ω

Fonte: Santos (2023)

3.4 PROBLEMA DE CONTROLE ABORDADO

O problema de rastreamento de saída do inversor *Boost* é o problema de controle tratado no presente trabalho. Mais especificamente, o problema é propor méto-

dos diferentes de controle do inversor *Boost* em relação à realimentação linearizante projetada em Santos (2023), com o intuito de aprimorar o desempenho em regime permanente da saída do inversor, tanto no rastreamento da saída de referência senoidal de 60 Hz quanto na robustez a perturbações paramétricas, considerando o modelo dinâmico completo do sistema. Relembre que a realimentação linearizante projetada em Santos (2023) desprezou a dinâmica do capacitor de bloqueio para fins de maior simplicidade no projeto do controlador.

Os seguintes índices e critérios deverão ser considerados para se avaliar o desempenho dos controladores projetados:

- Defasagem;
- *Total Harmonic Distortion* (THD);
- Tempo de acomodação;
- Tensões e correntes máximas e mínimas;
- Robustez às seguintes perturbações paramétricas: na carga, na tensão V_{in} da fonte de entrada e na resistência interna de tal fonte, de modo a representar as situações em que o inversor é alimentado por uma fonte de corrente no lugar de uma fonte de tensão, como nos casos de geração fotovoltaica.

O objetivo do presente trabalho é, a partir da análise dinâmica e do controle do inversor *Boost* proposto em Santos (2023), comparar, no mesmo inversor, as estratégias utilizadas pelo autor com outras estratégias de controle presentes na literatura. Este trabalho se propõe a estudar tanto estratégias lineares quanto não-lineares, bem como entender suas vantagens e limitações no contexto de sistemas comutados não-lineares. Este trabalho se propõe também a estudar o efeito da dinâmica do capacitor de bloqueio C_f , adicionando complexidade ao modelo estudado e buscando entender as consequências de desconsiderar tal dinâmica.

Para isso, neste trabalho, foi utilizado o mesmo circuito de simulação, presente na Figura 11 e mantidas as mesmas especificações de projeto e de dimensionamento dos elementos passivos apresentados na Seção 3.3. As simulações foram realizadas no *PSIM*, *software* de simulação de circuitos desenvolvido para o uso em Eletrônica de Potência e simulação de *drivers* de motores.

Os controladores sintonizados foram comparados para avaliar o desempenho em regime permanente tanto para o rastreamento de saída quanto à rejeição de perturbações. O desempenho em regime permanente foi avaliado com dois parâmetros, a defasagem entre a tensão de carga V_o e a referência V_o e a distorção harmônica total, THD, enquanto o desempenho do transitório foi analisado em relação ao tempo

de acomodação e ao esforço nos componentes passivos pelas tensões e correntes máximas e mínimas.

As perturbações que foram testadas são de três tipos:

- Perturbação de carga, que foi realizada modificando a carga R_o para onde a potência do inversor é entregue. É testada com 10 % da carga projetada, que simula o acionamento do inversor sem carga; O degrau de 10 % a 100 % de carga projetada; O degrau de 100 % a 150 % da carga projetada; E por fim, o degrau de 150 % a 200 % da carga projetada
- Perturbação paramétrica, onde foi aplicado um degrau de $\pm 30 V$ na tensão de entrada V_{in} , para testar a robustez do sistema de controle perante a variações na tensão de entrada, que podem ocorrer em sistemas de geração de energia.
- Perturbação proveniente da modelagem, representada pela adição de um resistor R_{in} em série com a fonte V_{in} , que causa uma queda de tensão na fonte. Este se propõem a simular a resistência série do indutor L do subconversor.

4 CONTROLADORES PROPOSTOS

O presente capítulo apresentará os diversos controladores lineares e não-lineares projetados para o problema de rastreamento de saída do inversor *Boost* tratado no capítulo anterior, que consiste em encontrar controladores de modo a satisfazer a Equação (52). Serão utilizados tanto métodos clássicos (domínio da frequência) quanto espaço de estado (domínio do tempo). Na Seção 4.1, descreve-se a etapa de modelagem e linearização da dinâmica do inversor, considerando a dinâmica do capacitor de bloqueio, conforme apresentado na Seção 2.3. Na Seção 4.2, apresentam-se os detalhes do projeto dos controladores lineares clássicos, projetados com base no sistema linearizado: Proporcional Integral (PI), Proporcional Ressonante (PR) e Proporcional Multi-Ressonante (PMR). Na Seção 4.3, mostra-se o projeto de um controlador Proporcional Integral Multi-Ressonante (PIMR) com realimentação de estado e, na Seção 4.4, os projetos de controladores não-lineares com base em realimentação linearizante.

Ao longo de todo o restante do trabalho, vamos considerar que a saída de referência senoidal do inversor *Boost* está fixada com uma amplitude de 155 V e frequência $f_o = 60$ Hz, ou seja,

$$\bar{y}(t) = 155\text{sen}(\omega_o t), \quad (63)$$

onde $\omega_o = 2\pi f_o$.

4.1 MODELAGEM E LINEARIZAÇÃO PARA CONTROLE

Diferentemente da simplificação realizada em Santos (2023) para o projeto do controlador, este trabalho não considera o capacitor de bloqueio como um filtro ideal da componente CC da tensão do capacitor interno do inversor. Assim, é importante modelar a dinâmica do inversor *Boost* descrito no Capítulo 2 considerando os três estados, i_L , v_{Co} e v_{Cf} . Como este trabalho trata de controle linear de sistemas não-lineares, é necessário encontrar o modelo linearizado para projetar tais controladores.

4.1.1 Modelo comutado e médio do inversor *Boost* estudado

Para chegar no modelo comutado estudado,

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_L = \frac{V_{in} - (1-s)v_{Co}}{L}, \\ \frac{d}{dt} v_{Co} = \frac{(1-s)R_o i_L - v_{Co} + v_{Cf}}{R_o C_o}, \\ \frac{d}{dt} v_{Cf} = \frac{v_{Co} - v_{Cf}}{R_o C_f}, \end{cases} \quad (64)$$

foram consideradas as equações diferenciais que atuam em cada etapa de operação do inversor, apresentadas na Seção 2.2.5, além da equação genérica do modelo

comutado (43) e da função de comutação (16). Assim, aplicando o operador VMQI, apresentado na Seção 2.3.2, nas equações diferenciais (64), obtemos o seguinte modelo médio do inversor *Boost*, que é invariante no tempo:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\langle i_L \rangle &= \frac{V_{in}}{L} - \frac{(1-d)}{L}\langle v_{Co} \rangle \\ \frac{d}{dt}\langle v_{Co} \rangle &= \frac{(1-d)}{C_o}\langle i_L \rangle - \frac{1}{R_o C_o}(\langle v_{Co} \rangle - \langle v_{Cf} \rangle) \\ \frac{d}{dt}\langle v_{Cf} \rangle &= \frac{1}{R_o C_f}(\langle v_{Co} \rangle - \langle v_{Cf} \rangle).\end{aligned}\quad (65)$$

A partir deste momento, com o intuito de não sobrecarregar a notação, vamos denotar $\langle i_L \rangle$, $\langle v_{Co} \rangle$ e $\langle v_{Cf} \rangle$ simplesmente por i_L , v_{Co} e v_{Cf} , respectivamente, quando não houver risco de confusão. Logo, o modelo médio do inversor *Boost*, sobre o qual os controladores serão projetados, é dado por

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}i_L(t) &= \frac{V_{in} - (1-d)v_{Co}(t)}{L} \\ \frac{d}{dt}v_{Co}(t) &= \frac{(1-d)i_L(t)}{C_o} - \frac{v_{Co}(t)}{R_o C_o} + \frac{v_{Cf}(t)}{R_o C_o} \\ \frac{d}{dt}v_{Cf}(t) &= \frac{v_{Co}(t)}{R_o C_f} - \frac{v_{Cf}(t)}{R_o C_f}.\end{aligned}\quad (66)$$

onde $V_{in} = 100 \text{ V}$, $L = 275 \text{ } \mu\text{H}$, $C_o = 2,2 \text{ } \mu\text{F}$, $C_f = 500 \text{ } \mu\text{F}$ e $R_o = 48,4 \text{ } \Omega$.

É possível validar por simulação numérica tal modelo médio. A Figura 12 apresenta uma comparação do estado V_o entre o do modelo médio (66) e o do modelo comutado (65), em malha aberta, com uma entrada $d = 0,375 + 0,33\text{sen}(120\pi t)$. A simulação foi realizada no *software PSIM*.

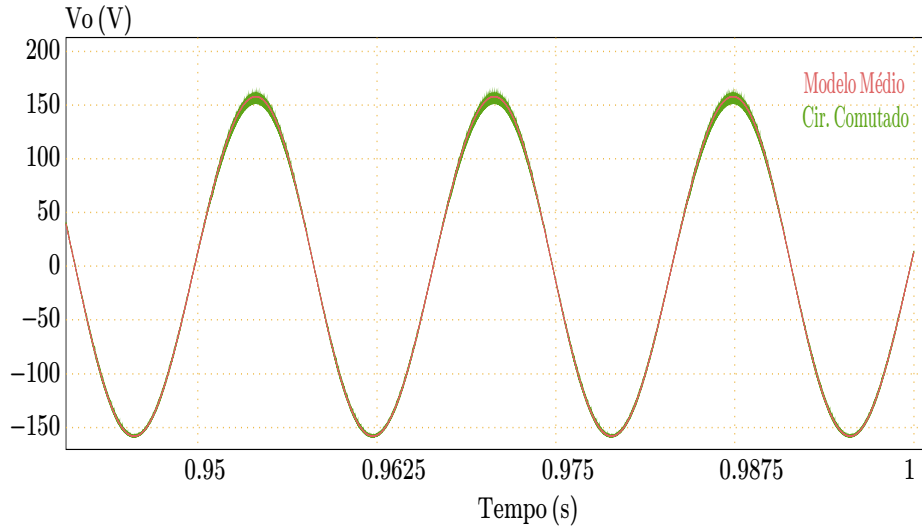
4.1.2 Modelo Linearizado

É facilmente identificada a razão para o comportamento não-linear do inversor ao estudar o modelo médio. Nas primeiras duas equações de (66), há multiplicação da entrada d pelo estado. Sendo assim, foi necessário linearizar o modelo do sistema para sintonizar controladores lineares e verificar se os mesmos possuem robustez para controlar o sistema dentro de uma certa faixa de operação.

Considere o sistema não-linear

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u), \\ y &= h(x).\end{aligned}\quad (67)$$

Figura 12 – Comparativo do resultado comparativo entre o V_o calculado pelo modelo médio e o sinal V_o medido no circuito do inversor



Suponha que (x^e, u^e) é um ponto de equilíbrio do sistema, ou seja, $f(x^e, u^e) = 0$, e a saída de equilíbrio $y^e = h(x^e)$. As matrizes

$$A = \frac{\partial f}{\partial x}(x^e, u^e), \quad (68)$$

$$B = \frac{\partial f}{\partial u}(x^e, u^e), \quad (69)$$

$$C = \frac{\partial h}{\partial x}(x^e) \quad (70)$$

determinam o seguinte sistema linearizado associado ao ponto de equilíbrio (x^e, u^e) :

$$\begin{aligned} \dot{x}_\delta &= Ax_\delta + Bu_\delta, \\ y_\delta &= Cx_\delta. \end{aligned} \quad (71)$$

Isso é baseado na expansão em série de Taylor em torno do ponto de equilíbrio, que encontra-se em Chen (2006) e Ogata (1997).

Assim, é necessário primeiro encontrar os pontos de equilíbrio de (66), para então determinar (71). Nesse sentido, pode-se solucionar o Sistema de Equações (66), do modelo médio, onde $\frac{d}{dt}i_L = 0$, $\frac{d}{dt}V_{Co} = 0$, $\frac{d}{dt}V_{Cf} = 0$, para encontrar o ponto de equilíbrio

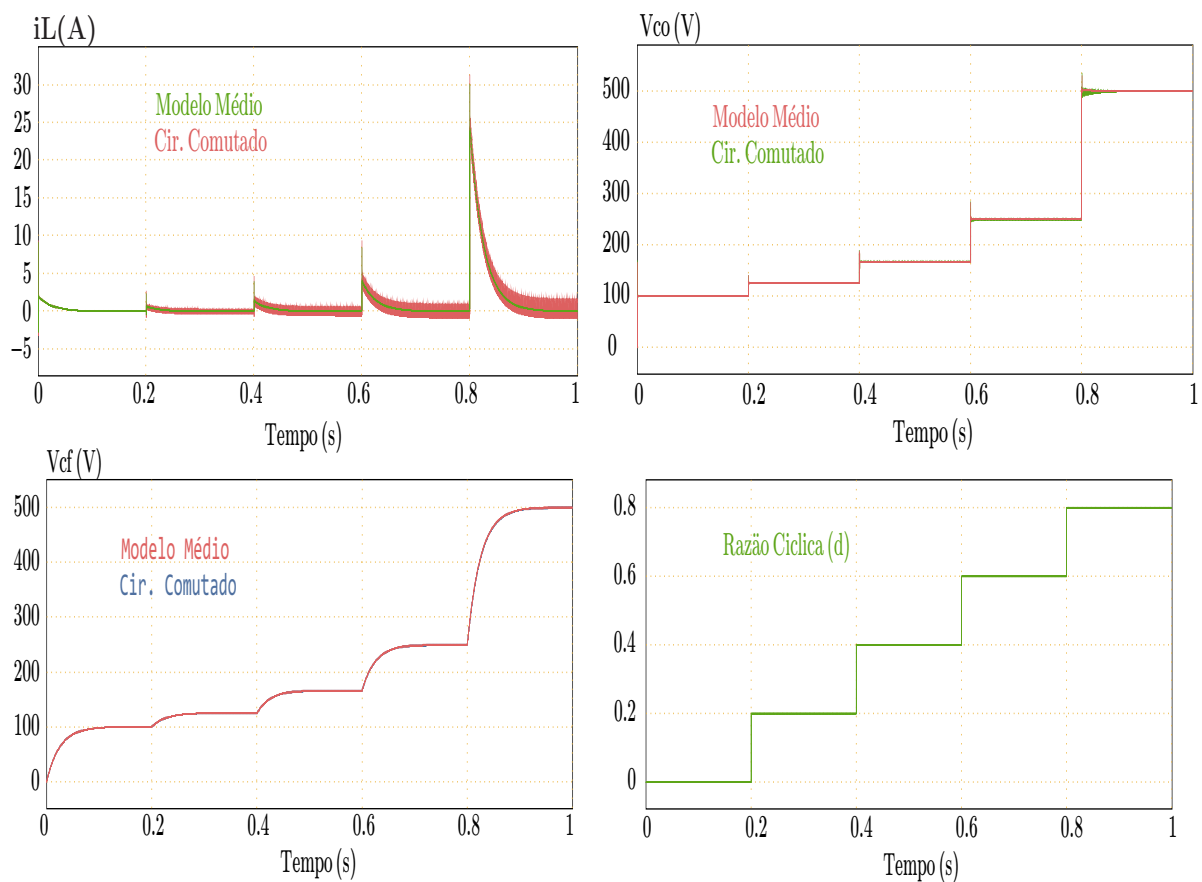
$$(i_L^e, V_{Co}^e, V_{Cf}^e, d^e) = \left(0, \frac{V_{in}}{1-d^e}, \frac{V_{in}}{1-d^e}, 1 - \frac{V_{in}}{V_{Co}^e}\right). \quad (72)$$

A linearização do modelo médio (66), associada ao ponto de equilíbrio $(i_L^e, V_{Co}^e, V_{Cf}^e, d^e)$, resulta no modelo linearizado da dinâmica do inversor *Boost*, de matrizes de coeficientes

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d^e}{L} & 0 \\ \frac{1-d^e}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} & \frac{1}{C_o R_o} \\ 0 & \frac{1}{C_f R_o} & -\frac{1}{C_f R_o} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_{Co}^e}{L} \\ \frac{i_f^e}{C_o} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1 \quad -1]. \quad (73)$$

Esse resultado pode ser validado numericamente por simulação. A Figura 13 apresenta os pontos de equilíbrio do sistema para diferentes degraus de entrada d^e .

Figura 13 – Resposta ao degrau, estabilizando nos pontos de equilíbrio, para entradas de $d^e = 0$, $d^e = 0,2$, $d^e = 0,4$, $d^e = 0,6$ e $d^e = 0,8$



Fonte: Elaboração própria

4.2 CONTROLE LINEAR DE SISTEMAS NÃO-LINEARES USANDO CONTROLE CLÁSSICO

Há diversas formas de sintonizar controladores clássicos a partir da linearização de um sistema linear, desde métodos heurísticos, como Ziegler–Nichols, até métodos mais analíticos, como alocação de polos por Lugar das Raízes. Neste trabalho, os controladores clássicos foram sintonizados pelo método da Resposta em Frequência,

método já estabelecido na literatura de Eletrônica de Potência, compondo livros clássicos de fundamentos da área (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020). O procedimento de sintonia dos controladores a seguir é baseado no método apresentado por Coelho (2020).

O procedimento inicia considerando-se a *Função de Transferência do Laço Aberto Não Compensada*,

$$F_{TLANC}(s) = G(s), \quad (74)$$

onde $G(s)$ é conhecido. Adicionando o compensador $C(s)$, o sistema passa a ser descrito pela *Função de Transferência do Laço Aberto Compensada*

$$F_{TLAC}(s) = C(s)G(s) = C(s)F_{TLANC}(s). \quad (75)$$

Como o projeto dos controladores será realizado com base na resposta em frequência, faz-se $s = j\omega$, obtendo

$$F_{TLAC}(\omega) = C(\omega)F_{TLANC}(\omega). \quad (76)$$

Como $F_{TLAC}(\omega)$ é uma função complexa, pode ser decomposta por,

$$|F_{TLAC}(\omega)| = |C(\omega)| |F_{TLANC}(\omega)| \quad (77)$$

e

$$\angle F_{TLAC}(\omega) = \angle C(\omega) + \angle F_{TLANC}(\omega). \quad (78)$$

Sabendo que as condições

$$|F_{TLANC}(\omega_c)| = 1 \quad (79)$$

e

$$M_\phi = 180^\circ + \angle F_{TLANC}(\omega_c) \quad (80)$$

são sempre satisfeitas, é possível substituir a Equação (77) na Equação (79) e a Equação (78) na Equação (80), obtendo, respectivamente

$$|C(\omega_c)| |F_{TLANC}(\omega_c)| = 1, \quad (81)$$

$$M_\phi = 180^\circ + \angle C(\omega_c) + \angle F_{TLANC}(\omega_c). \quad (82)$$

Com a manipulação das Equações (81) e (82) obtêm-se as equações genéricas de sintonia dos controladores,

$$|C(\omega_c)| = \frac{1}{|F_{TLANC}(\omega_c)|}, \quad (83)$$

$$\angle C(\omega_c) = M_\phi - 180^\circ - \angle F_{TLANC}(\omega_c), \quad (84)$$

no qual ω_c é a frequência de corte do controlador e M_ϕ é a margem de fase desejada.

Para utilizar os métodos clássicos, foi necessário converter o modelo linearizado de espaço de estados para uma função de transferência entre a entrada d e a saída V_o . A função de transferência do sistema linearizado do inversor *Boost* é determinado a partir da Equação (73) da seguinte forma:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = G(s) = C(sI - A)^{-1}B, \quad (85)$$

$$G(s) = \frac{-C_f R_o s (V_{C_o}^e d^e - V_{C_o}^e + L i_L^e s)}{C_f C_o R_o L s^3 + L(C_f + C_o) s^2 + C_f R_o d^e (d^{e2} + 2d^e + 1) s + d^{e2} - 2d^e + 1}. \quad (86)$$

O ponto de equilíbrio da razão cíclica d^e escolhido para projetar os controladores lineares foi de 0,375, que é o valor da componente de *offset* do sinal da razão cíclica utilizado para validar a malha aberta do inversor e dimensionar os componentes passivos.

4.2.1 Controlador Proporcional Integrativo

O controlador Proporcional Integrativo (PI) possui a propriedade de garantir erro zero, em regime permanente, para referências e perturbações do tipo degrau. A função de transferência que descreve o controlador PI é dada por

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (87)$$

onde k_i é o ganho do termo integrador e k_p é o ganho do termo proporcional. De forma alternativa, é possível escrever a função de transferência do controlador PI como

$$C(s) = k_c \frac{s + \omega_z}{s}, \quad (88)$$

onde $k_c = k_p$ e $\omega_z = \frac{k_i}{k_p}$. Como o projeto é com base na resposta em frequência, faz-se $s = j\omega$, obtendo

$$|C(\omega)| = k_c \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_z^2}}{\omega}, \quad (89)$$

$$\angle C(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - 180^\circ. \quad (90)$$

Desta maneira, aplicando a Equação (89) na Equação (83) e a Equação (90) na Equação (84), obtém-se

$$k_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} |F_{TLANC}(\omega_c)|}, \quad (91)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan[M_\phi - 90^\circ - \angle F_{TLANC}(\omega_c)]}. \quad (92)$$

Verifica-se, portanto, que a metodologia de sintetização do compensador PI, a partir da resposta em frequência, significa determinar os valores dos parâmetros k_c e ω_z para o conjunto de especificações desejadas, que neste trabalho foram:

- $M_\phi = 90^\circ$,
- $f_c = 600 \text{ Hz}$.

A frequência de corte f_c foi escolhida por ser dez vezes maior que a frequência da referência de tensão de saída f_r . Portanto, o controlador PI foi sintonizado com os parâmetros $k_c = 2.386 \times 10^{-4}$ e $\omega_z = 1,875 \times 10^4$, resultando nos polos de malha fechada:

- $-3,934 \times 10^3 \pm 2.791 \times 10^4 j$;
- $-1,604 \times 10^3$,

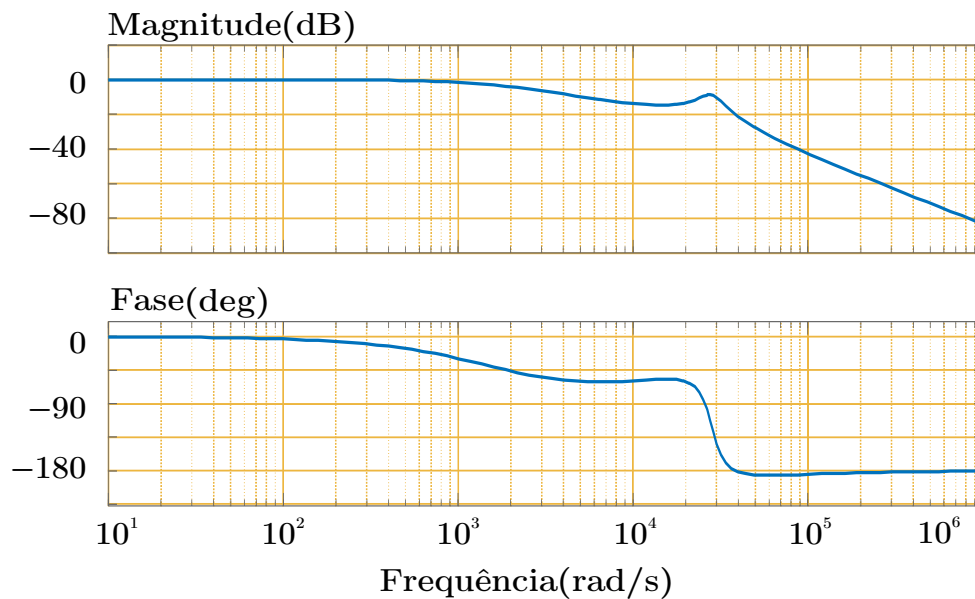
e zero em:

- $-1,875 \times 10^4$.

A Figura 14 apresenta o gráfico da resposta em frequência da malha fechada do sistema compensado pelo controlador PI. Na figura pode-se observar que o controlador PI tem como objetivo fazer com que a malha fechada apresente a resposta em frequência com magnitude 0 dB (ganho unitário) até a frequência de 60 Hz (377 rad/s) e depois decaindo cerca de 20 dB por década.

A interpretação intuitiva para que o controlador PI satisfaça (52) para um sistema linearizado em torno de um ponto de equilíbrio é que o filtro passa-baixa garantiria a ganho unitário para a referência de saída senoidal de 60 Hz e filtrando harmônicas de frequência superior. Como todo filtro passa baixa, a malha fechada controlada pelo controlador PI, apresenta defasagem, neste caso -12° .

Figura 14 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada compensado pelo PI



Fonte: Elaboração própria

4.2.2 Controlador Proporcional Ressonante

O Proporcional Ressonante (PR) substitui o termo integrador do controlador PI por um termo ressonante na frequência ω_0 . Esse termo garante que a malha fechada resultante possua um par de polos em $(s^2 + \omega_0^2)$, que possibilita o seguimento de referências sinusoidais de frequência ω_0 .

Os compensadores ressonantes podem ser derivados tanto da transformada de Laplace e da função senoidal, quanto da função cossenoidal. Neste trabalho, escolhemos usar a função cossenoidal, que gera benefícios em estabilidade, uma vez que a presença do zero faz a fase tender a -90° , em vez de -180° , como é o caso da função senoidal. Portanto, a função de transferência que descreve o controlador PR implementado neste trabalho é dada por

$$C(s) = k_p + k_r \frac{s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (93)$$

onde k_r é o ganho do termo ressonante e k_p é o ganho do termo proporcional. Novamente, como foi no caso do controlador PI, é possível escrever a função de transferência do controlador PR como

$$C(s) = k_c \left(1 + \frac{\omega_x s}{s^2 + \omega_0^2} \right), \quad (94)$$

onde $k_C = k_p$ e $\omega_x = \frac{k_r}{k_p}$. Como o projeto é com base na resposta em frequência, faz-se $s = j\omega$, obtendo

$$|C(\omega)| = k_C \sqrt{1 + \frac{\omega^2 \omega_x^2}{\omega_0^2 - \omega^2}}, \quad (95)$$

$$\angle C(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{\omega \omega_x}{\omega_0^2 - \omega^2} \right]. \quad (96)$$

Desta maneira, aplicando a Equação (95) na Equação (83) e a Equação (96) na Equação (84), obtém-se

$$k_C = \frac{\omega_c}{|F_{TLANC}(\omega_c)| \sqrt{1 + \frac{\omega_c^2 \omega_x^2}{\omega_0^2 - \omega_c^2}}}, \quad (97)$$

$$\omega_x = \frac{\omega_0^2 - \omega_c^2}{\omega_c} \tan [M_\phi - 180^\circ - \angle F_{TLANC}(\omega_c)]. \quad (98)$$

Verifica-se, portanto, que a metodologia de sintetização do compensador PR, a partir da resposta em frequência, significa determinar os valores dos parâmetros k_C e ω_x para o conjunto de especificações desejadas, que neste trabalho foram:

- $M_\phi = 100^\circ$,
- $f_o = 60 \text{ Hz}$.

A frequência f_o foi escolhida por ser a frequência da referência da tensão de saída f_r . Portanto, o controlador PR foi sintonizado com os parâmetros $k_C = 1.449 \times 10^{-4}$ e $\omega_x = 3,015 \times 10^4$, resultando em polos de malha fechada localizados em:

- $-3,905 \times 10^3 \pm 2.745 \times 10^4 j$;
- $-1,571 \times 10^3$,
- $-8,769 \times 10^1$,
- $-4,121$,

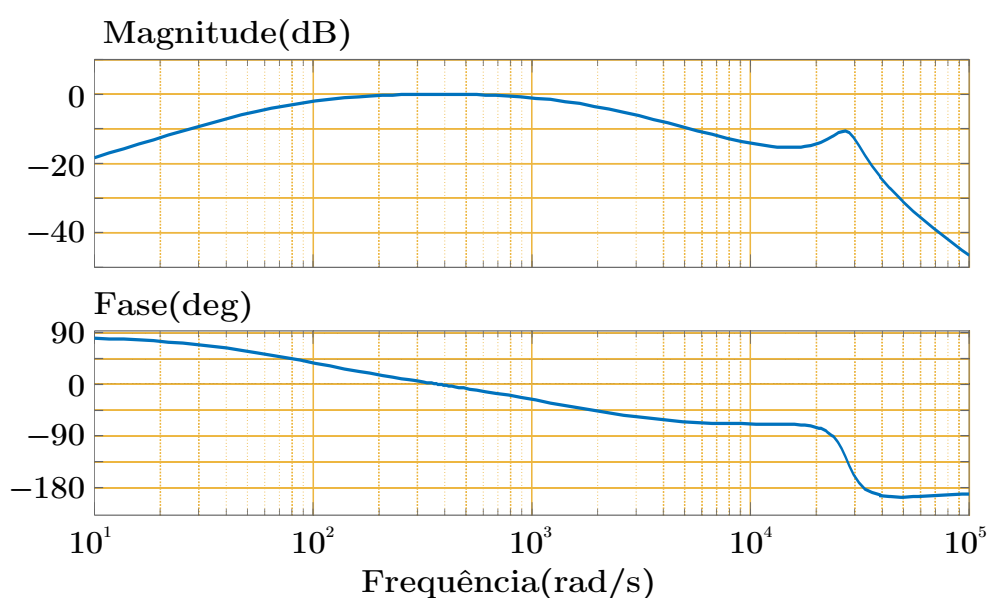
e zeros em:

- 0.
- $-4,715$.
- $-3,015 \times 10^4$.

