



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE SISTEMAS
ELETRÔNICOS

GIOVAN MECABÔ

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONTROLE EM MODO CORRENTE
HISTERESE PARA CONVERSORES BÁSICOS**

Joinville
2026

GIOVAN MECABÔ

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONTROLE EM MODO CORRENTE
HISTERESE PARA CONVERSORES BÁSICOS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

Orientador(a): Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Joinville
2026

Mecabô, Giovan

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONTROLE EM MODO CORRENTE
HISTERESE PARA CONVERSORES BÁSICOS / Giovan Mecabô ;
orientador, Dalton Luiz Rech Vidor, 2026.
210 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Campus Joinville, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Joinville, 2026.

Inclui referências.

1. Engenharia de Sistemas Eletrônicos. 2. Metodologia
de Projeto Integrado. 3. Conversores CC-CC Básicos não
isolados. 4. Controle por Histerese. 5. Modo Corrente. I.
Rech Vidor, Dalton Luiz. II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de
Sistemas Eletrônicos. III. Título.

GIOVAN MECABÔ

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONTROLE EM MODO CORRENTE
HISTERESE PARA CONVERSORES BÁSICOS**

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado, em 10 de março de 2026, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dalton Luiz Rech Vidor, Dr.
Instituição UFSC

Prof. Adriano Péres, Dr.
Instituição UFSC

Profa. Jessika Melo de Andrade, Dra
Instituição UFSC

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

Insira neste espaço a
assinatura digital

Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Insira neste espaço a
assinatura digital

Prof. Dalton Luiz Rech Vidor, Dr.
Orientador

Joinville, 2026

Dedico esse trabalho a minha esposa Vanderléia e minhas filhas Cecília e Betina.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a Deus por me manter no caminho dos meus sonhos e me levar em segurança em tantas viagens para Joinville. A minha esposa Vanderléia que sempre me apoiou e deu a motivação para continuar, também por manter a família unida e cuidar de nossas filhas para eu me concentrar no trabalho. Agradeço a meus pais por sempre rezarem e torcerem por mim.

Agradeço ao meu orientador Dalton Luiz Rech Vidor que sempre esteve disposto a passar seus ensinamentos e esteve junto comigo nessa jornada, estendo o agradecimento aos outros professores Diego S. Greff, Alexandro Garro Brito, Anderson, Lucas Weihmann, Pablo Andretta Jaskowiak.

Gostaria de agradecer a FAPESC pelo auxílio que a bolsa proporcionou em manter meus estudos e pesquisa e aos professores da banca Adriano Péres e Jessika Melo de Andrade por auxiliar e direcionar o trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova abordagem de controle baseada em características físicas aplicada a conversores CC-CC. O compensador proposto combina uma ação proporcional-integral (PI) para regulação da tensão de saída com uma leitura diferencial da corrente do indutor, produzindo um comportamento equivalente a uma ação derivativa no sistema de controle. Essa estratégia permite reduzir a sensibilidade a ruídos de medição e melhorar a resposta dinâmica do conversor durante transientes de carga quando associada ao controle por histerese da corrente. O projeto do compensador e o dimensionamento dos componentes reativos são realizados de forma integrada, considerando as características dinâmicas do conversor e suas condições de operação. Como parte da metodologia proposta, foi desenvolvido um roteiro em software matemático capaz de determinar os parâmetros do compensador e os valores dos componentes reativos a partir das especificações do sistema, permitindo a obtenção de um projeto adequado já na primeira implementação. Resultados de simulação são apresentados para diferentes condições de operação e níveis de potência, incluindo variações de carga de até 92%, demonstrando bom desempenho tanto em regime permanente quanto em regime dinâmico. Os resultados experimentais obtidos em protótipo validam a metodologia proposta e indicam desempenho superior ao previsto no projeto inicial, com respostas rápidas a variações de carga, baixa sensibilidade a ruídos e ausência de overshoot significativo na tensão de saída.

Palavras-chave: controle por características físicas; conversor CC-CC; metodologia integrada.

ABSTRACT

This work presents a new control approach based on physical characteristics applied to DC–DC converters. The proposed compensator combines a proportional–integral (PI) action for output voltage regulation with a differential measurement of the inductor current, producing a behavior equivalent to a derivative action in the control system. This strategy reduces sensitivity to measurement noise and improves the dynamic response of the converter during load transients when combined with hysteresis current control. The compensator design and the sizing of reactive components are performed in an integrated manner, considering the dynamic characteristics of the converter and its operating conditions. As part of the proposed methodology, a computational routine implemented in mathematical software was developed to determine the compensator parameters and the reactive component values based on system specifications, enabling the achievement of a suitable design in the first implementation. Simulation results are presented for different operating conditions and power levels, including load variations of up to 92%, demonstrating good performance in both steady-state and dynamic operation. Experimental results obtained from a prototype validate the proposed methodology and indicate performance superior to that predicted in the initial design, with fast responses to load variations, low sensitivity to noise, and no significant overshoot in the output voltage.

Keywords: control by physical characteristics; DC-DC converter; integrated methodology.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - % da População com acesso a eletricidade.....	24
Figura 2 - Consumo de energia per capita	25
Figura 3 - Capacidade renovável per capita.....	25
Figura 4 - Projeção de geração de eletricidade com módulo fotovoltaico	26
Figura 5 - Trabalhos publicados no banco de dados do IEEE 2014 - 2024	27
Figura 6 - Os seis conversores básicos: (a)Buck (b)Boost (c)Buck-Boost (d)Cuk (e)Zeta (f)Sepic	28
Figura 7 - Célula de conversão	29
Figura 8 - Diversidade de aplicações para conversores elevadores	30
Figura 9 - Implementação do compensador com incrementos de parâmetros.....	32
Figura 10 - Diagrama de controle em malha fechada simplificado.....	33
Figura 11 - Estrutura de controle em modo tensão	34
Figura 12 - Estrutura de controle em modo corrente.....	34
Figura 13 - Estrutura do controle por histerese	35
Figura 14 - Sinais do controle por histerese.....	35
Figura 15 - Célula de conversão	41
Figura 16 - Célula de conversão configurada no modo redução de tensão	42
Figura 17 - Célula de conversão configurada no modo aumento de tensão	43
Figura 18 - Célula de conversão configurada no modo aumento/redução de tensão.....	43
Figura 19 - Ganhos de tensão com diferentes configurações	44
Figura 20 - Célula de conversão configurada para 3 topologias básicas	45
Figura 21 - Modelo de modulador PWM.....	50
Figura 22 - Diagrama funcional simplificado de um conversor Buck sob controle por histerese de tensão	51
Figura 23 - Circuito básico conversor Buck.....	57
Figura 24 - Circuito Buck etapa interruptor fechado	57
Figura 25 - Circuito Buck etapa interruptor aberto.....	59
Figura 26 - Circuito básico conversor Boost.....	61
Figura 27 - Circuito Boost etapa interruptor fechado	61
Figura 28 - Circuito Boost etapa interruptor aberto	62
Figura 29 - Circuito básico conversor Buck-Boost.....	63
Figura 30 - Circuito Buck-Boost etapa interruptor fechado.....	64

Figura 31 - Circuito Buck-Boost etapa interruptor aberto	64
Figura 32 - Circuito Buck modo tensão	67
Figura 33 - Resposta da saída modo tensão.....	67
Figura 34 - Circuito Buck modo corrente	68
Figura 35 - Compensador em cascata	69
Figura 36 - Diagrama em blocos compensador PID.....	80
Figura 37 - Conversor Buck validação do compensador por lugar das raízes	81
Figura 38 - Resposta a variação de referência.....	82
Figura 39 - Resposta a variação de referência <i>zoom</i>	82
Figura 40 – Resposta do conversor Buck com compensador lugar das raízes a variações de carga de 92%	84
Figura 41 - Resposta do conversor Buck com compensador lugar das raízes ao degrau de carga de 92% <i>zoom</i>	85
Figura 42 - Conversor Buck validação do compensador cascata.....	85
Figura 43 - Resposta do conversor Buck com compensador cascata ao degrau de carga de 92%	86
Figura 44 - Resposta do conversor Buck com compensador cascata a variações de carga de 92% <i>zoom</i>	87
Figura 45 - Diagrama de simulação do conversor Boost.....	87
Figura 46 - Resposta do conversor Boost ao degrau de carga de 92%	88
Figura 47 - Resposta do conversor Boost ao degrau de carga de 92% <i>zoom</i>	89
Figura 48 - Resposta do conversor Boost a variação de Referência <i>zoom</i>	89
Figura 49 - Diagrama de simulação do conversor Buck-Boost.....	90
Figura 50 - Resposta do conversor Buck-Boost ao degrau de carga de 92%	91
Figura 51 - Resposta do conversor Buck-Boost ao degrau de carga 92% <i>zoom</i>	91
Figura 52 - Fluxograma geral do sistema de controle	95
Figura 53 - Circuito do conversor Buck simplificado.....	105
Figura 54 - ΔV_L do conversor Buck	106
Figura 55 - Teste em vários pontos de operação Buck	107
Figura 56 - Diagrama completo do sistema de controle proposto para o conversor Buck, destacando os sinais de corrente, tensão e os blocos de controle por histerese em modo corrente.	108

Figura 57 - Formas de onda do sistema de controle principal durante uma resposta ao degrau de carga, evidenciando a resposta transitória da corrente do indutor, da corrente de saída e da tensão de saída para o conversor Buck	109
Figura 58 - Circuito do conversor Boost simplificado	110
Figura 59 - ΔV_L do conversor Boost.....	110
Figura 60 - Fator k aplicado ao controle do conversor Boost	112
Figura 61 - Teste em vários pontos de operação - Boost.....	113
Figura 62 - Diagrama completo do sistema de controle proposto para o conversor Boost, destacando os sinais de corrente, tensão e os blocos de controle por histerese em modo corrente.	114
Figura 63 - Formas de onda do sistema de controle principal durante uma resposta ao degrau de carga, evidenciando a resposta transitória da corrente do indutor, da corrente de saída e da tensão de saída para o conversor Boost	114
Figura 64 - Circuito proposto Buck-Boost.....	115
Figura 65 - ΔV_L do conversor Buck-Boost	116
Figura 66 - Teste em vários pontos de operação - Buck-Boost.....	117
Figura 67 - Diagrama completo do sistema de controle proposto para o conversor Buck-Boost, destacando os sinais de corrente, tensão e os blocos de controle por histerese em modo corrente.....	119
Figura 68 - Formas de onda do sistema de controle principal durante uma resposta ao degrau de carga, evidenciando a resposta transitória da corrente do indutor, da corrente de saída e da tensão de saída para o conversor Buck-Boost	119
Figura 69 - Resposta do artigo 1	122
Figura 70 - Resposta do autor para artigo 1	122
Figura 71 - Resposta do controle por histerese para o artigo 1	123
Figura 72 - Resposta do artigo 2	124
Figura 73 - Resposta do autor para artigo 2.....	124
Figura 74 - Resposta do controle por histerese para o artigo 2.....	125
Figura 75 - Resposta do artigo 3	126
Figura 76 - Resposta do autor para artigo 3.....	127
Figura 77 - Resposta para um degrau de carga para o artigo 3.....	127
Figura 78 - Comparativo da variação de tensão entre artigos e proposta do trabalho	128

Figura 79 - Comparativo do tempo de acomodação entre artigos e proposta do trabalho	129
Figura 80 - Comparativo do overshoot entre artigos e proposta do trabalho	129
Figura 81 - Protótipo conversor Buck	133
Figura 82 - Circuito de validação do código do DSP	134
Figura 83 - Resposta do compensador com controle discreto	134
Figura 84 - Características dos capacitores	135
Figura 85 - Associação de capacitores	136
Figura 86 - Protótipo completo	137
Figura 87 - Esquema eletrônico do <i>gate drive</i>	138
Figura 88 - Protótipo da placa de acionamento	139
Figura 89 - Escolha dos resistores do divisor de tensão saída	140
Figura 90 - Posição do divisor resistivo da tensão de saída	141
Figura 91 - Filtro passa-baixas	142
Figura 92 - Diagrama de filtro passa-baixas	143
Figura 93 - Sensor de corrente INA240 - Configuração unidirecional	144
Figura 94 - INA240 aplicação típica	144
Figura 95 - Opções de medição de sinais	145
Figura 96 - Resposta em regime permanente	146
Figura 97 - Rampa de inicialização do conversor Buck	146
Figura 98 - Degrau de aumento de referência - Simulação	147
Figura 99 - Degrau de aumento de referência - Experimental	147
Figura 100 - Degrau de redução de referência - Simulação	148
Figura 101 - Degrau de redução de referência - Experimental	148
Figura 102 - Degrau de carga com aumento de 92% - Simulação	149
Figura 103 - Degrau de carga com aumento de 92% - Experimental	150
Figura 104 - Largura de banda	150
Figura 105 - Degrau de carga com redução de 92% - Simulação	151
Figura 106 - Degrau de carga com redução de 92% - Experimental	151
Figura 107 - Degrau completo de referência - Simulação	152
Figura 108 - Degrau completo de referência - Experimental	153
Figura 109 - Degrau completo de carga - Simulação	153
Figura 110 - Degrau completo de carga de 92% - Experimental	154
Figura 111 - Análise do sinal de controle em regime transitório	154

Figura 112 - Dados de eficiência do conversor Buck	156
Figura 113 - Gráfico de eficiência do conversor Buck	157
Figura 114 - Análise da resposta em frequência realizado em simulação	158
Figura 115 - Resposta do compensador PID para um degrau de aumento de carga de 92%	159
Figura 116 - Resposta do compensador PID para um degrau de redução de carga de 92%	159
Figura 117 - Protótipo conversor Boost.....	160
Figura 118 - DSP de controle	161
Figura 119 - Rampa de inicialização do conversor Boost	161
Figura 120 - Degrau de carga com aumento de 50% - Experimental.....	162
Figura 121 - Degrau de carga com redução de 50% - Experimental.....	162
Figura 122 - Dados de eficiência do conversor Boost 100% de carga	163
Figura 123 - Dados de eficiência do conversor Boost 50% de carga	163

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Requisitos de fontes de alimentação modernas.....	30
Tabela 2 - Parâmetros para as funções de transferência dos conversores Básicos ..	56
Tabela 3 - Especificações do conversor Buck clássico	71
Tabela 4 - Especificações do conversor Boost clássico	76
Tabela 5 - Especificações do conversor BuckBoost Clássico	78
Tabela 6 - Parâmetros de projeto conversor Buck	105
Tabela 7 - Parâmetros de projeto conversor Boost.....	109
Tabela 8 - Parâmetros de projeto conversor Buck-Boost.....	115
Tabela 9 - Comparativo artigo 1	123
Tabela 10 - Comparativo artigo 2	125
Tabela 11 - Comparativo artigo 3	128
Tabela 12 - Avaliação crítica da metodologia proposta quanto aos seus benefícios e aspectos a serem aprimorados	130
Tabela 13 - Comparação da instrumentação requerida pelos métodos avaliados ..	130
Tabela 14 - Complexidade estrutural do controle.....	131
Tabela 15 - Lista de componentes	138
Tabela 16 - Especificações iniciais do indutor.....	139
Tabela 17 - Parâmetros do projeto.....	145

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>FT</i>	Função de Transferência
<i>ADC</i>	Analog to Digital Converter - Conversor Analógico Digital
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>P</i>	Proporcional
<i>PI</i>	Proporcional Integral
<i>PID</i>	Proporcional Integral Derivativo
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fonte de energia interrupta
<i>LED</i>	Diodo Emissor de Luz
<i>MLCC</i>	Multilayer Ceramic Capacitors
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<i>ESR</i>	Equivalent Serie Resistance
<i>PSO</i>	Particle Swarm Optimization
<i>PL</i>	Programação Linear
<i>LC</i>	Indutância - Capacitancia
<i>SIC</i>	Carboneto de Silício
<i>GAN</i>	Nitreto de Gálio
<i>IA</i>	Inteligência Artificial
<i>ODS</i>	Objetivos de Desenvolvimento Sustentável
<i>ONU</i>	Organização das Nações Unidas
<i>DC</i>	Direct Current
<i>IEC</i>	International Electrotechnical Commission
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<i>dB</i>	Decibéis
<i>IEA</i>	International Energy Agency
<i>GND</i>	Ground
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>DIP</i>	Dual In-Line Package
<i>CI</i>	Integrated Circuit

V_{CC} Tensão do Coletor Comum

LISTA DE SÍMBOLOS

V_o	Tensão de saída
D	<i>Duty cycle</i>
V_i	Tensão de entrada
L	Indutância de saída
f_s	Frequência de comutação
T_s	Período de comutação
ΔV_c	Variação de tensão de saída
ΔV_o	Variação de tensão de saída
ΔI_L	Variação de corrente do Indutor
ΔI_o	Variação de corrente de saída
V_C	Tensão do capacitor
V_L	Tensão do indutor
I_C	Corrente do capacitor
I_L	Corrente do Indutor
I_{in}	Corrente de entrada
I_{AVG}	Corrente média
C_o	Capacitância de saída
L_o	Indutância de saída
R_o	Resistor de saída
R_{min_o}	Resistor de carga mínima
I_o	Corrente de saída
C	Compensador
G_{vd}	Função de transferência tensão <i>duty cycle</i>
G_{mf}	Função de transferência de malha fechada da planta
H_v	Ganho do sensor
K_p	Ganho proporcional
K_c	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
K_d	Ganho derivativo
T_i	Tempo Integrativo

T_d	Tempo derivativo
$S1$	Interruptor
$D1$	Diodo
ΔV	Variação de tensão
ΔI	Variação de corrente
Δt	Variação de tempo
ΔC	Variação de capacitância
$\Delta i\%$	Ondulação de corrente em porcentagem
$\Delta v\%$	Ondulação de tensão em porcentagem
ΔV_L	Tensão disponível durante o transitório
ΔV_O	Variação da tensão em volts
RDS_{on}	Resistencia dreno source
C_{oss}	Capacitância de saída da chave
I_{sm}	Corrente média
I_{se}	Corrente eficaz
I_{sp}	Corrente de pico
P_{se}	Potência de pico
P_{swcond}	Perdas por condução
P_{sON}	Perdas por comutação interruptor Ligado
P_{sOFF}	Perdas por comutação interruptor Desligado
t_r	Tempo de subida
t_f	Tempo de descida
P_{swTot}	Perdas totais interruptor
ζ	Fator de amortecimento
ω_0	Frequência de ressonância
ω_n	Frequência natural
ω_C	Frequência de corte
ω_Z	Frequência do zero
ω_{ZRP}	Frequência do zero semiplano direito
$FTLA_{NC}$	Função de referência de laço aberto não compensada
ϕ_{mf}	Margem de fase em graus
MF	Margem de fase em radianos

T_n	Período Natural
P_p	Ciclos de comutação
Q	Carga
ΔQ	Variação de Carga
α	Fator relação ressonância LC do Zero

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO	23
1.2	PROBLEMA.....	36
1.3	PROPOSTA.....	36
1.4	OBJETIVOS.....	37
1.4.1	Objetivos gerais.....	37
1.4.2	Objetivos específicos	37
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	37
1.6	PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO.....	38
2	CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS.....	40
2.1	ESTRUTURA DOS CONVERSORES E GANHO ESTÁTICO	40
2.2	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES REATIVOS	45
2.2.1	Conversor Buck	45
2.2.2	Conversor Boost.....	46
2.2.3	Conversor Buck-Boost.....	48
2.3	CIRCUITO DE CONTROLE	49
2.3.1	Controle por modulação de largura de pulso	49
2.3.2	Controle por histerese.....	50
2.4	MODELAGEM POR VARIÁVEIS DE ESTADO	51
2.4.1	Espaço de Estado Médio.....	53
2.4.2	Conversor Buck	56
2.4.3	Conversor Boost.....	60
2.4.4	Conversor Buck-Boost.....	63
2.5	ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	65
2.5.1	Modo Tensão.....	66
2.5.2	Modo Corrente	67
2.6	PROJETO DO COMPENSADOR	68
2.6.1	Compensador Buck por margem de ganho e margem de fase	70
2.6.2	Compensador Buck por lugar das raízes	72
2.6.3	Compensador Buck cascata.....	73
2.6.4	Compensador Boost por margem de ganho e margem de fase	76

2.6.5	Compensador Buck-Boost por margem de ganho e margem de fase	78
2.7	SIMULAÇÕES	79
2.7.1	Buck	80
2.7.2	Boost	87
2.7.3	Buck-Boost	90
3	METODOLOGIA PROPOSTA	93
3.1	INTRODUÇÃO E MOTIVAÇÃO	93
3.2	ESTRUTURA GERAL DO MÉTODO PROPOSTO	94
3.3	CONSIDERAÇÃO SOBRE ESFORÇOS ELÉTRICOS E TOPOLOGIA	96
3.4	FUNDAMENTOS DO DIMENSIONAMENTO BASEADO EM TRANSITÓRIO	98
3.5	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES REATIVOS	100
3.6	PROJETO DO CONTROLADOR	101
3.7	APLICAÇÃO DA METODOLOGIA AOS CONVERSORES CC-CC	104
3.7.1	Aplicação ao conversor Buck	105
3.7.2	Aplicação ao conversor Boost	109
3.7.3	Aplicação ao conversor Buck-Boost	115
3.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	119
4	ARTIGOS COMPARATIVOS	121
4.1	ARTIGO 1	121
4.2	ARTIGO 2	123
4.3	ARTIGO 3	125
4.4	CONCLUSÃO DOS RESUMOS	128
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	133
5.1	CONVERSOR BUCK	133
5.1.1	Proposta do Trabalho	133
5.1.2	Buck PID clássico comparativo	158
5.2	CONVERSOR BOOST	160
6	CONCLUSÃO	165
7	TRABALHOS PUBLICADOS	167
	REFERÊNCIAS	169
	APÊNDICE A – PROJETO DOS ESFORÇOS NAS CHAVES	175
	APÊNDICE B – SCRIPT DE MODELAGEM DOS CONVERSORES	181
	APÊNDICE D – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO	192

APÊNDICE F – ESQUEMÁTICOS E PCBS DOS CONVERSORES	200
APÊNDICE G – CÓDIGO DSP BUCK	204
APÊNDICE H – PROJETO DOS INDUTORES.....	205
APÊNDICE I – LICENÇAS	210

1 INTRODUÇÃO

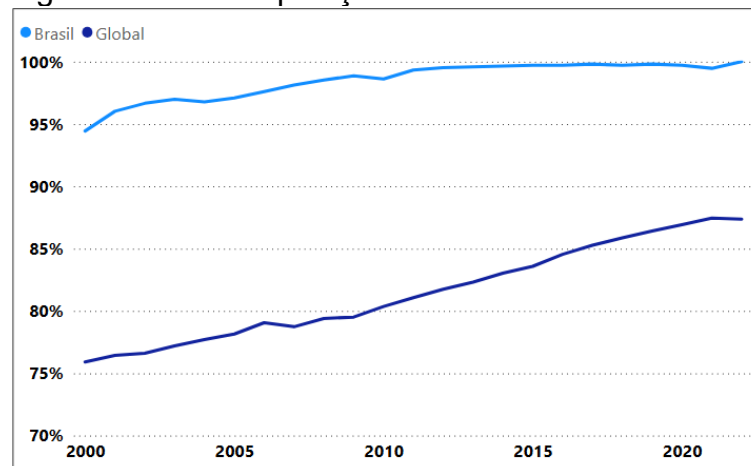
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

A crescente demanda por energia e a necessidade de reduzir os impactos ambientais associados à sua geração têm impulsionado discussões globais sobre o desenvolvimento sustentável. Nesse contexto, em 2015, durante a Assembleia Geral das Nações Unidas, foi estabelecida a Agenda 2030, composta por 17 Objetivos de Desenvolvimento Sustentável (ODS). Dentre eles, o Objetivo 7 (ODS 7) – Energia Limpa e Sustentável – busca assegurar o acesso confiável, moderno e a preço acessível aos serviços de energia, além de ampliar a participação de fontes renováveis na matriz energética, fomentar a pesquisa em tecnologias limpas e promover a expansão e modernização da infraestrutura energética (ONU, 2015).