Como o PR tem um polo correspondente ao polo da saída de referência, então (51) é assegurada para o sistema linearizado em malha fechada quando os polos de $F(s) = CG/1+CG$ estiverem no semiplano esquerdo. De fato, $F(j\omega_0) = 1$, como é ilustrado na figura Figura 15. Como a margem de fase especificada é relativamente grande, espera-se que 52 seja alcançada pelo sistema não-linear em malha fechada.

A Figura 15 apresenta o gráfico da resposta em frequência do sistema em malha fechada compensado pelo controlador PR. Nesta pode-se verificar visualmente o comportamento passa-faixa, apresentando ganho unitário (magnitude de 0 dB) entre as frequências de 100 rad/s e 1000 rad/s, e fase próxima a zero em 60 Hz (377 rad/s).

Figura 15 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada compensado pelo controlador PR



Fonte: Elaboração própria

4.2.3 Controlador Proporcional Multi-Ressonante

Considere o sistema linearizado (71)-(73) do modelo médio (66) do inversor *Boost*. É mostrado em Huang (2004) que sempre que o controlador PR em (93) assegurar que o sistema linearizado em malha-fechada tenha todos os polos com parte real negativa, então (66) em malha-fechada com (93) atenderá (52), ao menos quando: (i) a amplitude da saída de referência sinusoidal for suficientemente pequena; (ii) a condição inicial de (66) esteja próxima o suficiente de ponto de equilíbrio; e (iii) eventuais perturbações paramétricas em (66) forem suficientemente pequenas em relação aos parâmetros nominais. Além disso, Huang (2004) mostra, ainda, que, grosso modo, o valor do limitante $B > 0$ em (52) diminui à medida que aumenta o número de harmô-

nicas da frequência angular de referência $\omega_o = 2\pi f_o$ incorporados no controlador ressonante.

A interpretação intuitiva de tal resultado é a seguinte. Um sistema não-linear em torno de um ponto de equilíbrio pode ser visto como a soma do sistema linearizado associado com os termos de ordem superior da expansão em série de Taylor. Assim, ao aplicarmos uma senoide na entrada de tal sistema não-linear, a saída correspondente será a soma de uma senoide de mesma frequência da entrada com diversas harmônicas originadas pelas não-linearidades dos termos de ordem superior. No entanto, tais harmônicas podem ser vistas também como o resultado de perturbações senoidais na entrada do sistema linearizado, de modo que controladores a serem projetados com base no sistema linearizado devam ser capazes de rejeitar senoides com frequência dessas harmônicas.

Na sequência, será projetado um controlador Proporcional Multi-Ressonante (PMR), com três termos ressonantes, de modo a incorporar também a segunda e a terceira harmônica da saída de referência. A função de transferência do compensador Proporcional Multi-Ressonante (PMR) é

$$C(s) = k_c \left(1 + \frac{\omega_x s}{s^2 + \omega_o^2} + \frac{\omega_{2x} s}{s^2 + \omega_{2o}^2} + \frac{\omega_x s}{s^2 + \omega_{3o}^2} \right), \quad (99)$$

onde $\omega_{2o} = 2\omega_o$ e $\omega_{3o} = 3\omega_o$.

Esse controlador pode ser sintonizado calculando um controlador PR, como na Seção 4.2.2, para a frequência de cada harmônica. Obtêm-se, assim, os termos ressonantes. Neste projeto, foi mantido o conjunto de especificações utilizado para a sintonia do controlador PR, adicionando somente a frequência das harmônicas:

- $M_\phi = 100^\circ$,
- $f_o = 60 \text{ Hz}$,
- $f_{2o} = 120 \text{ Hz}$,
- $f_{3o} = 180 \text{ Hz}$.

Os parâmetros de sintonia do controlador PMR encontrados foram:

- $k_c = 1.449 \times 10^{-4}$,
- $\omega_x = 3,015 \times 10^4$,
- $\omega_{2x} = 2,924 \times 10^4$,
- $\omega_{3x} = 2,771 \times 10^4$.

4.3 CONTROLE LINEAR DE SISTEMAS NÃO-LINEARES USANDO REALIMENTAÇÃO DE ESTADO

Uma alternativa ao controle clássico, que busca solucionar o problema de controle em questão com base somente na realimentação da saída do inversor *Boost*, é utilizarmos controladores mais complexos, em que todos os estados são realimentados.

4.3.1 Controlador Proporcional Integral Multi-Ressonante

Agora, com base em Huang (2004), será projetado, no domínio do tempo, um controlador Proporcional Integral Multi-Ressonante (PIMR) com realimentação de estado. A motivação principal é que a realimentação de todos os estados do inversor *Boost* poderá aprimorar o desempenho em malha-fechada.

Para isso, considere o modelo interno

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m e_r, \quad (100)$$

onde $e_r = v_o - v_{o_{ref}}$ é o erro de rastreamento e

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2\omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3\omega_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -3\omega_0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (101)$$

Por fim, considere as matrizes

$$A_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_m C & A_m \end{bmatrix}_{10 \times 10}, \quad B_a = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}_{10 \times 1}. \quad (102)$$

Se o par (A_a, B_a) for controlável, então é possível posicionar os autovalores da matriz $A_a - B_a K_a$ arbitrariamente no semi-plano esquerdo do plano complexo por uma escolha adequada da matriz de ganho $K_a = [K_x, K_m]$, de modo que a realimentação linear de estado,

$$u = -k_m x_m - k_x (x - x^e), \quad (103)$$

onde x é o vetor de estados e x^e é o vetor de condições iniciais dos estados, assegura que a Equação (52) é atendida.

Através do cálculo do posto da matriz de controlabilidade, foi possível verificar que o par (A_a, B_a) de fato é controlável.

4.4 CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO LINEARIZANTE

O objetivo central da realimentação linearizante é encontrar uma realimentação não-linear de estado que linearize a dinâmica da saída em relação a uma nova entrada. Consequentemente, torna-se trivial estabilizar a dinâmica do erro de rastreamento, de modo que a Equação (51) seja atendida. Os detalhes são mostrados na sequência, na aplicação desta técnica ao inversor *Boost*.

4.4.1 Realimentação linearizante utilizando as equações de estado do modelo médio

Em um primeiro momento, foram utilizadas as equações do modelo médio para projetar um controlador por realimentação exata, com o objetivo de linearizar a dinâmica da relação entrada versus saída e resolver o problema de rastreamento de saída.

Considere o modelo médio, descrito pelo sistema (66), de saída

$$y(t) = v_o = v_{C_o} - v_{C_f}. \quad (104)$$

Portanto,

$$\frac{d}{dt} v_o = \frac{d}{dt} v_{C_o} - \frac{d}{dt} v_{C_f}. \quad (105)$$

De (66), obtém-se que

$$\frac{d}{dt} v_o = \frac{(1-d)i_L}{C_o} - \frac{v_{C_o}}{R_o C_o} + \frac{v_{C_f}}{R_o C_o} - \frac{v_{C_o}}{R_o C_f} + \frac{v_{C_f}}{R_o C_f}, \quad (106)$$

ou seja,

$$\frac{d}{dt} v_o = -\frac{C_f + C_o}{R C_o C_f} v_o + \frac{i_L}{C_o} u, \quad (107)$$

onde $u = 1 - d$. Logo, escolhendo a seguinte realimentação não-linear de estado

$$u = \frac{C_o}{i_L} \left[\frac{C_f + C_o}{R C_o C_f} (v_{C_o} - v_{C_f}) + w \right], \quad (108)$$

onde w é a nova entrada, resulta que a dinâmica da saída foi linearizada em malha-fechada:

$$\frac{d}{dt} v_o = w. \quad (109)$$

Para garantir que a Equação (51) seja atendida em malha-fechada, a escolha trivial para w é

$$w = \frac{d}{dt} v_{Oref} - K_o(v_o - v_{Oref}), \quad (110)$$

onde $K_o > 0$ é o ganho do controlador, pois resulta diretamente da Equação (109) que

$$\frac{d}{dt} e + K_o e = 0, \quad (111)$$

onde $e = v_o - v_{Oref}$ é o erro de rastreamento. Note que a Equação (111) é uma equação diferencial linear homogênea para o erro de rastreamento. Logo, a dinâmica de $e(t)$ é determinada pelo polo $s = -K_o$, de modo que a Equação (51) será atendida desde que $i_L(t)$ nunca se anule ao longo do tempo devido à Equação (108). Ressalta-se, no entanto, que não há garantia de que $i_L(t)$ e $u(t)$ sejam limitados em relação ao tempo.

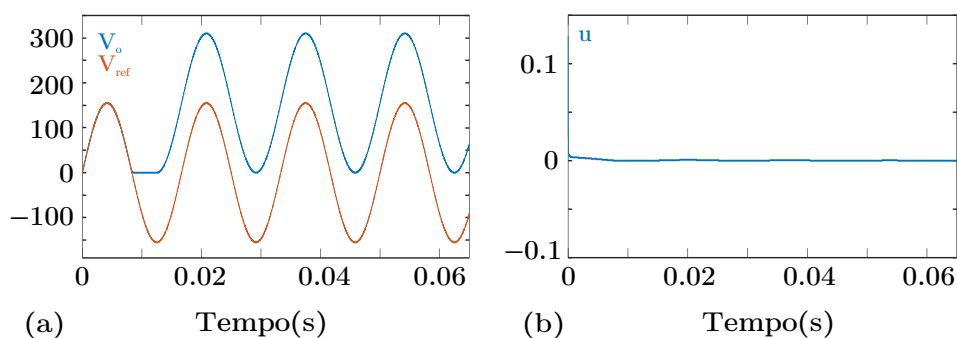
Substituindo-se a Equação (110) em (108), obtém-se a realimentação não-linear de estado projetada

$$u = \frac{C_o}{i_L} \left[\frac{C_f + C_o}{RC_o C_f} V_o + \frac{d}{dt} V_{Oref} - K_o(V_o - V_{Oref}) \right], \quad (112)$$

com $u = 1 - d$.

Esta realimentação de estados foi implementada no *software* de simulação *Matlab/Simulink*, com os resultados mostrados na Figura 16 e na Figura 17. A simulação foi realizada saturando o sinal de controle $u = 1 - d$ entre 0 e 1.

Figura 16 – (a) Saída V_o em comparação com a saída de referência V_{Oref} ; (b) O sinal de controle $u = 1 - d$

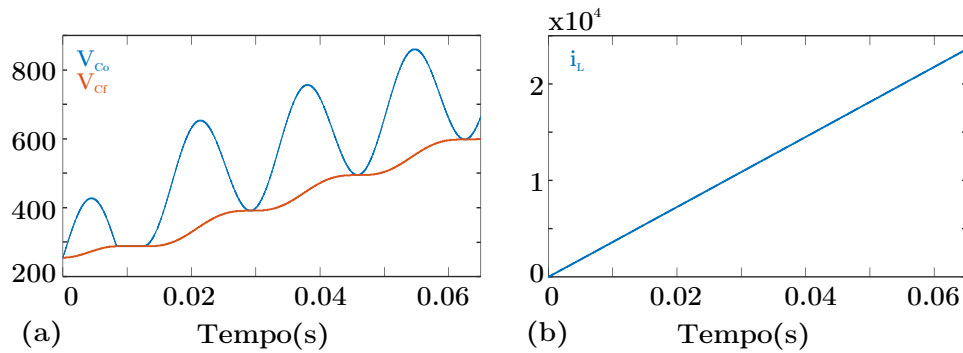


Fonte: Elaboração própria

Como visto, o controlador não entrega desempenho satisfatório. A realimentação procura resolver o problema de controle, eliminando a variação de razão cíclica, tentando forçar o inversor a ficar na primeira etapa de operação, onde $S1 = 1$ e $S2 = 0$, portanto a corrente i_L tende a infinito.

A Figura 18 apresenta o sistema sem saturação, onde o sinal de controle u , em regime permanente, fica negativo, resolvendo a Equação (51), ao ignorar a estabilidade

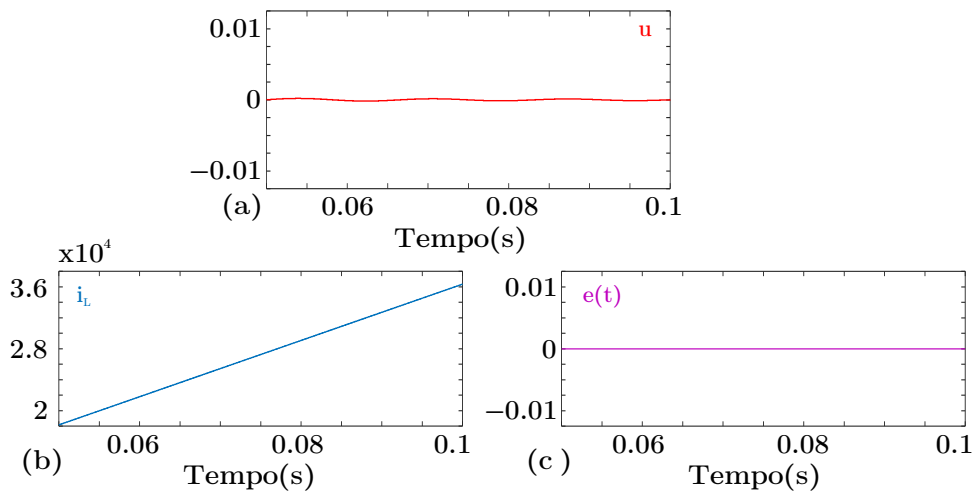
Figura 17 – Estados Internos: (a) V_{Co} e V_{Cr} ; (b) i_L



Fonte: Elaboração própria

dos estados. Portanto, a lei de controle apresentada na Equação (112) não serve como controlador pois não mantém a estabilidade dos estados internos do inversor, mesmo localmente.

Figura 18 – Resultado da simulação sem saturação do sinal de controle u .(a) A corrente i_L ; (b) erro de rastreamento $e(t)$; e (c) o sinal de controle $u = 1 - d$, quando não há saturação do limite de u



Fonte: Elaboração própria

Conclui-se, a partir dos resultados descritos acima, que a realimentação linearizante não pode ser diretamente aplicada ao inversor *Boost*. Esse problema será contornado na próxima subseção, com base na utilização de duas malhas de controle, uma interna e outra externa, similarmente ao que foi feito na realimentação linearizante de Santos (2023). No entanto, a exigência (51) terá que ser relaxada, de modo que o objetivo dos controladores a serem projetados é atender (52).

4.4.2 Realimentação linearizante utilizando duas malhas de controle

A partir da primeira equação de (66), é fácil ver que a seguinte realimentação não-linear de estado

$$u = \frac{L}{v_{Co}} \left(\frac{V_{in}}{L} - w \right), \quad (113)$$

onde w é a nova entrada e $u = 1 - d$, lineariza a dinâmica de i_L :

$$\frac{d}{dt} i_L = w. \quad (114)$$

Assim, escolhendo-se

$$w = \frac{d}{dt} i_{L_{ref}} - K_i (i_L - i_{L_{ref}}), \quad (115)$$

onde $K_i > 0$ é o ganho do controlador da malha externa e $i_{L_{ref}}$ é a corrente de referência ainda a ser determinada, de maneira que a Equação (52) seja atendida, temos que

$$\frac{d}{dt} \psi + K_i \psi = 0, \quad (116)$$

onde $\psi = i_L - i_{L_{ref}}$. Portanto, a realimentação projetada da malha externa é dada por

$$u = \frac{L}{v_{Co}} \left[\frac{V_{in}}{L} - \frac{d}{dt} i_{L_{ref}} + K_i (i_L - i_{L_{ref}}) \right]. \quad (117)$$

Note de (116) que a dinâmica de $\psi(t)$ é caracterizada pelo polo $s = -K_i$, de modo que quando K_i for relativamente grande, então $\psi(t) = i_L(t) - i_{L_{ref}}(t)$ convergirá assintoticamente para zero rapidamente.

Assim, é razoável se assumir na sequência que $i_L(t) \cong i_{L_{ref}}(t)$ (ao menos para $t \gg 0$ suficientemente grande). Além disso, veremos logo mais abaixo que a corrente de referência $i_{L_{ref}}(t)$ será determinada por uma malha interna. Portanto, em princípio, o termo $\frac{d}{dt} i_{L_{ref}}(t)$ em (117) não tem como ser computado. Logo, torna-se necessário assumir, ainda, que $L \frac{d}{dt} i_{L_{ref}}(t) \cong 0$ (relembre que L é da ordem de μH), de modo que agora a realimentação da malha externa está bem-definida:

$$u = \frac{L}{v_{Co}} \left[\frac{V_{in}}{L} + K_i (i_L - i_{L_{ref}}) \right]. \quad (118)$$

Por fim, para se projetar a referida malha interna que determina a corrente de referência $i_{L_{ref}}(t)$ desejada, é imediato de (107) e da hipótese de que $i_L(t) \cong i_{L_{ref}}(t)$ que

$$i_{L_{ref}} = \frac{C_o}{u} \left[\frac{C_o + C_f}{RC_o C_f} v_o + \frac{d}{dt} v_{o_{ref}} - K_o (v_o - v_{o_{ref}}) \right], \quad (119)$$

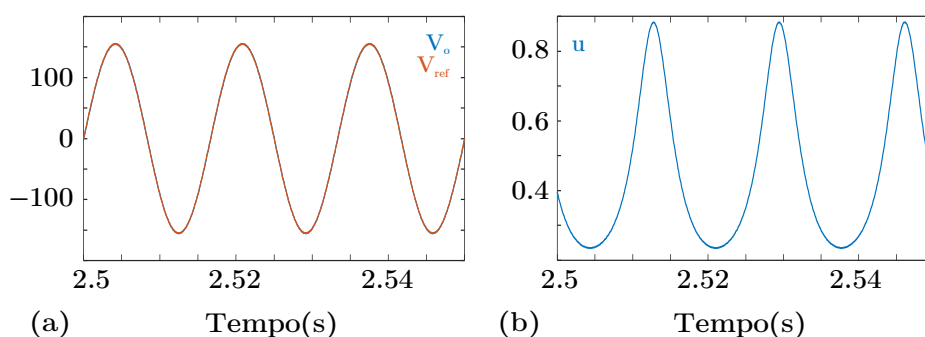
implica em (111):

$$\frac{d}{dt} e + K_o e = 0, \quad (120)$$

onde $e = V_o - V_{o_{ref}}$ é o erro de rastreamento. Portanto, é razoável se esperar que o controlador projetado, o qual é dado por (118) (malha externa) e (119) (malha interna), garantirá que a Equação (52) seja satisfeita. Ressalta-se que não há como se assegurar que (51) será atendida devido às duas hipóteses feitas acima.

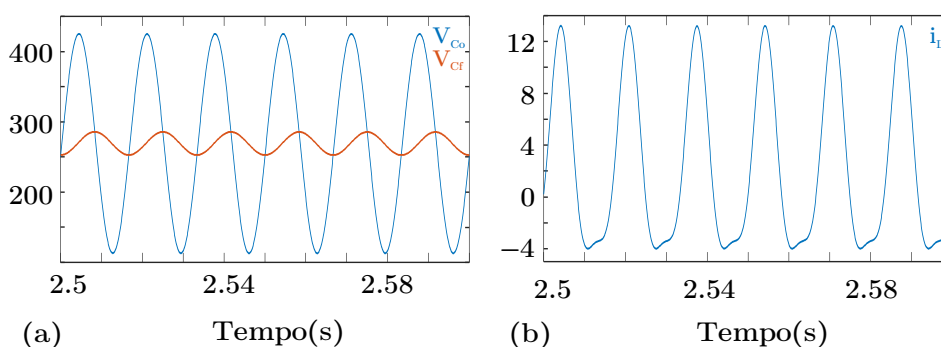
A realimentação de estados foi testada em simulação no *Matlab/Simulink*, com os resultados mostrados na Figura 19 e na Figura 20. A simulação foi realizada utilizando as especificações de projeto do inversor estabelecidos na Seção 3.2. A melhor sintonia encontrada foi com valores de K_o na ordem de 6×10^8 e K_i na ordem de 5×10^1 . Esses valores de ganhos são referentes às equações das realimentações de estados não lineares. É possível simplificar algebricamente essas expressões. Além disso, a indutância e as capacitâncias são da ordem de 10^{-6} , o que levaria a ganhos equivalentes de ordem significativamente menor.

Figura 19 – Gráficos da simulação com a realimentação linearizante no *MATLAB*: (a) saída V_o em comparação com a referência de saída; (b) Sinal de controle u



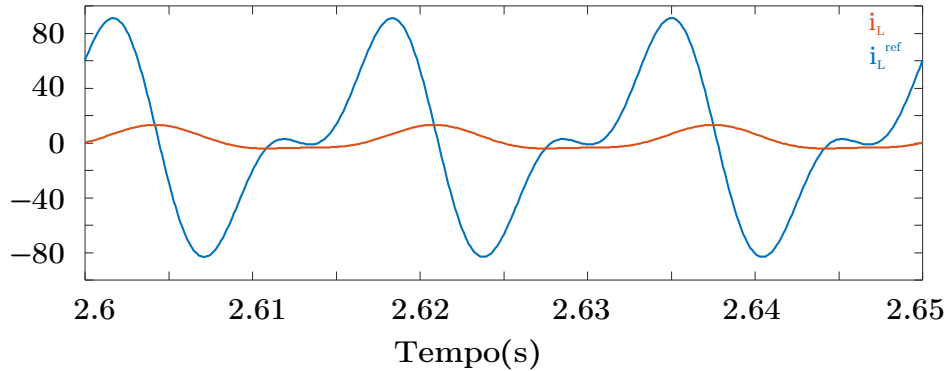
Fonte: Elaboração própria

Figura 20 – Gráficos dos estados internos do inversor durante a simulação com a realimentação linearizante no *MATLAB*: (a) v_{Co} e v_{Cf} ; (b) i_L



Fonte: Elaboração própria

Os resultados são um tanto contra-intuitivos, pois, como mostrado na Figura 21, a hipótese de $i_L \cong i_{Lref}$ não se sustenta. No entanto, note que o erro de rastreamento $e = V_o - V_{oref}$ permanece próximo de zero em regime permanente, ou seja, (52) foi de fato atendida.

Figura 21 – Comparativo entre i_L e i_{Lref} em regime permanente

Fonte: Elaboração própria

4.4.3 Realimentação linearizante utilizando a equação de balanço de potência no circuito

Como proposto por Santos (2023), uma maneira alternativa de descrever o comportamento dinâmico do inversor é através da equação de balanço de potência, advinda do princípio de conservação da energia,

$$p_{in} = \sum_{i=1}^k p_i, \quad (121)$$

na qual p_{in} é a potência instantânea na entrada do inversor, p_i é a potência instantânea absorvida pelo i -ésimo elemento do circuito e k é o número de elementos do circuito.

Com isso, a equação que descreve o balanço de potência do sub-conversor *Boost*, como realizado por Santos (2023), é

$$V_{in}i_L = \frac{1}{2}L \frac{d}{dt}(i_L^2) + \frac{1}{2}C_o \frac{d}{dt}(v_{C_o}^2) + \frac{v_p^2}{R_o}. \quad (122)$$

Na dissertação mencionada, com o objetivo de determinar a ação de controle da malha externa, o autor busca o seguimento de referência do quadrado da tensão no capacitor interno do sub-conversor *Boost*, $V_{C_o,ref}^2$. Manipulando a Equação (122), obtém-se

$$\frac{d}{dt}(v_{C_o}^2) = \frac{2V_{in}}{C_o}i_L - \frac{L}{C_o} \frac{d}{dt}(i_L^2) - \frac{2i_o}{C_o}v_{C_o}. \quad (123)$$

Seguindo a mesma hipótese da Seção 4.4.2 que $i_L(t) \cong i_{Lref}(t)$, além das hipóteses $L \frac{d}{dt}i_L^2 \cong 0$ e $L \frac{d}{dt}i_L \cong 0$, o autor projeta uma malha interna que determina a corrente de referência $i_{Lref}(t)$ desejada

$$i_{Lref} = \frac{C_o}{2V_{in}} \left[\frac{2i_o}{C_o}v_{C_o} + w \right], \quad (124)$$

onde

$$\frac{d}{dt} v_{Co}^2 = w. \quad (125)$$

Em seguida, Santos (2023) projeta um compensador aplicando a transformada de Laplace na Equação (125), o que resulta na função de transferência

$$\frac{v_{Co}^2}{w} = \frac{1}{s}. \quad (126)$$

Então, o autor utiliza a função de transferência para sintonizar um controlador Proporcional de ganho unitário, representado no domínio do tempo como

$$w = -K_o e(t), \quad (127)$$

onde $K_o = 1$ e $e(t) = (v_{Co}^2 - v_{Co_{ref}}^2)$. Assim, é possível concluir que a realimentação de estados não-linear utilizada em Santos (2023) para o controle da malha interna foi

$$i_{L_{ref}} = \frac{C_o}{2V_{in}} \left[\frac{2i_o}{C_o} v_{Co} - (v_{Co}^2 - v_{Co_{ref}}^2) \right]. \quad (128)$$

Portanto, o controlador projetado, o qual é dado por (118) (malha externa) e (128) (malha interna), não garantirá que a Equação (52) seja atendida.

Considerando o balanço de potência do inversor por completo, ao adicionar a potência dissipada no capacitor C_f , é possível estender a equação de balanço de potência (123) para

$$V_{in} i_L = \frac{1}{2} L \frac{d}{dt} (i_L^2) + \frac{1}{2} C_o \frac{d}{dt} (v_{Co}^2) + \frac{1}{2} C_f \frac{d}{dt} (v_{Cf}^2) + \frac{v_o^2}{R_o}, \quad (129)$$

modificando assim a Equação (124) para

$$i_{LR} = \frac{C_o}{2V_{in}} \left[\frac{2C_f}{C_o} v_{Cf} \frac{d}{dt} v_{Cf} + \frac{2}{R_o C_o} (v_{Co} - v_{Cf})^2 + w \right]. \quad (130)$$

Além disso, para garantir que o controlador projetado, o qual é dado por (118) (malha externa) e (130) (malha interna), satisfaça a Equação (52), é adicionada ao compensador a derivada da referência de saída desejada

$$w = \frac{d}{dt} (v_{Co_{Ref}})^2 - K_o (v_{Co}^2 - v_{Co_{ref}}^2). \quad (131)$$

Portanto, a realimentação projetada da malha interna é dada por

$$i_{LR} = \frac{C_o}{2V_{in}} \left[\frac{2C_f}{C_o} v_{Cf} \dot{v}_{Cf} + \frac{2}{R_o C_o} (v_{Co} - v_{Cf})^2 + (v_{Co_{Ref}})^2 - K_o (v_{Co}^2 - v_{Co_{Ref}}^2) \right], \quad (132)$$

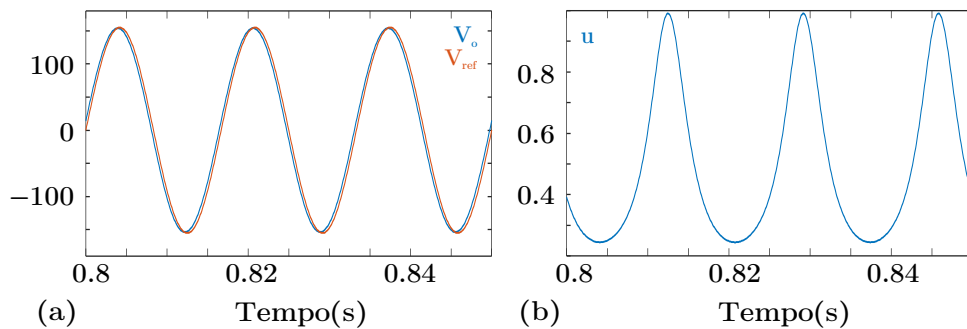
que implica em

$$\dot{e}(t) + K_o e(t) = 0, \tag{133}$$

onde $e(t) = (v_{Co}^2 - v_{Co_{ref}}^2)$ é o erro de rastreamento, ou seja, o polo é dado por $s - K_o$.

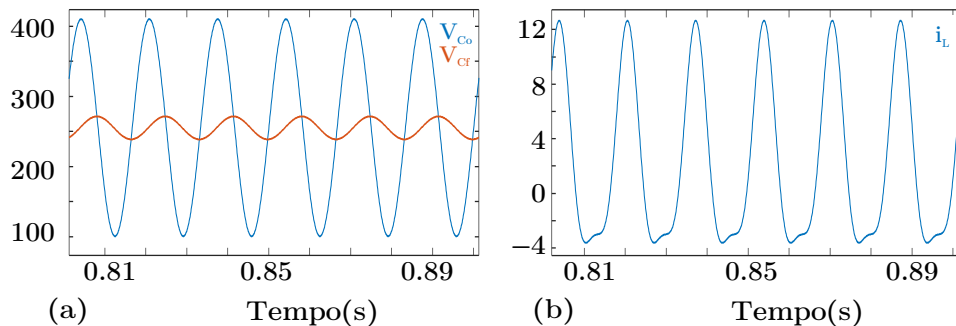
O controlador projetado, o qual é dado por (118) (malha externa) e (132) (malha interna), foi testado em simulação no *Matlab/Simulink*. Os resultados da simulação são apresentados nas Figuras 22 e 23. A simulação foi realizada utilizando as especificações de projeto do inversor estabelecidos na Seção 3.2. A melhor sintonia encontrada foi com valores de K_o na ordem de 6×10^8 e K_i na ordem de 5×10^1 , os mesmos valores utilizados na Seção 4.4.2.

Figura 22 – Gráficos da simulação com a realimentação linearizante no *MATLAB*: (a) saída V_o em comparação com a referência de saída; (b) sinal de controle u



Fonte: Elaboração própria

Figura 23 – Gráficos dos estados internos do inversor durante a simulação com a realimentação linearizante no *MATLAB*: (a) v_{Co} e v_{Cf} ; (b) i_L



Fonte: Elaboração própria

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O presente capítulo tem como objetivo relatar os resultados de simulação e comparar o desempenho do circuito simulado, apresentado na Seção 5.1, perante as especificações descritas na Seção 3.4. Na Seção 5.2 apresentam-se os resultados das simulações feitas com os controladores PI, PR e PMR, sintonizados por resposta em frequência. Além disso, comparam-se os resultados em termos de desempenho em regime permanente e de rejeição de perturbação. Na Seção 5.3 apresentam-se os resultados das simulações com o controlador PIMR, com malha interna e realimentação de estados, onde a alocação dos polos foi realizada por *Linear-quadratic Regulator* (LQR). Na Seção 5.4 serão apresentados os resultados das simulações com controladores por realimentação linearizante e, alguns deles, comparados entre si. Na Seção 5.5 apresenta-se uma análise comparativa do desempenho dos controladores desenvolvidos, assim como as potencialidades e deficiências de cada técnica de controle aplicada ao inversor *Boost*. Por fim, na Seção 5.6 apresenta-se uma tabela que serve como um guia rápido de consulta para auxiliar projetos que pretendam utilizar o inversor *Boost* no futuro.

5.1 CIRCUITO SIMULADO E GERAÇÃO DE PERTURBAÇÃO

O circuito simulado que foi controlado é apresentado na Figura 24. Nela, é possível visualizar o circuito chaveado do inversor *Boost*, o capacitor de bloqueio C_f e os sensores relacionados às grandezas v_o , i_L , v_{Co} , v_{Cf} e v_{in} , necessários para os diferentes controladores. Nem todos os sensores serão necessários para cada controlador. Em cada seção deste capítulo serão especificados quais sensores foram utilizados por cada lei de controle. Os valores dos elementos passivos seguem os valores da Tabela 3.

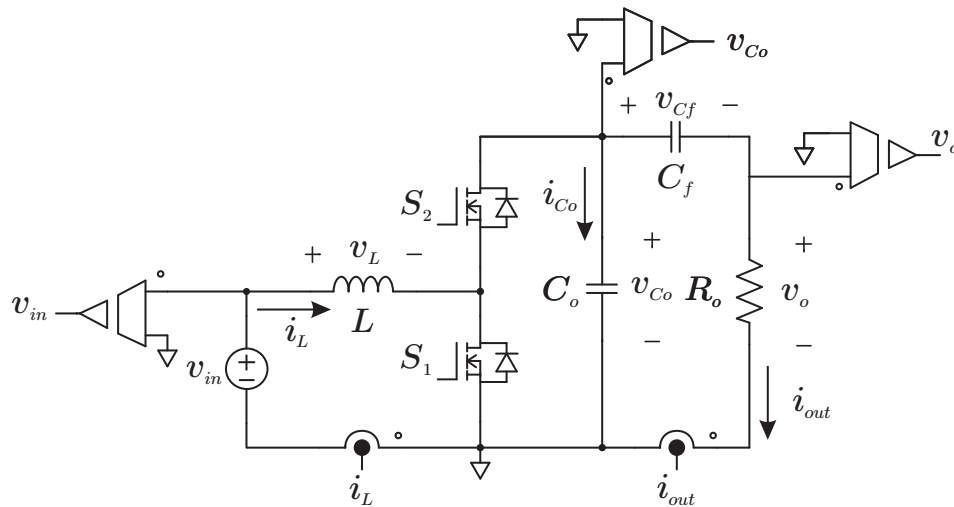
Tabela 3 – Especificação dos elementos passivos do inversor *Boost* .

Símbolo	Elemento passivo	Valor
L	Indutância do indutor interno ao sub-conversor	275 μH
C_o	Capacitância do capacitor interno ao sub-conversor	2,2 μF
C_f	Capacitância do capacitor de bloqueio	500 μF
R_o	Resistência de Carga	48,4 Ω

Fonte: Santos (2023)

Para verificar a robustez dos controladores, tanto para o rastreamento de saída e rejeição de perturbação, foram realizadas simulações distintas, ora variando a carga, ora variando a tensão de entrada v_{in} , ora adicionando não idealidades na fonte. A não idealidade na fonte foi simulada através da adição de uma resistência de 0,5 Ω em série

Figura 24 – Circuito do inversor Boost controlado



Fonte: Adaptado de Santos (2023)

com a fonte. A perturbação paramétrica foi simulada com uma queda e um aumento de 30 % no valor nominal da tensão de entrada v_{in} , em momentos distintos da simulação. As perturbações de carga foram simuladas através de adição de resistências paralelas durante a simulação, seguindo a equação

$$\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}, \quad (134)$$

onde n é o número de resistores em paralelo entre si, R_i é a resistência do i -ésimo resistor em paralelo e R_{eq} é a resistência equivalente. Por fim, foram realizadas simulações para verificar a robustez do controlador para diferentes condições iniciais de carga nos capacitores, representadas pela tensão inicial dos estados v_{C_o} e v_{C_f} .

Assim, para validar cada controlador e poder comparar os resultados, foram realizadas no mínimo cinco simulações. Para todas as simulações, exceto a que testa a simulação com as condições iniciais distantes da faixa de operação, os valores das condições iniciais foram sempre $i_{L0} = 0 \text{ A}$, $v_{C_o0} = 255 \text{ V}$ e $v_{C_f0} = 255 \text{ V}$. As cinco simulações padrão foram:

- SM01: na qual as condições iniciais dos estados são próximas a faixa de operação, ou seja, $i_{L0} = 0 \text{ A}$, $v_{C_o0} = 255 \text{ V}$ e $v_{C_f0} = 255 \text{ V}$;
- SM02: na qual as condições iniciais dos estados são distantes da faixa de operação, ou seja, $i_{L0} = 0 \text{ A}$, $v_{C_o0} = 100 \text{ V}$ e $v_{C_f0} = 100 \text{ V}$;
- SM03: na qual há um resistor em série com a tensão de entrada v_{in} , da ordem de $R_{in} = 0,5 \Omega$;

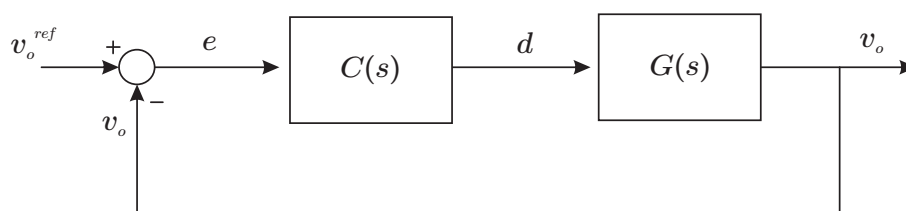
- SM04: onde a carga inicia em $R_o = 484 \Omega$, que representa 10 % da carga projetada, com o objetivo de simular o acionamento do inversor sem carga. Em seguida, é colocada uma resistência de $53,78 \Omega$ em paralelo, que constitui uma carga equivalente $R_o = 48,4 \Omega$, com o objetivo de simular o acoplamento da carga ao inversor. Para simular o degrau de 100 % a 150 % da carga projetada e o degrau de 150 % a 200%, foi acoplada uma resistência de $96,8 \Omega$ em cada etapa, resultando em cargas equivalentes de $R_o = 32,27 \Omega$ e $R_o = 24,2 \Omega$, respectivamente;
- SM05: na qual inicia como a primeira simulação e, depois de estabilizar, passa por três etapas: (i) um degrau de - 30 % da tensão v_{in} até estabilizar, (ii) um degrau que retorna o sistema para 100 % de v_{in} e (iii) um degrau de +30 % de v_{in} .

As simulações foram realizadas no *software* de simulações de circuitos eletrônicos para eletrônica de potência, *PSIM 2022*, com passo de cálculo máximo de 10^{-6} .

5.2 SIMULAÇÃO COM CONTROLADORES CLÁSSICOS

Esta seção vai comparar o desempenho dos controladores sintonizados na Seção 4.2. Como descrito na mesma seção, os controladores clássicos são sintonizados em relação à função de transferência que descreve a dinâmica entre a saída e a entrada, no caso deste trabalho, v_o e d , respectivamente. A Figura 25 apresenta o diagrama de blocos da malha fechada "controlador + planta", comum aos dois controladores que foram testados. Como há apenas a realimentação da saída, é apenas necessária a medição de v_o .

Figura 25 – Diagrama de blocos comum aos controladores clássicos



Fonte: Elaboração própria

5.2.1 Resultados das simulações com controlador PI

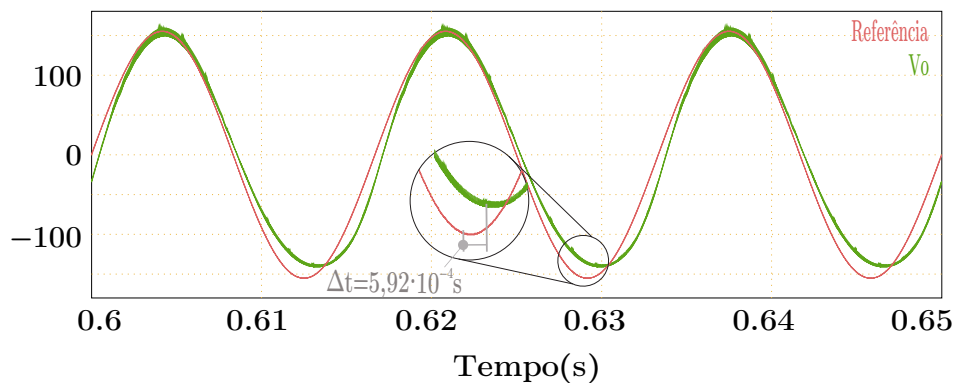
A função de transferência do controlador PI projetado na Seção 4.2.1 é dada por

$$C(s) = k_c \frac{s + \omega_z}{s}, \quad (135)$$

onde $k_c = 2.386 \times 10^{-4}$ e $\omega_z = 1,875 \times 10^4$.

A Figura 26 apresenta o resultado da simulação SM01, onde as condições iniciais são próximas à faixa de operação. Nesta é possível observar o comportamento do inversor em regime permanente controlado pelo PI. O controlador PI projetado não rastreia a referência com erro nulo, apresentando erro de amplitude com valor máximo de 15 V, que ocorrendo durante o semiciclo negativo. A defasagem de $12,78^\circ$ era esperada, como discutido na Seção 4.2.1. A THD é de 7,06 %.

Figura 26 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o,ref}$, em regime permanente, durante a simulação SM01, no inversor controlado por PI



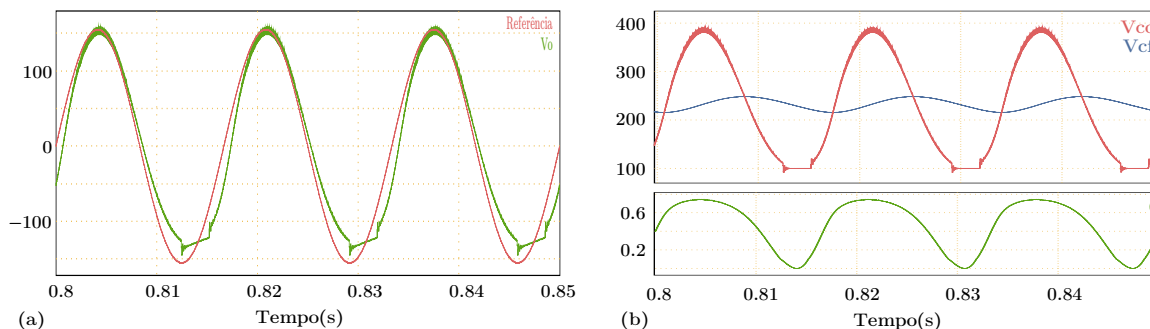
Fonte: Elaboração própria

Na simulação SM02, com condições iniciais $i_{L_0} = 0A$, $v_{C_{O_0}} = 100V$ e $v_{C_{f_0}} = 100V$, ocorre a acomodação do sistema em regime permanente, porém o comportamento do sistema difere do resultado da simulação SM01, como pode ser visto na Figura 27(a). A tensão de saída v_o , em verde, apresenta grande distorção durante o valor mínimo do semiciclo negativo. A Figura 27(b) apresenta os valores dos estado $v_{C_{O_0}}$, em vermelho e $v_{C_{f_0}}$, em azul, durante o mesmo período de tempo. Nesta é possível observar que há saturação do estado $v_{C_{O_0}}$ em 100 V, valor mínimo de $v_{C_{O_0}}$ em razão de

$$\frac{v_{C_{O_0}}}{V_{in}} \geq 1, \quad (136)$$

segundo a Equação (10).

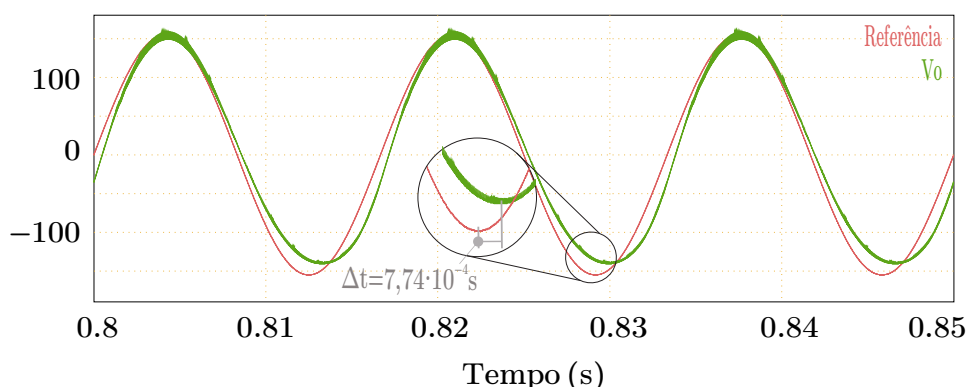
Figura 27 – Gráficos do comportamento em regime permanente do inversor controlado por PI, durante a simulação SM02, com condições iniciais de $i_{L_0} = 0 A$, $v_{C_{O_0}} = 100 V$ e $v_{C_{f_0}} = 100 V$: (a) curvas da tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div); (b) curvas da tensão v_{C_o} (100 V/div), da tensão v_{C_f} (100 V/div) e a curva da razão cíclica d



Fonte: Elaboração própria

A Figura 28 apresenta o resultado da simulação SM03, onde há a adição de uma resistência $R_{in} = 0,5 \Omega$ em série com a fonte V_{in} . A tensão de saída V_o apresentou o valor máximo de erro de -15 V, que ocorre no semiciclo negativo, resultado semelhante ao da simulação SM01. Contudo, há aumento da defasagem máxima para $16,72^\circ$ e da distorção harmônica total THD para 8,66 %.

Figura 28 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a simulação SM03

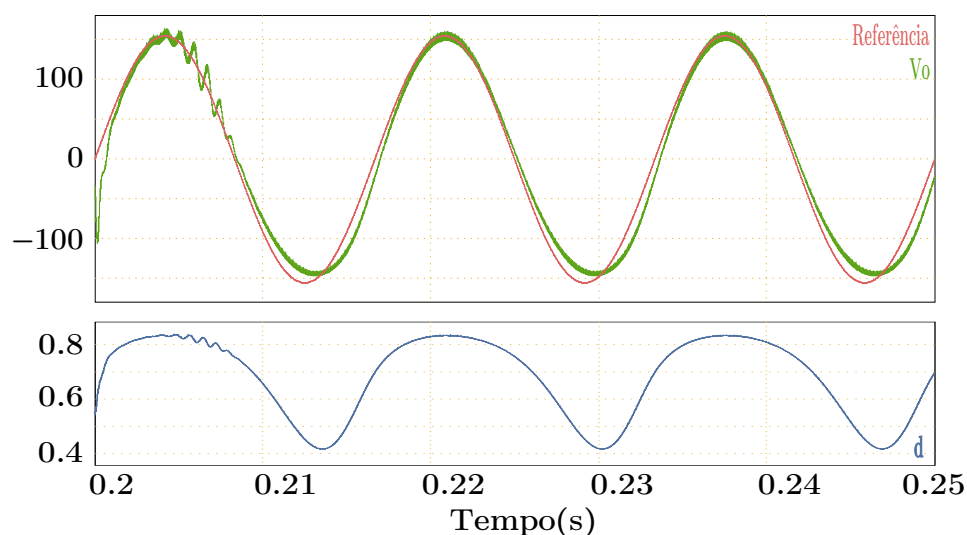


Fonte: Elaboração própria

A Figura 29 apresenta a resposta do sistema, em regime permanente, para a queda de tensão de -30 V, que ocorre no instante de tempo $t = 0,2 s$, durante a simulação SM05. A queda de tensão proporcionou uma diminuição no valor máximo de erro para -11 V, bem como a manutenção da defasagem e da THD com os mesmos

valores obtidos em regime permanente sem perturbação paramétrica via tensão de entrada.

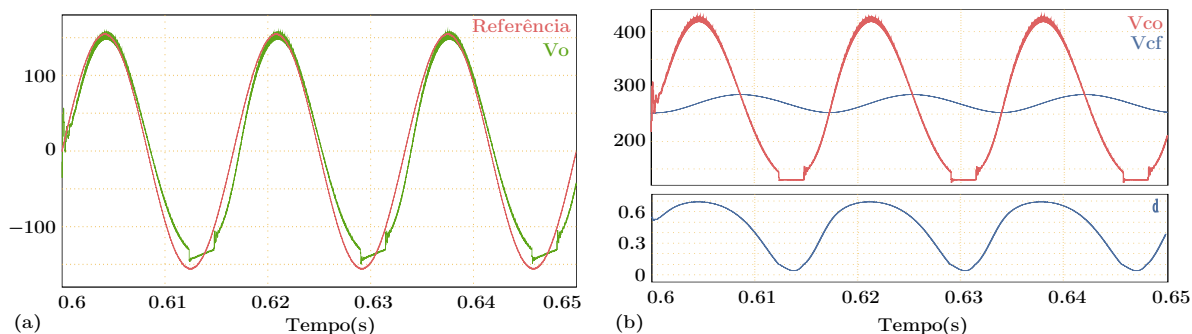
Figura 29 – Gráficos das curvas de tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d , durante a etapa da simulação SM05 onde ocorre um degrau -30 % na tensão de entrada V_{in} , no inversor controlado por PI



Fonte: Elaboração própria

A Figura 30 apresenta a resposta do sistema, em regime permanente, para a queda de tensão de +30 V, que ocorre no instante de tempo $t = 0.6$ s, durante a simulação SM05. Nesta, há saturação da tensão v_o durante o semiciclo negativo, comportamento semelhante ao encontrado na simulação SM02.

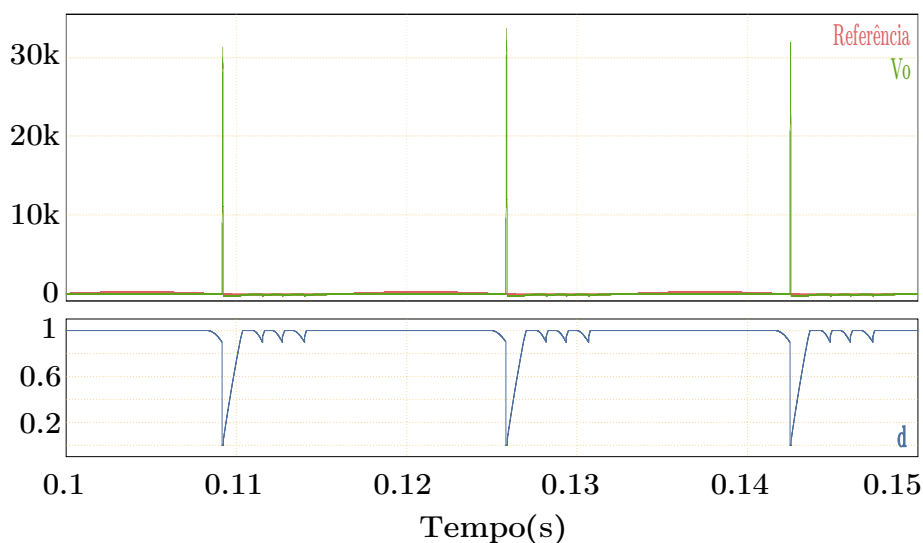
Figura 30 – Gráficos do comportamento do sistema em malha fechada durante a etapa da simulação SM05 após a ocorrência de um degrau +30 % na tensão de entrada V_{in} , no inversor controlado por PI: (a) curvas de tensão v_o (50 V/div) e da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div); (b) curvas da tensão v_{Co} (100 V/div), da tensão v_{Cf} (100 V/div) e a curva da razão cíclica d



Fonte: Elaboração própria

As Figuras 31-34, apresentam os resultados da simulação SM04, onde há etapas com diferentes valores de carga, sendo a primeira etapa em $t = 0$ s com 10 % da carga de projeto, e as etapas seguintes são numeradas a cada degrau subsequente, como explicado na Seção 5.1. O controlador PI não apresenta capacidade de controlar o inversor quando acoplado a um valor de carga de 10 % da carga de projeto, como pode ser observado na Figura 42.

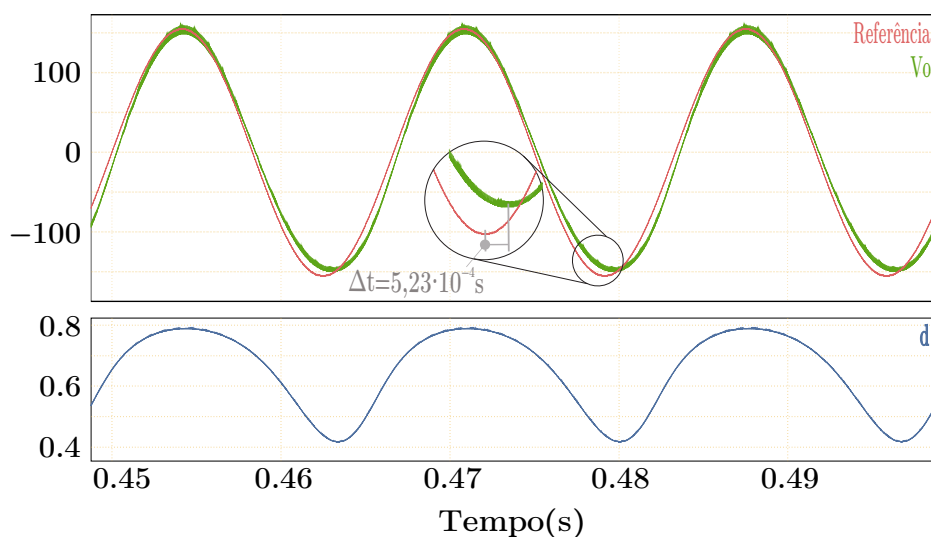
Figura 31 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa com 10 % da carga de projeto, da simulação SM04



Fonte: Elaboração própria

Durante as outras etapas da simulação, Figuras 32, 33 e 34, o inversor controlado por PI se adapta rapidamente às perturbações de carga, com tempo de acomodação menor do que um período de T_r .

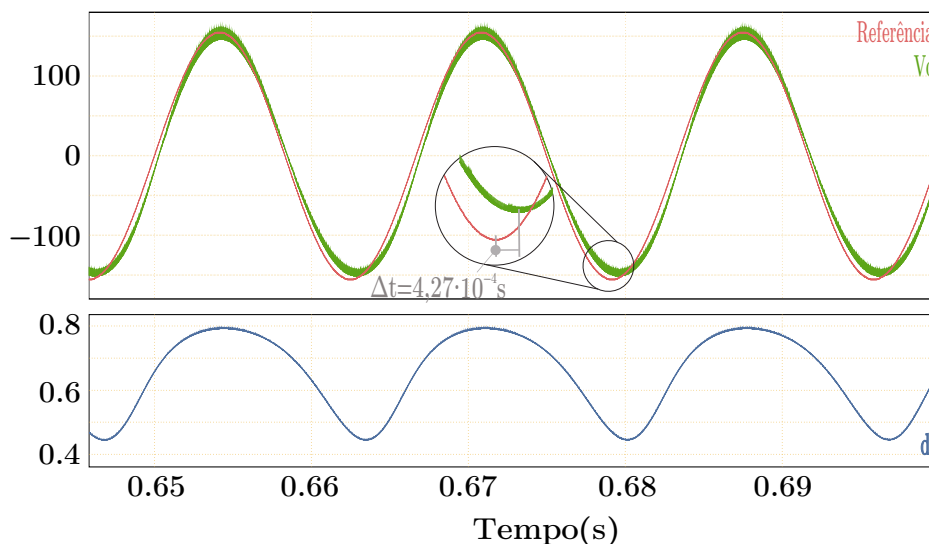
Figura 32 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa após degrau de 10 a 100 % da carga de projeto, da simulação SM04



Fonte: Elaboração própria

Durante as etapas de degrau de 10 a 100 % e de 100 a 150 % da carga de projeto, o erro máximo de v_o em regime permanente foi de -8 V durante o semiciclo negativo, a THD em regime permanente foi de 5,3 % e a defasagem em regime permanente foi de $11,30^\circ$ e $9,22^\circ$, respectivamente. Durante a etapa de degrau de 150 a 200 % da carga de projeto, o erro máximo de v_o foi de -9 V durante o semiciclo negativo, a THD em regime permanente foi de 5,62 % e a defasagem em regime permanente foi de $7,41^\circ$.

Figura 33 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa após degrau de 100 a 150 % da carga de projeto, da simulação SM04



Fonte: Elaboração própria

5.2.2 Resultados das simulações com controlador PR

A Figura 35 apresenta os resultados obtidos nas primeiras simulações com o controlador PR projetado na Seção 4.2.2. A função de transferência do compensador PR projetado é dada por

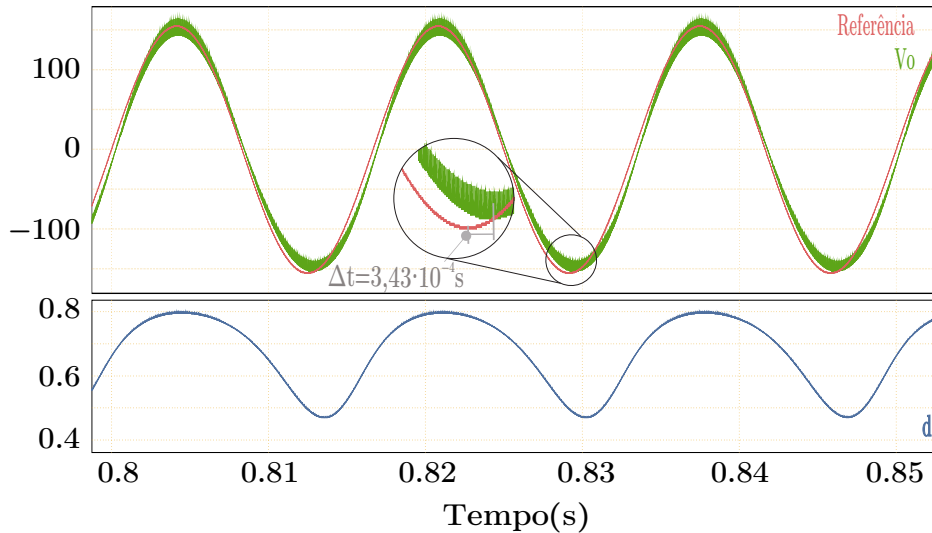
$$C(s) = k_c \left(1 + \frac{\omega_x s}{s^2 + \omega_0^2} \right), \quad (137)$$

onde $k_c = 1.449 \times 10^{-4}$ e $\omega_x = 3,015 \times 10^4$.

A Figura 35(a) denota a simulação sem adição de *offset* e condições iniciais $i_{L0} = 0$ A, $v_{Co0} = 255$ V e $v_{Cf0} = 255$ V. Na simulação seguinte, representada pela Figura 35(b), foi adicionado à razão cíclica d um *offset* de 0,375, igual ao valor de *offset* da razão cíclica de malha aberta. Houve melhora no resultado, em comparação com a Figura 35(a), porém ainda não estava adequado.