Nesse contexto de crescimento acelerado da demanda por energia e aumento da complexidade dos sistemas eletrônicos, o papel dos conversores CC-CC deixa de ser apenas funcional e passa a ser estratégico do ponto de vista de desempenho dinâmico, confiabilidade e eficiência.

Observa-se, na Figura 1, que não apenas o interesse por sustentabilidade e eficiência cresce, mas o acesso a eletricidade no Brasil e no mundo está crescendo. A demanda em serviços e produtos em eletrônica de potência aumenta substancialmente impulsionada por várias frentes, como o aumento da utilização de fontes de iluminação baseadas em LED (Xu; Wu, 2008), gerando a necessidade de placas eletrônicas para ajustar a tensão. O desenvolvimento do diodo emissor de luz (LED) iniciou uma nova era na iluminação, associado a uma vida útil mais longa, menor tamanho, menor consumo de energia elétrica e mais robustez.

Figura 1 - % da População com acesso a eletricidade



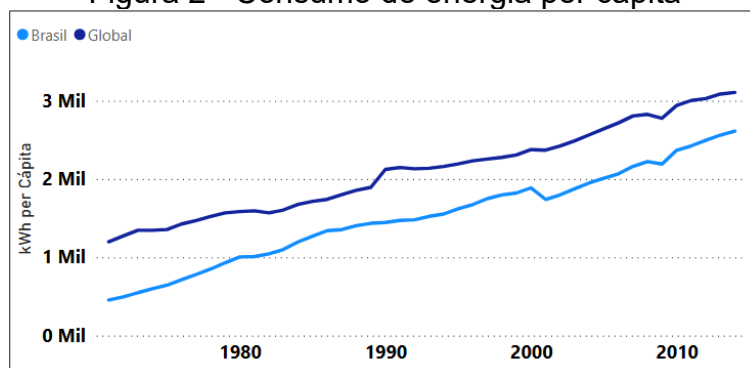
Fonte: Adaptado de (Trends | Tracking SDG 7, [s. d.])

A demanda por serviços em eletrônica de potência cresce em todos os setores como sistemas de alimentação ininterrupta (UPS), essenciais para assegurar a estabilidade e a continuidade da energia em ambientes críticos, como data centers e hospitais (Zhang *et al.*, 2009). O aumento da utilização de equipamentos dispositivos inteligentes em residências, cidades inteligentes e na indústria também contribui para esse aumento (Khan; Zia, 2021), (Al-Turkistani; Alsa'Aw, 2020). A redução do custo de semicondutores tem viabilizado a produção em massa de dispositivos eletrônicos avançados, enquanto o desenvolvimento de transistores de carboneto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN) está revolucionando a eficiência e a performance dos conversores de potência (Coffa; Saggio; Patti, 2015). O carregamento de baterias, tanto em veículos elétricos quanto em dispositivos portáteis (Savithramma; Ashwini; Sumathi, 2022), está demandando soluções inovadoras de eletrônica de potência. Finalmente, a necessidade de correção do fator de potência em novos equipamentos para poder se adequar as normas de compatibilidade eletromagnética IEC61000-3-2 e o controle harmônico em sistemas eletrônicos IEEE519 (IEEE Std 519-2022, 2022) impulsiona o uso de tecnologias avançadas para reduzir distorções harmônicas e melhorar o fator de potência em sistemas de energia elétrica.

A utilização da inteligência artificial também contribui para esse aumento conforme apresentado na Figura 2, pois é necessário um poder computacional grande para treinar os modelos de dados complexos, os centros de dados que processam tudo isso também precisam de resfriamento, o que aumenta ainda mais o consumo. Além disso, a proliferação de dispositivos inteligentes e a inserção de IA em diversas

aplicações industriais e de consumo também contribuem. Este cenário destaca a importância de soluções de eletrônica de potência mais eficientes e sustentáveis para diminuir o impacto energético da IA (Zhu *et al.*, 2022).

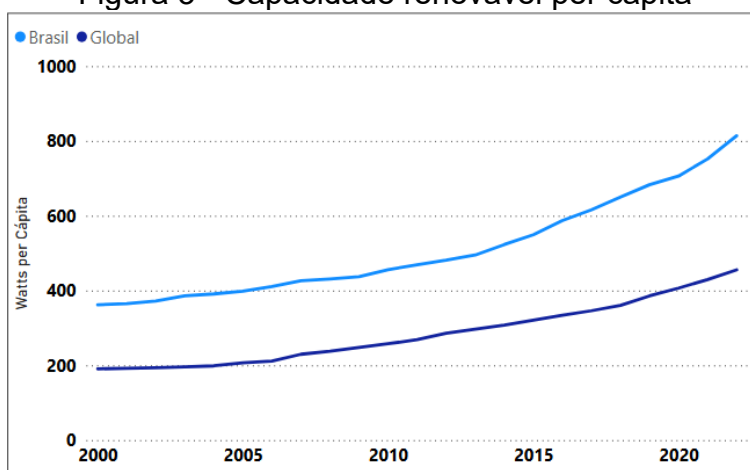
Figura 2 - Consumo de energia per capita



Fonte: Adaptado de (bancomundial, 2014)

O consumo de eletricidade continua aumentando globalmente, impulsionando a mudança para painéis solares como alternativa para diminuir custos e se adequar a agenda de sustentabilidade. O Brasil, em particular, destaca-se na capacidade de produção de energia renovável com um valor acima de 800 *W* conforme apresentado através das informações apresentadas na Figura 3.

Figura 3 - Capacidade renovável per capita



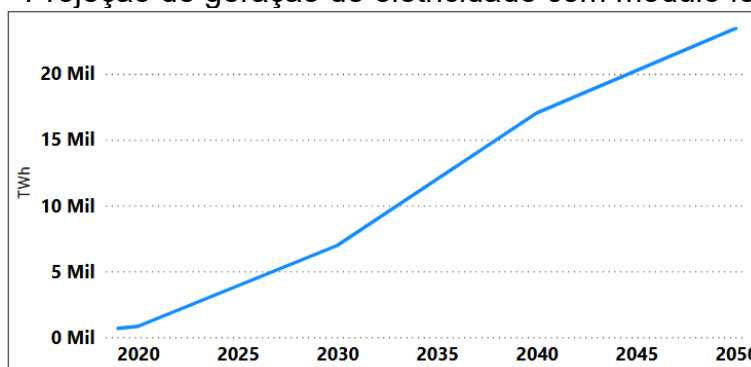
Fonte: Adaptado de (Trends | Tracking SDG 7, [s. d.])

Esse cenário é possível graças ao avanço tecnológico em eletrônica de potência, que desempenha papel fundamental na conversão de energia e gerenciamento da produção dos painéis solares. A partir de 2015, ano que metas de

sustentabilidade foram estipuladas (Trends | Tracking SDG 7, [s. d.]), o crescimento se acentuou barateando a tecnologia e permitindo que muitas pessoas tenham acesso a esses produtos. Os principais dispositivos empregados na transformação e adequação da eletricidade produzida por painéis são os inversores estáticos. Eles precisam possuir uma alta eficiência, garantir a estabilidade e compatibilidade com a rede elétrica. Além disso, o desenvolvimento de componentes avançados, como transistor de carboneto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN) (Coffa; Saggio; Patti, 2015), tem melhorado a eficiência e a performance desses sistemas, tornando a energia solar uma opção cada vez mais viável e sustentável para atender à crescente demanda de eletricidade.

Na atualidade percebe-se um aumento do uso de painéis solares em casas, indústrias e áreas abertas em forma de usina de energia, porém projeções da Agência Internacional de Energia (Trends | Tracking SDG 7, [s. d.]) mostram um crescimento para essa área até 2050 conforme apresentado na Figura 4. Para suprir toda essa demanda de produtos e mão de obra o setor tecnológico direciona seus esforços pesquisa em eletrônica de potência, pois tem um papel fundamental para adaptar os níveis de tensão entre dispositivos, micro redes, circuitos eletrônicos e dispositivos portáteis (Sahu; Rincon-Mora, 2004), permitindo a integração de sistemas de armazenamento e carregamento de baterias, circuitos CA/CC, além de funções de gerenciamento, monitoramento e compatibilidade com sistemas de distribuição centralizada.

Figura 4 - Projeção de geração de eletricidade com módulo fotovoltaico

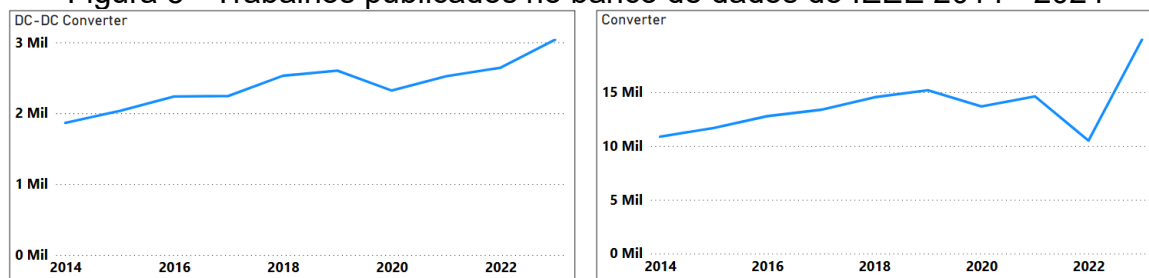


Fonte: Adaptado de (IEA – International Energy Agency - IEA, [s. d.])

Na Figura 5 são apresentados os resultados da pesquisa no banco de dados do IEEE (Instituto de Engenheiros e Eletricistas e Eletrônicos) com as palavras-chave

“DC-DC Converter” e “Converter”, pode ser percebido o aumento de pesquisas relacionadas a esse tema no decorrer da última década, o IEEE Xplore é um dos repositórios mais respeitados nas áreas de elétrica e eletrônica, mas não refletindo a totalidade de pesquisa e publicação dessa área. Acrescentado toda pesquisa que não é publicada ou anexada em periódicos mais simples pode-se ter uma maior dimensão de toda a pesquisa desenvolvida.

Figura 5 - Trabalhos publicados no banco de dados do IEEE 2014 - 2024

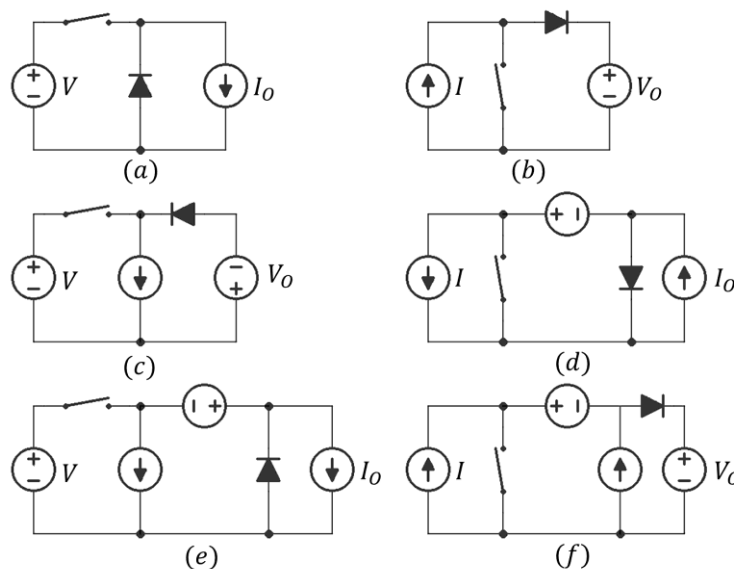


Fonte: O autor

Além da quantidade de publicações apresentadas, as diversas aplicações e análises que indicam a área de eletrônica de potência promissora, seja ela para atender agendas de sustentabilidade ou para processar a energia elétrica de forma eficiente. Essa demanda cada vez maior está exigindo mais eficiência dos conversores e faz o processo de escolha cada vez mais árduo.

Na Figura 6 é analisado um dos primeiros trabalhos introduzindo o termo conversores básicos. Esse termo tem sido empregado desde sua publicação em (Kwang-Hwa Liu; Fred C. Lee, 1988), onde são apresentados os 6 conversores básicos, esse termo pode ser reavaliado já que outros autores apresentaram novas abordagens como (Williams, 2014) que esse número poderia chegar a 33 conversores.

Figura 6 - Os seis conversores básicos: (a)Buck (b)Boost (c)Buck-Boost (d)Cuk (e)Zeta (f)Sepic

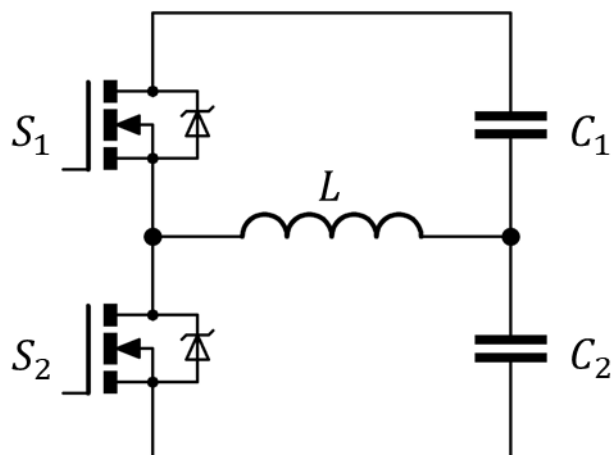


Fonte: Adaptado de (Kwang-Hwa Liu; Fred C. Lee, 1988)

Muitas dessas variações de conversores são possíveis graças a utilização de uma célula de conversão ou célula canônica apresentada em (Tymerski; Vorperian, 1986) trabalho que inspirou uma grande quantidade de outros artigos pela facilidade em visualizar um conjunto que pode representar todos os 6 conversores básicos. Em (Vidor, 2019) é apresentada uma variação de célula canônica e intitulada na tese célula de conversão, como mostrado na Figura 7, onde aparecem possibilidades de estruturar acima das 33 mencionadas em (Williams, 2014) .

A maneira como são analisados os circuitos ou alterados os componentes pode gerar novas possibilidades. Em (Williams, 2014) foi restringido a dois estados de comutação, interruptores e diodos únicos mais um componente reativo, em (Vidor, 2019) também é restrito a dois estados de comutação, porém são usados dois interruptores em formato síncrono, podendo acrescentar ou retirar componentes reativos (indutor e capacitor) de acordo com o tipo de conversão.

Figura 7 - Célula de conversão



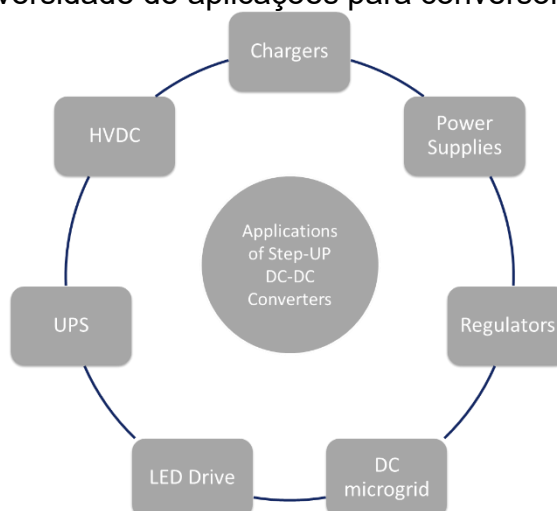
Fonte: Adaptado de (Vidor, 2019)

De todos os conversores que é possível projetar, pode-se elevar e reduzir a tensão elétrica com conversores, porém os ganhos estáticos podem variar de acordo com o modelo de conversor. Escolher uma topologia para determinada aplicação, *ripple* de corrente ou frequência ainda não são claramente abordadas na literatura, incluindo vantagens e desvantagens de cada escolha em relação a outras opções. Cada topologia oferece características de conversão distintas, o conversor Boost é a primeira escolha para elevar a tensão já o conversor Buck é a primeira escolha para reduzir a tensão, porém se for avaliado ou analisado, considerando-se questões de *ripple* e volume dos componentes em determinadas frequências, expande-se as possibilidades e se torna difícil mensurar precisamente as vantagens. Ao aumentar a frequência pode-se utilizar capacitores e indutores menores, mas em contrapartida há elevação nas perdas por comutação e aquecimento.

Apesar dessa diversidade topológica, a literatura ainda carece de métodos claros e unificados que orientem o projetista na escolha dos componentes reativos e da estratégia de controle de forma integrada.

Possuir uma estrutura como a célula de conversão permite ao projetista fixar alguns parâmetros e componentes e então analisar outros, isso dá uma flexibilidade na análise permitindo verificar muitas topologias com a mesma estrutura. Na Figura 8 é apresentada uma visão completa das possibilidades que conversores elevadores podem apresentar. Podendo trabalhar com as mais diversas faixas de tensão e potência.

Figura 8 - Diversidade de aplicações para conversores elevadores



Fonte: Adaptado de (Forouzesht *et al.*, 2017)

O correto dimensionamento e o controle de conversores são etapas essenciais no desenvolvimento desses sistemas, os quais encontram aplicação em diferentes áreas, como fontes de alimentação eletrônicas e sistemas de energia renovável. No entanto, enfrentar desafios como tolerância de tensão cada vez menores e correntes significativas tornou-se uma tarefa cada vez mais complexa, especialmente com a demanda por conversores mais eficientes e confiáveis (Parisi, 2020). Na Tabela 1 são apresentados os requisitos que as fontes de alimentação modernas estão exigindo dos conversores.

Tabela 1 - Requisitos de fontes de alimentação modernas

Processor	Nominal Voltage	Output Tolerance	Max Current	Max Load Step	Load Slew Rate
Communications ASIC	1 V	50 mV	120 A	60 A	12 A/μs
Automotive CPU	0,9 V	22 mV	90 A	60 A	100 A/μs
FPGA	0,88 V	17 mV	200 A	100 A	200 A/μs
Server processor (current gen)	1,8 V	22 mV	228 A	200 A	780 A/μs
Server processor (next gen)	1,8 V	22 mV	400 A	300 A	670 A/μs

Fonte: Adaptado de (Parisi, 2020)

A (IEA – International Energy Agency - IEA, [s. d.]) fornece diversos bancos de dados onde são apresentados estudos referentes a ampliação da matriz energética e ampliação de energias renováveis, sendo a utilização de painéis solares a maior

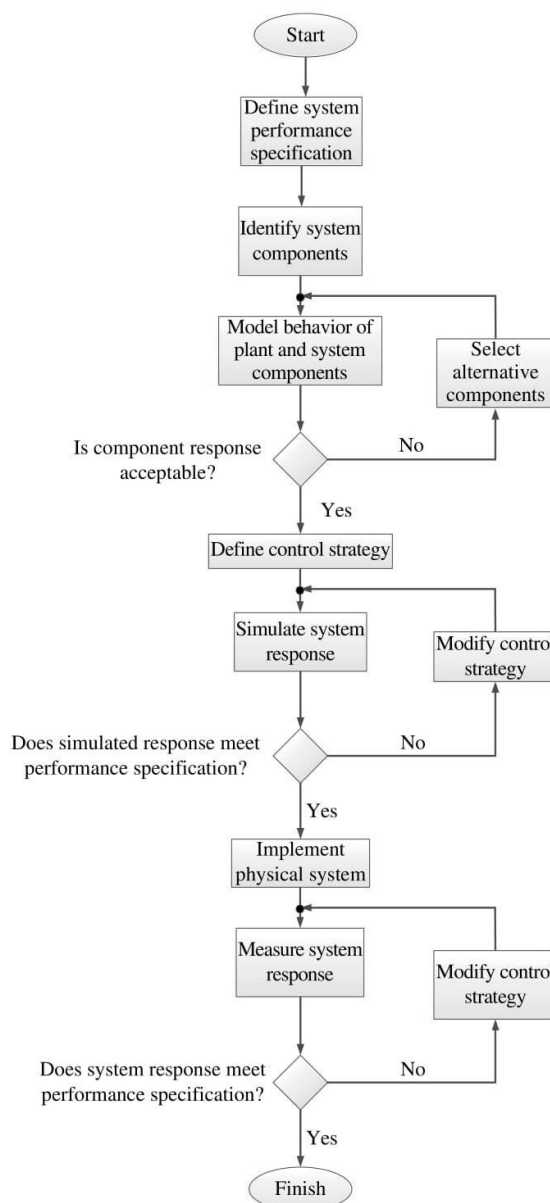
delas. Isso contribui para o aumento na produção de conversores, por ser uma peça fundamental na adequação dos sinais elétricos de geração e transmissão.