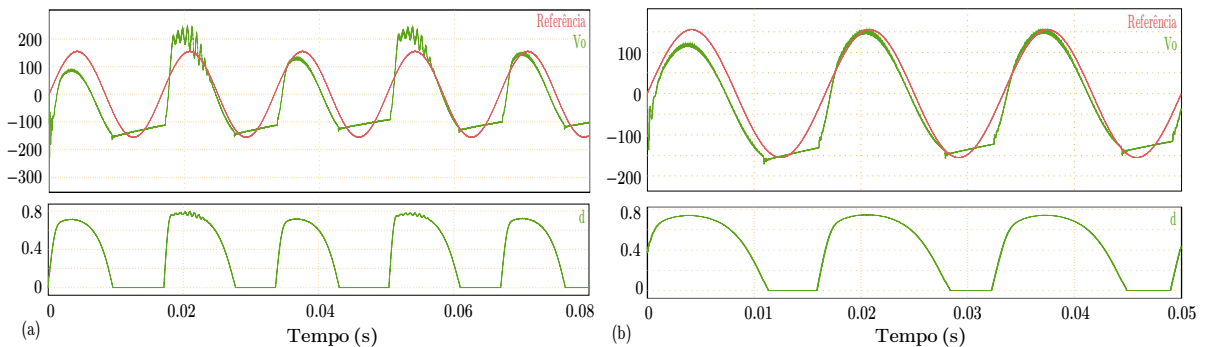
A solução foi adicionar a linearização do ganho estático, transformando o sinal de controle d para λ . O resultado da simulação SM01, com condições iniciais $i_{L0} = 0$ A, $v_{Co0} = 255$ V e $v_{Cf0} = 255$ V, utilizando a malha de controle com adição de *offset* na razão cíclica e linearizador de ganho estático, estão nas Figuras (36) e (37). Nota-se, nas figuras, que, apesar do transitório longo (cerca de quatro períodos T_r para acomodação), o comportamento do inversor controlado por PR apresenta erro zero em regime permanente, com defasagem imperceptível e distorção harmônica total (THD) de 2,2 %.

Figura 34 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PI, durante a etapa após degrau de 150 a 200 % da carga de projeto, da simulação SM04



Fonte: Elaboração própria

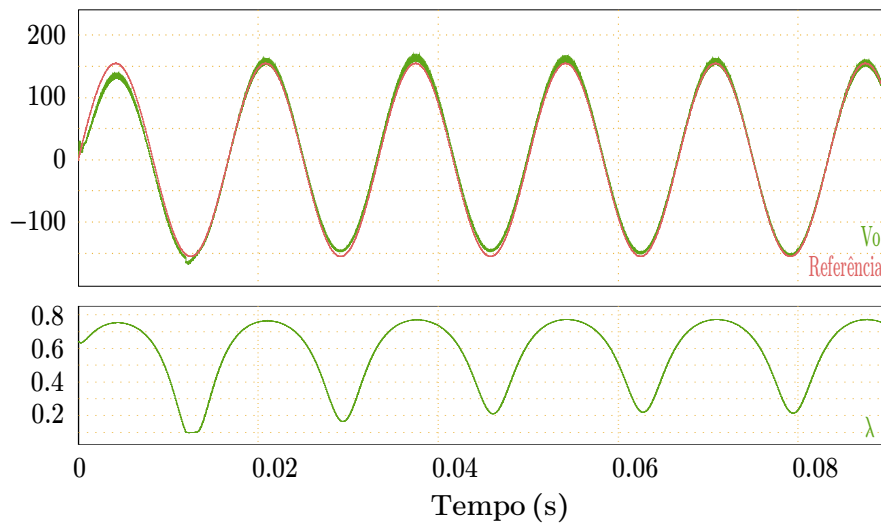
Figura 35 – Gráficos das curvas de tensão v_o (50 V/div), da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica d , em regime permanente, do inversor controlado por PR onde: (a) não há adição de *offset* em d ; (b) há adição de *offset* em d



Fonte: Elaboração própria

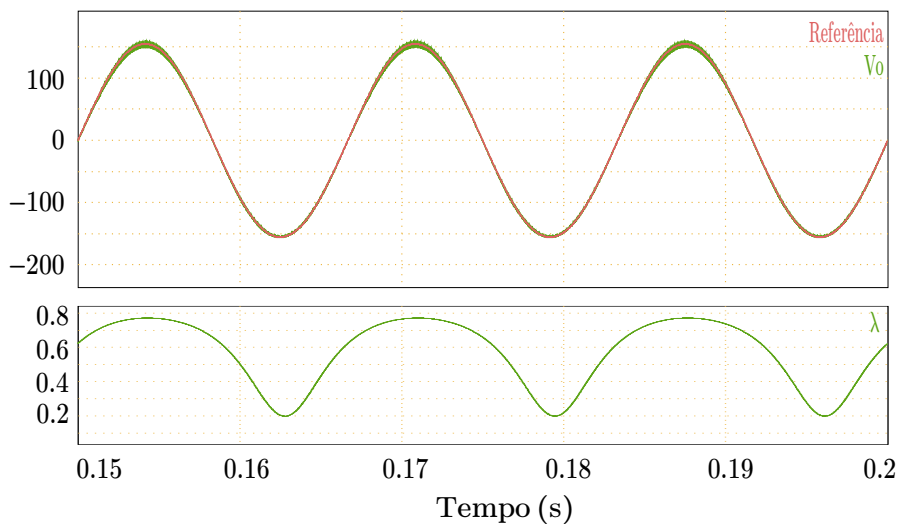
Na simulação SM02, com as condições iniciais $i_{L0} = 0 \text{ A}$, $v_{C00} = 100 \text{ V}$ e $v_{Cf0} = 100 \text{ V}$, demonstrada na Figura 38, há piora significativa do transitório, em comparação à SM01. A tensão v_o , em verde na Figura 38(a), acomoda em sete períodos de comutação, atingindo aproximadamente 400 V durante o transitório, e picos de corrente i_L , em azul na Figura 38(b), de 40 A. Contudo, em regime permanente, a tensão v_o se acomoda com erro zero em regime permanente em relação à referência, com defasagem nula e THD de 2,2 %.

Figura 36 – Curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), durante o transitório do inversor controlado por PR, na simulação SM01



Fonte: Elaboração própria

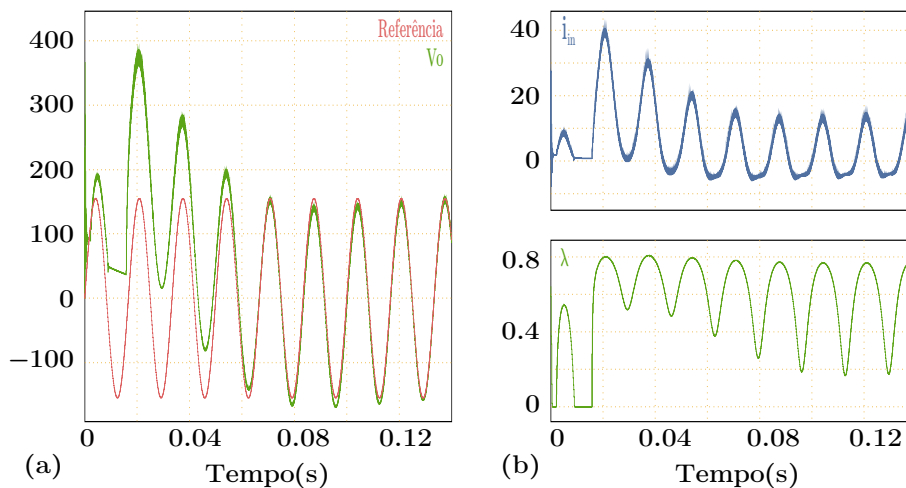
Figura 37 – Curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PR, na simulação SM01



Fonte: Elaboração própria

A Figura 39 apresenta o transitório da simulação SM03, para o controlador PR, onde há a adição de uma resistência em série com fonte V_{in} . Nota-se que não há grande mudança de comportamento do sistema em comparação a SM01, além de maior distorção no semiciclo negativo durante os primeiros dois ciclos de operação. Em regime permanente, o desempenho do controlador PR, na simulação SM03, se manteve consistente em relação a erro nulo de amplitude, defasagem e THD, comparados

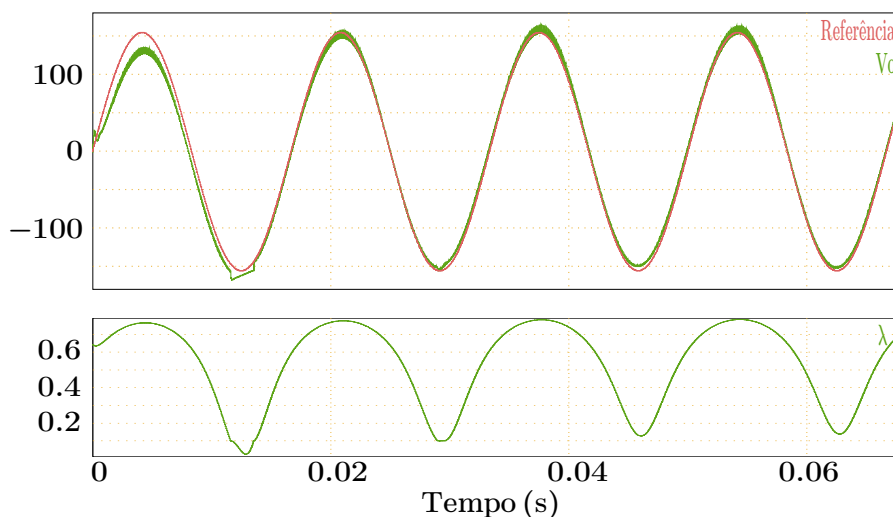
Figura 38 – Gráfico das curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), durante o transitório do inversor controlado por PR, na simulação SM01 condições iniciais em $i_{L0} = 0 A$, $v_{Co0} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$



Fonte: Elaboração própria

aos valores das simulações SM01 e SM02.

Figura 39 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), durante a simulação SM03 com o controlador PR.

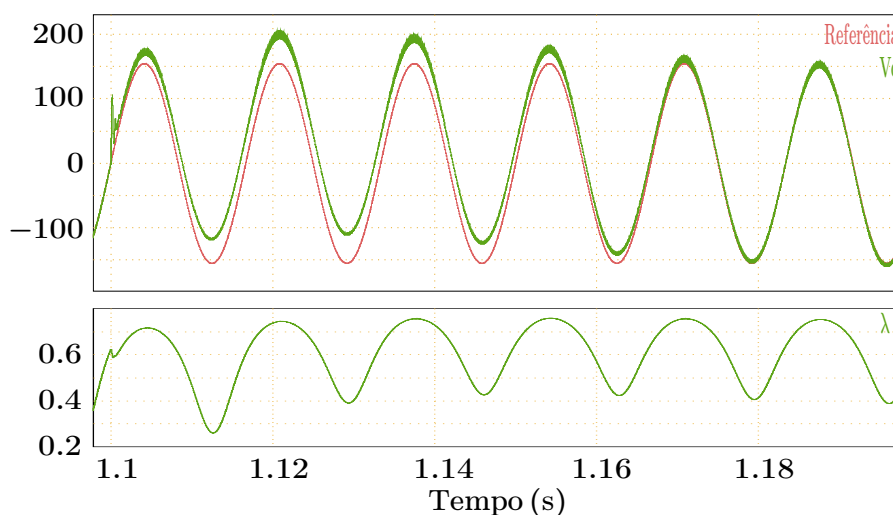


Fonte: Elaboração própria

Ao contrário do PI, a sintonia do PR se mostrou robusta para o degrau positivo de v_{in} e não robusta para o degrau negativo. Isso pode ser observado na Figura 40, que consiste na resposta do sistema ao degrau de +30 % na tensão v_{in} , que ocorreu no instante $t = 1,1 s$ da simulação SM05. Percebe-se que a tensão v_o se acomoda em

em um tempo próximo a quatro ciclos de T_r , rejeitando completamente a perturbação em regime permanente.

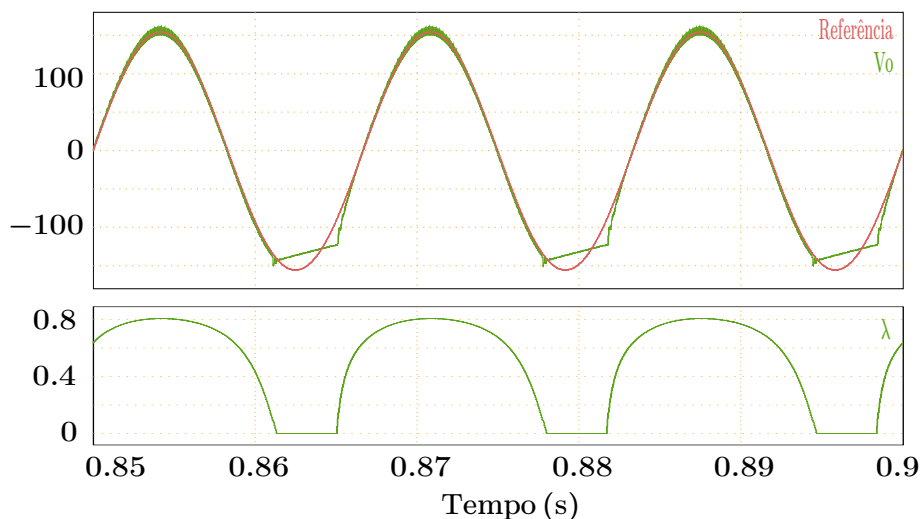
Figura 40 – Transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica linearizada λ (0,1/div), controlado por PR, na simulação SM05 com degraus de tensão v_{in} , durante a etapa de degrau positivo



Fonte: Elaboração própria

Por sua vez, durante a etapa de degrau negativo de 30% da simulação SM05, ocorre saturação da razão cíclica linearizada λ . A Figura 41 apresenta o gráfico de v_o , $v_{o_{ref}}$ e d em regime permanente, após o degrau de -30 V que ocorre no instante $t = 0,8$ s. A distorção presente no semiciclo negativo é consequência da saturação da razão cíclica. Portanto, a distorção harmônica total em regime permanente, após o degrau, é THD = 8,01 %.

Figura 41 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau positivo da simulação SM05, com o controlador PR

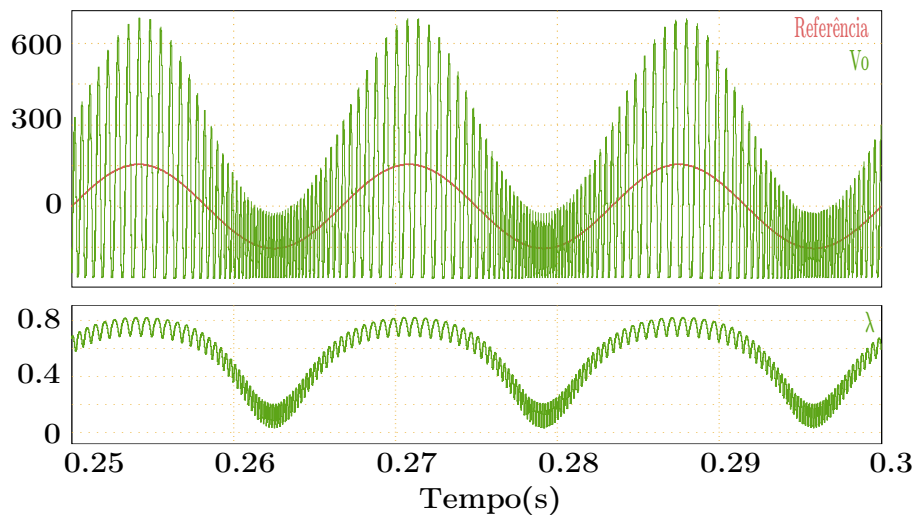


Fonte: Elaboração própria

As Figuras 42 - 45 apresentam as diferentes etapas da simulação SM04 com o controlador PR. Durante a primeira etapa da simulação, quando a carga é 10 % da carga de projeto, o controlador PR não demonstrou capacidade de manter a tensão v_o próximo a referência, como pode ser observado na Figura 42. Durante esta etapa da simulação, a razão cíclica λ apresenta uma característica de alta-frequência de grande amplitude, que é transmitida diretamente para a saída v_o .

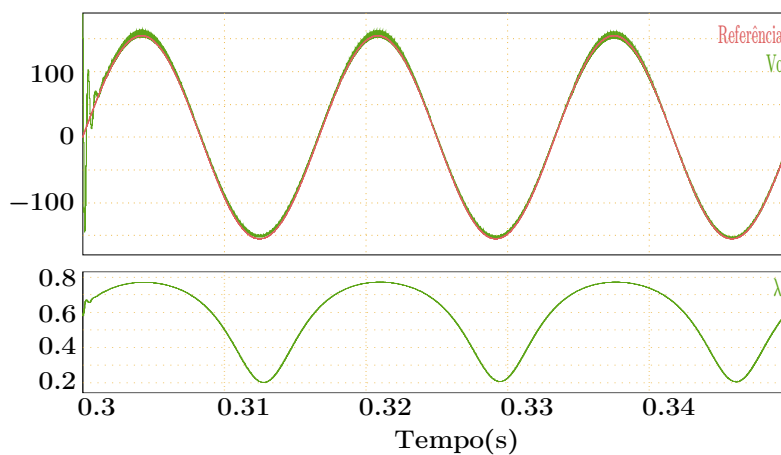
As outras etapas da simulação SM04 aparecem nas Figuras 43, 44 e 45, que apresentam a resposta transitória da tensão v_o do inversor controlado por PR para perturbação de degraus de carga, da ordem de 10 a 100 % da carga de projeto, de 100 a 150 % da carga de projeto e de 150 a 200 % da carga de projeto, que ocorrem nos instantes em $t = 0.3 s$, $t = 0.5 s$ e $t = 0.7 s$ respectivamente. Nota-se que o sistema se adapta rapidamente às perturbações de carga, rejeitando-as em menos de um período T_r e entregando erro zero em regime permanente, tanto para amplitude de tensão como defasagem.

Figura 42 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), durante a etapa com 10 % da carga de projeto, da simulação SM04 com o controlador PR.



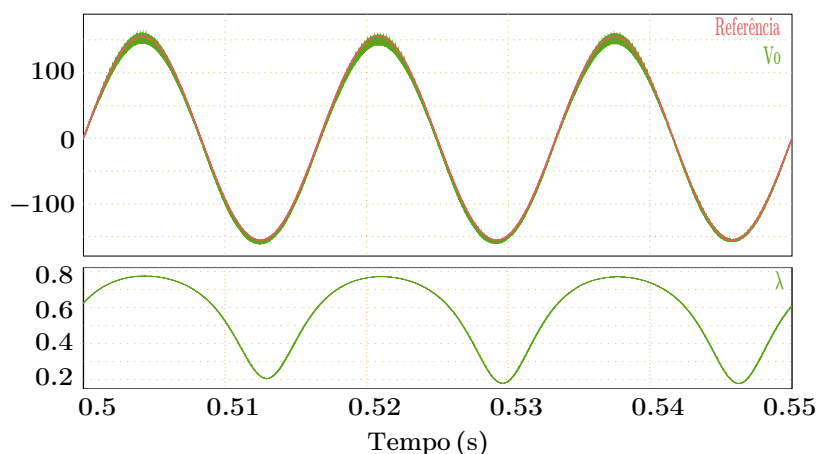
Fonte: Elaboração própria

Figura 43 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), após degrau de 10% a 100% da carga de projeto, durante a simulação SM04 com o controlador PR.



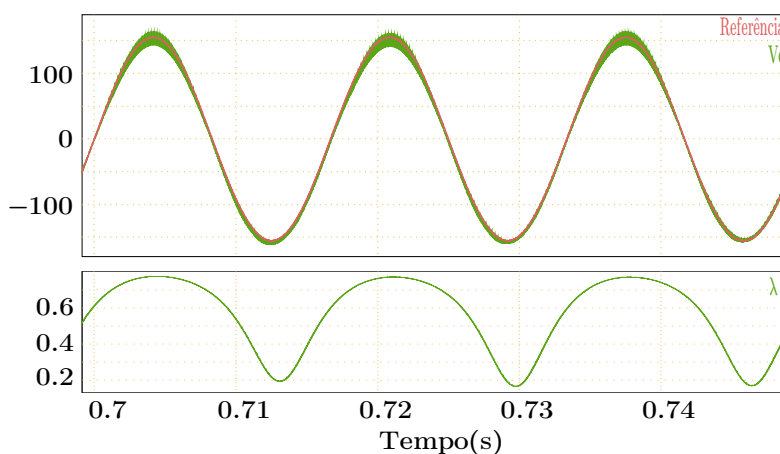
Fonte: Elaboração própria

Figura 44 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), após degrau de 100% a 150% da carga de projeto, durante a simulação SM04 com o controlador PR.



Fonte: Elaboração própria

Figura 45 – Curvas do transitório da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), após degrau de 150% a 200% da carga de projeto, durante a simulação SM04 com o controlador PR.



Fonte: Elaboração própria

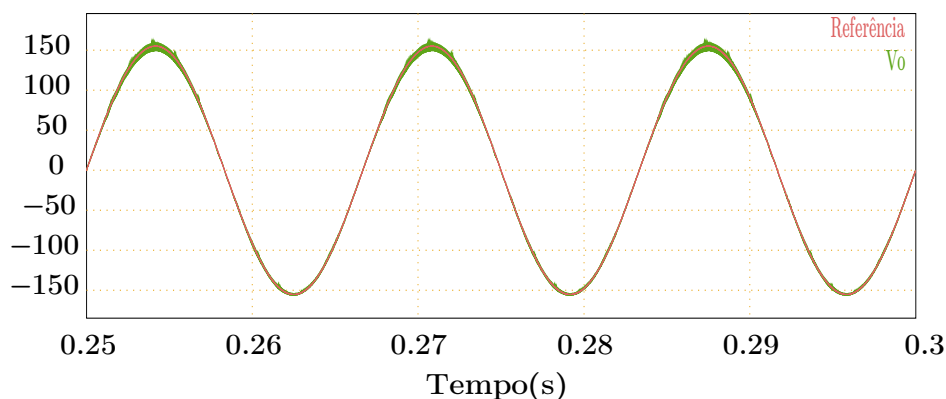
5.2.3 PR com compensação do 2º e 3º harmônico

Como citado na Seção 4.2.3, durante o desenvolvimento do trabalho, optou-se por testar o desempenho do controlador PR com a adição de componentes ressonantes para a segunda e terceira harmônica da onda de referência da tensão v_o , para verificar se há ganho de desempenho, principalmente onde o controlador PR apresenta deficiências. O chamaremos de controlador proporcional multi-ressonante (PMR).

A Figura 46 apresenta o comportamento do controlador PMR em regime per-

manente, durante a simulação SM01, onde as condições iniciais têm valores próximos ao valor de operação. Nota-se que o controlador PMR também não apresenta defasagem visível ou erro de amplitude, e apresenta THD de 2,1 %, muito semelhante ao controlador PR.

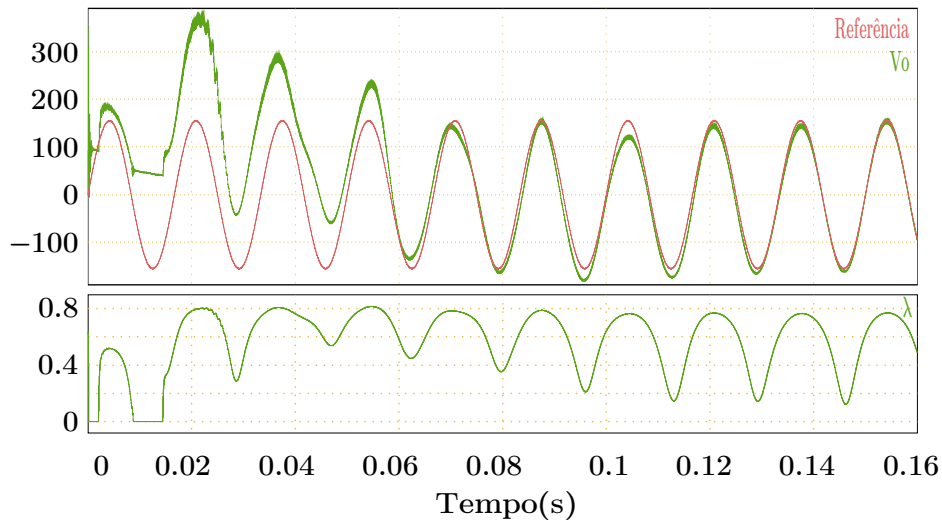
Figura 46 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, durante a simulação SM01 com o controlador PMR.



Fonte: Elaboração própria

Assim, só serão apresentadas, a seguir, as simulações SM02, a etapa de degrau negativo da SM05 e a etapa com 10 % da carga de projeto do controlador PMR, que foi onde o controlador PR não teve bom desempenho, a fim de realizar comparação. A primeira comparação é referente ao transitório da simulação SM02, onde as condições iniciais $i_{L0} = 0 A$, $v_{C00} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$. O desempenho do controlador PMR, nessas condições, é apresentado na Figura 47. É possível observar que não há melhora no desempenho do transitório, em comparação ao PR, na Figura 38, havendo até piora, com mais distorções no segundo e terceiro ciclo de operação e cerca de oito períodos T_r de tempo de acomodação.

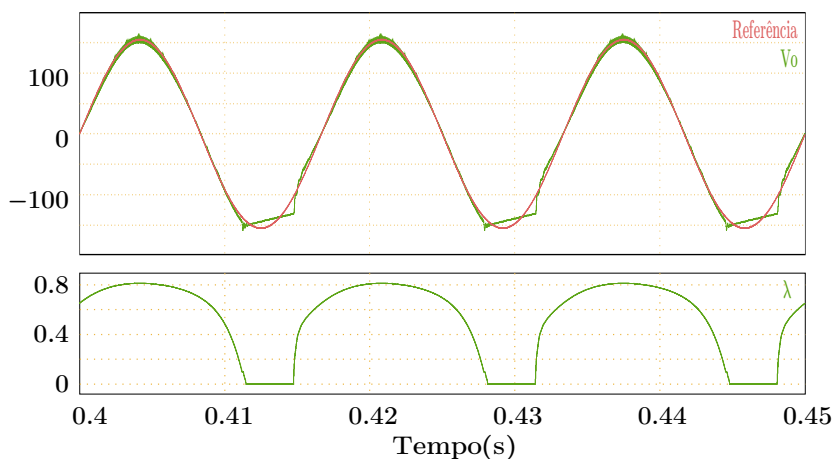
Figura 47 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), durante a simulação SM02 com o controlador PMR.



Fonte: Elaboração própria

A adição da compensação do segundo e terceiro harmônico também não gerou melhora significativa no desempenho durante a etapa de degrau negativo de 30 % na tensão v_{in} , Figura 48, onde o problema de saturação da razão cíclica λ persiste. Após o degrau de -30 V em v_{in} , o controlador PMR apresentou, em regime permanente, um valor de erro máximo de -14V no cemiciclo negativo, defasagem máxima de $19,85^\circ$ e THD de 6.8 %. Valores muito próximos ao erro máximo de -13 V, $18,25^\circ$ de defasagem e THD de 8.07 % do controlador durante a mesma etapa da simulação SM05.

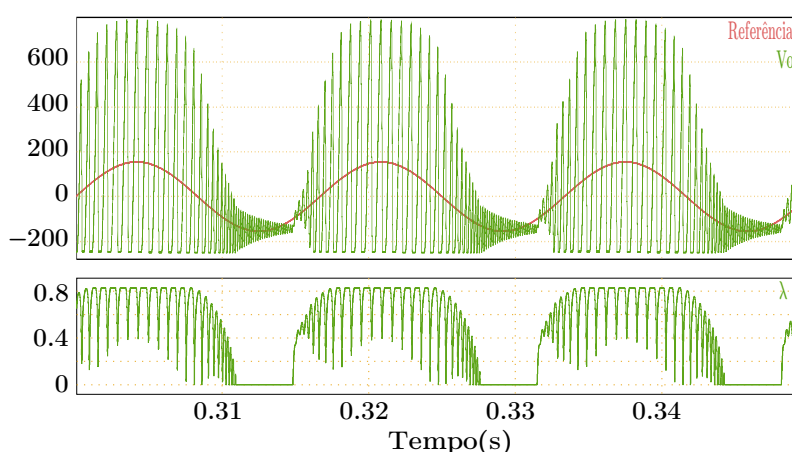
Figura 48 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau negativo de tensão da simulação SM05, com o controlador PMR



Fonte: Elaboração própria

O mesmo pode ser dito do desempenho em inicializar o inversor com 10 % da carga de projeto, cujos resultados do regime permanente da simulação estão na Figura 49. Nesse caso, o inversor controlado por PMR apresentou desempenho pior ao controlado por PR, desempenho deste que pode ser visto na Figura 42.