Com toda a demanda por novos conversores e pesquisas para ampliar a eficiência dos conversores já desenvolvidos, é percebido uma oportunidade de ampliar a área de pesquisa com uma metodologia mais assertiva para projetar e controlar os conversores CC-CC. Uma revisão de trabalhos publicados nos últimos cinco anos, disponíveis nos repositórios de universidades com expertise na área de eletrônica de potência, indicou que, na maioria dos estudos analisados, não ficou claramente demonstrado que os parâmetros definidos em projeto teórico foram suficientes para garantir o funcionamento satisfatório dos protótipos sem a necessidade de ajustes experimentais adicionais.

A metodologia apresentada nos livros de referência da área utiliza princípios de iteração de parâmetros para solucionar problemas de sintonia, esse método gera dados que precisam ser validados antes do avanço para a etapa subsequente, muitas vezes gerando retrabalho e demora da definição dos parâmetros. Em (Cruz Martins; Barbi, 2006) é utilizado variação de corrente ΔI para determinar o Indutor e variação de tensão ΔV para determinar a capacitância, esses parâmetros não levam em consideração a dinâmica do sistema (Hart, 2012).

Na Figura 9 é apresentado um exemplo de como desenvolver o projeto seguindo um fluxograma e fazendo iterações até encontrar os componentes apropriados. Esse processo minucioso não isenta de retrabalho, se analisado o fluxo pode ser visto a determinação dos componentes reativos de forma independente ao controle, em algumas aplicações pode ser necessário verificar os componentes reativos e reprojeter mesmo depois de implementado o controle da malha a fim de atingir especificações.

Figura 9 - Implementação do compensador com incrementos de parâmetros



Fonte: (Godoy Simões; A. Farret, 2017)

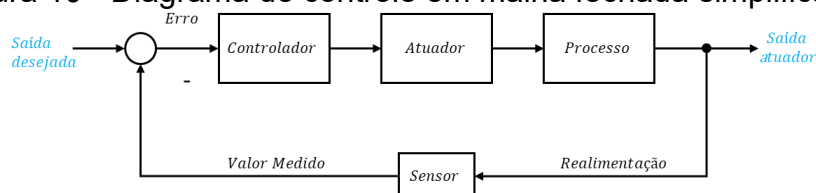
Não há um método claro e assertivo de projeto desses conversores nas pesquisas realizadas. Há necessidade de produzir um roteiro, uma ferramenta ou metodologia assertiva que possa fornecer uma resposta amortecida em regime transitório com menos iterações para ajustar os controladores.

Em particular, observa-se que o dimensionamento dos componentes reativos e o projeto do compensador são frequentemente tratados como etapas independentes, o que pode comprometer o desempenho dinâmico do sistema e exigir ajustes experimentais posteriores.

O termo controle surgiu bem antes da eletricidade e foi inicialmente empregado para ajustes autônomos de grandezas físicas. Os primeiros relatos de dispositivos amplamente aceitos remontam à metade do século XVIII, com a utilização de reguladores em máquinas a vapor (Borase *et al.*, 2021). Atualmente, no campo da eletrônica de potência, observa-se, a partir da análise de dissertações e teses, que o compensador PID está presente em grande parte dos trabalhos cujo foco principal não é o desenvolvimento de novas técnicas de controle. Essa tendência deve-se, principalmente, à sua estrutura simples, facilidade de implementação e ao fato de ser amplamente estudado há décadas. Além disso, um aspecto relevante identificado nas pesquisas bibliográficas é o crescente número de novas técnicas de controle propostas nos últimos anos. Em conversores CC-CC, o acionamento das chaves é geralmente realizado por PWM ou por controle por histerese, enquanto o comportamento dinâmico do sistema é definido pela estratégia de controle adotada.

Essa estratégia inicialmente é considerada em malha aberta, um sistema cujo comportamento seguirá um determinado valor, indiferente à ocorrência de perturbações. Porém, para um sistema no qual se deseja que o valor se mantenha estável frente a oscilações, a utilização de um sistema em malha de controle fechada é a melhor opção. O controle por realimentação negativa para um conversor de energia permite que o equipamento mantenha uma grandeza elétrica estável, inclui também a capacidade de rejeitar perturbações externas e melhora a atenuação do ruído na medição o diagrama em blocos simplificado de um sistema de controle em malha fechada. Na Figura 10 é possível analisar esse diagrama.

Figura 10 - Diagrama de controle em malha fechada simplificado

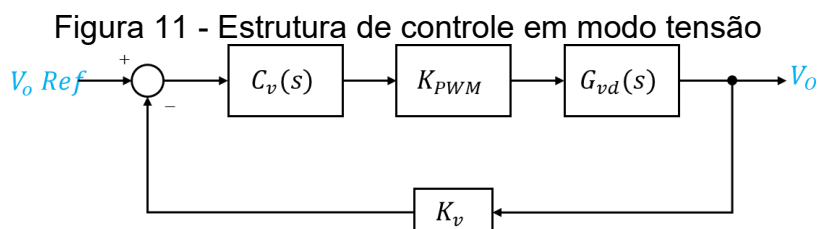


Fonte: Adaptado de (C. Dorf; H. Bishop, 2017)

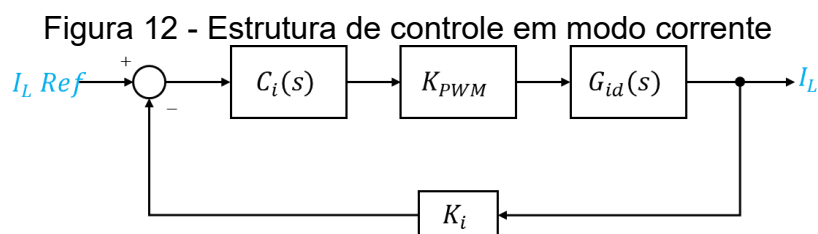
A tensão elétrica é um exemplo de grandeza amplamente controlada, sendo também responsável por fornecer a realimentação no controle em modo tensão. Como exemplo, em um conversor Buck operando em malha de controle fechada, a tensão de saída é comparada com um valor de referência e utilizada pelo compensador para

ajustar a razão cíclica do sinal PWM, compensando variações na carga ou na tensão de entrada.

Nos modos de controle em tensão e em corrente, apresentados nas Figura 11 e Figura 12, a regulação do conversor é obtida por meio de estruturas clássicas em malha de controle fechada. No modo tensão, a tensão de saída é comparada com um valor de referência e o erro é processado por um compensador que ajusta a razão cíclica do sinal PWM, de forma a manter a tensão regulada. Já no modo corrente, a variável controlada passa a ser a corrente, normalmente associada à corrente do indutor, o que permite uma resposta transitória mais rápida e melhor rejeição a perturbações, mantendo ainda a possibilidade de uma malha externa de controle de tensão.



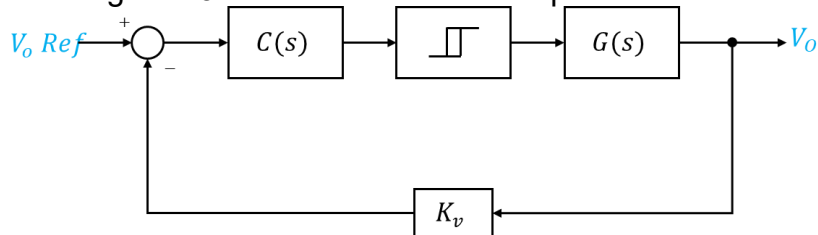
Fonte: O autor



Fonte: O autor

Segundo (Kislovski; Redl; Sokal, 1991), é possível descrever a operação de um regulador histerético dividindo em uma parte linear, composta por um filtro linear e uma carga e uma parte não linear, histerética. As duas partes são conectadas em forma de realimentação mostrada na Figura 13.

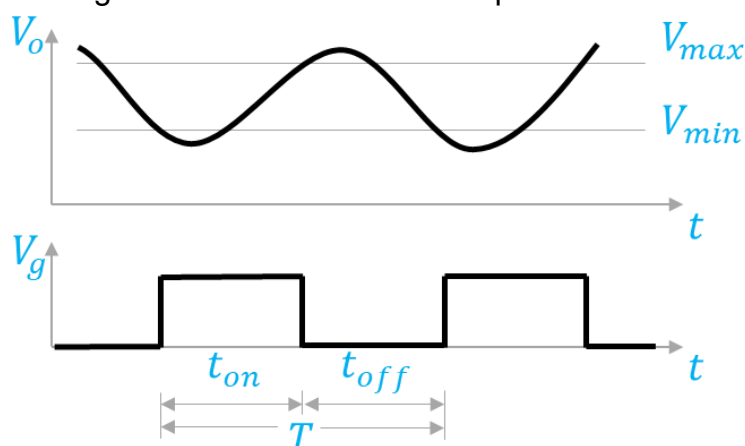
Figura 13 - Estrutura do controle por histerese



Fonte: O autor

As formas de onda do circuito são mostradas na Figura 14. Se a tensão de saída V_o estiver abaixo da tensão inferior V_{min} , uma tensão V_g é aplicada a entrada do filtro linear; assim, após certo tempo, a tensão de saída atinge a tensão de limiar superior V_{max} . Nesse ponto, o circuito histerético aplica tensão nula a entrada do filtro. Após um atraso, a tensão de saída começa a reduzir e eventualmente atinge o limite inferior V_{min} . Então, todo o ciclo se repete.

Figura 14 - Sinais do controle por histerese



Fonte: O autor

Assim, as estruturas de controle apresentadas ilustram diferentes formas de regulação CC-CC, desde abordagens clássicas baseadas em PWM até estratégias por histerese. Enquanto os modos tensão e corrente seguem arquiteturas amplamente consolidadas na literatura, a proposta apresentada busca um projeto mais integrado, no qual as próprias grandezas elétricas contribuem para o ajuste do sistema. A análise detalhada do método proposto, bem como sua validação por meio de simulações e resultados experimentais, é apresentada nos capítulos seguintes.

1.2 PROBLEMA

Foram analisados dezenas de trabalhos no IEEE Xplore, teses e dissertações nos últimos 5 anos de algumas universidades com histórico de trabalhos na área de eletrônica de potência. Não foram encontrados documentos claros quanto ao projeto de conversores e/ou controladores que atendam os requisitos de um projeto e tenham um método assertivo e claro de execução. Em (Parisi, 2020), o autor afirma que as técnicas padrão de projeto de ponto de carga não são mais verdadeiras, indicando o interesse e necessidade de novas técnicas.

Os projetos de conversores para atender novas demandas do mercado de conversão de energia vêm exigindo tolerâncias na variação de tensão significativamente rigorosa, e as perturbações na carga exigem um consumo de corrente grande. A dificuldade em dimensionar os componentes de forma eficaz e selecionar o compensador adequado para atender as dinâmicas necessárias resulta em um longo tempo de projeto, retrabalho e ajustes incrementais. O que demanda o uso de ferramentas caras e *software* especializados.

Este cenário destaca a necessidade de um método eficiente e simples de dimensionamento e controle para conversores, capaz de oferecer uma resposta rápida em variações de carga e garantir a estabilidade do sistema desde a primeira implementação.

1.3 PROPOSTA

O objetivo geral do presente trabalho é propor uma metodologia atualizada para a implementação do controle de conversores básicos Buck, Boost e Buck-Boost apresentando uma metodologia assertiva e simples que é implementada analisando as características físicas. Isso envolve não apenas propor uma nova forma de implementar o controle por histerese em modo corrente, mas também compará-la com o método tradicional e validar sua aplicação em conversores CC-CC. Além disso, busca-se desenvolver um roteiro de projeto que seja eficiente e prático, oferecendo diretrizes claras para a implementação bem-sucedida do controle. Esses objetivos visam aprimorar a resposta transitória dos conversores, otimizar o dimensionamento

em especial dos parâmetros do compensador e contribuir para a redução de retrabalhos.

1.4 OBJETIVOS

1.4.1 Objetivos gerais

Desenvolver uma metodologia de projeto integrado, unindo o dimensionamento dos componentes reativos ao sistema de controle, de forma a constituir uma metodologia de fácil aplicação, com redução de ajustes e retrabalho. Pensado para aplicações exigentes com grandes variações de carga, garantindo a estabilização da tensão dentro do tempo especificado em projeto.

1.4.2 Objetivos específicos

- Apresentar contribuições no controle por histerese de conversores CC-CC.
- Comparar o método de controle tradicional com o método por histerese e validar sua aplicação.
- Propor um roteiro de projeto eficiente e prático para implementar um sistema de controle por histerese em modo corrente.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

- Capítulo 1: apresentação do trabalho, pretende situar o leitor quanto à proposta do trabalho, seu problema e seus objetivos. Na motivação, apresenta-se o contexto da energia elétrica no mundo, sua importância e como está crescendo em curvas exponenciais, principais aplicações e quantidade elevada de possibilidades de aplicações dos conversores CC-CC bem como a importância de escolher componentes reativos, frequências e sistema de controle. Com algumas referências é apresentado o termo conversor básico e como eles estão ficando difíceis de caracterizar e por fim, são apresentadas as novas exigências do mercado quanto a requisitos de projeto.

- Capítulo 2: apresenta-se a revisão bibliográfica dos conversores, dimensionamento, circuitos de controle, estratégias de controle, modelagem e simulação de trabalhos observados.
- Capítulo 3: apresenta a metodologia proposta e suas aplicações.
- Capítulo 4: são apresentados 3 artigos sobre conversores estáticos de potência e projetos dos seus controladores eletrônicos. Esses artigos foram selecionados por possuírem um circuito padronizado de comparação. Os circuitos dos artigos foram implementados no simulador permitindo uma comparação direta e coerente com a metodologia proposta.
- Capítulo 5: traz os resultados obtidos com os testes realizados no protótipo desenvolvido, também apresenta a bancada de trabalho e os circuitos que foram utilizados, bem como as placas de circuito impresso desenvolvidas, os controladores e placas dos sensores. Todos os gráficos e resultados experimentais que foram obtidos utilizaram a metodologia proposta para implementar os conversores.
- Capítulo 6: se refere à conclusão do trabalho desenvolvido, demonstrando as principais características dos conversores e controle proposto bem como a metodologia de implementação e os resultados obtidos. Prosseguindo são apresentados os trabalhos futuros e os problemas a solucionar.

1.6 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho apresenta como principal contribuição o desenvolvimento de uma metodologia sistemática para o projeto e implementação de controle por histerese em modo corrente aplicado a conversores CC-CC básicos. Diferentemente de abordagens tradicionais baseadas exclusivamente em modelagem no domínio da frequência e sintonia iterativa de compensadores, a proposta integra o dimensionamento dos componentes reativos com a definição algébrica dos parâmetros do compensador, estabelecendo um roteiro estruturado de projeto.

Entre as contribuições específicas destacam-se:

Proposição de uma metodologia integrada de dimensionamento baseado no transitório de carga, permitindo determinar indutância, capacitância e parâmetros do compensador de forma direta e consistente com as exigências dinâmicas do sistema;

Implementação de uma estrutura de controle com leitura simultânea da corrente do indutor e da corrente de saída, incorporando a variação instantânea da carga ao processo de regulação;

Determinação algébrica dos parâmetros do compensador PI da malha de tensão, reduzindo a dependência de metodologias clássicas de modelagem linear e ajustes empíricos;

Aplicação da metodologia às topologias Buck, Boost e Buck-Boost síncronas, demonstrando sua generalização para conversores de fase mínima e não mínima; Validação comparativa por meio de análise com resultados da literatura, simulações e experimentação em bancada, evidenciando desempenho competitivo em termos de variação de tensão e resposta transitória.

Dessa forma, o trabalho contribui com uma abordagem integrada e reproduzível para o projeto de conversores CC-CC sob controle por histerese, alinhando simplicidade estrutural e desempenho dinâmico.

Diante dessas contribuições, torna-se necessário consolidar os fundamentos teóricos que sustentam a metodologia proposta, o que será realizado no capítulo seguinte por meio de uma revisão estruturada da literatura.

2 CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS

Este capítulo apresenta os fundamentos teóricos necessários para a compreensão do funcionamento dos conversores CC-CC e das estratégias de controle associadas. A abordagem adotada tem por objetivo fornecer o embasamento conceitual essencial para a metodologia de projeto proposta neste trabalho, sem a pretensão de esgotar as análises clássicas baseadas exclusivamente em modelagem detalhada no domínio da frequência.

Em seguida, aborda-se o dimensionamento dos componentes, considerando critérios de desempenho, eficiência e limites operacionais. Na sequência, é apresentado o circuito de controle, destacando-se os blocos funcionais responsáveis pela regulação do sistema. A modelagem por variáveis de estado é então desenvolvida, permitindo a obtenção de modelos dinâmicos adequados à análise de estabilidade e ao projeto dos controladores. Com base nesses modelos, define-se a estratégia de controle, enfatizando a estrutura adotada e a hierarquia entre as malhas de controle. Posteriormente, é detalhado o projeto do compensador, no qual são estabelecidos os critérios de desempenho dinâmico e robustez. Por fim, são apresentadas simulações e comprovações, com o objetivo de validar os modelos teóricos e a estratégia de controle proposta.

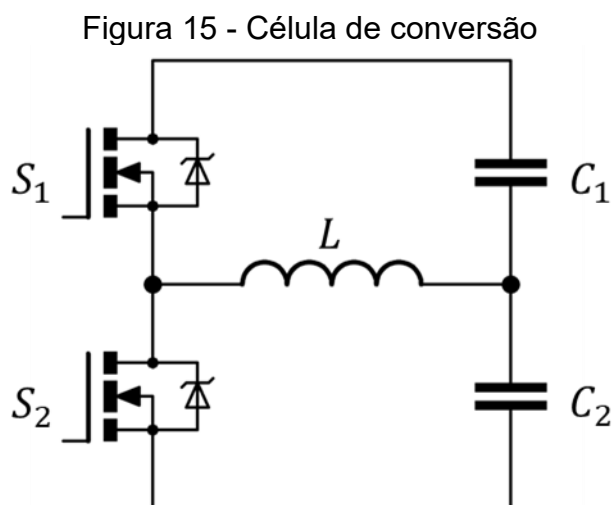
Ressalta-se que, embora modelos matemáticos tradicionais sejam apresentados ao longo do capítulo, o foco principal deste trabalho está na aplicação prática desses conceitos para o dimensionamento dos componentes reativos e no desenvolvimento de uma estratégia de controle por histerese em modo corrente, priorizando desempenho em regime transitório e simplicidade de implementação.

2.1 ESTRUTURA DOS CONVERSORES E GANHO ESTÁTICO

O dimensionamento dos componentes reativos dos conversores é consideravelmente importante. São esses componentes que realizam o processamento de energia na saída do conversor. A análise é baseada em uma modelagem estática, pois considera que o conversor está em regime permanente e ainda pode-se citar mais algumas características idealizadas para facilitar a modelagem, de forma simular ao que é apresentado em (Hart, 2012).

- Todos os componentes são ideais;
- A corrente do indutor é contínua;
- O conversor opera em regime permanente;
- O capacitor de saída é considerado grande o suficiente para que seja ignorada a sua ondulação de tensão;
- O período de comutação é T ; o interruptor está fechado no tempo DT e aberta no tempo $(1 - D)T$.

Em (Vidor, 2019) é apresentada uma estrutura de célula de conversão que é utilizada para determinar os ganhos dos conversores de maneira rápida pelo fato da estrutura ser a mesma para vários conversores, apenas mudando o ponto de vista de onde é colocada energia e onde é retirada essa energia. O diagrama original é apresentado na Figura 15.



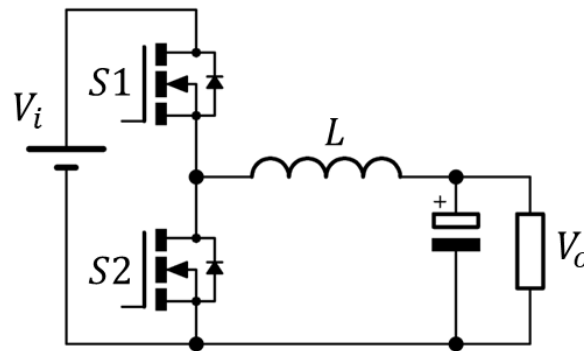
Fonte: Adaptado de (Vidor, 2019)

Na Figura 16 é apresentada uma configuração realizada na célula de conversão, ao realizar a alimentação V_i na totalidade da célula e retirar a tensão V_o em uma de suas parcelas, é obtida uma redução da alimentação com ganho estático descrito na Equação (1), um exemplo de conversor que possui esse ganho é o conversor Buck. Os capacitores C_1 e C_2 são tirados do circuito se em paralelo com uma fonte de tensão, que pode ser considerado um capacitor infinito no modelo ideal, ou pode ser retirado alterando o valor do capacitor restante. No circuito real ele evita

que ruídos da fonte sejam levados ao ponto de conexão com o outro capacitor. No modelo ideal o valor da capacitância do capacitor retirado pode ser adicionado ao outro capacitor restante que produz o mesmo efeito.

Se a escolha de saída de tensão V_o for na parcela inferior, o capacitor C_1 pode ser retirado do circuito.

Figura 16 - Célula de conversão configurada no modo redução de tensão



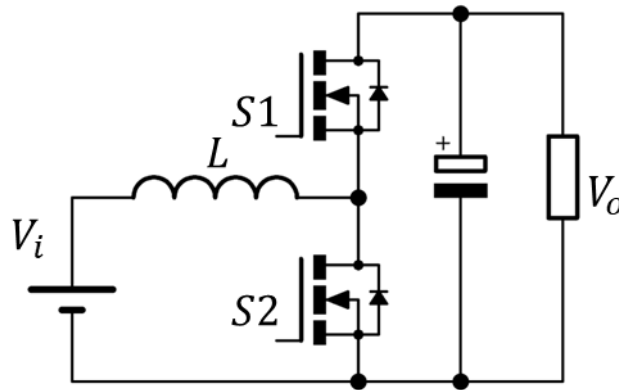
Fonte: O autor

Segundo (Hart, 2012), a relação entre a tensão de entrada V_i e a tensão de saída V_o pode ser expressa conforme a Equação (1), no qual D corresponde à razão entre o intervalo de condução do interruptor superior S_1 e o período de comutação f_s .

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (1)$$

Na Figura 17 é analisada a configuração realizada na célula de conversão ao realizar a alimentação V_i em uma das parcelas da célula e, retirando a alimentação em sua totalidade, é obtido um aumento da tensão da saída V_o e um ganho estático descrito na Equação (2). Um exemplo de conversor que possui esse ganho é o conversor Boost.

Figura 17 - Célula de conversão configurada no modo aumento de tensão



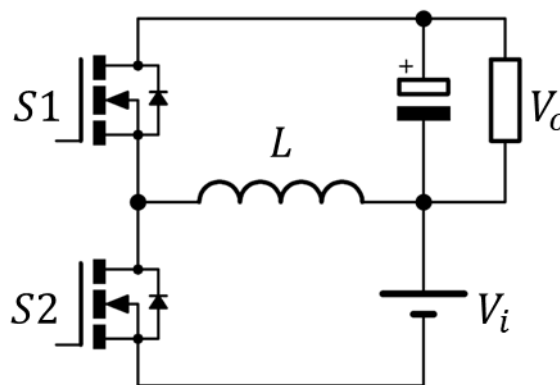
Fonte: O autor

Ao escolher uma das entradas para realizar a alimentação V_i , o capacitor complementar pode ser eliminado do modelo, finalizando a configuração da célula. No conversor Boost a razão cíclica D pode ser definida como a razão entre o intervalo de tempo que o interruptor inferior $S2$ está conduzindo e o período de comutação f_s .

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2)$$

Na Figura 18 pode-se analisar a configuração realizada na célula de conversão para obtenção do conversor Buck-Boost. Ao configurar a alimentação V_i e a saída de tensão V_o em parcelas da célula, é obtida uma elevação ou redução da tensão de saída em relação à entrada, dependendo da largura do pulso D utilizada. O ganho estático do conversor Buck-Boost é apresentado na Equação (3).

Figura 18 - Célula de conversão configurada no modo aumento/redução de tensão



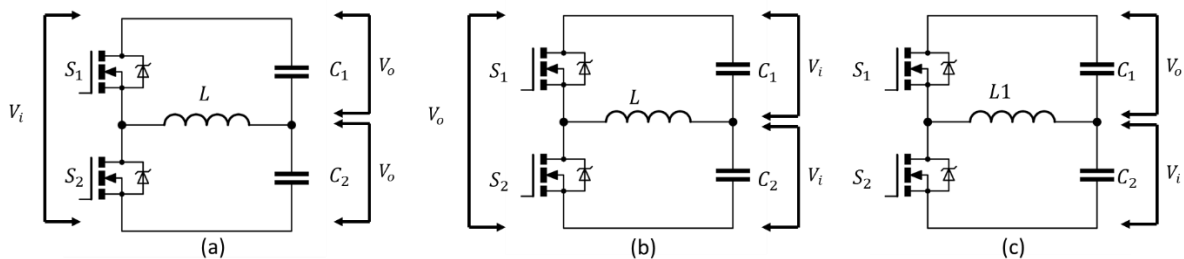
Fonte: O autor

Os capacitores C_1 e C_2 são incorporados ao circuito, sendo os capacitores de entrada e saída das respectivas fontes. A razão cíclica D pode ser definida como a razão entre o intervalo de tempo que o interruptor inferior S_2 está conduzindo e o período de comutação f_s .

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D} \quad (3)$$

Na Figura 19 pode-se ter uma visão completa de algumas das configurações possíveis na célula de conversão.

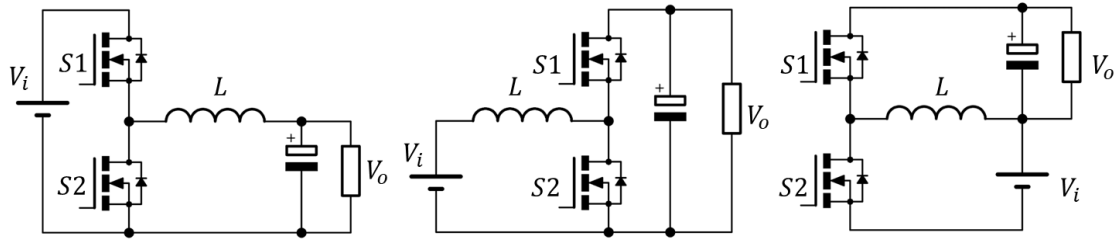
Figura 19 - Ganhos de tensão com diferentes configurações



Fonte: Adaptado de (Vidor, 2019)

Na Figura 20 são apresentadas três configurações derivadas de uma mesma célula de conversão, resultando em três conversores distintos. O desenvolvimento de múltiplas topologias a partir de uma estrutura base comum constitui um aspecto positivo da proposta, pois permite a análise comparativa das vantagens e desvantagens de cada conversor sob um mesmo ponto de operação. Além disso, a adoção de valores máximos fixos para os interruptores, capacitores e indutores possibilita o desenvolvimento de diferentes topologias utilizando os mesmos componentes, viabilizando a avaliação de eventuais ganhos obtidos com estruturas mais complexas em relação às configurações mais simples. Dessa forma, os conversores podem ser analisados considerando parâmetros elétricos semelhantes, tornando a comparação mais consistente.

Figura 20 - Célula de conversão configurada para 3 topologias básicas



Fonte: O autor

2.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES REATIVOS

2.2.1 Conversor Buck

A escolha do conversor Buck para reduzir a tensão é natural em diversas aplicações, o Buck aplicado em um ponto de carga é a primeira opção de um engenheiro, possui poucos componentes e é relativamente simples, apresentando ampla aplicabilidade (Cheng *et al.*, 2014a). Possui dois principais modos de controle sendo eles modo tensão e modo corrente.

As equações (4) e (5) são obtidas a partir da análise do comportamento da tensão e da corrente no conversor. Para uma discussão mais detalhada sobre a dedução dessas expressões, recomenda-se a consulta a (Cruz Martins; Barbi, 2006) e (Hart, 2012). Tais equações auxiliam no dimensionamento dos componentes reativos, sendo baseadas, respectivamente, na ondulação de corrente do indutor e na ondulação de tensão do capacitor. Entretanto, esse procedimento depende fortemente da experiência do projetista e não garante, por si só, o atendimento a requisitos de desempenho dinâmico do sistema.

$$L = \frac{(V_i - V_o) * D}{f_s * \Delta I_L} \quad (4)$$

$$C = \frac{1 - D}{8L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f_s^2} \quad (5)$$

Outros parâmetros que devem ser levados em consideração no projeto do conversor Buck são os esforços de tensão e corrente sobre as chaves. Esses cálculos

são bem difundidos na literatura e podem ser encontrados em (Barbi, 2007) e (Cruz Martins; Barbi, 2006).

Tensão máxima sobre as chaves.

$$V_s = V_i \quad (6)$$

Corrente média sobre as chaves.

$$I_{sm} = \frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} I_o \, dx \quad (7)$$

Corrente eficaz sobre as chaves.

$$I_{se} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} I_o^2 \, dx} \quad (8)$$

Corrente de pico sobre as chaves.

$$I_{sp} = I_o + \frac{\Delta_{io}}{2} \quad (9)$$

Potência de pico sobre as chaves.

$$P_{sp} = V_s * I_{sp} \quad (10)$$

Os demais cálculos podem ser encontrados no Apêndice A.

2.2.2 Conversor Boost

Uma maneira simples de aumentar a tensão é usar um conversor Boost, circuito capaz de aumentar os níveis de tensão utilizando componentes acumuladores como capacitores e indutores e um conjunto de chaves que podem ser diodos ou interruptores (Forouzesh *et al.*, 2017).

Em (Hart, 2012) são apresentadas as equações (11) e (12) que auxiliam no dimensionamento baseando-se na ondulação de corrente ou de tensão do indutor e capacitor, respectivamente. Esse procedimento requer experiência do projetista e não garante, por si só, o atendimento a requisitos dinâmicos.

$$L = \frac{V_i * D}{\Delta I_L * f_s} \quad (11)$$

$$C_o = \frac{D}{R * \left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) * f_s} \quad (12)$$

Outros parâmetros que devem ser levados em consideração no projeto do conversor Boost são os esforços de tensão e corrente sobre as chaves. Esses cálculos são bem difundidos na literatura e podem ser encontrados em (Barbi, 2007) e (Cruz Martins; Barbi, 2006).

Tensão máxima sobre as chaves.

$$V_s = V_o \quad (13)$$

Corrente média sobre as chaves.

$$I_{sm} = \frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} I_{in} dx \quad (14)$$

Corrente eficaz sobre as chaves.

$$I_{se} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} I_{in}^2 dx} \quad (15)$$

Corrente de pico sobre as chaves.

$$I_{sp} = I_{in} + \frac{\Delta_{iL}}{2} \quad (16)$$

Potência de pico sobre as chaves.

$$P_{sp} = V_s * I_{sp} \quad (17)$$

Os demais cálculos podem ser encontrados no Apêndice A.

2.2.3 Conversor Buck-Boost

As topologias mencionadas anteriormente apenas aumentam ou diminuem os níveis de tensão. O conversor Buck-Boost apresenta essa característica importante de poder aumentar e diminuir seus níveis de tensão a partir de uma única fonte de alimentação (Sahu; Rincon-Mora, 2004). A principal vantagem dessa topologia reside na transição contínua entre os modos de elevação e redução da tensão, que é feita automaticamente sem alterações discretas.

Em (Cruz Martins; Barbi, 2006) são apresentadas as equações (18) e (19) que auxiliam no dimensionamento, baseando-se na ondulação de corrente ou da tensão do indutor e capacitor, respectivamente.

$$L = \frac{V_i * D}{\Delta I_L * f_s} \quad (18)$$

$$C = \frac{D * I_o}{\Delta V_c * f_s} \quad (19)$$

Outros parâmetros que devem ser levados em consideração no projeto do conversor Buck-Boost são os esforços de tensão e corrente sobre as chaves. Esses cálculos são bem difundidos na literatura e podem ser encontrados em (Barbi, 2007) e (Cruz Martins; Barbi, 2006).

Tensão máxima sobre as chaves.

$$V_s = V_o + V_i \quad (20)$$

Corrente média sobre as chaves.

$$I_{sm} = \frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} I_{Lavg} dx \quad (21)$$

Corrente eficaz sobre as chaves.

$$I_{se} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} I_{Lavg}^2 dx} \quad (22)$$

Corrente de pico sobre as chaves.

$$I_{sp} = I_{Lavg} + \frac{\Delta_{iL}}{2} \quad (23)$$

Potência de pico sobre as chaves.

$$P_{sp} = V_s * I_{sp} \quad (24)$$

Os demais cálculos podem ser encontrados no Apêndice A.

2.3 CIRCUITO DE CONTROLE

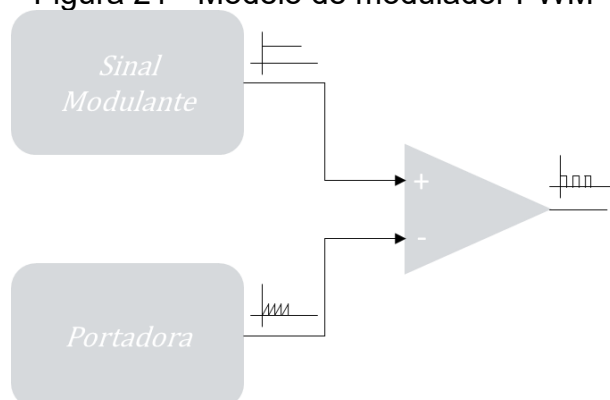
2.3.1 Controle por modulação de largura de pulso

O circuito apresentado na Figura 21 consiste em um modulador PWM ou modulação por largura de pulso. Este sistema de modulação é amplamente utilizado em diversas áreas devido à sua simplicidade de funcionamento e a possibilidade de desenvolver com circuitos discretos ou com programação em microcontroladores.

O funcionamento se dá comparando a portadora, uma onda triangular ou dente de serra de frequência determinada e a modulante, um sinal de referência. O comportamento da onda de saída vai se alterando conforme a modulante sobe sua amplitude, gerando uma onda quadrada com largura variada. A comparação de sinais ocorre em um amplificador operacional configurado como amplificador de erro. Sua saída gera uma onda quadrada com frequência fixa e tempo de pulso em nível alto variável.

Essa técnica permite ajustar os níveis de tensão em dispositivos, placas e circuitos apenas alterando o tempo em nível alto.

Figura 21 - Modelo de modulador PWM



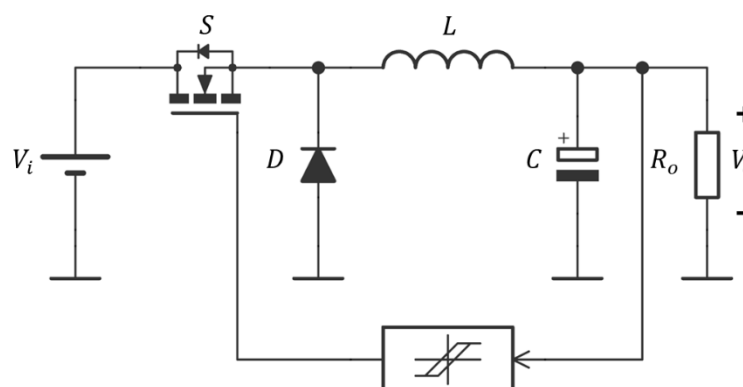
Fonte: Adaptado de (Barbi, 2007)

2.3.2 Controle por histerese

O controle por histerese ou *free-running hysteretic control* (Kislovski; Redl; Sokal, 1991), representa uma das abordagens mais simples e de resposta mais rápida entre os métodos de regulação em conversores CC-CC não isolados. Diferente do PWM, que opera com frequência fixa e um laço de realimentação, o controle por histerese mantém uma grandeza controlada geralmente tensão de saída ou corrente do indutor dentro de uma faixa superior e inferior de tolerância. Quando a grandeza atinge o limite superior, o interruptor é desligado; ao atingir o limite inferior, o interruptor é religado. Esse método resulta em uma frequência variável de comutação (Kislovski; Redl; Sokal, 1991).

A simplicidade do princípio de operação é uma de suas vantagens. Como não requer um oscilador externo nem rede de compensação complexa, o controle por histerese apresenta excelente resposta transitória a variações de carga. Na Figura 22 é apresentado o diagrama funcional básico de um conversor Buck operando sob controle por histerese de tensão.

Figura 22 - Diagrama funcional simplificado de um conversor Buck sob controle por histerese de tensão



Fonte: Adaptado de (Kislovski; Redl; Sokal, 1991)

Em (Kislovski; Redl; Sokal, 1991) é realizada uma análise dinâmica detalhada do regulador histerético, são apresentados modelos matemáticos para prever o comportamento em regime permanente e regime transitório. Os autores demonstram que, embora a ausência de compensação linear simplifique o circuito, a operação em modo livre pode levar a variações significativas na frequência de comutação, o que impõe desafios relacionados a compatibilidade eletromagnética (EMI) e a filtragem do *ripple* de saída. Mas com o conhecimento do conversor e o ajuste de frequência fixa em regime permanente, esses desafios são mitigados.

Mais recentemente, variantes comerciais do controle histerético, como o D-CAP+ desenvolvido pela *Texas Instruments*, incorporam técnicas de injeção artificial de *ripple* e controle adaptativo do tempo ligado para mitigar efeitos da frequência variável e permitir operação estável mesmo com capacitores de saída de baixo ESR (Parisi, 2020). Essas evoluções mantêm a resposta transitória rápida característica do controle histerético clássico, ao mesmo tempo em que melhoram a previsibilidade da frequência e a precisão da regulação CC, tornando-o adequado para aplicações modernas de alta densidade de potência.

2.4 MODELAGEM POR VARIÁVEIS DE ESTADO

Neste tópico é abordada a modelagem por variáveis de estado para os conversores Buck, Boost e Buck-Boost, sendo complementado com os *scripts* do Apêndice B.

A Equação (25) descreve a função de transferência que relaciona a corrente do conversor a razão cíclica, evidenciando a dinâmica da variável de corrente em resposta ao sinal de controle. A Equação (26) expressa a relação entre a razão cíclica e a tensão de saída, apresentando a característica dinâmica da variável controlada. A Equação (27) descreve a influência das variações da tensão de entrada sobre a corrente do indutor, possibilitando analisar a sensibilidade do sistema a variações na fonte de alimentação. Por fim, a Equação (28) caracteriza a influência das variações da tensão de entrada sobre a tensão de saída, constituindo a base para a análise da rejeição de distúrbios do conversor.

Em conjunto, essas funções de transferência fornecem uma descrição completa do comportamento dinâmico do conversor, constituindo a base para a análise de estabilidade e o projeto dos controladores de corrente e tensão.

$$G_{id}(s) = \frac{I(s)}{D(s)} \quad (25)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{V(s)}{D(s)} \quad (26)$$

$$G_{iu}(s) = \frac{I(s)}{U(s)} \quad (27)$$

$$G_{vu}(s) = \frac{V(s)}{U(s)} \quad (28)$$

A modelagem de espaço de estados é uma técnica amplamente utilizada tanto na eletrônica de potência quanto no controle moderno. Ela se baseia em representar o comportamento dinâmico de um sistema em termos de um conjunto de variáveis que podem descrever como o comportamento do sistema evolui ao longo do tempo. Esse modelo é expresso em forma de equações diferenciais que podem descrever a dinâmica do circuito em termos de equações variáveis de estado.

O emprego do conceito de modelo médio em espaço de estado foi proposto inicialmente em (Middlebrook; Cuk, 1976) e atualmente é o mais aceito na comunidade (Barbi, 2015). A função básica da conversão de energia por parte de um

conversor CC-CC é atingida pela repetibilidade de dois circuitos lineares que consistem em componentes de armazenamento como capacitores e indutores. Na prática, o uso de interruptores e diodos permite operar os interruptores em modo síncrono assumindo que o circuito opere em condução contínua ou seja, a corrente instantânea não caia para zero em qualquer ponto do ciclo, assim assumindo apenas dois estados (Middlebrook; Cuk, 1976).

A Equação (29) traz um modelo matricial invariante no tempo composto por um vetor derivada dos estados $\dot{x}$, vetor de estados x , vetor de entrada u , vetor de saída y , matriz de estados A , matriz de entrada B , matriz de saída C , matriz de transição direta E , modelado em (Barbi, 2015). Em algumas literaturas a matriz E pode se apresentar como matriz D , em eletrônica de potência é utilizado a letra E para não confundir com o D de razão cíclica.

$$\begin{aligned}\dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + EU\end{aligned}\tag{29}$$

2.4.1 Espaço de Estado Médio

A técnica de espaço de estados médios permite a obtenção de modelos linearizados de pequenos sinais para conversores CC-CC, válidos na faixa de baixa frequência. A partir dessas equações, é possível derivar circuitos equivalentes e funções de transferência que descrevem a dinâmica do sistema em torno do ponto de operação.

O conversor possui variáveis de estados independentes, como tensão do capacitor e corrente do indutor esses que formam o vetor $x(t)$, o conversor é acionado por fontes independentes que formam o vetor de entrada $u(t)$. O vetor de saída $y(t)$ contem sinais dependentes de interesse (Erickson, 2007). Durante o intervalo DT_s período que os interruptores estão acionados, o conversor se resume em um circuito linear cujas equações podem ser escritas na seguinte forma em espaço de estados Equação (30).

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= A_1x(t) + B_1u(t) \\ y(t) &= C_1x(t) + E_1u(t)\end{aligned}\tag{30}$$

As matrizes A_1, B_1, C_1, E_1 descrevem as conexões de rede durante o primeiro intervalo. A razão cíclica $d(t)$ agora pode ser uma quantidade variável de tempo. Durante o segundo período, o conversor resume em um circuito linear cujas equações podem ser escritas na seguinte forma em espaço de estados Equação (31).

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= A_2x(t) + B_2u(t) \\ y(t) &= C_2x(t) + E_2u(t)\end{aligned}\tag{31}$$

As matrizes A_2, B_2, C_2, E_2 descrevem as conexões de rede durante o segundo intervalo descrito como $(1 - d)t(s)$. Supondo que as frequências naturais da rede conversora são significativamente menores que a frequência de comutação do conversor. Essa suposição coincide com a aproximação de pequenas ondulações, permitindo que os harmônicos de comutação de alta frequência sejam removidos por um processo de sinal médio. O resultado são formas de onda linearizadas em torno de um ponto operacional e suas formas de onda podem ser expressas como valores quiescentes mais variações CA, conforme apresentado na Equação (32).

$$\begin{aligned}x(t) &= X + \hat{x}(t) \\ u(t) &= U + \hat{u}(t) \\ y(t) &= Y + \hat{y}(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t)\end{aligned}\tag{32}$$

Esta linearização de pequenos sinais é justificada desde que atenda a Equação (33) segundo (Erickson, 2007).

$$\begin{aligned}
\|X\| &\gg \|\hat{x}(t)\| \\
\|U\| &\gg \|\hat{u}(t)\| \\
\|Y\| &\gg \|\hat{y}(t)\| \\
D &\gg |\hat{d}(t)|
\end{aligned} \tag{33}$$

Onde $\|X\|$ representa a norma do vetor x . O modelo médio que descreve as formas de onda do conversor quiescente é dado pela Equação (34).

$$\begin{aligned}
X &= AX + BU \\
Y &= CX + EU
\end{aligned} \tag{34}$$

Onde as matrizes de estado são vistas na Equação (35).

$$\begin{aligned}
A &= DA_1 + (1 - D)A_2 \\
B &= DB_1 + (1 - D)B_2 \\
C &= DC + (1 - D)C_2 \\
E &= DE_1 + (1 - D)E_2
\end{aligned} \tag{35}$$

A solução em regime permanente é dada pela Equação (36), (Erickson, 2007).

$$\begin{aligned}
X &= -A^{-1}BU \\
Y &= (-CA^{-1}B + E)U
\end{aligned} \tag{36}$$

E as equações de estado do modelo CA de pequenos sinais podem ser vistas na Equação (37) (Erickson, 2007).