Figura 49 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica λ (0,1/div), durante a etapa com 10 % da carga de projeto, da simulação SM04 com o controlador PMR.



Fonte: Elaboração própria

5.2.4 Comparativo entre os controladores clássicos

Tendo em vista os resultados apresentados na seção anterior, não há ganho de desempenho que justifique a maior complexidade de implementação dos compensadores da segunda e terceira harmônica do PR, sintonizados por resposta em frequência, para as especificações de projeto levantadas neste trabalho. Portanto, esta seção vai comparar o desempenho dos controladores PI e PR para eleger o que apresentou melhor desempenho.

A Tabela 4 compara os controladores quanto aos resultados das simulações com condições iniciais próximas aos valores de operação, com condições iniciais distantes aos valores de operação e com resistor em série com a fonte, chamadas de SM01, SM02 e SM03, respectivamente. É possível notar que há grande vantagem do desempenho do controlador PR sobre o PI, principalmente no que tange ao erro em regime permanente e à distorção harmônica.

Tabela 4 – Tabela comparativa entre os resultados da simulação com condições iniciais próximas e distantes dos valores de operação e a simulação com o resistor em série com a fonte, para os controladores clássicos

Cont.	Simu.	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
PI	SM01	-15	12,79	7,06	T_r
PR	SM01	0	0	2,2	$4 T_r$
PI	SM02	-22	19,05	12,2	$14 T_r$
PR	SM02	0	0	2,22	$7 T_r$
PI	SM03	-15	16,72	8,66	T_r
PR	SM03	0	0	1,59	$4 T_r$

Fonte: Elaboração própria

Na simulação SM04, ambos os controladores não obtiveram sucesso em manter a tensão v_o próxima à referência, durante a etapa com 10 % da carga projetada. Em todas as outras etapas da simulação SM04, com diferentes degraus de carga, o controlador PR apresentou menor erro, em amplitude e defasagem, e menor distorção harmônica, no sinal de v_o , como mostrado na Tabela 5.

Os resultados das simulações com degraus de tensão de entrada v_{in} estão na Tabela 6. O controlador PR continua demonstrando desempenho superior ao controlador Integrativo mesmo na primeira etapa, com degrau de -30 %, onde nenhum dos dois controladores obteve sucesso em rejeitar a perturbação de tensão de entrada v_{in} com erro zero em regime permanente.

Portanto, a partir dos resultados apresentados nas Tabelas 4, 5 e 6, nota-se que o controlador PR com *offset* de razão cíclica demonstrou desempenho superior no controle do inversor *Boost* em todas as condições testadas, resultado alinhado com a literatura de controle (HUANG, 2004) e a análise da resposta em frequência realizadas

Tabela 5 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de carga, para os controladores clássicos

Cont.	Etapa	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
PI	Etapa 1	-	-	-	-
PR	Etapa 1	-	-	-	-
PI	Etapa 2	-8	11,30	5,30	T_r
PR	Etapa 2	0	0	1,63	$3 T_r$
PI	Etapa 3	-8	9,22	5,33	T_r
PR	Etapa 3	0	0	2,40	$3 T_r$
PI	Etapa 4	-9	7,41	5,62	T_S
PR	Etapa 4	0	0	3,26	$3 T_r$

Fonte: Elaboração própria

Tabela 6 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de v_{in} , para os controladores clássicos

Cont.	Etapa	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
PI	Etapa 1	-11	12,79	7,05	T_r
PR	Etapa 1	-13	18,25	8,01	$5 T_r$
PI	Etapa 2	-16	30,24	9,11	T_r
PR	Etapa 2	0	0	1,72	$5 T_r$

Fonte: Elaboração própria

na Seção 4.2. O controlador PI só superou o controlador ressonante em velocidade do transitório.

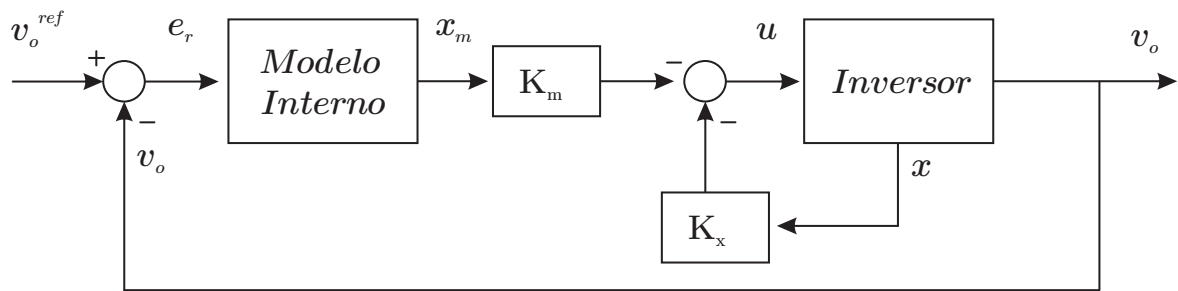
5.3 SIMULAÇÃO COM CONTROLADORES MODERNOS

5.3.1 Resultados de simulação com o controlador Proporcional Integral Multi-Ressonante (PIMR)

Para implementar a lei de controle moderno com modelo aumentado, apresentado na Seção 4.3.1, é necessário realimentar tanto os estados i_L , v_{Co} e v_{Cf} , quanto a saída v_o . A Figura 50 apresenta o diagrama de blocos que descreve a lei de controle do controlador PIMR simulado.

No diagrama, é possível notar uma malha interna que tem como objetivo estabilizar os estados do inversor, enquanto a malha externa garante o seguimento de referência senoidal e rejeição de perturbação do tipo degrau e senoidal. Como constatado na Seção 4.3.1, para sintonizar o controlador PIMR é necessário encontrar o vetor de ganhos K_a que garanta que todos os polos de $(A_a - B_a K)$ estejam no Semi Plano Esquerdo (SPE). Há diversos métodos de alocação de polos disponíveis na literatura,

Figura 50 – Diagrama de blocos utilizados nas simulações do PIMR



Fonte: Elaboração própria

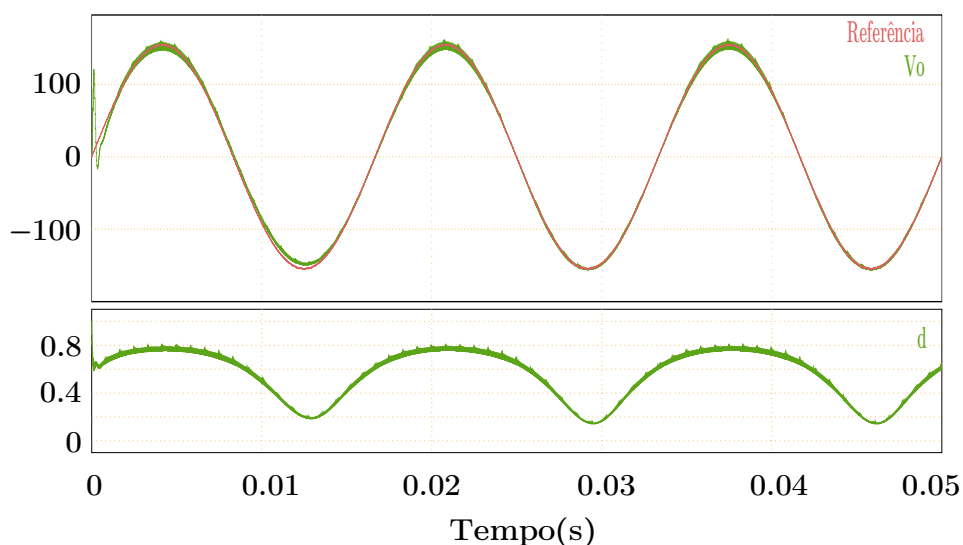
porém, tendo em vista o tamanho do sistema aumentado e a necessidade de alocar 10 polos, escolheu-se fazer a sintonia por LQR, método de controle ótimo que busca encontrar os polos que minimizam uma função custo, com duas matrizes de ajuste, Q e R (SHUAI; XIE; WANG, X., 2008). Para mais detalhes sobre o método, consultar Kwakernaak e Sivan (1972) e Scokaert e Rawlings (1998).

A sintonia que foi utilizada neste trabalho foi calculada usando a função LQR do *Matlab*, com as matrizes do modelo aumentado (102) e os parâmetros

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 \end{bmatrix}, \quad R = [100]. \quad (138)$$

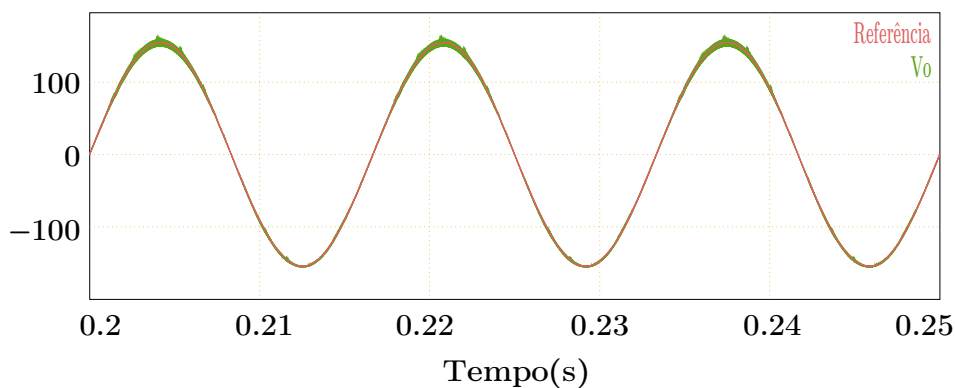
Tanto a simulação SM01 com condições iniciais próximas ao valor de operação, cujos resultados estão nas Figuras 51 e 52, quanto a simulação SM03, com resistor em série com a fonte, que pode ser visto na Figura 53, apresentaram erro zero em regime permanente, seja para amplitude ou para fase. O THD medido foi de 1,59 % e o tempo de acomodação foi menor do que um período T_r .

Figura 51 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), e da razão cíclica d , durante o transitório do inversor controlado por PIMR, na simulação SM01



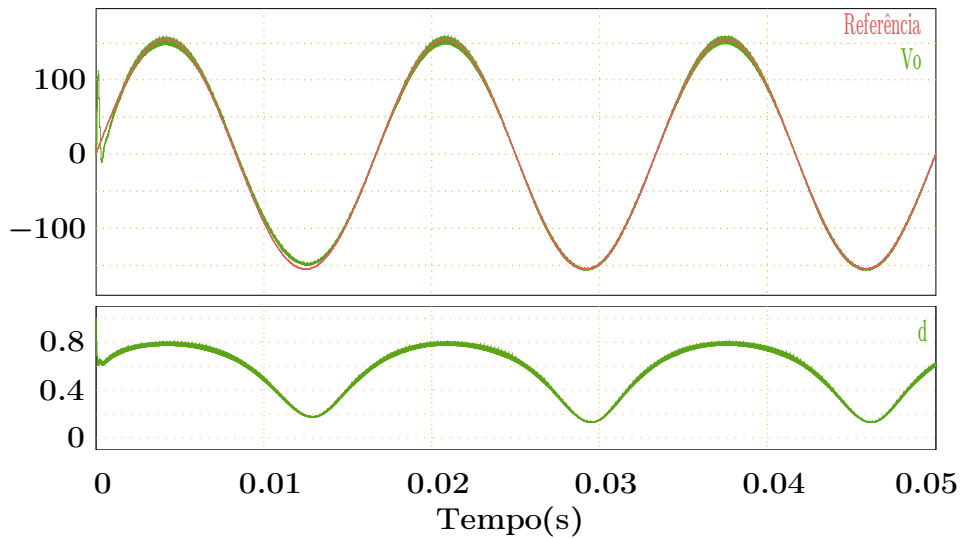
Fonte: Elaboração própria

Figura 52 – Curvas de tensão v_o (50 V/div) e da referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, do inversor controlado por PIMR, na simulação SM01



Fonte: Elaboração própria

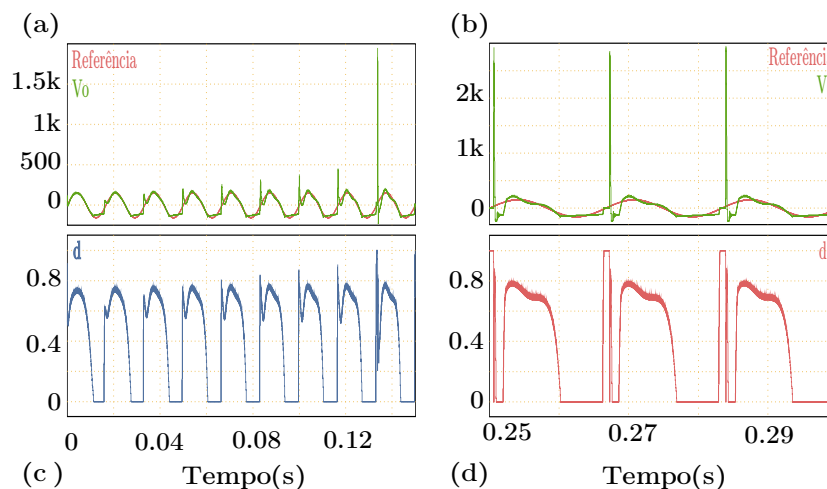
Figura 53 – Curvas da tensão v_o (50 V/div), da referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), e da razão cíclica d , em SM03, com controlador PIMR



Fonte: Elaboração própria

A Figura 54 apresenta os resultados do controlador PIMR para a simulação SM02, com condições iniciais $i_{L0} = 0 A$, $v_{Co0} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$, onde a Figura 54(a) apresenta a etapa do transitório e a Figura 54(b) apresenta os resultados do regime permanente. O controlador PIMR não demonstrou capacidade de levar o inversor para a faixa de operação.

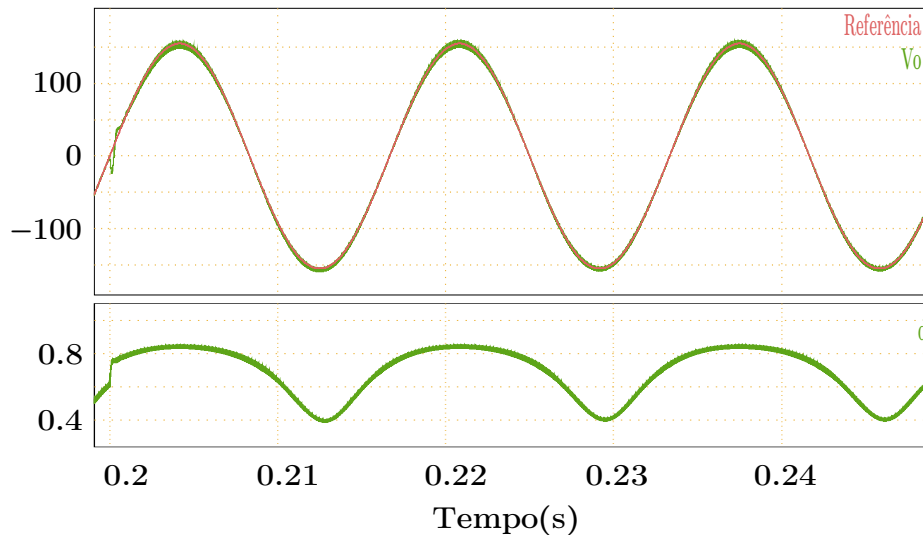
Figura 54 – Resultados da simulação SM02 com condições iniciais em $i_{L0} = 0 A$, $v_{Co0} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$, do inversor controlado por PIMR durante o: (a) transitório; e (b) regime permanente



Fonte: Elaboração própria

As Figuras 55 e 56 apresentam, respectivamente, o transitório das etapas de degrau negativo e positivo da simulação com degraus de v_{in} . Os degraus ocorrem nos instantes $t = 0,2 \text{ s}$ e $t = 0,6 \text{ s}$, respectivamente.

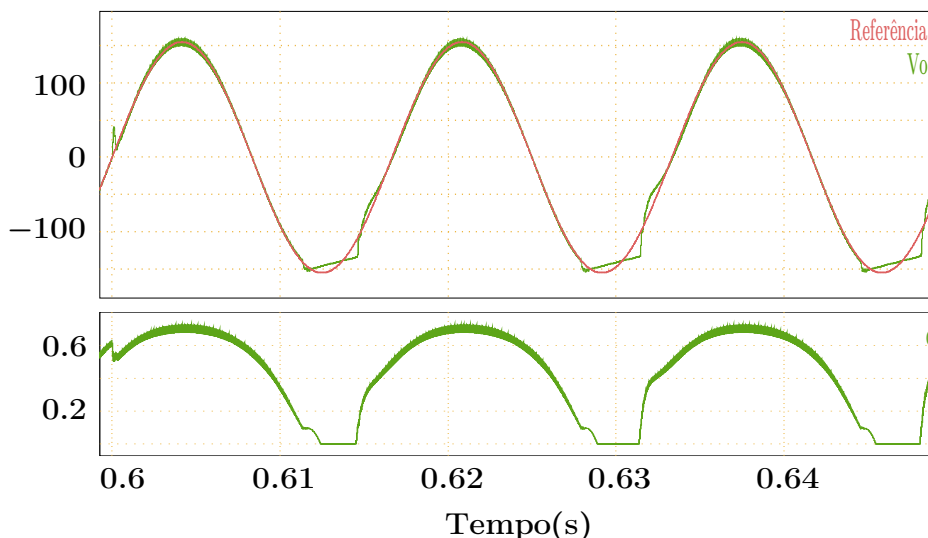
Figura 55 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), após o degrau negativo de tensão v_{in} , da simulação SM05, com o controlador PMR



Fonte: Elaboração própria

O controlador PIMR mostrou-se capaz de rejeitar, com erro zero e THD de 1,83 %, perturbações por queda de tensão de entrada, representado pelo degrau negativo de 30 % durante a simulação SM05. Contudo, para o caso do degrau positivo de 30 % de v_{in} , o desempenho do controlador não foi o mesmo. O sistema acomodou em regime permanente com saturação sinal de controle d e, por consequência, apresenta um erro máximo, em regime permanente, de -4 V , presente durante o semiciclo negativo, com uma defasagem máxima de $7,13^\circ$ e THD de 7,25 %

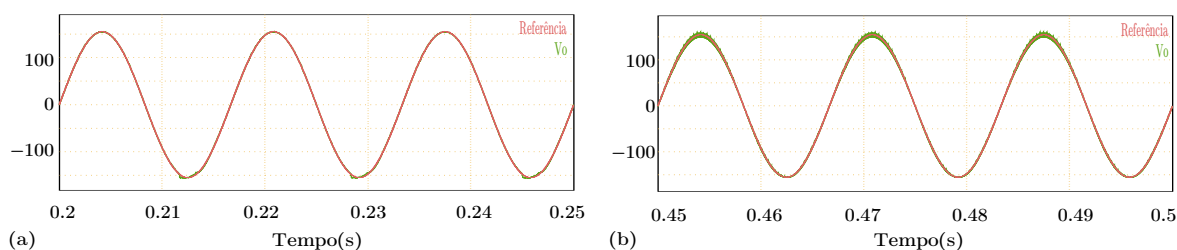
Figura 56 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e razão cíclica λ (0,1/div), após o degrau positivo de tensão v_{in} , da simulação SM05, com o controlador PMR



Fonte: Elaboração própria

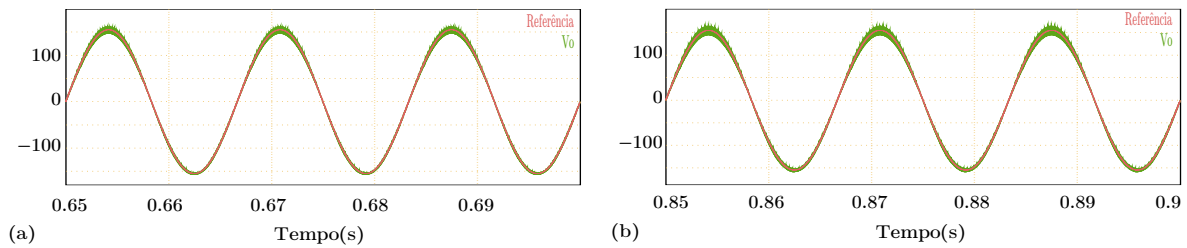
Nas Figuras 57(a), 57(b), 58(a) e 58(b), estão representados os resultados das etapas da simulação SM04, com degraus incrementais de carga, onde a simulação inicia com 10% da carga de projeto e depois sobe para 100, 150 e 200 % da carga de projeto, a cada etapa da simulação. O controlador demonstrou-se capaz de rejeitar as perturbações de carga, com transitório menor do que um período T_r , erro e defasagem zero, em regime permanente, e apresentando THD de 0,97 %, 1,58 %, 2,39 % e 3,25 %, respectivamente.

Figura 57 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04 do controlador PIMR, durante as etapas: (a) 10 % da carga de projeto; (b) degrau de 10 a 100 % da carga de projeto



Fonte: Elaboração própria

Figura 58 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04 do controlador PIMR, durante as etapas: (a) degrau de 100 a 150 % da carga de projeto; (b) degrau de 150 a 200 % da carga de projeto



Fonte: Elaboração própria

5.4 SIMULAÇÃO COM CONTROLADORES NÃO-LINEARES

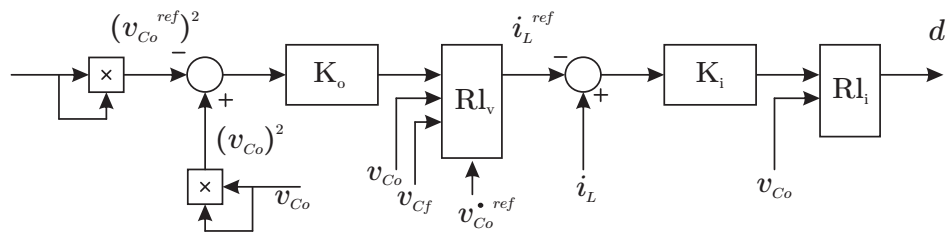
Como descrito na Seção 4.4, a sintonia do controlador por realimentação linearizante parte de encontrar o vetor de ganhos K que apresente o melhor desempenho em malha fechada para a realimentação de estados não-lineares utilizada. Já na Seção 4.4.3, viu-se que as únicas leis de controle por realimentação linearizante que conseguiram controlar a saída v_o , mantendo a estabilidade dos estados internos do inversor, foram as que utilizaram uma malha de controle interna para controlar a corrente.

Portanto, esta seção vai comparar o desempenho da malha de controle do controlador projetado utilizando a equação do balanço de potência, o qual é dado por (118) (malha externa) e (132) (malha interna), com o controlador projetado em Santos (2023) e, por fim, com o controlador que foi projetado utilizando somente as equações de estado do modelo médio, o qual é dado por (118) (malha externa) e (119) (malha interna).

5.4.1 Controle da malha externa baseado na equação do balanço de potências

Dadas as Equações (118) e (132), o diagrama de blocos apresentado na Figura 59 representa a lei de controle simulada.

Figura 59 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante usando equações de potência



Fonte: Elaboração própria

Para o seguimento de saída, foi definida uma saída de referência para v_{Co} de

$$V_{Co_{ref}} = 255 + 155\text{sen}(120\pi t) \quad (139)$$

e para o cálculo da realimentação de estados não linear, o valor da derivada de $(v_{Co_{ref}})^2$ é

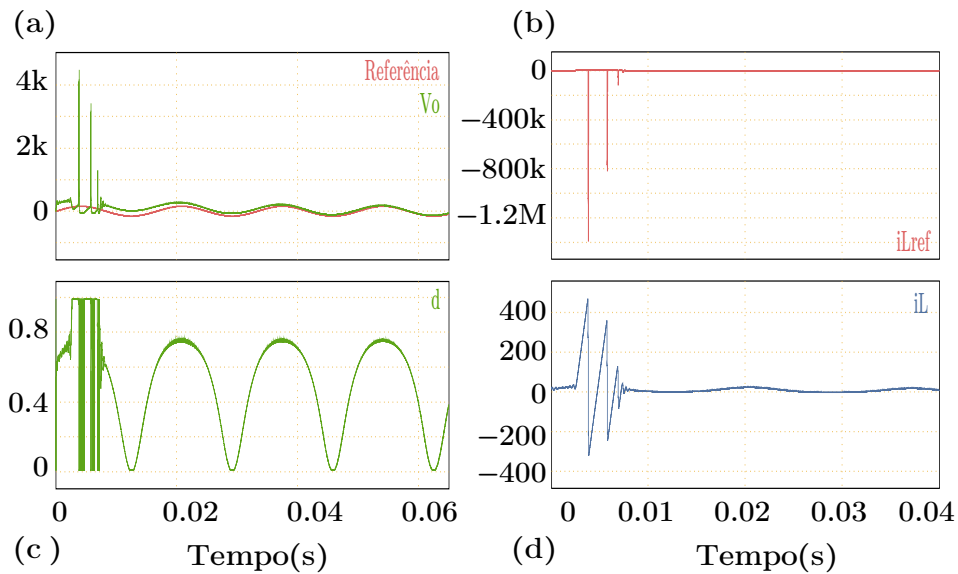
$$(\dot{V}_{Co_{ref}})^2 = 310[120\pi(255 + 155\text{sen}(120\pi t))]. \quad (140)$$

Para implementar o controlador é necessária a realimentação, portanto a medição, dos três estados i_L , v_{Co} e v_{Cf} . Em um primeiro momento, realizaram-se simulações partindo de condições iniciais próximas às faixas de operação e condições iniciais distantes da faixa de operação, como $i_{L0} = 0 \text{ A}$, $v_{Co0} = 100 \text{ V}$ e $v_{Cf0} = 100 \text{ V}$, com o objetivo de verificar a robustez do controlador e a qualidade do transitório perante diferentes condições iniciais.

A Figura 60 apresenta a simulação SM02 com condições iniciais distantes da faixa de operação. Em: (a) Apresentam-se os gráficos da saída v_o em relação à referência; (b) da entrada de referência para a malha externa; (c) da razão cíclica d ; e (d) da medição da corrente i_L . É possível concluir que, mesmo com o sistema se acomodando, em regime permanente, próximo da referência, o transitório é extremamente agressivo, elevando a tensão v_o a picos acima de 4 kV, e a corrente i_L acima de 400 A, o que demonstra a baixa robustez da lei de controle a grandes variações de condição inicial.

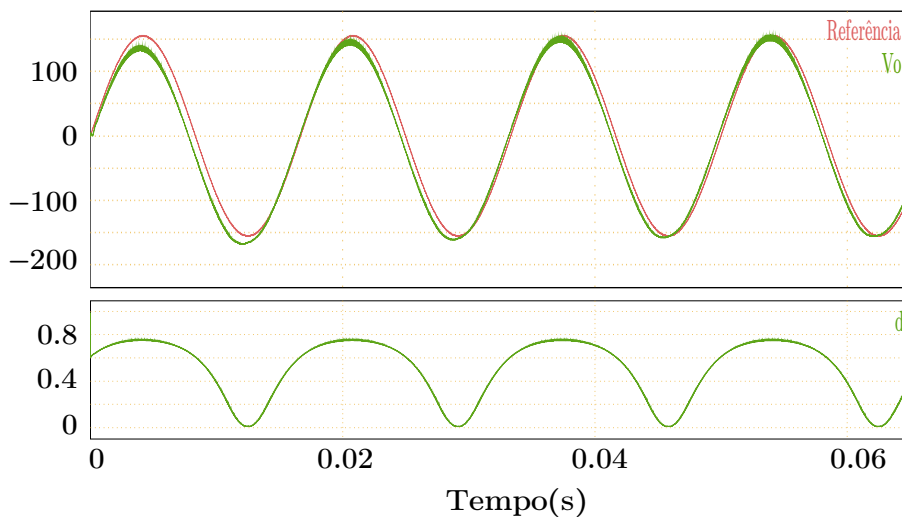
A Figura 61 contém os gráficos do transitório no caso da simulação SM01, onde as condições iniciais, $i_{L0} = 0 \text{ A}$, $v_{Co0} = 255 \text{ V}$ e $v_{Cf0} = 255 \text{ V}$, são próximas à faixa de operação. O primeiro gráfico apresenta a saída v_o , em verde, em comparação com a referência, em vermelho, e o segundo gráfico apresenta o valor da razão cíclica d , em verde. Neste caso, a simulação estabiliza rapidamente, em dois ciclos de operação, sem grandes picos de tensão.