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d}(t) \\
y(t) &= C\hat{x}(t) + E\hat{u}(t) + [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U]\hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{37}$$

Na Tabela 2, encontram-se os parâmetros que são substituídos na função de transferência geral Equação (38), formando as funções de transferência dos conversores.

$$G_d(s) = G_{d0} * \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (38)$$

Tabela 2 - Parâmetros para as funções de transferência dos conversores Básicos

<i>Conversor</i>	G_{g0}	G_{d0}	ω_0	Q	ω_z
<i>Buck</i>	D	$\frac{V}{D}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$R \sqrt{\frac{C}{L}}$	∞
<i>Boost</i>	$\frac{1}{(1-D)}$	$\frac{V}{(1-D)}$	$\frac{(1-D)}{\sqrt{LC}}$	$(1-D)R \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-D)^2 R}{L}$
<i>Buck – Boost</i>	$-\frac{D}{(1-D)}$	$\frac{V}{D(1-D)^2}$	$\frac{(1-D)}{\sqrt{LC}}$	$(1-D)R \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-D)^2 R}{DL}$

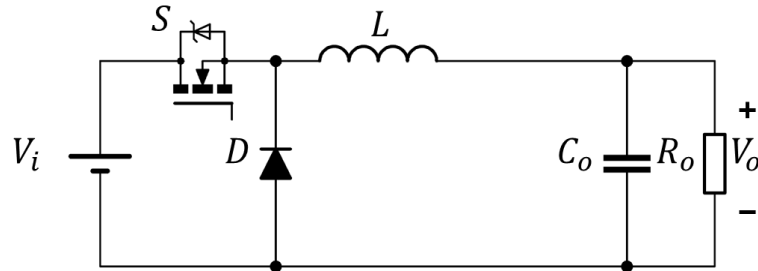
Fonte: (Erickson, 2007)

Essas equações descrevem pequenas variações CA no vetor de entrada e na razão cíclica que excitam variações no vetor de estado e vetor de saída. Um roteiro em *software* matemático foi implementado para automatizar esse processo, encontra-se no Apêndice B.

2.4.2 Conversor Buck

Para determinar o modelo dinâmico de pequenos sinais em espaço de estados de um conversor Buck ideal é estabelecido que a corrente do indutor I_L e a tensão do capacitor V_C são variáveis de estado (Keller; Lascu; Myrzik, 2005). As variáveis de estado também são definidas como variáveis de saída, a variável de entrada é a tensão de entrada do conversor (Tan; Hoo, 2015). Aplicável a qualquer conversor em modo de condução contínua com duas etapas de operação (Middlebrook; Cuk, 1976) conforme apresentado na Figura 23.

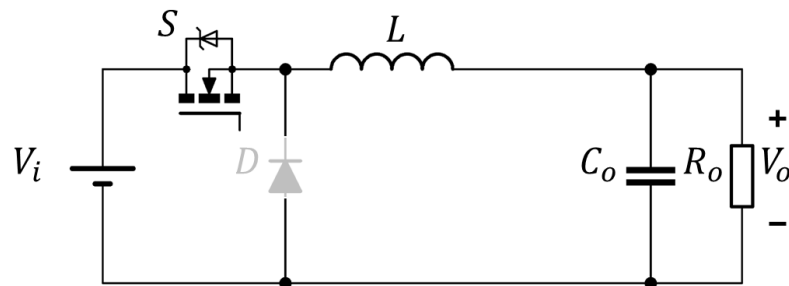
Figura 23 - Circuito básico conversor Buck



Fonte: O autor

Inicialmente na primeira etapa é considerado o diodo D como um circuito aberto e o interruptor S como um curto circuito para assim realizar a análise do circuito visto na Figura 24, é realizado a inspeção do circuito para determinar a derivada da corrente do indutor I_L e a derivada da tensão do capacitor V_C .

Figura 24 - Circuito Buck etapa interruptor fechado



Fonte: O autor

A derivada da corrente do induto I_L é determinada pela divisão da tensão do indutor V_L por sua indutância L , Equação (39), logo como os componentes estão em série, pode-se representar essa tensão V_L pelas parcelas que restam no circuito, tensão de alimentação V_i menos a tensão do capacitor V_C , Equação (40).

$$\dot{I}_L = \frac{V_L}{L} \quad (39)$$

$$\boxed{\dot{I}_L = \frac{V_i}{L} - \frac{V_C}{L}} \quad (40)$$

A outra variável de estado é V_C expressa pela divisão da corrente do capacitor I_C pela capacitância do capacitor C_o Equação (41).

Com a análise do circuito pode se perceber que a corrente do indutor I_L é dividida em duas parcelas a corrente do capacitor I_C e a corrente de saída I_O . Logo a corrente do capacitor I_C pode ser expressa como a corrente do indutor I_L menos a corrente de saída I_O .

Ao analisar a corrente de saída I_O é visto que não é uma variável de estado. Logo é substituído I_O pela tensão do capacitor V_C dividido pela resistência de saída R_O . Rearranjando os termos e separando em parcelas é determinado a Equação (42).

$$\dot{V}_C = \frac{I_C}{C_O} = \frac{I_L - I_O}{C_O} \quad (41)$$

$$\boxed{\dot{V}_C = \frac{I_L}{C_O} - \frac{V_C}{R_O C_O}} \quad (42)$$

Com as equações (40) e (42) é possível preencher as equações (43) e (44).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_O} & -\frac{1}{R_O C_O} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (43)$$

$$[V_o] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (44)$$

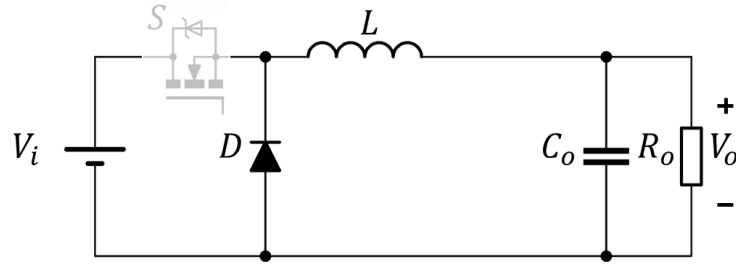
Na Figura 25 é apresentada a segunda etapa de funcionamento, agora o interruptor S está aberto e o diodo D está fechado fornecendo um caminho para corrente fluir do indutor para a carga.

A derivada da corrente do indutor I_L é a divisão da tensão do indutor V_L pela indutância L Equação (45), nessa etapa a tensão de alimentação V_i é zero e a variável de estado que representa essa alimentação é a tensão do capacitor V_C por estar em paralelo, porém com sinal invertido por estar descarregando, conforme apresentado na Equação (46). Outra variável de estado é V_C expressa pela divisão da corrente do capacitor I_C pela capacitância do capacitor C_O Equação (47). Com a análise do circuito pode se perceber que a corrente do indutor I_L é dividida em duas parcelas, a corrente

do capacitor I_C e a corrente de saída I_O . Logo a corrente do capacitor I_C pode ser expressa como a corrente do indutor I_L menos a corrente de saída I_O .

Ao analisar a corrente de saída I_O é visto que não é uma variável de estado. Logo é substituído I_O pela tensão do capacitor V_C dividido pela resistência de saída R_O . Rearranjando os termos e separando em parcelas é determinado a Equação (48).

Figura 25 - Circuito Buck etapa interruptor aberto



Fonte: O autor

$$\dot{I}_L = \frac{V_L}{L} \quad (45)$$

$$\boxed{\dot{I}_L = -\frac{V_C}{L}} \quad (46)$$

$$\dot{V}_C = \frac{I_C}{C_o} = \frac{I_L - I_O}{C_o} \quad (47)$$

$$\boxed{\dot{V}_C = \frac{I_L}{C_o} - \frac{V_C}{R_o C_o}} \quad (48)$$

Com as equações (46) e (48) é possível preencher as equações (49) e (50).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (49)$$

$$[V_o] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (50)$$

Com as equações (43), (44), (49), (50), é possível preencher os *scripts* do Apêndice B e obter respostas rápidas para testes e validações interativas com software matemático. Caso a resolução seja apenas algébrica para compensadores clássicos é possível utilizar a função de transferência simbólica (52) ou uma simplificação Equação (52).

$$G_{vd} = \frac{V_o}{D} * \frac{1}{\left(\frac{j\omega}{\frac{1}{\sqrt{L * C_o}}} \right)^2 + \frac{j\omega}{R_o * \sqrt{\frac{C_o}{L}} * \frac{1}{\sqrt{L * C_o}}} + 1} \quad (51)$$

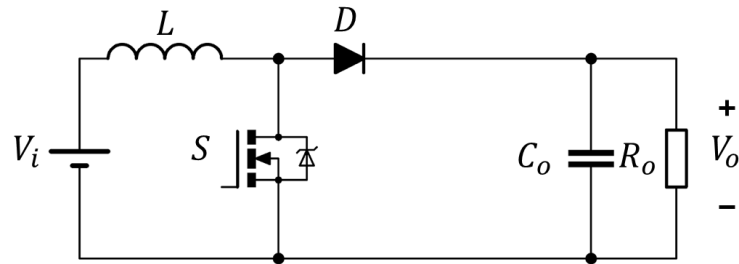
$$G_{vd} = \frac{V_i}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (52)$$

2.4.3 Conversor Boost

O conversor Boost é um exemplo de sistema de fase não mínima, com uma largura de banda limitada pela natureza de fase não mínima da planta (Nandanwar *et al.*, 2023). Os conversores com capacidade de aumentar a tensão são amplamente utilizados em aplicações de conversão de energia. A literatura tem revelado várias técnicas de aumento de tensão, nas quais componentes reativos são utilizados como indutores, capacitores e componentes de controle, como diodos e interruptores (Forouzesh *et al.*, 2017).

Na Figura 26 é apresentado o circuito básico de um conversor Boost PWM. O conversor Boost é um circuito elevador de tensão fundamental com vários recursos que o tornam adequado para diversas aplicações em produtos que vão desde dispositivos portáteis até aplicações de alta potência. A extensa faixa de aplicação foi impulsionada por seu baixo número de componentes e simplificação da modelagem (Forouzesh *et al.*, 2017).

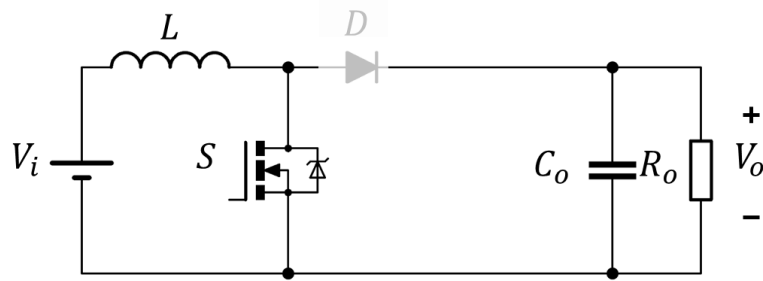
Figura 26 - Circuito básico conversor Boost



Fonte: O autor

A análise inicial é realizada com o estado do interruptor S fechado. O circuito equivalente é apresentado na Figura 27.

Figura 27 - Circuito Boost etapa interruptor fechado



Fonte: O autor

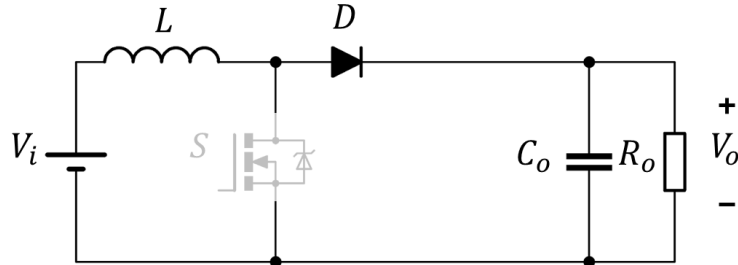
A modelagem por variáveis de estado do conversor Boost segue o procedimento clássico baseado na definição dos estados associados às grandezas armazenadoras de energia (corrente do indutor e tensão do capacitor), na escrita das equações diferenciais para cada etapa de comutação e na posterior obtenção do modelo médio no espaço de estados. Como esse desenvolvimento já foi detalhado anteriormente, omitem-se aqui as etapas algébricas intermediárias, adotando-se diretamente a formulação consolidada conforme apresentado (Erickson, 2007) para as equações (53) e (54).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (53)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (54)$$

Na segunda etapa configura-se um novo circuito equivalente, conforme apresentado na Figura 28.

Figura 28 - Circuito Boost etapa interruptor aberto



Fonte: O autor

Conforme metodologia descrita em (Erickson, 2007), aplicada diretamente na dedução das equações (55) e (56).

$$\begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (55)$$

$$[V_o] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (56)$$

Com as equações (53), (54), (55), (56) é possível preencher os *scripts* do Apêndice B e obter respostas rápidas para testes e validações interativas com software matemático. Caso a resolução seja apenas algébrica para compensadores clássicos é possível utilizar a função de transferência simbólica Equação (57).

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o}{1-D} * \frac{1 - \frac{s}{R_o(1-D)^2}}{\frac{L}{1-D} * \left(\left(\frac{s}{\sqrt{L} * C_o} \right)^2 + \left(\frac{s}{(1-D) * R_o * \sqrt{\frac{C_o}{L} * \frac{1-D}{\sqrt{L} * C_o}}} \right) + 1 \right)} \quad (57)$$

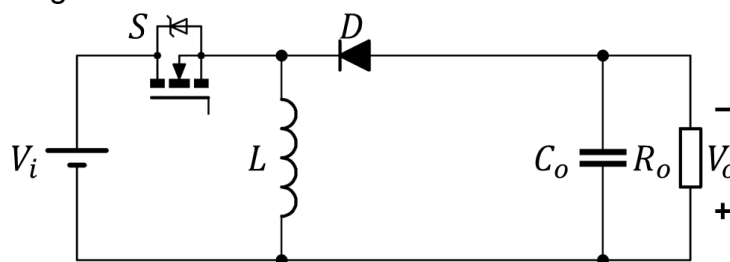
2.4.4 Conversor Buck-Boost

O conversor Buck-Boost é classificado como elevador/rebaixador, pois consegue aumentar a tensão de saída e diminuir a tensão de saída em relação a entrada. Esse conversor é amplamente utilizado em dispositivos portáteis por possuir apenas um indutor. Comparando a outro conversor como o Sepic, o Buck-Boost utiliza um menor número de componentes para converter a energia da bateria para a carga.

Em (Sahu; Rincon-Mora, 2004) é apresentada essa diferença entre os dois conversores e como o SEPIC acaba se tornando inviável para equipamentos pequenos.

Ao realizar a análise da Figura 29 analisa-se que o mesmo circuito funciona para ambos os modos e consequentemente o conversor não alterna configurações ou modo de operação, apenas ocorre a variação de razão cíclica que faz a tensão de saída ser maior ou menor do que a de entrada. Este conversor também possui algumas peculiaridades e apresenta problemas já identificados no Buck e Boost. Quando atuando como Buck rebaixando a tensão de saída em relação a entrada não tem isolamento entre entrada e saída e quando operando como Boost ou elevador de tensão tem um limite prático de potência e, a menos que sejam substituídos os diodos por interruptores como um conversor síncrono, sua eficiência é comprometida (Lenk, 2005).

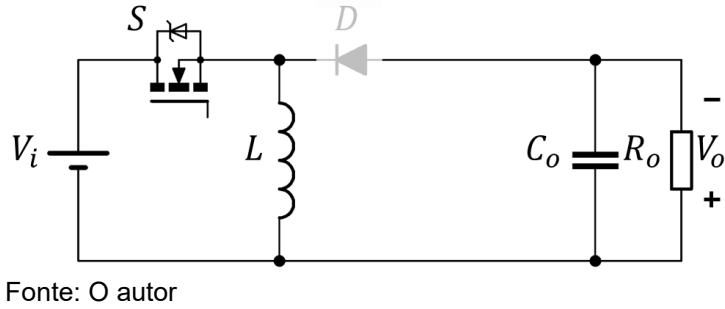
Figura 29 - Circuito básico conversor Buck-Boost



Fonte: O autor

Na Figura 30 é possível analisar o circuito do conversor Buck-Boost com o interruptor fechado. Conforme metodologia descrita em (Erickson, 2007), aplicada diretamente na dedução das equações (58) e (59).

Figura 30 - Circuito Buck-Boost etapa interruptor fechado

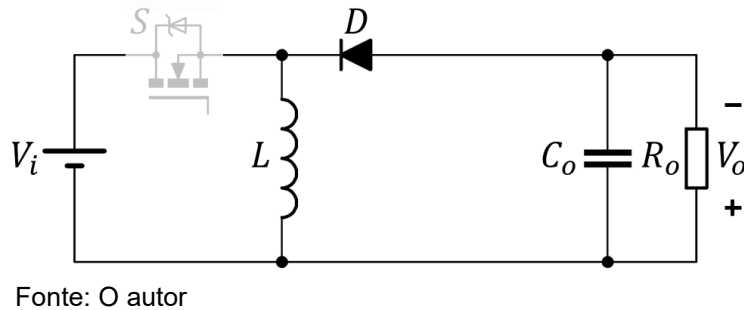


$$\begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (58)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (59)$$

Conforme metodologia descrita em (Erickson, 2007), aplicada diretamente na dedução das equações (60) e (61).

Figura 31 - Circuito Buck-Boost etapa interruptor aberto



$$\begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (60)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_i \quad (61)$$

Com as equações (58), (59), (60) e (61) é possível preencher os *scripts* do Apêndice B e obter respostas rápidas para testes e validações interativas com

software matemático. Caso a resolução seja apenas algébrica para compensadores clássicos é possível utilizar a função de transferência simbólica Equação (62).

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o}{D * (1 - D)^2} * \frac{1 - \frac{s}{R_o(1 - D)^2}}{\frac{D * L}{\left(\frac{s}{\frac{1 - D}{\sqrt{L * C_o}}}\right)^2 + \left(\frac{s}{(1 - D) * R_o * \sqrt{\frac{C_o}{L}} * \frac{1 - D}{\sqrt{L * C_o}}}\right)} + 1} \quad (62)$$

2.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Sistemas de controle são interconexões de componentes que monitoram a saída ou sinais internos e mantêm o sistema em um ponto de ajuste desejado independente de perturbações externas (Godoy Simões; A. Farret, 2017). Realizar o monitoramento não implica em realizar uma correção do sistema, por isso classificações de sistemas vão aparecer na literatura como malha aberta e malha de controle fechada.

Fontes de alimentação inteligentes, regulam a tensão de saída contra quaisquer alterações na carga de saída ou na alimentação (Diana; Sheehan, 2017). Essa regulação só pode ocorrer de maneira eficiente se houver um caminho de realimentação, esse também chamado de laço de realimentação. Para um correto funcionamento algumas partes são necessárias, como amplificador de erro, responsável por indicar a diferença entre a referência estipulada e o sinal medido, circuito compensador responsável por adaptar a resposta em frequência para atingir a performance desejada (Diana; Sheehan, 2017). Além disso, a realimentação adiciona ao sistema alguns recursos (Godoy Simões; A. Farret, 2017):

- Efeito reduzido de não linearidade;
- Maior precisão;
- Largura de banda maior;
- Menos sensibilidade a variações de parâmetros do sistema;
- Efeito reduzido de perturbações externas.

O método de controle do conversor determina as características do estágio de potência. Um conversor Buck por exemplo no modo de controle por tensão o filtro indutor-capacitor exibe um polo duplo na frequência de ressonância dos dois componentes (Cheng *et al.*, 2014a). Isso significa que existem dois polos na mesma frequência. Um conversor Buck em modo corrente não possui esse componente.

Ao substituir o indutor por uma fonte de corrente no sistema o polo duplo é dividido, um polo se move para uma frequência mais baixa e se torna um único polo de carga (Cheng *et al.*, 2014a).

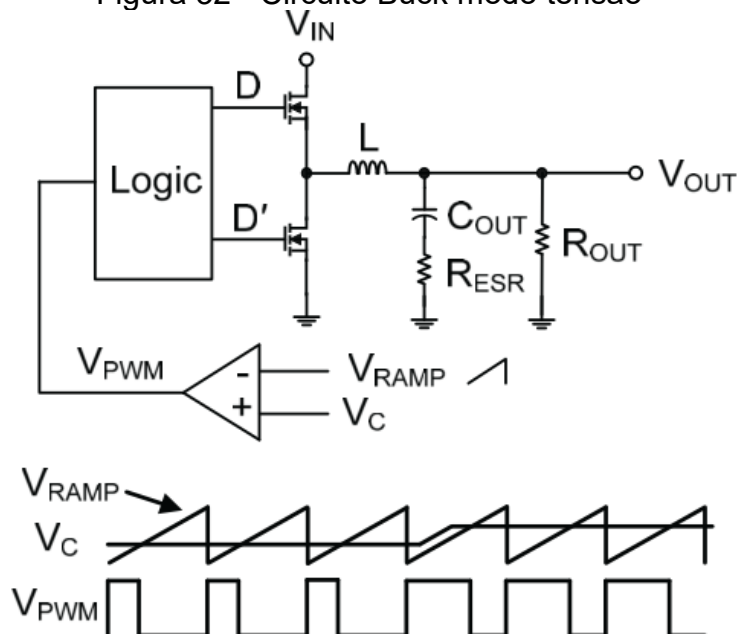
2.5.1 Modo Tensão

O funcionamento do conversor Buck no modo tensão é bem simplificado comparando com outras técnicas, ao analisar a Figura 32 é possível ver como a tensão de acionamento funciona V_{PWM} , a tensão de rampa V_{RAMP} com frequência fixa é comparada com a tensão de referência V_C . Esse modo é mais utilizado nas topologias Buck e em suas derivações (Diana; Sheehan, 2017).

As principais vantagens em utilizar o modo tensão no conversor Buck são frequência fixa, fácil sincronização, regulação que é independente da carga, laço de realimentação único, menos suscetível a ruído e simplificação na regulação de carga.

As desvantagens são o erro de largura de banda, compensação mais difícil pelo polo duplo, o valor do indutor afeta a compensação, V_i afeta o ganho da malha de controle, difícil de controlar com cargas leves (Cheng *et al.*, 2014a).

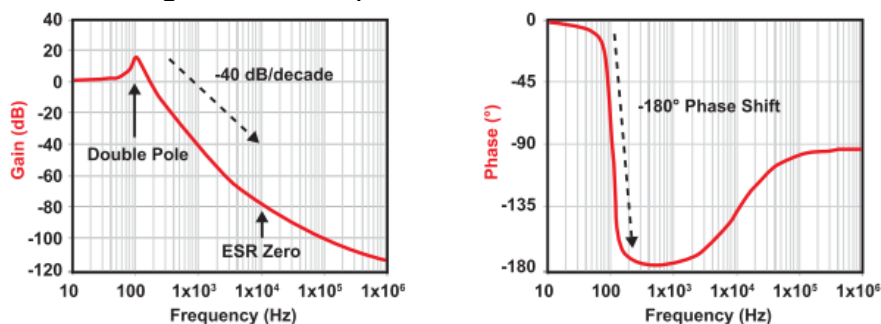
Figura 32 - Circuito Buck modo tensão



Fonte: (Diana; Sheehan, 2017)

Na Figura 33 é apresentada a resposta típica do conversor Buck para o modo de controle em tensão, onde é analisado a resposta do ganho e da fase para a faixa de frequência.

Figura 33 - Resposta da saída modo tensão



Fonte: (Cheng *et al.*, 2014a)

2.5.2 Modo Corrente

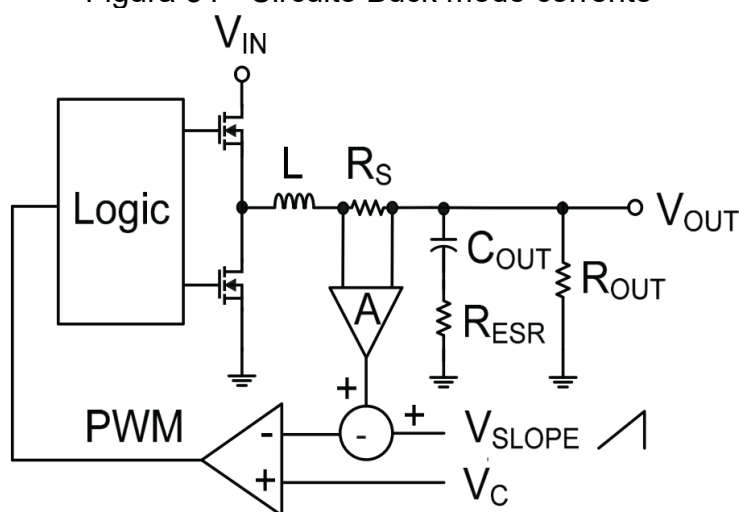
A diferença entre o controle do modo tensão para o modo corrente, cujo circuito é apresentado na Figura 34, é que no modo corrente o modulador PWM usa a corrente de ondulação do indutor como rampa. Já no modo tensão utiliza uma rampa fixa que não contém informações sobre a corrente do indutor (Diana; Sheehan, 2017). Enquanto o controle do modo tensão regula a razão cíclica para controlar diretamente

a tensão de saída, o controle do modo de corrente regula a razão cíclica para fornecer a corrente do indutor necessária para controlar a tensão de saída (Cheng *et al.*, 2014a).

Como a corrente do indutor é regulada, a ressonância do filtro LC é evitada e o indutor será modelado como uma fonte de corrente ideal. Tornando vantajoso um sistema com polo simples, permitindo uso de compensador do tipo II, também possuirá um *feedforward* inerente melhorando o desempenho em regime transitório, tornando fácil a implementação de limite de corrente e fácil compartilhamento de corrente entre conversores.

Como desvantagem esse compensador necessita de rampa de compensação, esse sinal em rampa é adicionado externamente e auxilia a leitura de corrente para torná-la mais estável. Outro ponto de atenção é sua sensibilidade a ruído no pico da borda e necessita de uma leitura da corrente além da leitura de tensão (Cheng *et al.*, 2014a).

Figura 34 - Circuito Buck modo corrente

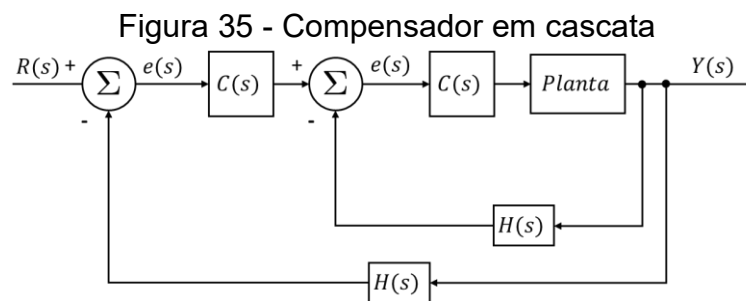


Fonte: (Diana; Sheehan, 2017)

2.6 PROJETO DO COMPENSADOR

A alteração ou ajuste de um sistema de controle com finalidade de obter um desempenho adequado é chamado de compensação, por sua vez um compensador pode ser um componente ou um circuito adicional que é acrescentado em um sistema de controle para compensar a falta de desempenho (C. Dorf; H. Bishop, 2001).

Na Figura 35 é possível ver o diagrama em bloco da compensação em cascata, modelo bem estabelecido na literatura de conversores.



Fonte: (C. Dorf; H. Bishop, 2001)

Em (Hart, 2012) e (Cruz Martins; Barbi, 2006) observa-se que definir uma regra para projetar o compensador e que produza um resultado satisfatório na primeira tentativa não é uma tarefa fácil para o projetista.

A literatura traz que para uma resposta transitória satisfatória, um sistema normalmente deve ter uma margem de fase superior a 35° (Godoy Simões; A. Farret, 2017). Algumas referências podem trazer os parâmetros de estabilidade em termos de polos e zeros como em (Hart, 2012).

- O primeiro zero é comumente colocado em 50 a 100 por cento da frequência de ressonância do filtro.
- O segundo zero é colocado na frequência de ressonância.
- O primeiro polo é colocado na origem.
- O segundo polo é colocado no zero ESR na função de transferência.
- O terceiro polo é colocado na metade da frequência de comutação.

Em (Diana; Sheehan, 2017) os critérios podem ser vistos em termos de largura de banda sendo necessário margem de fase suficiente 45° para evitar oscilações, ter no mínimo margem de ganho de 10dB e inclinação de -20dB/década ao passar em 0dB e por regra prática largura de banda de 1/5 a 1/10 da frequência de comutação. Em (Yao; Ren; Lee, 2004) é abordado a relação da largura de banda crítica para transitórios de carga, mas não é apresentado um roteiro ou método de implementação.

Poucas tentativas foram feitas para caracterizar e relacionar as especificações no domínio do tempo para transitórios de carga com o projeto do compensador no domínio do tempo (Bag *et al.*, 2014).

Tais inconsistências e lacunas entre referências levam o projetista a utilizar sistemas computadorizados interativos como em (Lopes *et al.*, 2016) a desvantagem é a necessidade de ter uma ferramenta computacional pesada e cara.

Segundo (Ogata, 2010) se for necessário respostas rápidas e precisão em regime permanente, poderá ser empregado um compensador PID. Também é descrito o modelo do compensador PID e que é visto em sua forma padrão na Equação (63) e sua variação para constante de tempo (64).

$$G(c) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (63)$$

$$K * \frac{(as + 1)(bs + 1)}{s} \quad (64)$$

A definição de margem de fase superior a 35° constitui um critério vago e apenas garante a estabilidade. É possível acrescentar tempo de acomodação do sistema na ferramenta matemática e assim são analisadas visualmente as respostas que são apresentadas, porém com o acréscimo de critérios fica mais complexo chegar na mesma resposta sem esse auxílio.

2.6.1 Compensador Buck por margem de ganho e margem de fase

Para desenvolver um compensador é necessário possuir uma planta, é inserido alguns critérios seguindo a teoria clássica apresentada em 2.2.1 e também apresentado em (Hart, 2012), para continuar e dar prosseguimento o conversor escolhido será o Buck e na Tabela 3 pode-se ver os dados de projeto utilizados para determinar os componentes reativos. Para o $\Delta V\%$ optou-se por um valor baixo para manter as oscilações bem reduzidas e facilitar as medições com o osciloscópio, também para fechar a capacitância com valores comerciais. Os parâmetros de $\Delta I\%$ e $\Delta V\%$ foram escolhidos para gerarem indutâncias e capacitância que se aproximem de

valores comerciais que o autor possuía, para facilitar a comparação entre os três conversores já que utilizariam os mesmos componentes.

Tabela 3 - Especificações do conversor Buck clássico

Símbolo	Grandeza	Valor
V_i	Tensão de Entrada	24 V
V_o	Tensão de Saída	12 V
P_o	Potência Máxima	5 W
f_s	Frequência Máxima	75 kHz
$\Delta I\%$	Variação de Corrente	7%
$\Delta V\%$	Variação de Tensão	0,0085%

Fonte: O autor

Com os valores dos componentes reativos encontrados pelas equações (65) e (66) é possível avançar com o projeto do compensador.

$$L = \frac{V_i - V_o}{\Delta I_o * f_s} * D \rightarrow \frac{24 \text{ V} - 12 \text{ V}}{0,029 \text{ A} * 75 \text{ kHz}} * 0,5 \rightarrow 2,74 \text{ mH} \quad (65)$$

$$C = \frac{1 - D}{8 * L * \frac{\Delta V_o}{V_o} * f_s^2} \rightarrow \frac{1 - 0,5}{8 * 2,74 \text{ mH} * \frac{0,001 \text{ V}}{12 \text{ V}} * 75 \text{ kHz}^2} \rightarrow 47 \mu\text{F} \quad (66)$$

As funções de transferência utilizadas no projeto do compensador são descritas no capítulo 2.4.2.

Nesta seção é apresentado o projeto do compensador proporcional–integral (PI) no domínio da frequência, utilizando critérios clássicos baseados nas margens de ganho e de fase do sistema em malha aberta. Entretanto, ao longo do procedimento de síntese, verificou-se que o compensador PI não é capaz de fornecer o avanço de fase necessário para atender simultaneamente às especificações de estabilidade e desempenho estabelecidas para o sistema.

Essa limitação está associada às características dinâmicas da planta, que impõem um atraso de fase elevado na frequência de cruzamento desejada. Dessa forma, a implementação do compensador PI torna-se inviável neste caso.

Todos os detalhes do procedimento de projeto e das considerações adotadas encontram-se descritos no Apêndice C.

2.6.2 Compensador Buck por lugar das raízes

Ao projetar um sistema de controle, se for necessário algo além de um ajuste de ganho (ou outro ajuste de parâmetro), deve-se modificar os lugares das raízes originais inserindo um compensador adequado.

Uma vez que os efeitos da adição de polos e/ou zeros no lugar das raízes sejam totalmente compreendidos, pode-se determinar facilmente as localizações do(s) polo(s) e do(s) zero(s) do compensador que remodelará o lugar das raízes conforme desejado (Ogata, 2010).

O cenário do conversor permanece o mesmo do tópico anterior e para esse exemplo será utilizado a função de transferência calculada em 2.4.2 e apresentada em (67).

$$G(s) = \frac{11.862 * 10^8}{s^2 + 738.8 * s + 7.76 * 10^6} \quad (67)$$

Para esse projeto de compensador foi determinado um máximo sobressinal de $M_p = 10\%$ e tempo de acomodação de $T_s = 50 \text{ ms}$. Para desenvolver o projeto do compensador por esse método é importante primeiramente conhecer os polos. Para o desenvolvimento do cálculo alguns parâmetros serão calculados, como o fator de amortecimento Equação (68) e frequência natural Equação (69) .

$$\zeta = \sqrt{\frac{\ln(M_p)^2}{\pi + \ln(M_p)^2}} = 0,59 \quad (68)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta + T_s} = 135 \text{ rad/s} \quad (69)$$

Com os parâmetros anteriormente calculados e inseridos na equação (70) pode-se explicitar os polos desejados a partir dos parâmetros de entrada.

$$S_{1,2} = -\zeta * \omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \rightarrow \frac{-80 + 109i}{-80 - 109i} \quad (70)$$

Uma vez que a posição dos polos desejados é conhecida, é possível posicionar o zero à esquerda desses polos de forma que ele domine o comportamento do sistema e determine a resposta transitória. Segundo (Ogata, 2010), a frequência do zero deve ser estrategicamente escolhida, sendo normalmente de 4 a 5 vezes maior que a frequência do polo dominante. Isso ocorre porque, além desse valor, a influência de polos mais afastados sobre o sistema dominante começa a ser insignificante, especialmente quando o zero está posicionado próximo à origem. Quando o sistema possui polos dominantes em forma de pares complexos-conjugados, essa configuração pode reduzir os efeitos de não linearidades como zona morta, retrocesso e melhorando a estabilidade e o desempenho transitório do sistema. A Equação (71) apresenta a frequência do zero.

$$\omega_z = 4 * 80 \rightarrow 320 \text{ rad/s} \quad (71)$$

Um cálculo inicial forneceu um ponto de partida para o ganho do compensador, depois foi realizado um incremento nesse ganho Equação (72) até atingir o tempo de acomodação que foi determinado como requisito .

$$K_p = 0,2 \quad (72)$$

O tempo de integração será dado por Equação (73), sendo o inversor da frequência do zero.

$$T_i = \frac{1}{\omega_z} \rightarrow 0,0031 \quad (73)$$

Todos os detalhes do procedimento de projeto e das considerações adotadas encontram-se descritos no Apêndice C.

2.6.3 Compensador Buck cascata

O uso de compensadores em cascata, também conhecidos como controle em multimalhas, é uma abordagem amplamente empregada em conversores CC-CC quando se deseja melhorar o desempenho dinâmico e a robustez do sistema. Diferentemente do projeto tradicional com uma única malha de tensão abordado em 2.6.1 e 2.6.2, no qual o compensador atua diretamente sobre um sistema de segunda ordem, o controle em cascata introduz uma malha interna de corrente e uma malha externa de controle de tensão, organizadas hierarquicamente em diferentes bandas de frequência esses valores não são padronizados, porém em (Yan Zhu; Lehman, 2005) trazem uma indicação de uma década abaixo.

Essa estrutura permite desacoplar a dinâmica do indutor e do capacitor, para o projeto em questão será utilizado uma década de diferença na frequência das malhas, fazendo com que a malha externa de controle de tensão enxergue um sistema de ordem reduzida, facilitando o projeto do compensador e resultando em melhor resposta transitória, maior rejeição a perturbações de carga. Assim, o projeto em cascata representa uma evolução natural em relação aos métodos clássicos baseados em margem de fase e lugar das raízes aplicados a uma única malha, sendo especialmente indicado para aplicações que exigem rápida resposta transitória e controle preciso da corrente.

Os parâmetros escolhidos para o projeto do controle de corrente foram, frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação Equação (74) e margem de fase Equação (75).

$$\omega_{ci} = 2 * \pi * \frac{f_s}{10} \rightarrow 2 * \pi * \frac{75 \text{ kHz}}{10} \rightarrow 47123 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (74)$$

$$\phi_{mfi} = 90^\circ \quad (75)$$

Na malha de corrente, são determinados os seguintes parâmetros, frequência de cruzamento do zero, Equação (76) e ganho do compensador Equação (77).

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{\tan(MF_i - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{i_{NC}}(\omega_{ci})))} = 2,58 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (76)$$

$$K_{ci} = \frac{\omega_{ci}}{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}} * \frac{1}{|FTLA_{i_{NC}}(\omega_{ci})|} = 3,35 \quad (77)$$

De acordo com o modelo unificado de conversores controlados por corrente apresentado por (Tan; Middlebrook, 1995), a malha de corrente apresenta um polo adicional devido ao efeito de amostragem, o que limita sua frequência de cruzamento a valores inferiores à metade da frequência de comutação. Dessa forma, a malha externa de controle de tensão deve ser projetada com largura de banda inferior à da malha de corrente, garantindo adequada separação de frequências e estabilidade do sistema em cascata. Optou-se por uma década abaixo da frequência de corte da malha de corrente Equação (78) e margem de fase de 90° Equação (79), inicialmente optou-se por 60°, porem com interações por software apresentou-se a necessidade de aumentar a margem de fase para obter uma resposta amortecida e sem sobressinal.

$$\omega_{cv} = \frac{\omega_{ci}}{10} \rightarrow \frac{47123}{10} \rightarrow 4712 \frac{rad}{s} \quad (78)$$

$$\phi_{mf v} = 90^\circ \quad (79)$$

Os parâmetros encontrados foram, frequência do zero para a malha de tensão Equação (80) e ganho do compensador Equação (81).

$$\omega_{zv} = \frac{\omega_{cv}}{\tan(MF_v - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{v_{NC}}(\omega_{cv})))} = 738,77 \frac{rad}{s} \quad (80)$$

$$K_{cv} = \frac{\omega_{cv}}{\sqrt{\omega_{cv}^2 + \omega_{zv}^2}} * \frac{1}{|FTLA_{v_{NC}}(\omega_{cv})|} = 6,37 \quad (81)$$

Nas equações apresentadas, ω_c representa a frequência de cruzamento da malha, enquanto ω_z corresponde à frequência do zero introduzido pelo compensador. A sigla MF indica a margem de fase expressa em radianos, utilizada diretamente nas equações trigonométricas. Já os termos ϕ_{mf} , como em $\phi_{mf v} = 90^\circ$, representam a

margem de fase especificada em graus para o projeto. O termo $FTLA_{NC}(\omega)$ refere-se à função de transferência em malha aberta do sistema não compensado, avaliada na frequência de interesse.

Todos os detalhes do procedimento de projeto e das considerações adotadas encontram-se descritos no Apêndice C.

2.6.4 Compensador Boost por margem de ganho e margem de fase

Para o desenvolvimento do compensador Boost, definiu-se um cenário de projeto para o dimensionamento dos componentes reativos, fundamentado na experiência do autor e na adoção de um conjunto padronizado de parâmetros. Essa padronização visa garantir a viabilidade da construção em bancada, utilizando materiais e componentes disponíveis no laboratório. Os dados considerados para o projeto estão apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Especificações do conversor Boost clássico

Símbolo	Grandeza	Valor
V_i	Tensão de Entrada	24 V
V_o	Tensão de Saída	45 V
P_o	Potência Máxima	20 W
f_s	Frequência Máxima	75 kHz
$\Delta I\%$	Variação de Corrente	4,7%
$\Delta V\%$	Variação de Tensão	0,13%

Fonte: O autor

A partir de metodologias clássicas vistas em 2.2.2 definiu-se os componentes reativos como vista nas equações (82) e (83).

$$L = \frac{V_i * D}{f_s * \Delta I_L} \rightarrow \frac{24 \text{ V} * 0,46}{75 \text{ kHz} * 0,054 \text{ A}} \rightarrow 2,74 \text{ mH} \quad (82)$$

$$C = \frac{D}{R * \left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) * f_s} \rightarrow \frac{0,46}{101,25 \Omega * \left(\frac{0,058 \text{ V}}{45 \text{ V}}\right) * 75 \text{ kHz}} \rightarrow 47 \mu\text{F} \quad (83)$$

As funções de transferência utilizadas no projeto do compensador são descritas no capítulo 2.4.3.

Devido à presença do zero no semiplano direito no modelo de pequeno sinal do conversor Boost operando em CCM, a escolha da margem de fase não é um parâmetro de projeto totalmente livre. A frequência de cruzamento da malha deve ser posicionada significativamente abaixo da frequência do zero do semiplano direito (RHPZ), o que limita a capacidade do compensador PI em fornecer avanço de fase adicional. Assim, a margem de fase obtida resulta de um compromisso entre estabilidade e desempenho dinâmico, sendo tipicamente limitada a valores em torno de 35° e 75° (Godoy Simões; A. Farret, 2017). Em (Roberts, 2016) é apresentado 45° com um bom valor para obter pouco sobressinal e resposta amortecida. As referências citadas anteriormente não trazem detalhes nem informações de como foi obtido esses parâmetros.

Nas pesquisas realizadas a uma grande variação entre os termos que se adotam para determinar a frequência de corte, podendo variar entre três e dez vezes a frequência do zero do semiplano direito, o autor optou por 8 vezes menor como visto na Equação (84).

$$\omega_c = \frac{\omega_{zRPH}}{8} \rightarrow \frac{10510}{8} \rightarrow 1313 \frac{rad}{s} \quad (84)$$

O parâmetro α define a posição relativa do zero do compensador PI em relação à frequência natural do filtro LC. No conversor Boost, esse parâmetro é introduzido como critério de separação de dinâmicas, garantindo que a ação integral atue em frequências suficientemente abaixo da ressonância e do zero no semiplano direito, preservando a margem de fase do sistema, como visto na Equação (85) definiu-se 0,1 e a Equação (86) define o ganho do compensador.

$$\omega_z = \alpha * \omega_0 \rightarrow 0,1 * 2786 \rightarrow 278 \frac{rad}{s} \quad (85)$$

$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} * \frac{1}{|FTLA_{NC}(\omega_c)|} = 0,19 \quad (86)$$

A Equação (87), o ganho K_i é uma forma de representar os ganhos para tornar prático utilizar em simuladores.

$$K_i = K_c * \omega_z \rightarrow 0,19 * 278 \rightarrow 54 \quad (87)$$

Com os ganhos e frequências definidos K_c e ω_z é possível comprovar a compensação por *software* de modelagem ou simulação. Todos os detalhes do procedimento de projeto e das considerações adotadas encontram-se descritos no Apêndice C.