Figura 60 – Simulação SM02 com condições iniciais $i_{L0} = 0 \text{ A}$, $v_{Co0} = 100 \text{ V}$ e $v_{Cf0} = 100 \text{ V}$



Fonte: Elaboração própria

Figura 61 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d da simulação SM01

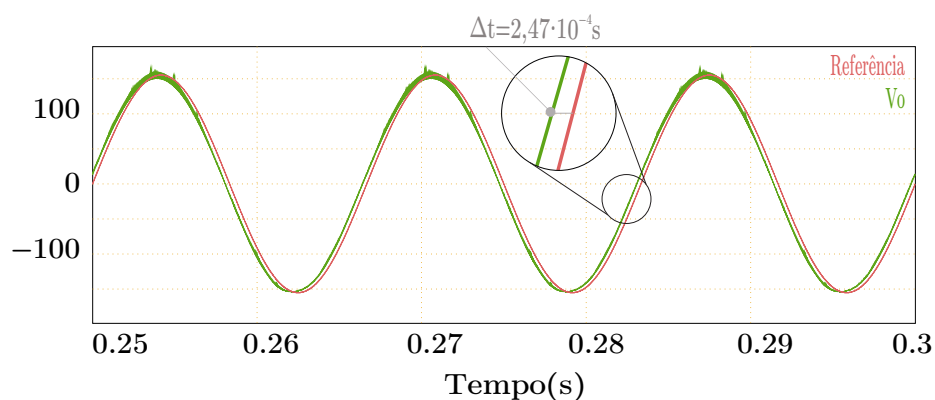


Fonte: Elaboração própria

Em regime permanente, a lei de controle apresentou erro zero de amplitude, defasagem constante de $5,34^\circ$ e THD de $1,57\%$. A Figura 62 apresenta a comparação da tensão v_o , em verde, com a referência, em vermelho. A defasagem presente é esperada, já que essa lei de controle está controlando v_o indiretamente, através do controle da tensão no capacitor C_o , fazendo com que o capacitor de bloqueio C_f e

a carga R_o formem um filtro RC. Esta pode ser melhor observada na simulação que testa o comportamento em relação a degraus de carga, que será apresentada adiante.

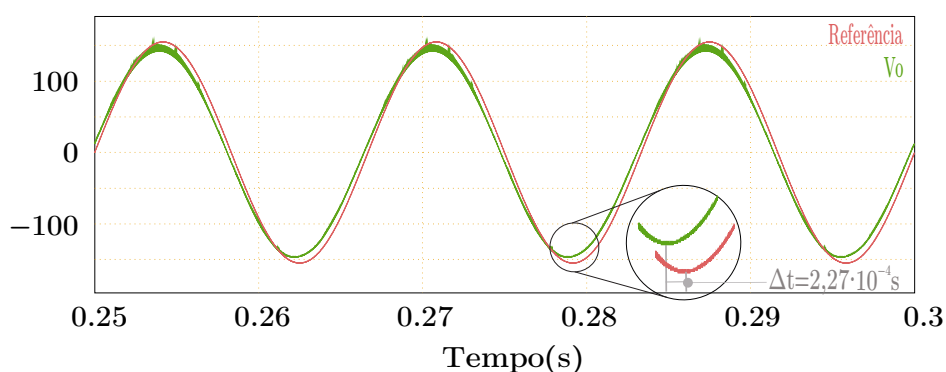
Figura 62 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$, em regime permanente, durante a simulação SM01



Fonte: Elaboração própria

A lei de controle demonstrou-se robusta a não idealidade da fonte, como é possível ver na Figura 63, que apresenta o comportamento da tensão v_o em comparação ao da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ durante a simulação SM03, onde é adicionada uma resistência em série com a fonte. É possível notar que o sistema não demonstra diferença significativa no comportamento transitório ou em regime permanente na simulação SM03 em comparação com SM01. Assim, o resultado da simulação SM03 foi um valor de defasagem máxima em regime permanente de $4,90^\circ$, erro zero de amplitude e THD de 1,58 %.

Figura 63 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), em regime permanente, durante a simulação SM03



Fonte: Elaboração própria

As Figuras 64a, 64b, 65a e 65b apresentam comparação da tensão v_o , em verde, com a referência, em vermelho, dos resultados em regime permanente das respectivas etapas de simulação SM04: início com 10 % da carga de projeto; resposta a um degrau de 10 a 100 % da carga; resposta ao degrau de 100 a 150 % da carga; e resposta a um degrau de 150 a 200 % da carga. A lei de controle não apresentou erro de amplitude em nenhuma etapa, porém é possível notar o aumento da defasagem com o aumento da carga, dando mais sustentação à hipótese de que o mesmo ocorre pela natureza da lógica de controle indireto e o efeito do capacitor de bloqueio.

Figura 64 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04, durante as etapas: (a) 10 % da carga de projeto; (b) degrau de 10 a 100 % da carga de projeto

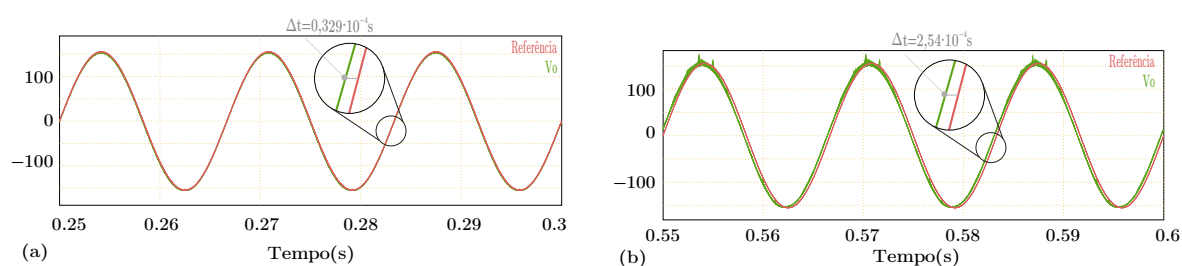
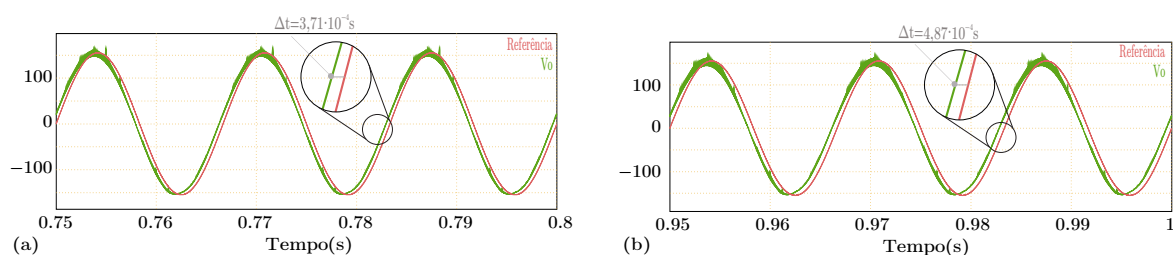


Figura 65 – Tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div), da simulação SM04, durante as etapas: (a) degrau de 100 a 150 % da carga de projeto; (b) degrau de 150 a 200 % da carga de projeto

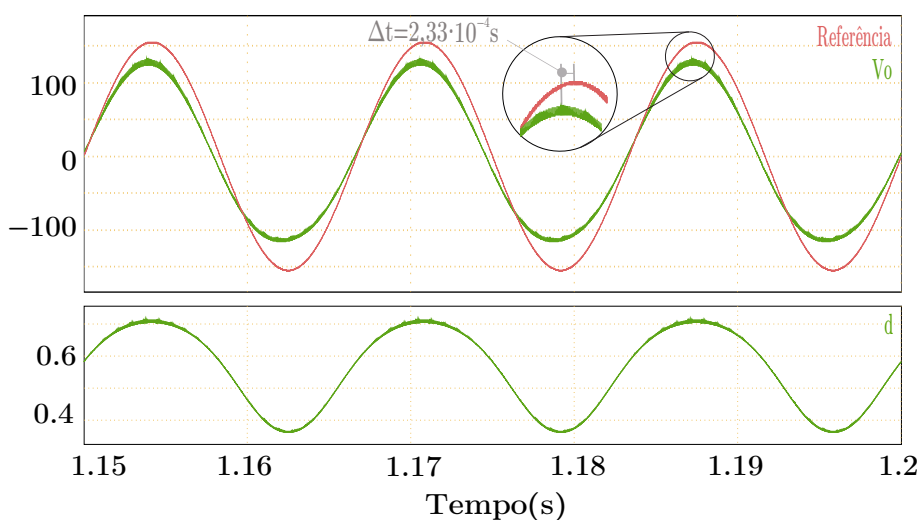


Fonte: Elaboração própria

As Figuras 66 e 67 apresentam os resultados em regime permanente da simulação SM05 com degraus de +30 % e -30 % da tensão de entrada V_{in} , respectivamente. O controlador não-linear não se mostrou efetivo em rejeitar sem erros as perturbações de tensão de entrada, comprovando a sensibilidade da técnica de realimentação linearizante a erros paramétricos. No caso do degrau positivo, os valores da tensão de saída v_o apresentaram erro de pico máximo próximo a -40 V, no pico negativo, e -30 V no pico positivo. Além disso, apresentaram defasagem próxima aos valores da simulação sem perturbação, $5,03^\circ$ e THD de 6,43 %. No caso do degrau negativo,

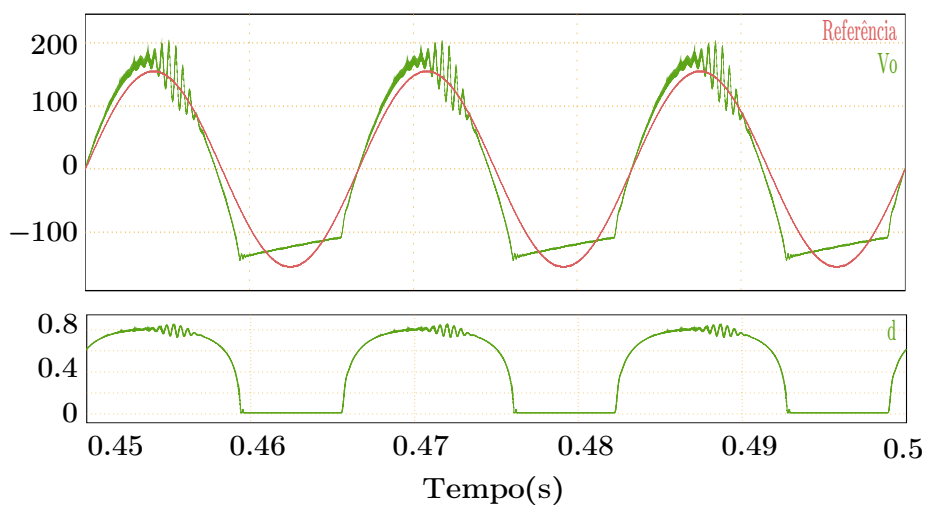
houve saturação do sinal de controle em regime permanente, distorcendo o formato da onda do sinal de saída e apresentando um THD de 21,05 %.

Figura 66 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau positivo da simulação SM05



Fonte: Elaboração própria

Figura 67 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{O_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, durante a etapa de degrau negativo da simulação SM05

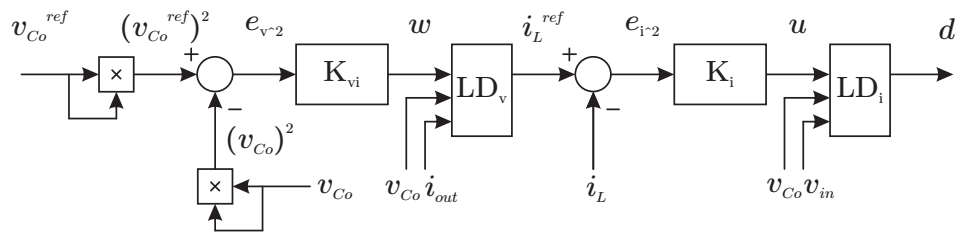


Fonte: Elaboração própria

5.4.2 Comparativo com a lei de controle proposta por Santos (2023)

Na sequência do trabalho, foram realizadas as mesmas simulações com a lei de controle proposta por Santos (2023), para comparar os resultados das duas leis de controle por realimentação linearizante que utilizam a equação de balanço da potência. Além disso, o objetivo era verificar se há vantagem na adição das componentes da dinâmica de v_{Cf} e da derivada do sinal de referência $\frac{d}{dt} v_{CoRef}$. A Figura 68 apresenta o diagrama de blocos apresentado pelo autor e utilizado para realizar as simulações desta seção.

Figura 68 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante utilizada em Santos (2023)



Fonte: Santos (2023)

Para implementar o controlador foi necessária a realimentação, portanto a medição, dos três estados, i_L , v_{Co} e v_{Cf} . Santos (2023) também se propõe a realimentar e medir a tensão CC de entrada do inversor, v_{in} . As figuras com os resultados das simulações com o controlador proposto pelo autor estão no Apêndice A. Algumas serão apresentadas nesta seção, conforme a necessidade.

A Tabela 7 mostra os resultados das primeiras três simulações dos dois controladores que utilizam as equações de balanço de potência, onde ELY é o controlador de resultados apresentados na Seção 5.4.1, e o ELI é o controlador proposto por Santos (2023). SM01 e SM02 são as simulações com as condições iniciais próximas e distantes, respectivamente, à região de operação. A SM03 é a simulação com resistor em série com fonte de entrada V_{in} .

Tabela 7 – Resultados da simulação com condições iniciais próximas e distantes dos valores de operação, e da simulação com o resistor em série com a fonte, no caso dos controladores por realimentação linearizante que usam a equação de balanço de potência

Cont.	Simu.	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
EIY	SM01	0	5,34	1,57	2 T_r
ELI	SM01	0	6,78	1,58	3 T_r
EIY	SM02	0	5,44	1,58	4 T_r
ELI	SM02	0	6,91	1,58	8 T_r
EIY	SM03	0	4,90	1,58	2 T_r
ELI	SM03	0	6,57	1,54	3 T_r

Fonte: Elaboração própria

Conforme pode ser observado na Tabela 7, o desempenho dos dois controladores é semelhante. Isso é confirmado nas Tabelas 8 e 9.

Tabela 8 – Resultados das etapas da simulação com degraus de carga dos controladores por realimentação linearizante que usam a equação de balanço de potência

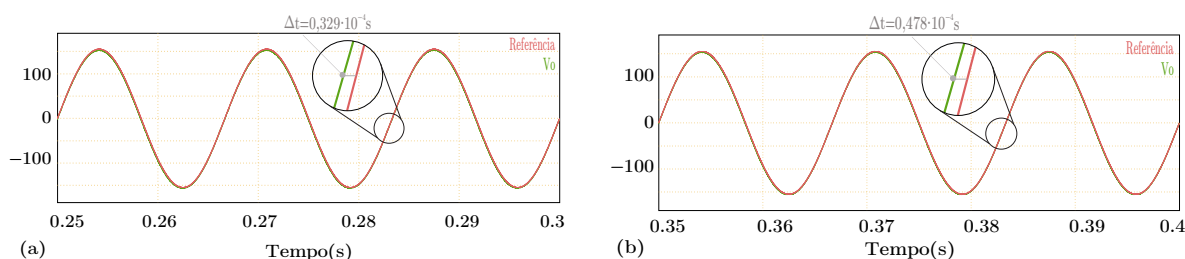
Cont.	Etapa	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
EIY	Etapa 1	0	0,71	0,49	T_r
ELI	Etapa 1	0	1,04	1,61	15 T_r
EIY	Etapa 2	0	5,49	1,57	2 T_r
ELI	Etapa 2	0	6,85	2,02	3 T_r
EIY	Etapa 3	0	8,01	2,35	2 T_r
ELI	Etapa 3	0	8,70	2,39	T_r
EIY	Etapa 4	0	10,52	3,15	2 T_r
ELI	Etapa 4	0	10,58	3,37	3 T_r

Fonte: Elaboração própria

A Tabela 8 apresenta os resultados dos dois controladores para a simulação SM04 com diferentes valores de carga, sendo a Etapa 1 aquela em que a carga é 10% da carga de projeto. As etapas seguintes são numeradas a cada degrau subsequente, como explicado na Seção 5.1. Nesta simulação, é possível notar que o controlador ELI demonstra um desempenho minimamente pior para a Etapa 1, se comparado com o resultado da Figura 64, onde o controlador apresentou proporcionalmente maior distorção harmônica e defasagem. Apesar disso, a diferença é pouco visível, como mostra a Figura 69, e pode ser desconsiderada como incerteza de medição. Portanto, é possível afirmar que o desempenho dos dois controladores é semelhante para todas as cargas resistivas testadas. Nota-se também o aumento da defasagem com o aumento da carga, fenômeno que fortalece a hipótese que isto ocorre pelo efeito do

comportamento de filtro RC que C_f apresenta durante o controle indireto de v_o por v_{Co} , que ocorre nas duas leis de controle.

Figura 69 – Curvas da tensão v_o (50 V/div) e da tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) durante a etapa da simulação SM04 onde a carga é 10 % da carga de projeto com: (a) controlador ELY; (b) controlador ELI



Fonte: Elaboração própria

A Tabela 9 apresenta os resultados da simulação SM05, com degraus de V_{in} , onde os dois controladores não apresentam capacidade de rejeição com erro zero, em regime permanente, de grandes perturbações de tensão de entrada. Nesse caso, há adição do controlador ELI-RV, que representa o mesmo controlador ELI, porém sem a realimentação de v_{in} . A adição é feita para observar se há melhora do desempenho. Para o degrau negativo de v_{in} , o controlador ELI apresenta desempenho pior que o controlador ELY, independente da realimentação da tensão de entrada, porém longe de um desempenho minimamente aceitável, como discutido na Seção 5.4.1. Já para o degrau positivo, o controlador ELI, com ou sem realimentação de v_{in} , apresenta desempenho melhor que o controlador ELY.

Tabela 9 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de v_{in} dos controladores por realimentação linearizante que usam a equação de balanço de potência

Cont.	Etapa	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
EIY	Etapa 1	50	30,24	21,05	2 T_r
ELI-RV	Etapa 1	417	18,94	56,11	3 T_r
ELI	Etapa 1	850	12,29	56,89	3 T_r
EIY	Etapa 2	-40	5,03	6,43	2 T_r
ELI-RV	Etapa 2	-20	5,62	5,05	3 T_r
ELI	Etapa 2	-19	9,72	7,70	T_r

Fonte: Elaboração própria

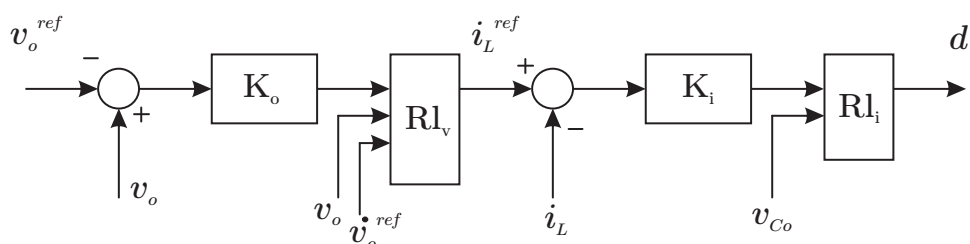
Por fim, fica claro que não há grandes ganhos de desempenho, no aumento da complexidade da realimentação linearizante, utilizando a equação de balanço de potência, adicionando a dinâmica do capacitor de bloqueio e o componente da deri-

vada da saída. Isso ocorre porque o maior fator de erro é a defasagem causada pela natureza da lei de controle estabelecida que controla o estado v_{Co} ao invés da saída v_o .

5.4.3 Controlador por realimentação linearizante usando só equações de estado

Dadas as Equações (115) e (119), o diagrama de blocos apresentado na Figura 70 representa a lei de controle simulada. Diferente do caso onde se utiliza a equação de balanço de potência para controlar a malha de controle de tensão do inversor, a lei de controle que utiliza somente as equações dos estados controla diretamente a tensão de saída sobre a carga v_o . Para diferenciar os métodos de realimentação linearizante, a partir deste momento, chamaremos esse método de Realimentação Linearizante Direta, ELD. Este método também necessita medir um menor número de estados, sendo eles somente a tensão de saída v_o , a corrente no indutor i_L e a tensão no capacitor v_{Co} .

Figura 70 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante direta

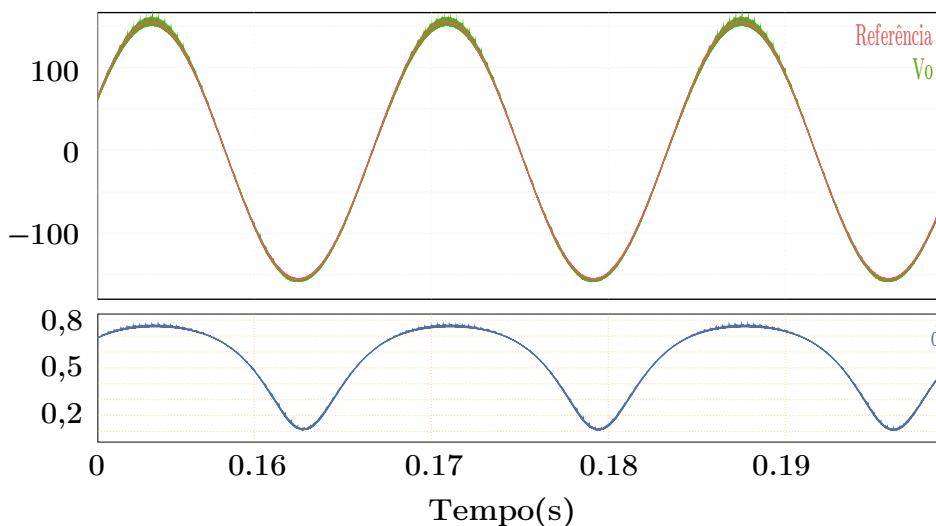


Fonte: Santos (2023)

Na simulação SM01, com condições iniciais próximas à faixa de operação, Figura 71, o controlador por ELD entregou erro zero de tensão de saída em regime permanente, nenhuma defasagem e THD de 1,63 %.

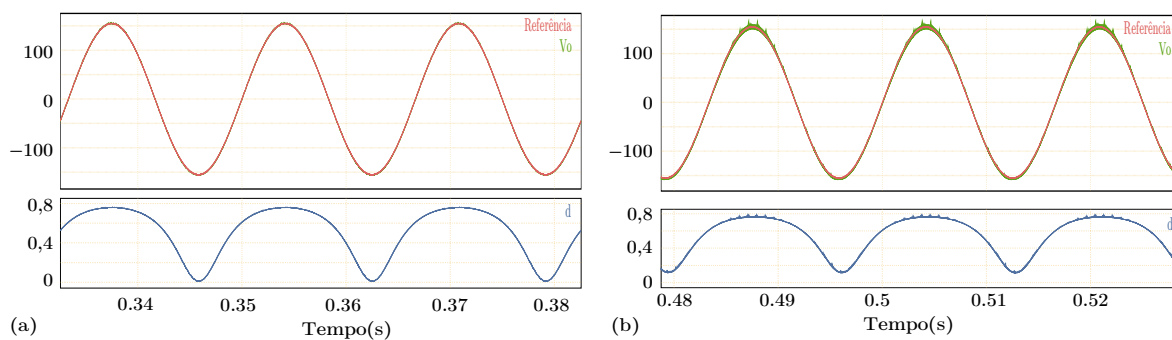
Isso se repete durante a simulação SM04 com degraus de carga, Figuras 72 e 73. Nas duas primeiras etapas, com carga inicial de 10 % da carga de projeto e degrau de 10 a 100 % da carga de projeto, a tensão de saída sobre a carga v_o apresentou erro de amplitude e defasagem zero, com THD de 0,35 % e 1,63 %, respectivamente.

Figura 71 – Tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, durante a simulação SM01 com o controlador ELD



Fonte: Elaboração própria

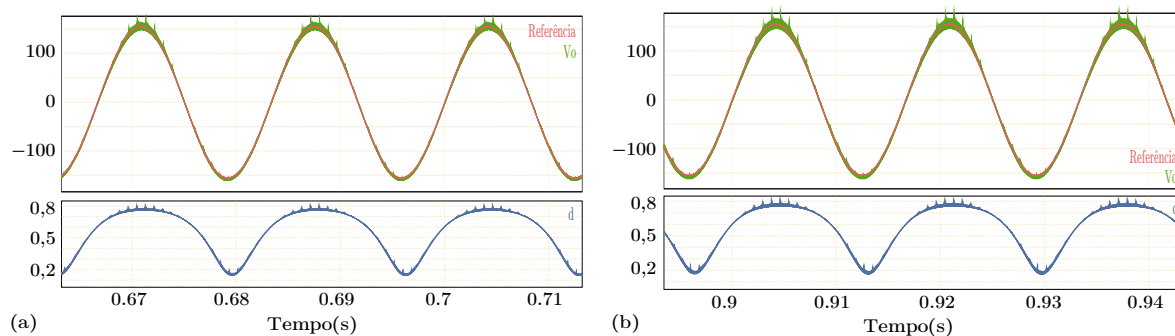
Figura 72 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, na simulação SM04, controlado por ELD, durante as etapas de: (a) 10 % da carga de projeto; (b) degrau de 10 a 100 % da carga de projeto



Fonte: Elaboração própria

Durante as etapas com degrau de 100 a 150 % e de 150 a 200 % da carga projetada, o controlador apresentou erro de tensão de saída v_o menor que 1 % da tensão de referência, durante o pico mínimo, nenhuma defasagem e THD 2,37 % e 3,31 %, respectivamente. Esses resultados demonstram a boa capacidade da lei de controle com ELD de trabalhar com cargas resistivas diferentes da carga de projeto, estabilizando a tensão sempre em menos de um período de T_r .

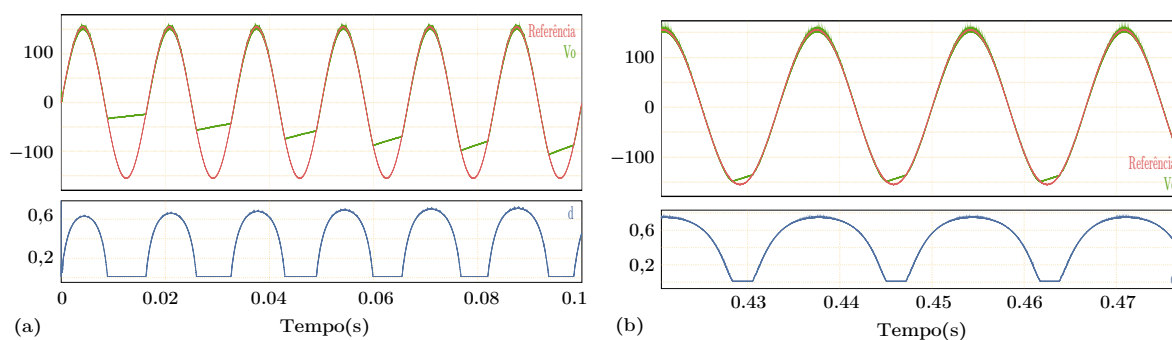
Figura 73 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, na simulação SM04, controlado por ELD, durante as etapas de: (a) degrau de 100 a 150 % da carga de projeto (b) degrau de 150 a 200 % da carga de projeto



Fonte: Elaboração própria

Contudo, durante a simulação SM02, realizada com condições iniciais $i_{L0} = 0 A$, $v_{Co0} = 100 V$ e $v_{Cf0} = 100 V$, foi possível constatar que o controlador ELD não demonstrou a mesma robustez dos controladores por realimentação linearizante que utilizavam as equações de potência, para condições iniciais distantes da faixa de operação. Na Figura 74 pode-se verificar visualmente o efeito da saturação da razão cíclica e o efeito no transitório, que dura cerca de 20 períodos de T_r até estabilizar, mesmo mantendo uma pequena saturação em regime permanente, que causa uma distorção no pico negativo de v_o , com o valor do erro máximo de -11V e THD de 3,06 %. Mesmo com essa distorção, o sinal de v_o não apresenta defasagem em relação à referência.

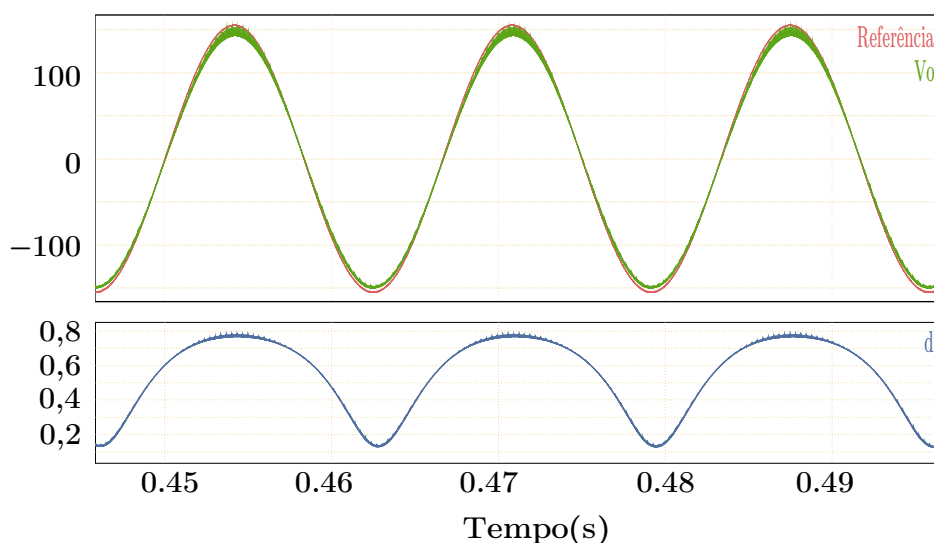
Figura 74 – Tensão v_o (50 V/div), tensão de referência v_{Oref} (50 V/div) e razão cíclica d (0,1/div), durante a simulação SM02, com o controlador ELD, onde: (a) é o transitório; (b) é o regime permanente



Fonte: Elaboração própria

Durante a simulação SM03, onde é adicionada uma resistência em série com a fonte V_{in} , v_o apresentou um erro máximo de amplitude de -7 V, como é mostrado na Figura 75. Apesar do erro de amplitude, não há presença de defasagem e o THD se manteve em 1,65 %, próximo aos resultados da simulação SM01, sem perturbação.