2.6.5 Compensador Buck-Boost por margem de ganho e margem de fase

Para o desenvolvimento do compensador Buck-Boost, definiu-se um cenário de projeto para o dimensionamento dos componentes reativos, fundamentado na experiência do autor e na adoção de um conjunto padronizado de parâmetros. Essa padronização visa garantir a viabilidade da construção em bancada, utilizando materiais e componentes disponíveis no laboratório. Os dados considerados para o projeto estão apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Especificações do conversor BuckBoost Clássico

Símbolo	Grandeza	Valor
V_i	Tensão de Entrada	24 V
V_o	Tensão de Saída	45 V
P_o	Potência Máxima	20 W
f_s	Frequência Máxima	75 kHz
$\Delta I\%$	Variação de Corrente	4,7%
$\Delta V\%$	Variação de Tensão	0,13%

Fonte: O autor

A partir de metodologias clássicas vistas em 2.2.3 determina-se os componentes reativos como vista nas equações (88) e (89).

$$L = \frac{V_i * D}{\Delta I_L * f_s} \rightarrow \frac{24 \text{ V} * 0,6522}{0,075 \text{ A} * 75 \text{ kHz}} \rightarrow 2,74 \text{ mH} \quad (88)$$

$$C = \frac{D * I_o}{\Delta V_c * f_s} \rightarrow \frac{0,6522 * 0,44 \text{ A}}{0,081 \text{ V} * 75 \text{ kHz}} \rightarrow 47 \mu\text{F} \quad (89)$$

As funções de transferência utilizadas no projeto do compensador são descritas no capítulo 2.4.4.

Para este projeto, adotou-se a mesma metodologia de projeto empregada no conversor Boost, com algumas ressalvas importantes. Em particular, a frequência de cruzamento foi escolhida de forma mais conservadora, sendo limitada a aproximadamente um décimo da frequência associada ao zero no semiplano direito (RHP), uma vez que, no conversor Buck-Boost, esse zero ocorre em frequências mais elevadas.

Além disso, o parâmetro α foi selecionado ligeiramente maior, a fim de evitar conflitos entre o zero no semiplano direito e a frequência de ressonância do sistema, considerando que o conversor Buck-Boost apresenta uma dinâmica mais restrita quando comparado ao conversor Boost.

O ganho proporcional do compensador é apresentado na Equação (90), enquanto o ganho integral é definido na Equação (91). Todos os detalhes do procedimento de projeto e das considerações adotadas encontram-se descritos no Apêndice C.

$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} * \frac{1}{|FTLA_{NC}(\omega_c)|} = 0,0557 \quad (90)$$

$$K_i = K_c * \omega_z \rightarrow 17,99 \quad (91)$$

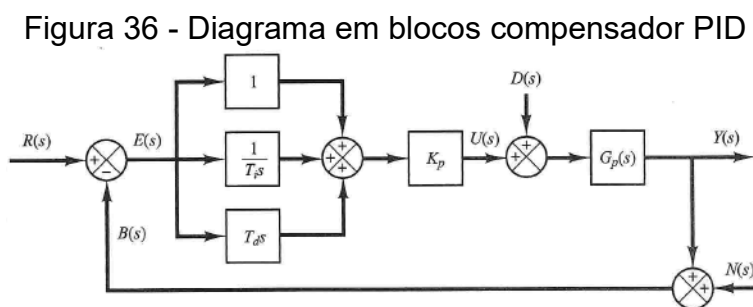
2.7 SIMULAÇÕES

Os *softwares* de simulação auxiliam na validação de projetos de controladores e conversores, a possibilidade de visualizar o comportamento dos componentes e sinais oferece ao projetista a oportunidade de confirmar o comportamento dinâmico dos circuitos.

Entretanto, em ambientes onde não há disponibilidade de licenças para tais *softwares*, torna-se necessário explorar alternativas que viabilizem a continuidade do projeto. Ficar restrito a apenas um tipo de ferramenta ou metodologia limita o público que não está em ambiente ideal de projeto. Para *startups*, pequenas empresas e entusiastas que não estão próximos de centros tecnológicos adquirir esses *softwares* inviabiliza muitas vezes os projetos, abrindo oportunidades para metodologias alternativas que podem oferecer uma resposta satisfatória sem validação previa.

Os compensadores projetados anteriormente pelo método clássico ficaram restritos a compensadores PI e PID, modelos amplamente difundidos na literatura (Borase *et al.*, 2021).

Em (Ogata, 2010), Figura 36, é apresentado um diagrama em bloco de um compensador PID clássico que oferece resposta rápida e bom desempenho em regime permanente. Por possuir controle simples e de fácil implementação pode atingir quase 90% das plantas de controle (Borase *et al.*, 2021). Porém esse desempenho se mostra bom para manter a referência, mas pouco satisfatória para transientes. As simulações apresentam desafios em parametrizar e escolher os componentes para obter um resultado próximo ao circuito físico. Para as simulações foi utilizado o *software* PLECS®, que contém uma grande quantidade de componentes como um bloco PID para auxiliar no controle do conversor.



Fonte: (Ogata, 2010)

2.7.1 Buck

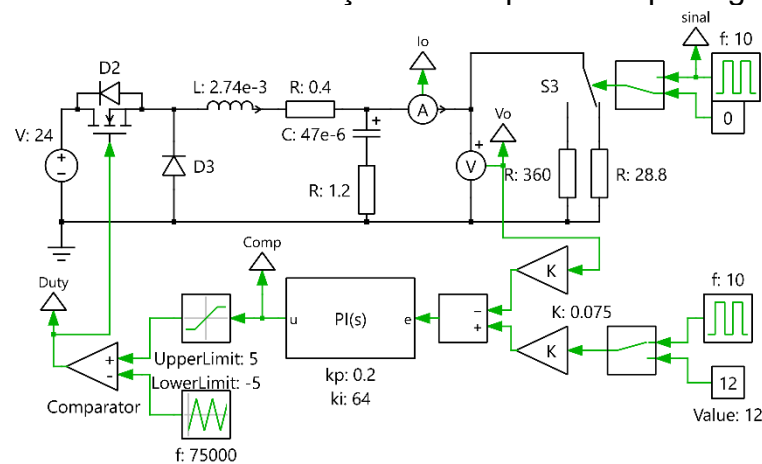
Utilizando o compensador projetado no capítulo 2.6.2, são conduzidas simulações para validação.

O circuito implementado no *software* de simulação PLECS® é observado na Figura 37, utilizando as referências de (Ogata, 2010) foi posicionado os polos e zeros

no editor de lugar das raízes para ter um máximo sobressinal de $M_p = 10\%$ e tempo acomodação 50 *ms*.

Para validação do compensador foi inserido no circuito um gerador de sinal que altera a referência passando de 12 V para 13 V com uma frequência de 10 *Hz*, da mesma forma para resposta ao degrau de carga alternando entre dois resistores configurados para gerar o degrau de carga de 92% de variação de carga. As simulações estão sendo desenvolvidas com esse valor de variação de carga para ficar compatível com os testes que a proposta do trabalho irá ser submetida.

Figura 37 - Conversor Buck validação do compensador por lugar das raízes

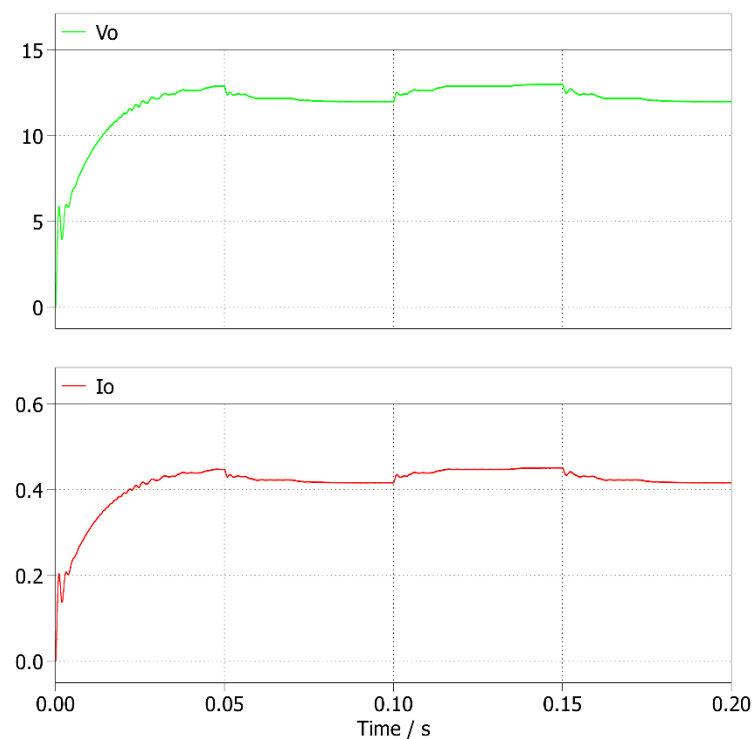


Fonte: O autor

A resposta obtida pelo circuito é ilustrada na Figura 38, possibilitando a análise completa do período da simulação. A resposta do circuito de uma maneira geral está seguindo a referência, pode-se perceber que a acomodação ficou dentro dos 50 *ms* definidos e não apresentou sobressinal.

As respostas estão divididas em duas partes, parte superior tensão de saída V_o e parte inferior corrente de saída I_o , cada uma com sua escala correspondente. Todas as simulações utilizam passo fixo de 20 *ns* e um tempo de simulação de 200 *ms*.

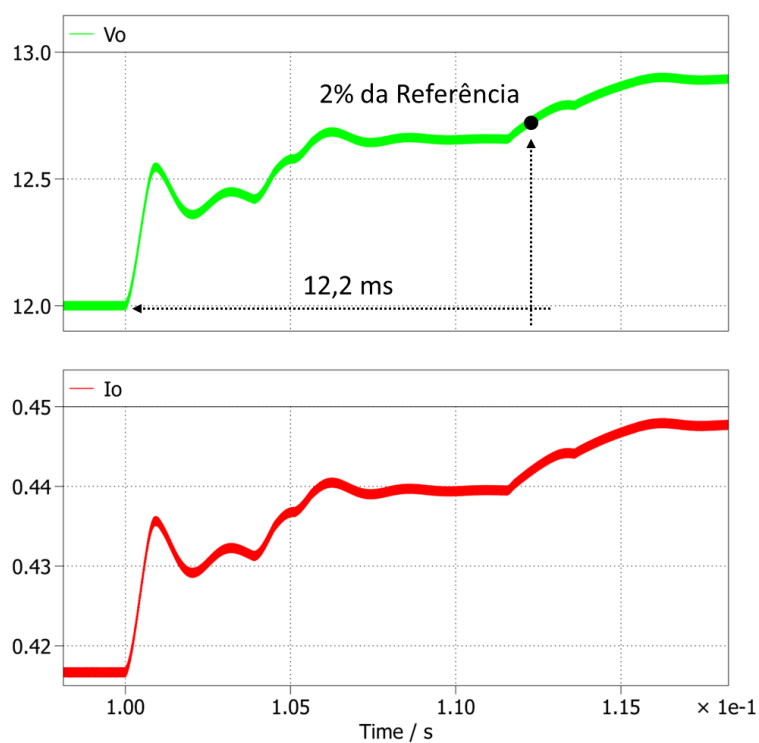
Figura 38 - Resposta a variação de referência



Fonte: O autor

Na Figura 39 é apresentado uma ampliação da resposta obtida, para variação de referência de 1 V o compensador se manteve abaixo de 10% de sobressinal como definido em projeto e apresentou um tempo de acomodação de 12,2 ms.

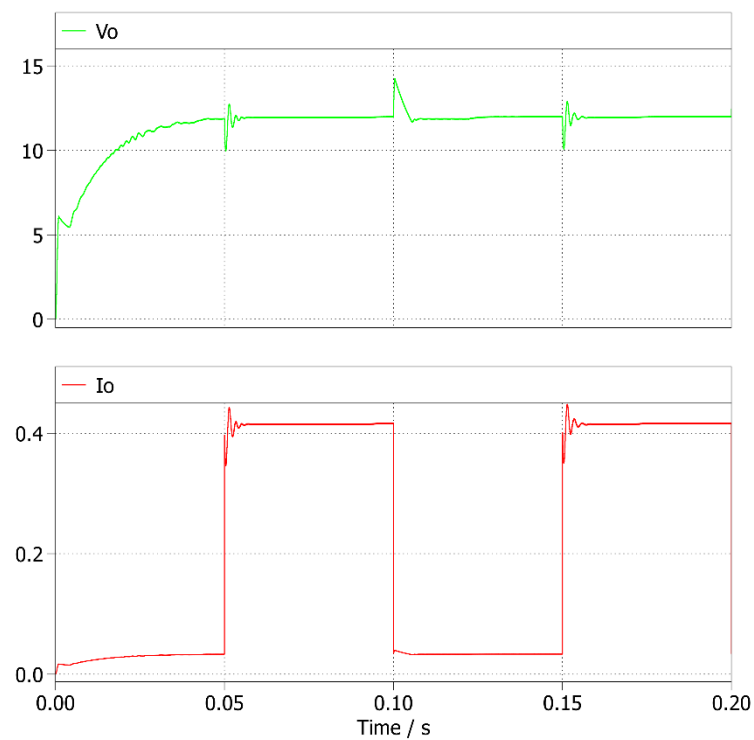
Figura 39 - Resposta a variação de referência *zoom*



Fonte: O autor

O próximo teste realizado foi o de resposta ao degrau de carga. Foi inserido um circuito gerador de sinal que alterna entre dois resistores gerando um degrau de carga de 92%. Na Figura 40 são apresentados os resultados obtidos.

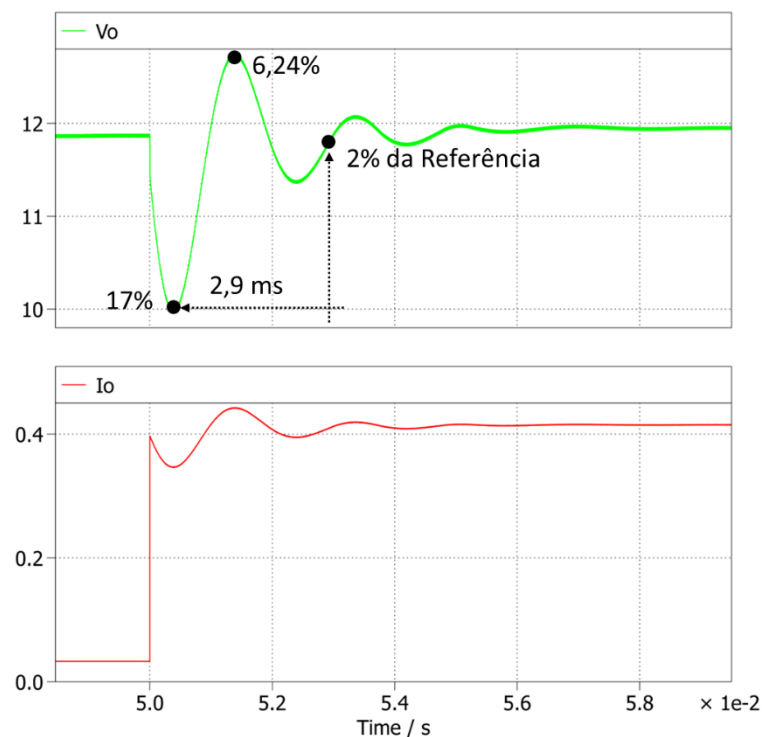
Figura 40 – Resposta do conversor Buck com compensador lugar das raízes a variações de carga de 92%



Fonte: O autor

Para o teste de resposta ao degrau de carga o sinal apresentou um aumento no sobressinal para 6,24% e obteve um tempo de acomodação de 2,9 ms. Na Figura 41 é apresentada a resposta para um degrau de carga com ampliação do resultado.

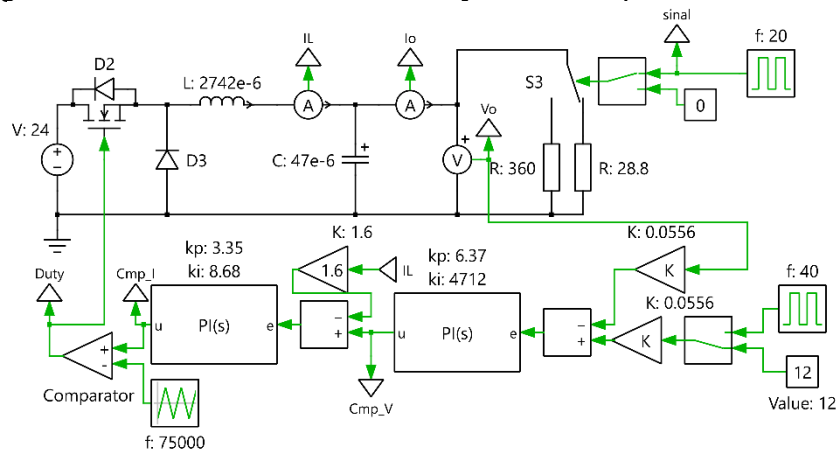
Figura 41 - Resposta do conversor Buck com compensador lugar das raízes ao degrau de carga de 92% *zoom*



Fonte: O autor

Para validar o compensador cascata desenvolvido em 2.6.3 um modelo para simulação foi desenvolvido visto na Figura 42.

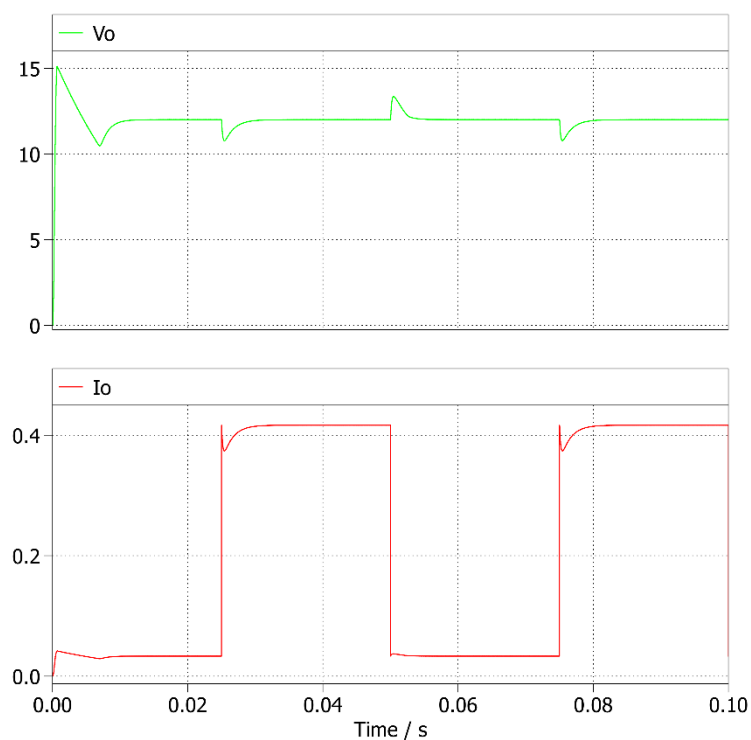
Figura 42 - Conversor Buck validação do compensador cascata



Fonte: O autor

Na Figura 43 é apresentada a resposta do compensador para o conversor Buck, a resposta da tensão de saída não apresentou sobressinal e teve tempo de acomodação de 27 ms.

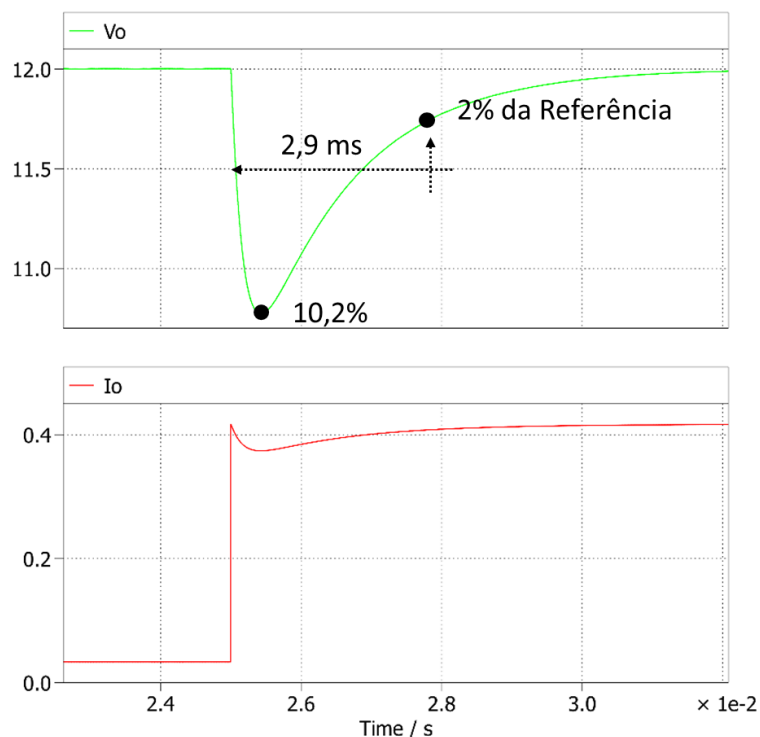
Figura 43 - Resposta do conversor Buck com compensador cascata ao degrau de carga de 92%



Fonte: O autor

Na Figura 44 é apresentado o resultado do degrau de carga com *zoom*, pode-se analisar um afundamento de tensão de 10,77 V representado 10,2% da referência.

Figura 44 - Resposta do conversor Buck com compensador cascata a variações de carga de 92% zoom

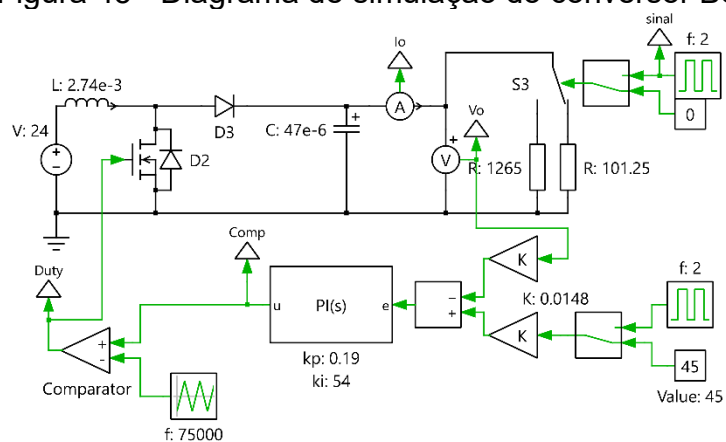


Fonte: O autor

2.7.2 Boost

Na Figura 45 é apresentado o diagrama utilizado para validar o compensador desenvolvido em 2.6.4.