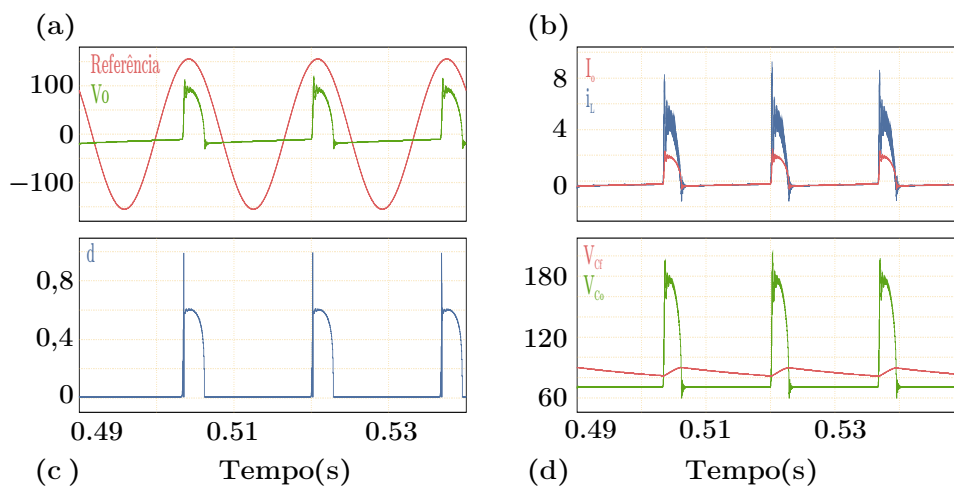
Figura 75 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), durante a simulação SM03, com o controlador ELD



Fonte: Elaboração própria

Por fim, o controlador ELD, como os controladores ELY e ELI, não apresentou um bom desempenho para degraus da tensão de entrada v_{in} , o que se observa nas Figuras 76 e 77. Para o caso do degrau negativo, é possível visualizar na Figura 76 a incapacidade da lei de controle de apresentar sinal de tensão próximo à senoide de tensão desejada.

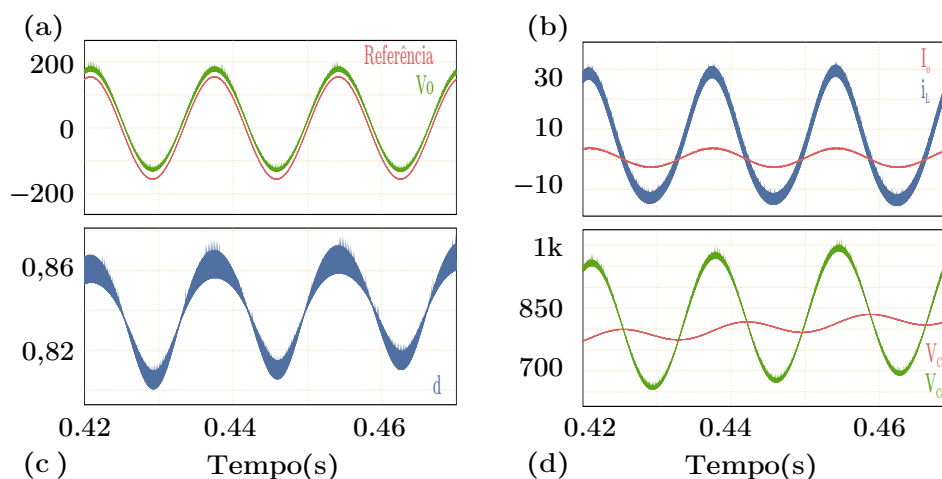
Figura 76 – Gráficos dos estados do sistema em regime permanente, controlado por após degrau de -30 % na tensão v_{in} da simulação SM05. (a) a tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div); (b) correntes i_L (2 A/div) e i_{out} (2 A/div); (c) razão cíclica d (0,1/div), (d) a tensão v_{Co} (50 V/div) e tensão de referência v_{Cf} (50 V/div)



Fonte: Elaboração própria

No caso da etapa de degrau positivo, como é possível visualizar na Figura 77, o sinal de tensão de saída v_o está deslocado no espaço em relação à referência, apresentando um *offset* de 25 V.

Figura 77 – Gráficos dos estados do sistema em regime permanente, controlado por após degrau de +30 % na tensão v_{in} da simulação SM05: (a) a tensão v_o (50 V/div) e tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div); (b) correntes i_L (2 A/div) e i_{out} (2 A/div); (c) razão cíclica d (0,1/div), (d) a tensão v_{Co} (50 V/div) e tensão de referência v_{Cf} (50 V/div)



Fonte: Elaboração própria

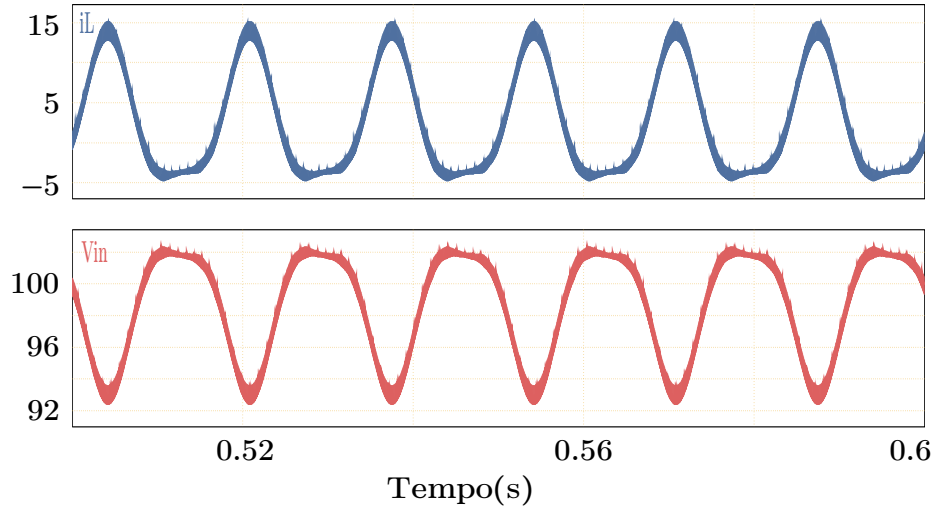
5.4.4 Propostas de melhoria para a lei de controle que utiliza só equações de estado

Os resultados demonstram que, em comparação com os controladores projetados com as equações de potência, a lei de controle ELD entrega para a carga um sinal de tensão sem defasagem, devido ao controle direto de v_o . Porém, o controlador ELD demonstra desempenho pior que os outros controladores por realimentação linearizante para a simulação com variação de v_{in} e perturbação de fonte não ideal. Essa perturbação se observa no valor da tensão na saída do circuito fonte do resistor, que possui a forma espelhada da corrente de entrada e que, no caso do inversor *Boost*, é a corrente no indutor i_L . Esse fenômeno pode ser observado na Figura 78, que apresenta os valores de i_L , em azul, e v_{in} , em vermelho, durante a simulação com resistor em série com a fonte, utilizando o controlador ELD.

Assim, optou-se por investigar também a inclusão da realimentação de v_{in} , como proposto por Santos (2023). Para isso, foi necessário adicionar a medição de v_{in} na malha de controle. Tendo isso em vista, foi possível testar ganhos dependentes de v_{in} , portanto $K = K(v_{in})$. Para desenvolver essa nova equação para K , foram sintonizados e testados no *MATLAB/Simulink* os ganhos do controlador ELD para o modelo médio com V_{in} fixo de 70 V e 130 V. Os valores encontrados foram:

- Para $V_{in} = 70$ V, a sintonia escolhida foi $K_o = 450 \times 10^4$ e $K_i = 35$;
- Para $V_{in} = 130$ V, a melhor sintonia foi $K_o = 625 \times 10^4$ e $K_i = 65$.

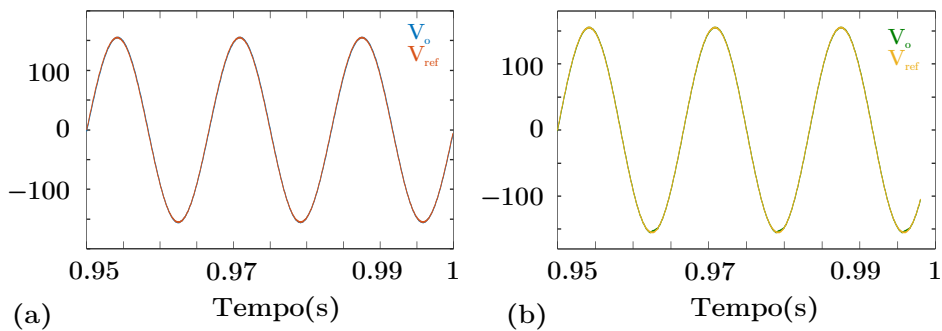
Figura 78 – Valores de i_L (5 A/div) e v_{in} (2 V/div) em regime permanente do inversor controlado por ELD durante a simulação SM03, com um resistor em série com a fonte V_{in}



Fonte: Elaboração própria

Os resultados da simulação com *MATLAB/Simulink* para validar a sintonia estão na Figura 79.

Figura 79 – Resultados das simulações em *MATLAB/Simulink* para validar a sintonia do controlador ELD para V_{in} de 70 V, à esquerda, e 130 V, à direita



Fonte: Elaboração própria

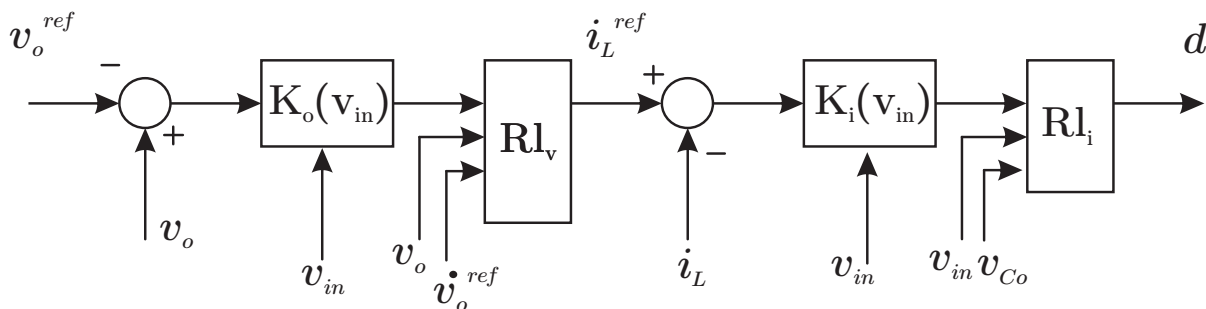
Portanto, a nova lei de controle inclui um fator de proporcionalidade no ganho K_i , sendo

$$K_i = \frac{V_{in}}{2}, \tag{141}$$

$$K_o = 64286V_{in},$$

onde $K_i = [35, 65]$ e $K_o = [4, 5 \times 10^6, 6, 25 \times 10^6]$. O diagrama de blocos da Figura 80 descreve a nova lei de controle ELD, com realimentação de v_{in} e ganho escalonável, chamada, a partir deste momento, de ELDG.

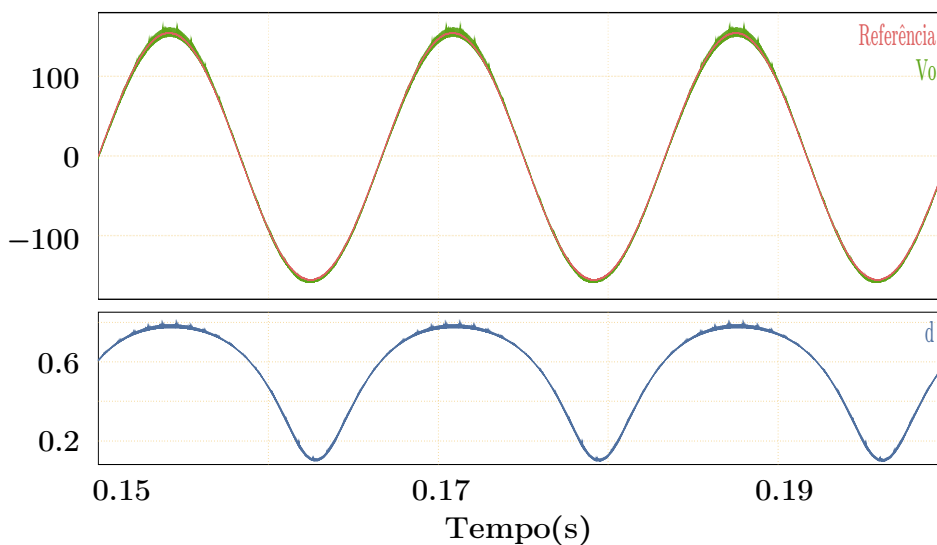
Figura 80 – Diagrama de blocos da lei de controle por realimentação linearizante direta com ganhos escalonados



Fonte: Elaboração própria

A Figura 81 apresenta os resultados em malha fechada do controlador ELDG para a simulação no *PSIM*, com resistor em série com a fonte. O controlador ELDG apresentou uma melhora significativa no resultado em malha fechada, em comparação ao controlador ELD, da Figura 75, diminuindo o erro de amplitude em malha fechada de 7 para 2 V.

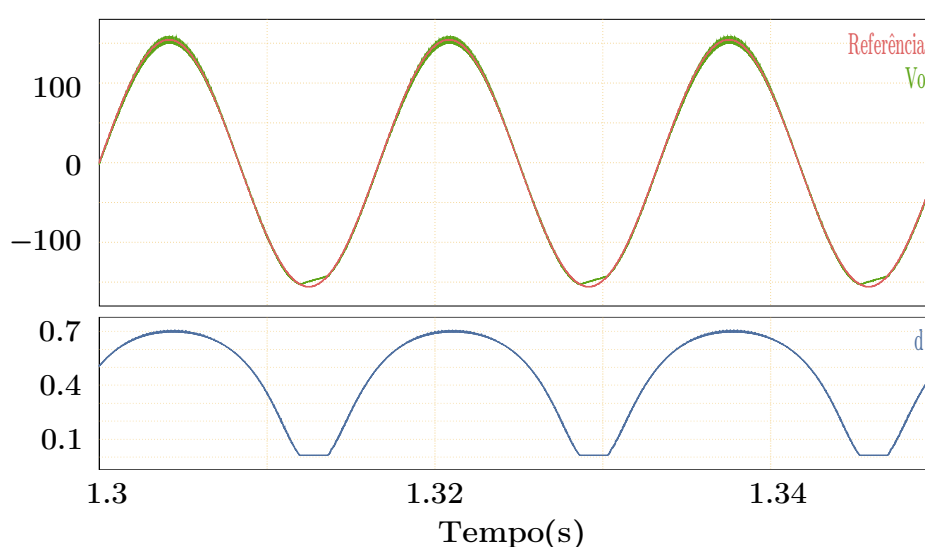
Figura 81 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o,ref}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), durante a simulação SM03 com o controlador ELDG



Fonte: Elaboração própria

A Figura 82 descreve os resultados em malha fechada para a etapa de degrau positivo da simulação com degraus de v_{in} . O controlador também apresentou melhora significativa no desempenho em malha fechada comparado ao controlador ELD, que apresentava um *offset* no sinal da tensão de saída, visto na Figura 77. A lei de controle ELDG não entregou erro zero em regime permanente, mas de -7 V. Porém, entregou um THD de 2,18 % e uma melhora no transitório (3 períodos de T_r).

Figura 82 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, após o degrau de +30% durante a simulação SM05, com o controlador ELDG

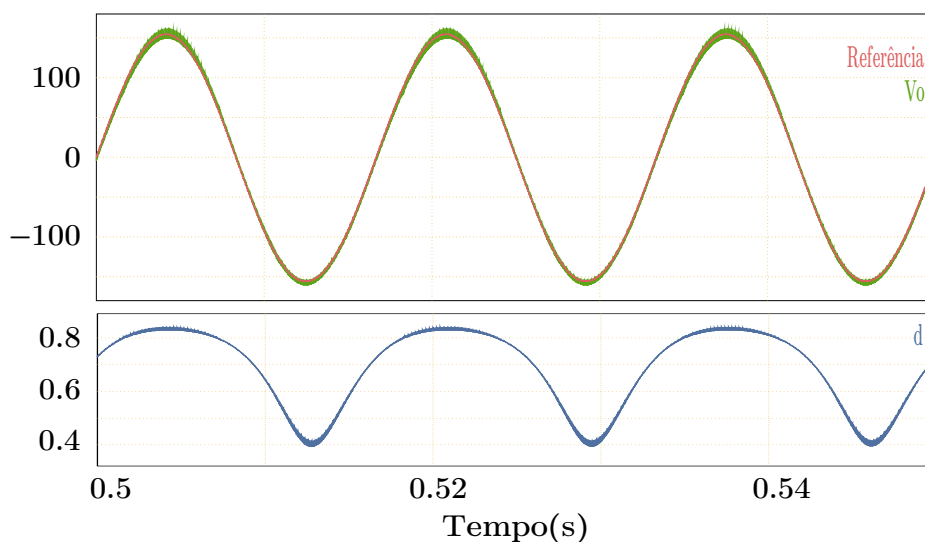


Fonte: Elaboração própria

Por fim, observa-se na Figura 83 que a adição de ganho escalonado apresentou a maior diferença de resultado no degrau negativo de v_{in} , com uma componente de alta frequência e amplitude na razão cíclica d durante o pico positivo de v_o .

A solução de incorporar ganho escalonado mitiga drasticamente os erros causados pela perturbação de v_{in} , que funciona como uma perturbação paramétrica na realimentação linearizante, adicionando, à lei de controle, robustez para lidar com oscilações da tensão de entrada V_{in} .

Figura 83 – Gráfico da tensão v_o (50 V/div), da tensão de referência $v_{o_{ref}}$ (50 V/div) e da razão cíclica d (0,1/div), em regime permanente, após o degrau de +30% durante a simulação SM05, com o controlador ELDG



Fonte: Elaboração própria

5.5 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE CONTROLADORES

Nesta seção serão comparados, para cada simulação, o transitório e o desempenho em malha fechada dos três controladores que apresentaram o melhor desempenho: o controlador PIMR, a realimentação linearizante direta com escalonamento de ganho (ELDG) e o controlador PR. O objetivo é verificar as vantagens e deficiências de cada método.

A tabela Tabela 10 compara o desempenho dos controladores durante as simulações com condições iniciais próximas à faixa de operação, SM01, distantes da faixa de operação SM02, e com resistência em série à fonte, SM03. Para SM01, o desempenho de todos os controladores é semelhante, apresentando erro zero em regime permanente, transitório rápido de no máximo um período de T_r e THD igual ou abaixo dos 2,2%, medido no inversor em malha aberta. Para SM02, já é possível notar a diferença entre os controladores. O controlador PR, mais simples, apresenta a melhor capacidade de sair de condições iniciais distantes da faixa de operação. Durante a SM03, os controladores ressonantes apresentaram erro zero em regime permanente, diferente de ELDG, que apresentou um erro de amplitude próximo a 1,5 %.

A tabela Tabela 11 compara o desempenho dos controladores durante a simulação SM05, com perturbações da tensão de entrada v_{in} , com um degrau negativo de -30 %, durante a etapa 1, e um degrau positivo de +30 %, durante a etapa 2. Nenhum dos controladores projetados mostrou-se capaz de rejeitar com erro zero perturbações de v_{in} dessa magnitude para ambos os sentidos dos degraus. Para a etapa de

Tabela 10 – Tabela comparativa entre os resultados da simulação com condições iniciais próximas e distantes dos valores de operação e a simulação com o resistor em série com a fonte

Cont.	Simu.	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
PR	SM01	0	0	2,2	T_r
PIMR	SM01	0	0	1,59	T_r
ELDG	SM01	0	0	1,63	T_r
PR	SM02	0	0	2,22	$7 T_r$
PIMR	SM02	-	-	-	-
ELDG	SM02	-11	0	3,06	$20 T_r$
PR	SM03	0	0	1,59	$4 T_r$
PIMR	SM03	0	0	1,59	T_r
ELDG	SM03	2	0	1,65	T_r

Fonte: Elaboração própria

degrau negativo, o controlador PIMR demonstrou desempenho aprimorado, apresentando transitório rápido e rejeição total à perturbação. O ELDG apresentou resultados semelhantes, com erro zero para amplitude, porém uma pequena defasagem, na ordem de $1,34^\circ$. Mesmo apresentando um transitório mais lento, para ambas as etapas, o controlador PR mostrou-se o melhor equipado para lidar com o degrau de perturbação positivo. O controlador ELDG mostrou-se capaz de atuar na etapa de degrau positivo, porém a saturação negativa da razão cíclica d causa o erro de tensão no pico negativo.

Tabela 11 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de tensão de entrada v_{in}

Cont.	Etapa	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
PR	Etapa 1	-13	18,25	8,01	$5 T_r$
PIMR	Etapa 1	0	0	1,83	T_r
ELDG	Etapa 1	0	1,34	2,3	T_r
PR	Etapa 2	0	0	1,72	$5 T_r$
PIMR	Etapa 2	-4	7,13	7,25	T_r
ELDG	Etapa 2	-7	0	2,17	$3 T_r$

Fonte: Elaboração própria

A tabela Tabela 12 compara o desempenho dos controladores durante as quatro etapas da simulação com perturbações de carga, a SM04. Com exceção da etapa inicial, com 10 % da carga de projeto, onde o controlador PR não mostrou um desempenho minimamente utilizável, os controladores demonstraram desempenho em malha fechada equivalente em todas as etapas. No transitório, a vantagem dos controladores mais complexos, PIMR e ELDG, fica aparente quando estes conseguem rejeitar as

perturbações em menos de um período de T_r , contra os três períodos necessários para o controlador PR.

Tabela 12 – Tabela comparativa entre os resultados das etapas da simulação com degraus de carga

Cont.	Etapa	E. max.(V)	Defasagem (°)	THD(%)	Transit.
PR	Etapa 1	-	-	-	-
PIMR	Etapa 1	0	0	0,97	T_r
ELDG	Etapa 1	0	0	0,35	T_r
PR	Etapa 2	0	0	1,63	$3 T_r$
PIMR	Etapa 2	0	0	1,58	T_r
ELDG	Etapa 2	0	0	1,63	T_r
PR	Etapa 3	0	0	2,40	$3 T_r$
PIMR	Etapa 3	0	0	2,39	T_r
ELDG	Etapa 3	0	0	2,37	T_r
PR	Etapa 4	0	0	3,26	$3 T_r$
PIMR	Etapa 4	0	0	3,25	T_r
ELDG	Etapa 4	0	0	3,31	T_r

Fonte: Elaboração própria

Tendo em vista tais dados, o controlador PIMR apresentou o melhor conjunto de resultados para as simulações. O PIMR só apresentou desvantagem clara durante a simulação com condições iniciais distantes da condição inicial. Com isso, é possível listar as melhores indicações para os três controladores:

- Controlador PIMR: pode ser usado quando o inversor estiver conectado a uma carga de no mínimo 10% da carga de projeto. Apresenta bom desempenho para perturbações de carga e fontes não-ideais e desempenho razoável para perturbações de tensão de entrada. Deve ser iniciado com o inversor já estabilizado em malha aberta.
- Controlador PR: não deve ser utilizado quando o inversor estiver sem carga ou com cargas na ordem de 10% da carga de projeto. Apresenta bom desempenho para perturbações de carga e fontes não-ideais e desempenho razoável para perturbações de tensão de entrada. Pode ser iniciado com os estados do inversor longe da faixa de operação.
- Controlador ELDG: pode ser usado quando o inversor estiver conectado a uma carga de no mínimo 10% da carga de projeto. Apresenta bom desempenho para perturbações de carga e fontes não-ideais. Apresenta desempenho razoável para para perturbações de tensão de entrada. Deve ser iniciado com o inversor já estabilizado em malha aberta.

5.6 TABELA DE APOIO

Como decisões de engenharia são multi-fatoriais, não sendo tomadas somente a partir do desempenho da solução, esta sessão lista os controladores testados neste trabalho perante uma lista de métricas que usualmente fazem parte da especificação de projetos de inversores. As métricas utilizadas nesta tabela foram:

- erro nulo ou constante de amplitude;
- erro nulo ou constante de fase;
- THD;
- tempo de acomodação;
- quantidade de sensores utilizados;
- complexidade computacional;
- funcionamento sem carga (10 % da carga);
- rejeição de perturbação de carga;
- rejeição de perturbação de V_{in} ;
- rejeição de perturbação de fonte não-ideal;
- capacidade de incorporar componente feedforward na própria lei de controle

A Tabela 13 serve como um guia rápido de consulta para auxiliar projetos que pretendem utilizar o inversor *Boost* no futuro, de modo a facilitar a escolha do controlador que encaixa nos requisitos do projeto.

A legenda do significado dos valores numéricos presentes na Tabela 13, para as métricas de erro de amplitude, erro de fase, complexidade computacional e rejeições de perturbação são:

- Erro de amplitude, indo de 1 a 5, onde; 1 significa erro zero; 2 significa erro constante menor que 3 %, 3 significa erro constante menor que 10 %; 4 significa erro constante maior que 10 % e 5 significa erro variável ou erro acima de 50 %.
- Erro de fase, indo de 1 a 4, onde; 1 significa nenhuma defasagem; 2 significa defasagem constante; 3 significa defasagem constante no tempo e variável com a carga; 4 significa defasagem variável com tempo.
- Complexidade computacional indo de 1 a 3, onde 1 é o mais simples e 3 o mais complexo.

- Rejeição de perturbação, indo de 1 a 5, onde 1 significa que rejeita com erro nulo; 2 significa que rejeita com erro de amplitude de até 3% ou erro de fase; 3 significa que rejeita com erro constante em regime permanente menor que 10 %; 4 significa que rejeita com erro constante em regime permanente maior que 10 % ou erro variável; 5 significa que não rejeita.

Tabela 13 – Tabela comparativa entre os controladores projetados neste trabalho, para consulta rápida

Métrica	PI	PR	PIMR	ELEP	ELDG
Quantidade de variáveis medidas.	1	1	4	4	4
Complexidade computacional	1	1	2	3	3
Erro de amplitude	3	1	1	1	1
Erro de fase	4	1	1	3	1
THD	7,06 %	2,20 %	1,59 %	1,57 %	1,65 %
Funcionamento sem carga	não	não	sim	sim	sim
Rej. de perturbação de carga	2	1	1	2	1
Rej. de perturbação de Vin positiva	4	1	2	4	3
Rej. de perturbação de Vin negativa	3	3	1	5	2
Rej. de perturbação de Fonte N.I.	3	1	1	2	2
Tempo de acomodação	T_r	$4 T_r$	T_r	$2 T_r$	T_r
Feedforward	não	não	não	sim	sim

Fonte: Elaboração própria

Em resumo, o controlador PI apresentou vantagens com relação à quantidade de variáveis medidas e à complexidade computacional, porém não apresentou bom desempenho de controle. O controlador PR, por sua vez, apresentou vantagens com relação à quantidade de variáveis medidas e à complexidade computacional, além de bom desempenho com relação ao erro de amplitude, ao erro de fase e à maioria das rejeições de perturbação. Já o controlador PIMR apresentou o melhor desempenho de todos, especialmente com relação ao transitório, ao erro de amplitude, ao erro de fase e à maioria das rejeições de perturbação. O controlador ELEP apresentou bom desempenho com relação ao transitório, ao erro de amplitude a rejeição de perturbação de Fonte N.I. e de carga, porém ocorre defasagem devido ao capacitor de bloqueio C_f e ao controle indireto de v_o . Por fim, o controlador ELDG apresentou bom desempenho

com relação ao erro de amplitude, ao erro de fase e à rejeição de perturbação de carga, além de desempenho razoável para as perturbações de v_{in} .

6 CONCLUSÃO

O objetivo deste trabalho foi realizar uma análise comparativa entre métodos de controle lineares e não-lineares do inversor *Boost*, proposto por Santos (2023), para solucionar o problema de rastreamento de saída de uma referência senoidal de 60 Hz com robustez a perturbações paramétricas, considerando o modelo dinâmico completo do sistema. Foram projetados os seguintes controladores para o inversor *Boost*: Proporcional Integral (PI), Proporcional Ressonante (PR), com base em ERICKSON; MAKSIMOVIC (2020); Proporcional Multi-Ressonante (PMR), Proporcional Integral Multi-Ressonante (PIMR), utilizando a abordagem apresentada em Huang (2005); e realimentação linearizante (ELEP, ELD e ELDG), a partir de Santos (2023) e Silveira (2015). Tais controladores foram implementados e sintonizados no *software* de simulação *PSIM*, a partir do qual foi feita uma análise comparativa detalhada entre os seus desempenhos, tanto em termos do rastreamento da referência senoidal quanto da robustez a perturbações paramétricas, enfatizando as vantagens e limitações de cada técnica de controle.

O primeiro passo foi o estudo do funcionamento da dinâmica de conversores e conversores elevadores de tensão, em particular o inversor *Boost*, bem como das características de um sistema chaveado. Em seguida, para alcançar a sintonia dos controladores, foi necessário modelar a dinâmica do inversor. Isso foi realizado em três etapas, primeiro através do modelo comutado, que mantinha a característica do sistema chaveado com a inclusão da função de comutação. Depois, através do modelo médio, que é extraído do modelo comutado e que mantém as dinâmicas não-lineares do conversor, porém entrega um modelo contínuo que reduz a complexidade de controle necessária. Por fim, através do modelo linearizado, obtido com a linearização das equações de estado do modelo médio, para possibilitar a utilização de técnicas de controle linear.

No Capítulo 5, os resultados das simulações foram apresentados, começando pelos controladores PI, PR e PMR, sintonizados por resposta em frequência. Depois, apresentou-se o controlador PIMR, com malha interna e realimentação de estados, onde a alocação dos polos foi realizada por LQR. Também foram apresentados os resultados das simulações com controladores por realimentação linearizante, ELEP, ELD e ELDG. Os resultados do ELEP dividiram-se em ELI, o controlador desenvolvido por Santos (2023), e ELY, sintonizado neste trabalho com as mesmas equações do ELI, porém com adição da dinâmica de v_{Cf} e da componente da derivada da referência de saída v_o .

Para cada controlador, foram realizadas no mínimo cinco simulações:

- SM01: em que a condição inicial dos estados é próxima à faixa de operação;

- SM02: em que as condições iniciais dos estados é distante da faixa de operação;
- SM03: em que há um resistor em série com a tensão de entrada v_{in} , da ordem de $R_{in} = \omega$;
- SM04: em que a carga inicia em $R_o = \Omega$, que representa 10 % da carga projetada e, em seguida, passa por duas etapas: um degrau de 100 % a 150 % da carga projetada e um degrau de 150 % a 200 %;
- SM05: que inicia como a primeira simulação e, depois de estabilizar, passa por três etapas: um degrau de -30 % da tensão v_{in} até estabilizar, um degrau que retorna o sistema para 100 % de v_{in} e um degrau de +30 % de v_{in} .

Os três controladores que apresentaram o melhor desempenho foram: o controlador PIMR, a realimentação linearizante direta com escalonamento de ganho ELDG e o controlador PR. Para SM01, o desempenho dos três controladores é parecido, apresentando erro zero em regime permanente, transitório rápido de no máximo um período de T_r e THD igual ou abaixo dos 2,2 %, medido no inversor em malha aberta. Para SM02, o controlador PR, mais simples, apresenta a melhor capacidade de sair de condições iniciais distantes da faixa de operação. Durante a SM03, os controladores ressonantes apresentaram erro zero em regime permanente, diferente de ELDG, que apresentou um erro de amplitude próximo a 1,5 %.

Na simulação SM04, com exceção da etapa inicial (com 10 % da carga de projeto), onde o controlador PR não mostrou um desempenho minimamente utilizável, os controladores demonstraram desempenho em malha fechada equivalente em todas as etapas. No transitório, a vantagem dos controladores mais complexos, PIMR e ELDG, fica aparente quando estes conseguem rejeitar as perturbações em menos de um período de T_r , contra os três períodos necessários para o controlador PR.

Na simulação SM05, nenhum dos controladores mostrou-se absoluto em lidar com perturbações de v_{in} daquela magnitude. Para a etapa de degrau negativo, o controlador PIMR mostrou-se superior, apresentando transitório rápido e rejeição total à perturbação. O ELDG apresentou resultados parecidos, com erro zero para amplitude, porém uma mínima defasagem. Mesmo apresentando um transitório mais lento, para ambas as etapas, o controlador PR mostrou-se o melhor equipado para lidar com o degrau de perturbação positivo. O controlador ELDG mostrou-se capaz de atuar na etapa de degrau positivo, porém a saturação negativa da razão cíclica d causa o erro de tensão no pico negativo.

Em conclusão, o controlador PIMR apresentou o melhor conjunto de resultados para as simulações, porém não muito distante do ELGD. O PIMR só apresentou desvantagem clara durante a simulação com condições iniciais distantes da condição

inicial. Com isso, foi possível listar as melhores indicações para o uso dos controladores:

- Controlador PIMR: pode ser usado quando o inversor estiver conectado a uma carga mínima. Apresenta bom desempenho para perturbações de carga e fontes não-ideais e desempenho razoável para perturbações de tensão de entrada. Deve ser iniciado com o inversor já estabilizado em malha aberta.
- Controlador ELDG: pode ser usado quando o inversor estiver conectado a uma carga mínima. Apresenta bom desempenho para perturbações de carga e fontes não-ideais. Apresenta desempenho razoável para perturbações de tensão de entrada. Deve ser iniciado com o inversor já estabilizado em malha aberta.
- Controlador PR: não deve ser utilizado quando o inversor estiver sem carga ou com uma carga mínima. Apresenta bom desempenho para perturbações de carga e fontes não-ideais e desempenho razoável para perturbações de tensão de entrada. Pode ser iniciado com os estados do inversor longe da faixa de operação.
- Controlador ELEP: pode ser usado quando o inversor estiver conectado a uma carga mínima. Apresenta bom desempenho para perturbações de carga e fontes não-ideais. Pode ser iniciado com os estados do inversor longe da faixa de operação. Por causa do erro de fase em função da carga, é necessário adicionar ao sistema mecanismos de compensação dinâmica de fase.
- Controlador PI: apesar das vantagens em relação à complexidade e número de sensores, não apresenta um bom desempenho de controle para o inversor *Boost*.

A partir desses resultados, elaborou-se a Tabela 13, como um guia de consulta para auxiliar projetos que pretendem utilizar o inversor *Boost* no futuro, de modo a facilitar a escolha do controlador que encaixe nos requisitos do projeto.

Por fim, sugere-se que trabalhos futuros realizem a validação dos experimentos aqui apresentados, através de aplicações práticas dos mesmos, já que os testes realizados aqui ficaram restritos à simulação. Trabalhos futuros também podem verificar o desempenho dos controladores propostos perante cargas R-L e cargas não-lineares, além de se investigar a utilização de observadores de estado lineares e não-lineares (e.g. Filtro de Kalman Estendido) para se diminuir o número de sensores necessários nos controladores projetados baseados em realimentação de estado. Sugere-se, finalmente, testar o desempenho dos controladores quando da entrega de potência para a rede elétrica.

REFERÊNCIAS

- ADAM, G. P.; LI, P.; GOWAID, I. A.; WILLIAMS, B. W. Generalized switching function model of modular multilevel converter. *In*: PROCEEDINGS of the IEEE International Conference on Industrial Technology. United States: Institute of Electrical e Electronics Engineers Inc., jun. 2015. (Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology), p. 2702–2707. ISBN 9781479977994.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.
- BARBI, Ivo. **Inversores Monofásicos**. 1. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2022.
- CHEN, Chi-Tsong. **Analog and Digital Control System Design: Transfer-Function, State-Space, and Algebraic Methods**. 1. ed. [S.l.]: Oxford University Press, 2006.
- COELHO, R. F. **Procedimento para cálculo dos parâmetros do compensador Proporcional-Integral e do compensador Proporcional-Ressonante**. [S.l.]: Publicação interna, INEP/UFSC, 2020.
- ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 3. ed. Boulder, CO, USA: Springer, 2020.
- HUANG, Jie. **Nonlinear Output Regulation, Theory and Applications**. 2. ed. Hong Kong: SIAM, Society for Industrial e Applied Mathematics, 2004.
- KWAKERNAAK, Huibert; SIVAN, Raphael. **Linear Optimal Control Systems**. 1. ed. [S.l.]: Wiley-Interscience., 1972.
- LEHMAN, B.; BASS, R.M. Extensions of averaging theory for power electronic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 4, p. 542–553, 1996.
- LIBERZON, Daniel. **Switching in Systems and Control**. 1. ed. [S.l.]: Birkhäuser, 2003. ISBN 0817642978,9780817642976,3764342978.
- LIN, Hai; ANTSAKLIS, Panos J. Stability and Stabilizability of Switched Linear Systems: A Survey of Recent Results. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 54, n. 2, p. 308–322, 2009.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006.

MICHAL, Vratislav; COTTIN, Denis; ARNO, Patrik. Boost DC/DC Converter Nonlinearity and RHP-Zero: Survey of the Control-to-Output Transfer Function Linearization Methods. *In*: INTERNATIONAL Conference on Applied Electronics AE 2016. [S.l.: s.n.], set. 2016.

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. 3. ed. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey 07458: SIAM, Society for Industrial e Applied Mathematics, 1997.

PEDICINI, Carmen; IANNELLI, Luigi; VASCA, Francesco; JÖNSSON, Ulf. Averaging for Power Converters. *In*: [S.l.: s.n.], jan. 2012. P. 163–188. ISBN 978-1-4471-2884-7.

SANTOS, Ion. **Família de Inversores Monofásicos Elevadores a Dois Interruptores e com Referência Comum**. Florianópolis: [s.n.], 2023. P. 121.

SANTOS, Ion; BALBINO, Anderson; ANDRADE, Jéssika; LAZZARIN, T.B. Modelagem e Controle de um Inversor Diferencial Buck-Boost com Técnica de Linearização de Ganho Estático para Redução de Distorção Harmônica. *In*.

SANTOS, Ion; BRUNELLI, Telles. Two Switches Common Grounded Transformerless Step-Up and Step-Down Inverter. *In*: 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.: s.n.], 2024. P. 600–605.

SCOKAERT, P.O.M.; RAWLINGS, J.B. Constrained linear quadratic regulation. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 43, n. 8, p. 1163–1169, 1998.

SHUAI, Dingxin; XIE, Yunxiang; WANG, Xiaogang. **Optimal Control of Buck Converter by State Feedback Linearization**. v. 28. [S.l.: s.n.], jul. 2008. P. 2265–2270.

SILVEIRA, Hector Bessa. **Notas de aula da disciplina de Controle Multivariável - DAS 5131**. [S.l.]: DAS/UFSC, 2019.

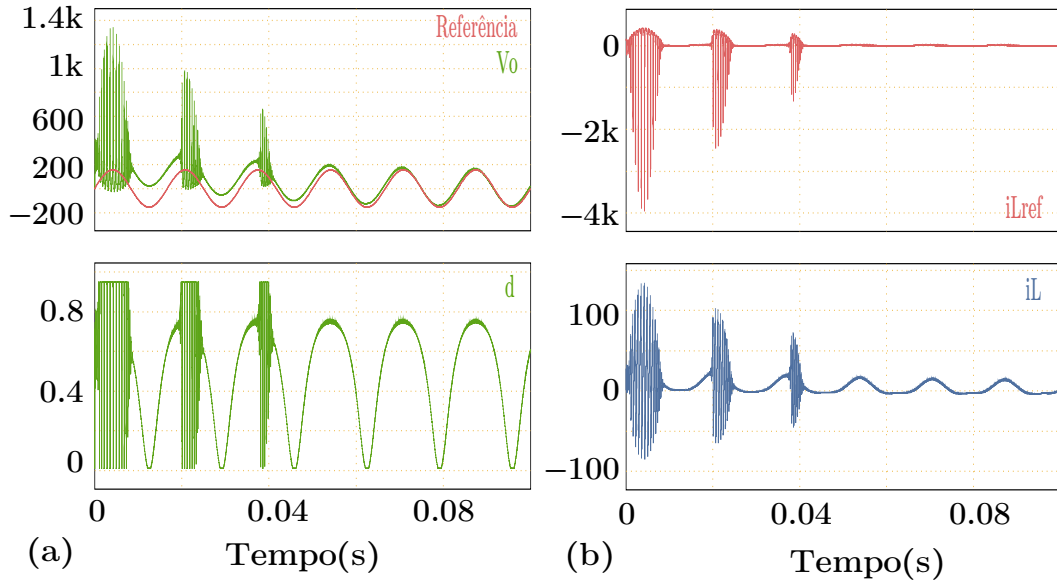
VOAS, Jeffrey; KSHETRI, Nir; DEFRANCO, Joanna F. Scarcity and Global Insecurity: The Semiconductor Shortage. **IT Professional**, IEEE Educational Activities Department, USA, v. 23, n. 5, p. 78–82, set. 2021. ISSN 1520-9202.

VRATISLAV MICHAL, Denis Cottin; ARNO, Patrik. Boost DC/DC converter nonlinearity and RHP-zero: Survey of the control-to-output transfer function linearization methods. *In: 2016 International Conference on Applied Electronics (AE)*. [S.l.: s.n.], 2016. P. 1–10.

WANG, Qi; HUANG, Nan; CHEN, Zhuo; CHEN, Xiaowen; CAI, Hanying; WU, Yunpeng. Environmental data and facts in the semiconductor manufacturing industry: An unexpected high water and energy consumption situation. **Water Cycle**, v. 4, p. 47–54, 2023. ISSN 2666-4453.

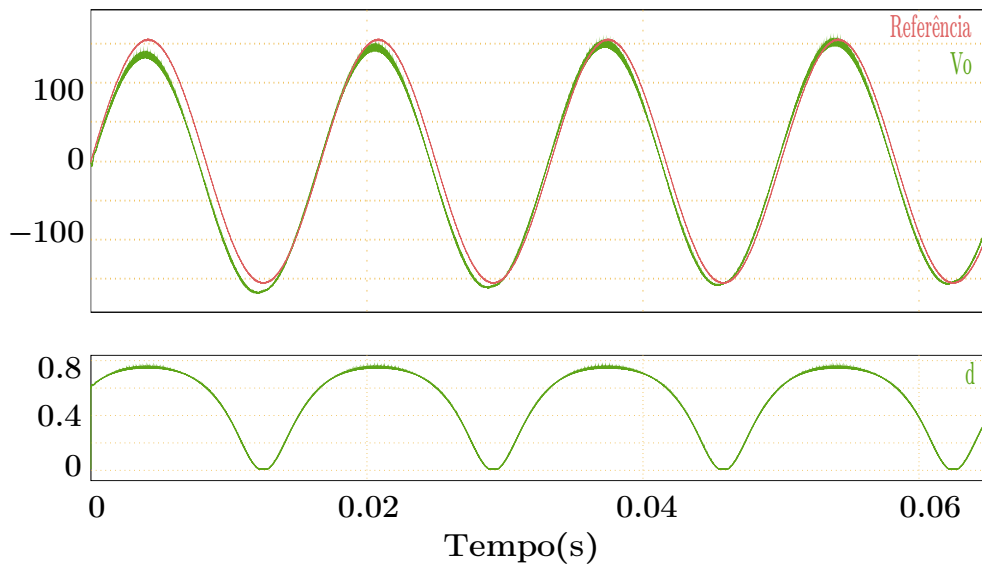
APÊNDICE A – FIGURAS DOS RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES USANDO O CONTROLADOR PROPOSTO EM SANTOS (2023)

Figura 84 – Simulação com condições iniciais $i_{L0} = 0$, $v_{Co0} = 100$ e $v_{Cf0} = 100$



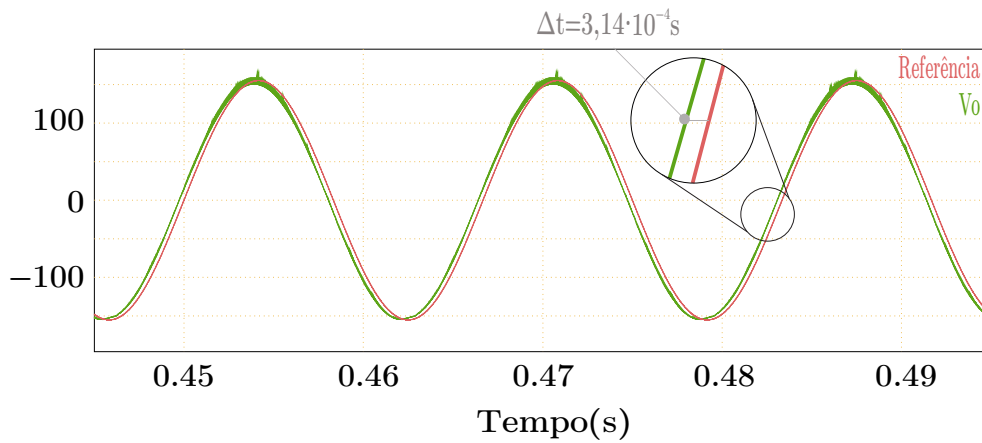
Fonte: Elaboração Própria

Figura 85 – Saída v_o e o sinal de controle d em simulação com condições iniciais próximas a faixa de operação



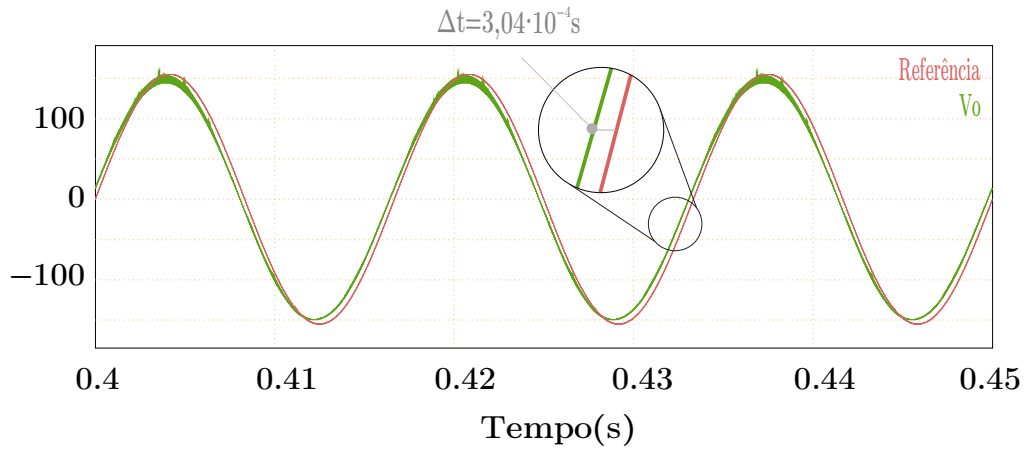
Fonte: Elaboração Própria

Figura 86 – Saída v_o e o sinal de controle d com condições iniciais próximas a faixa de operação



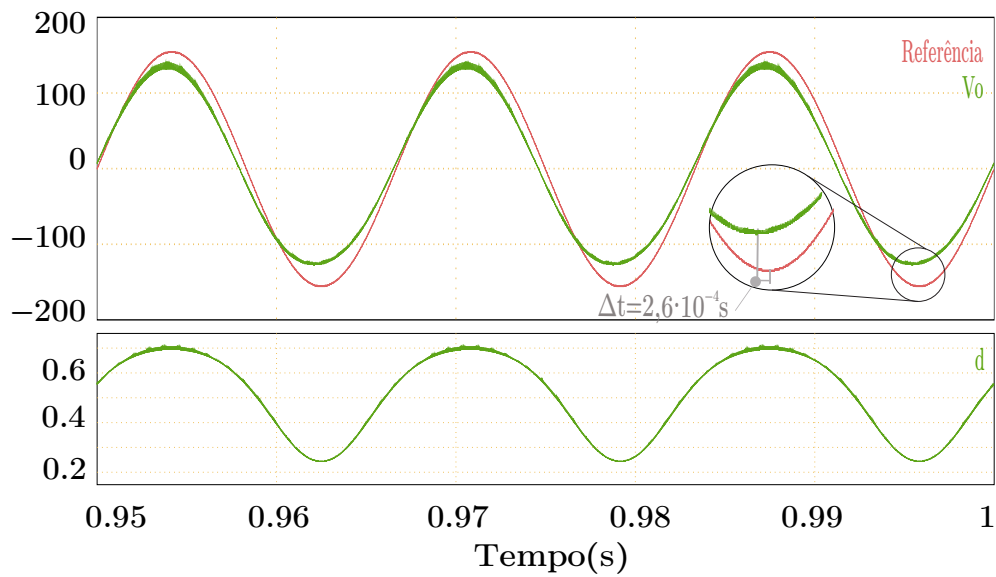
Fonte: Elaboração Própria

Figura 87 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente durante a simulação com resistor em série com a fonte V_{in}



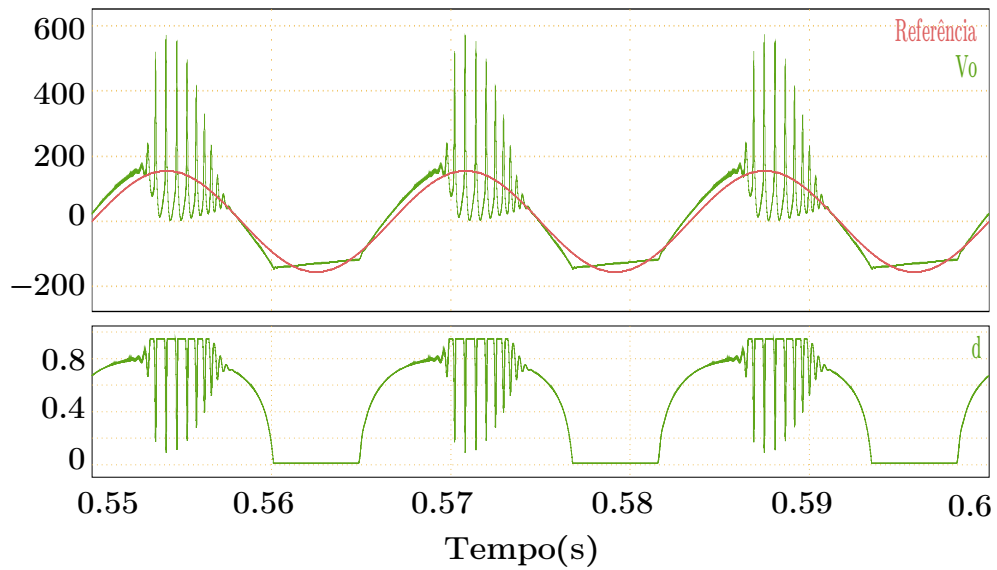
Fonte: Elaboração Própria

Figura 88 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente durante a simulação com degraus de tensão v_{in} , durante a etapa de degrau positivo



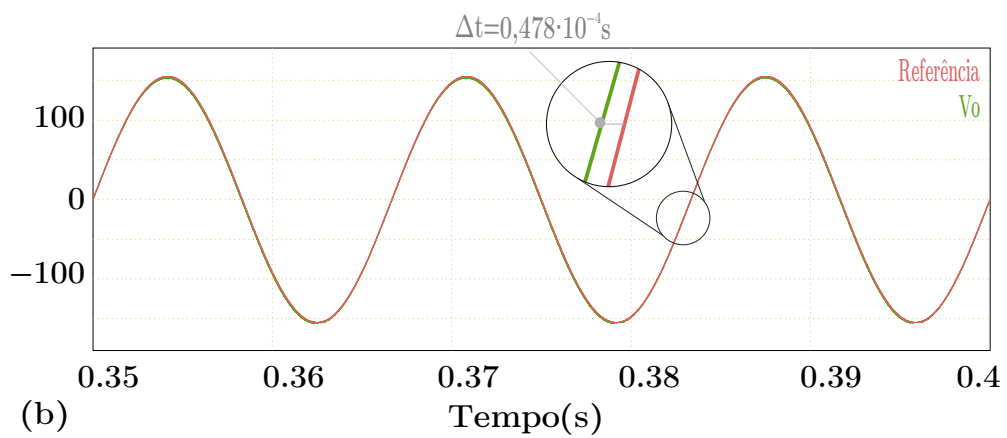
Fonte: Elaboração Própria

Figura 89 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente durante a simulação com degraus de tensão v_{in} , durante a etapa de degrau negativo



Fonte: Elaboração Própria

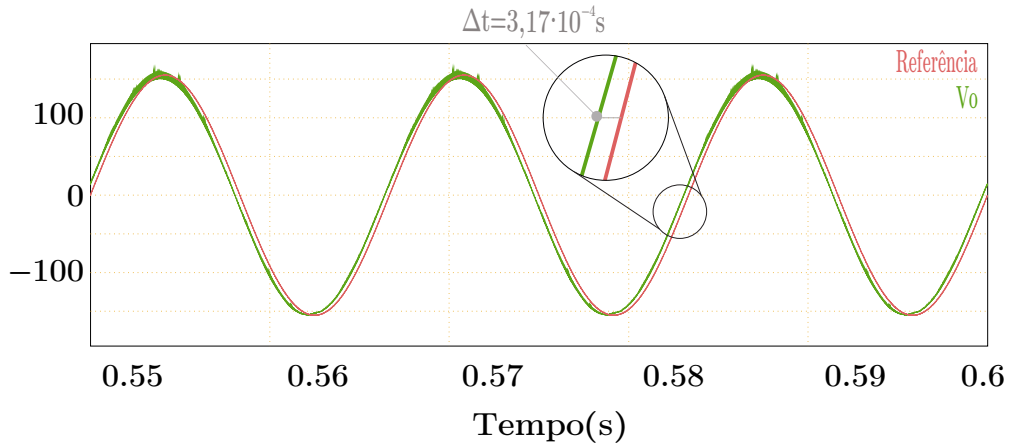
Figura 90 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa com 10 % da carga



(b)

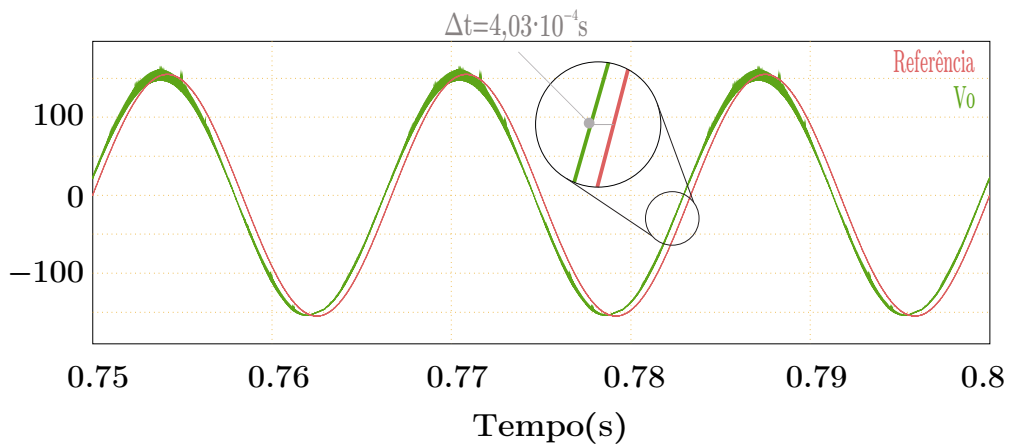
Fonte: Elaboração Própria

Figura 91 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa do degrau de 10% a 100% da carga



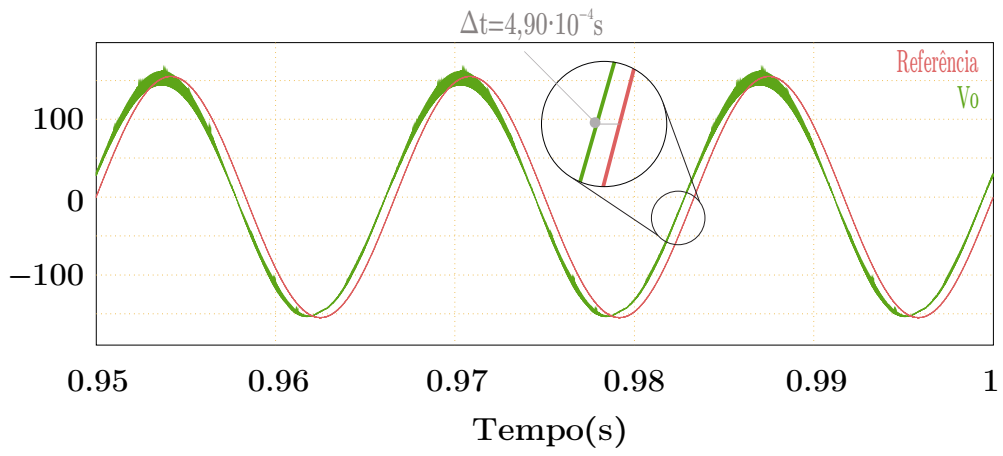
Fonte: Elaboração Própria

Figura 92 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa do degrau de 100% a 150% da carga



Fonte: Elaboração Própria

Figura 93 – Saída v_o e o sinal de controle d em regime permanente na simulação com degraus de carga, durante a etapa do degrau de 150% a 200% da carga



Fonte: Elaboração Própria