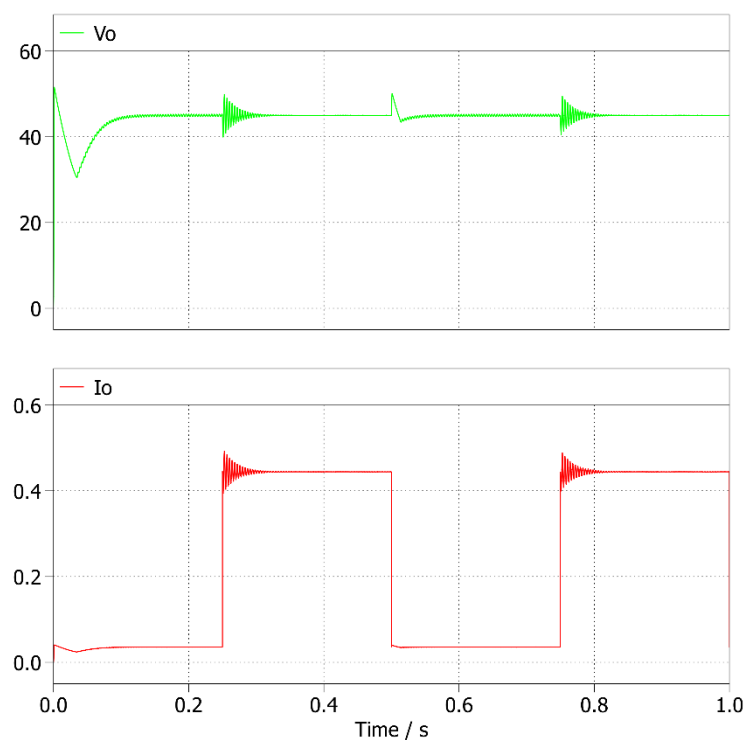
Figura 45 - Diagrama de simulação do conversor Boost



Fonte: O autor

Na Figura 46 é apresentada a resposta do conversor compensado para um degrau de carga de 92%, com sinal em verde na parte superior a tensão de saída V_o e sinal em vermelho na parte inferior tendo a corrente de saída I_o .

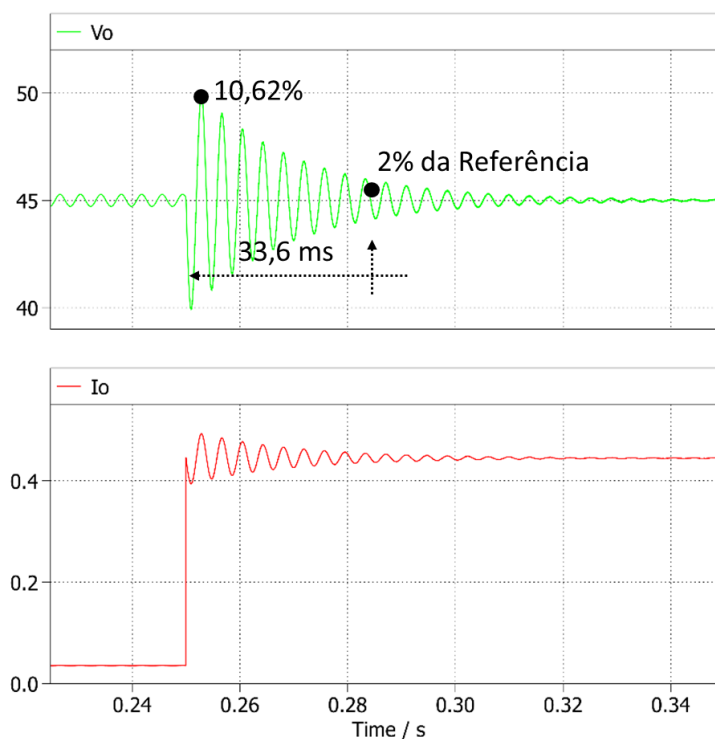
Figura 46 - Resposta do conversor Boost ao degrau de carga de 92%



Fonte: O autor

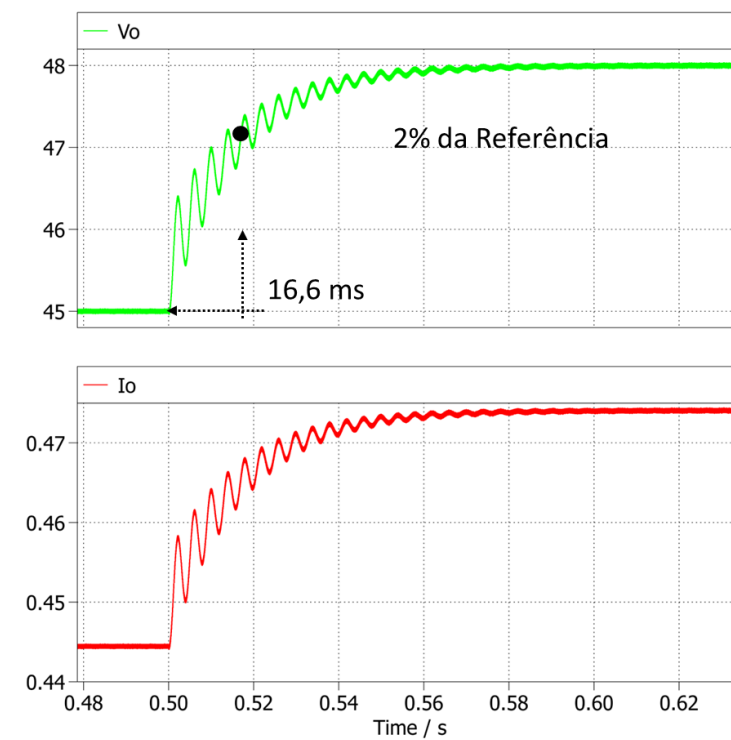
Na Figura 47 a imagem mais próxima permite analisar um pico de sobre sinal de 10,62% e um tempo de acomodação para 2% de 33,6 *ms*. Na Figura 48 é apresentada a resposta do conversor a uma variação de referência que sai de 45 *V* e vai para 48 *V*.

Figura 47 - Resposta do conversor Boost ao degrau de carga de 92% *zoom*



Fonte: O autor

Figura 48 - Resposta do conversor Boost a variação de Referência *zoom*

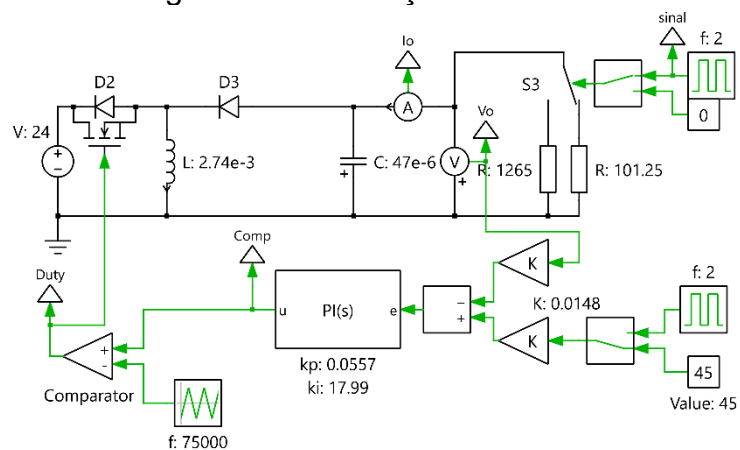


Fonte: O autor

2.7.3 Buck-Boost

Para validar o compensador do Buck-Boost desenvolvido em 2.6.5 um modelo para simulação foi desenvolvido visto na Figura 49.

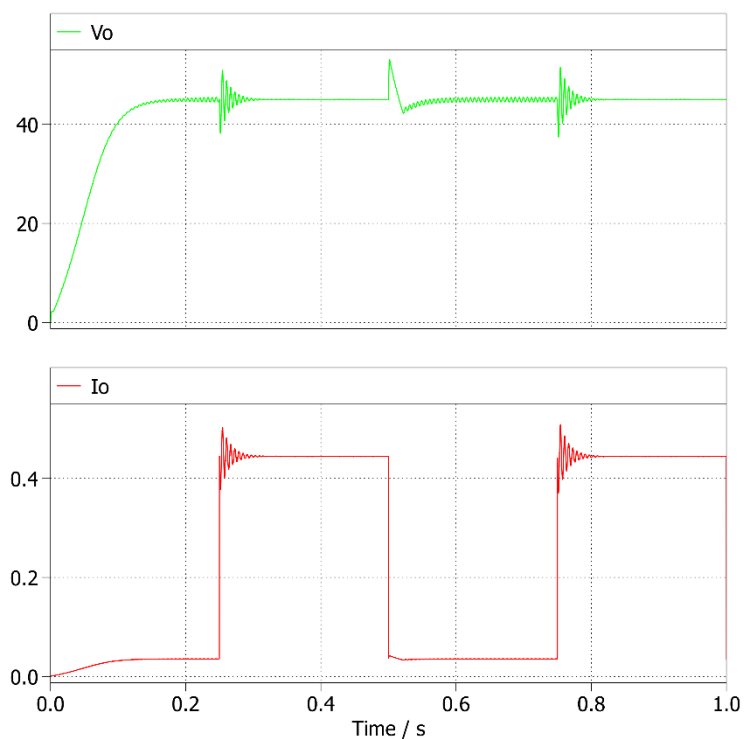
Figura 49 - Diagrama de simulação do conversor Buck-Boost



Fonte: O autor

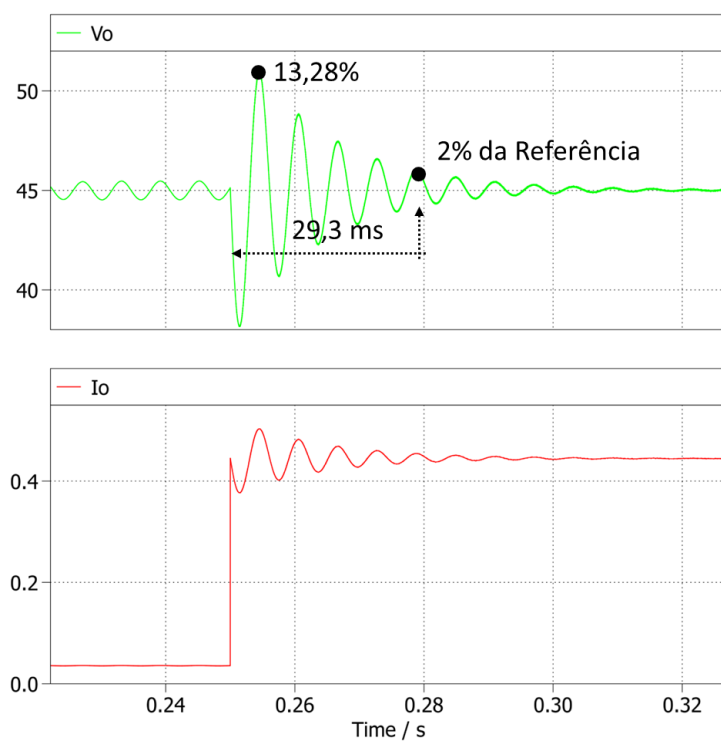
Na Figura 50 é apresentada a resposta do conversor a um degrau de carga de 92% e na Figura 51 é apresentado o resultado com ampliação, apresentando um sobressinal de 13,28% e um tempo de estabilização de 29,3 ms.

Figura 50 - Resposta do conversor Buck-Boost ao degrau de carga de 92%



Fonte: O autor

Figura 51 - Resposta do conversor Buck-Boost ao degrau de carga 92% zoom



Fonte: O autor

Com base nos resultados apresentados e nas limitações observadas nas abordagens convencionais, o capítulo seguinte introduz a metodologia de projeto proposta, estruturando um método sistemático que integra dimensionamento e controle.

3 METODOLOGIA PROPOSTA

3.1 INTRODUÇÃO E MOTIVAÇÃO

O projeto de conversores CC-CC tradicionalmente é conduzido em etapas separadas, nas quais o dimensionamento dos componentes de potência e o projeto do sistema de controle são tratados de forma independente. Em muitos casos, os componentes reativos são definidos a partir de critérios de regime permanente, enquanto o compensador é posteriormente ajustado por meio de modelos lineares, funções de transferência ou técnicas empíricas de sintonia. Embora essa abordagem seja amplamente difundida, ela pode resultar em processos iterativos extensos, sobretudo quando se exige bom desempenho dinâmico frente a grandes variações de carga.

Em aplicações modernas, especialmente aquelas sujeitas a degraus abruptos de corrente, requisitos como erro em regime permanente nulo, limitação da variação de tensão e rápido tempo de acomodação tornam-se críticos. Nessas condições, métodos de controle baseados exclusivamente na realimentação da tensão de saída tendem a apresentar limitações, particularmente em conversores cuja dinâmica apresenta características de fase não mínima, como é o caso das topologias Boost e Buck-Boost (Erickson, 2007).

Nesse contexto, estratégias de controle em modo corrente surgem como alternativas eficazes para melhorar a resposta transitória, uma vez que permitem atuar diretamente sobre as variáveis de estado associadas ao armazenamento de energia. Entre essas estratégias, o controle por histerese destaca-se por sua simplicidade estrutural e elevada velocidade de resposta, já que a comutação é determinada diretamente pela comparação entre a corrente medida e limites previamente estabelecidos, dispensando moduladores ou compensadores complexos.

Trabalhos como (Cheng *et al.*, 2014b) demonstram que o controle em frequência variável pode reduzir significativamente a necessidade de capacitância na saída durante transientes de carga, quando comparado a estratégias em frequência fixa. No entanto, grande parte das abordagens disponíveis na literatura ainda depende de modelos matemáticos detalhados ou de procedimentos de ajuste iterativo para a definição dos parâmetros do compensador.

Diante disso, este trabalho propõe uma metodologia integrada de projeto para conversores CC-CC não isolados, na qual o dimensionamento dos componentes reativos e a definição dos parâmetros de controle são realizados de forma conjunta, a partir de requisitos dinâmicos previamente estabelecidos. A metodologia é baseada em um controle em modo corrente por histerese, associado a uma malha externa de tensão com compensação proporcional-integral (PI), permitindo obter respostas rápidas a degraus de carga e erro nulo em regime permanente.

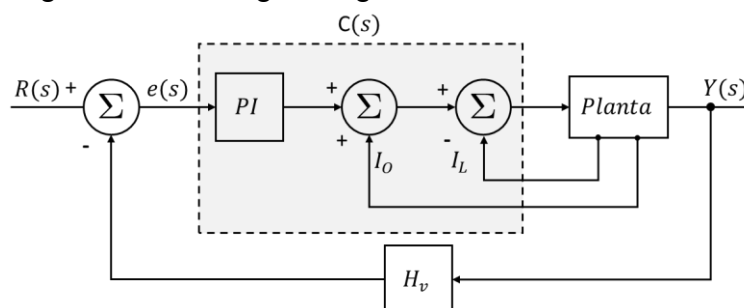
Um diferencial da proposta consiste na utilização simultânea da corrente do indutor e da corrente de saída na geração da referência de controle. Essa abordagem possibilita que o sistema responda diretamente à variação instantânea da carga, reduzindo a dependência de ações derivativas sobre a tensão de saída, que são conhecidas por amplificar ruídos de comutação e interferências do circuito impresso (Ogata, 2010), (C. Dorf; H. Bishop, 2017).

A metodologia apresentada é estruturada de forma geral e pode ser aplicada a diferentes topologias de conversores CC-CC, como Buck, Boost e Buck-Boost. Nos tópicos seguintes, são descritos a estrutura do controle proposto, os fundamentos para o dimensionamento dos componentes e, posteriormente, a aplicação prática do método a cada uma dessas topologias.

3.2 ESTRUTURA GERAL DO MÉTODO PROPOSTO

A metodologia proposta baseia-se em uma estrutura de controle em modo corrente por histerese, complementada por uma malha externa de tensão responsável pela geração da referência de corrente. Na Figura 52 é apresentado o fluxograma geral do sistema de controle, válido para as topologias Buck, Boost e Buck-Boost analisadas neste trabalho.

Figura 52 - Fluxograma geral do sistema de controle



Fonte: O autor

A malha externa de tensão tem como objetivo regular a tensão de saída do conversor, garantindo erro nulo em regime permanente. Para isso, a tensão medida na saída é comparada com o valor de referência e o erro resultante é processado por um compensador proporcional-integral (PI), cuja saída representa uma corrente de referência associada à potência requerida pela carga.

Diferentemente das abordagens clássicas de controle em modo corrente, nas quais apenas a corrente do indutor é utilizada como variável de realimentação, a metodologia proposta emprega simultaneamente a corrente do indutor e a corrente de saída do conversor. A corrente de saída atua como um termo de avanço (*feedforward*), permitindo que variações abruptas de carga sejam imediatamente refletidas na referência de controle, antes mesmo que a tensão de saída sofra variações significativas.

Para topologias cuja dinâmica apresenta maior acoplamento entre a corrente do indutor e a corrente de saída, como os conversores Boost e Buck-Boost, a metodologia admite a inclusão de um fator de ponderação K aplicado à realimentação da corrente de saída. Esse fator tem como finalidade compatibilizar a contribuição da corrente de carga com a dinâmica interna do conversor, sendo sua determinação e impacto no desempenho do sistema discutidos nos tópicos específicos dedicados a essas topologias.

A referência efetiva de corrente é obtida a partir da combinação entre a corrente gerada pela malha de tensão e a corrente de saída medida, sendo então comparada com a corrente do indutor. O erro resultante dessa comparação é aplicado a um comparador com banda de histerese, que determina os instantes de comutação dos interruptores do conversor.

A utilização do controle por histerese elimina a necessidade de um modulador PWM e de uma portadora fixa, fazendo com que a frequência de comutação varie dinamicamente em função das condições de carga, dos parâmetros do conversor e da largura da banda de histerese. Essa característica contribui para uma resposta transitória rápida, uma vez que a comutação ocorre assim que os limites de corrente são atingidos.

Outro aspecto relevante da estrutura proposta é a possibilidade de implementação direta de limitação de corrente. Como a corrente do indutor é monitorada continuamente, os limites superior e inferior da banda de histerese podem ser definidos de modo a proteger os dispositivos semicondutores e os componentes reativos contra sobrecorrentes, sem a necessidade de circuitos adicionais de proteção.

A separação entre a malha lenta de tensão e a malha rápida de corrente permite que o sistema apresente boa estabilidade e elevada velocidade de resposta. Enquanto a malha externa atua na correção de erros de regime permanente e de variações lentas, a malha interna reage de forma praticamente instantânea às perturbações de carga, reduzindo a variação da tensão de saída durante os transitórios.

A estrutura geral apresentada neste tópico constitui a base da metodologia proposta. Nos tópicos seguintes, são descritos os critérios adotados para o dimensionamento dos componentes reativos do conversor e para a definição dos parâmetros do compensador, considerando explicitamente requisitos de desempenho dinâmico.

3.3 CONSIDERAÇÃO SOBRE ESFORÇOS ELÉTRICOS E TOPOLOGIA

A análise dos esforços elétricos impostos aos componentes de potência é uma etapa fundamental no projeto de conversores CC-CC, pois está diretamente relacionada à confiabilidade, às perdas e ao dimensionamento térmico do sistema. Nesta metodologia, são considerados os conversores Buck, Boost e Buck-Boost síncronos operando tanto sob controle PWM em frequência fixa quanto sob controle por histerese em modo corrente.

Embora o método de controle influencie o comportamento dinâmico do conversor, a topologia do estágio de potência permanece inalterada. Dessa forma, os esforços fundamentais de tensão nos dispositivos semicondutores são determinados principalmente pelas tensões de entrada e saída do conversor, independentemente da estratégia de controle empregada. Assim, para uma mesma topologia e ponto de operação, os valores máximos de tensão bloqueada pelas chaves podem ser considerados equivalentes para os controles PWM e por histerese.

Os esforços de corrente nas chaves e nos componentes reativos dependem do regime de condução e da ondulação de corrente do indutor. Desde que o conversor opere no mesmo modo de condução e com ondulação de corrente semelhante, os valores médios e eficazes de corrente podem ser estimados a partir das expressões clássicas utilizadas no projeto de conversores controlados por PWM. No entanto, no controle por histerese, a largura da banda de histerese influencia diretamente os valores de corrente de pico, podendo resultar em diferenças nos esforços instantâneos quando comparado ao controle em frequência fixa.

As perdas de condução nos dispositivos semicondutores estão associadas principalmente à corrente eficaz, enquanto as perdas de comutação dependem da frequência de operação. No controle por histerese, a frequência de comutação é variável, o que dificulta a determinação exata das perdas de comutação para todas as condições de operação. Ainda assim, é possível estimar as perdas médias a partir da frequência média de comutação, considerando-se margens adicionais para o projeto térmico, especialmente em condições de carga leve ou variações significativas da tensão de entrada.

Os esforços térmicos nos componentes reativos, como o indutor e o capacitor de saída, estão relacionados à ondulação de corrente e à corrente eficaz. Dependendo do ajuste da banda de histerese e dos parâmetros do circuito, o controle por histerese pode resultar em níveis de ondulação superiores ou inferiores aos observados em controles PWM, o que deve ser levado em consideração durante o dimensionamento desses componentes.

Dessa forma, os modelos clássicos de cálculo de esforços elétricos desenvolvidos para conversores controlados por PWM podem ser utilizados como primeira aproximação para conversores operando sob controle por histerese, desde que sejam consideradas as particularidades associadas à frequência variável e aos

valores de pico de corrente. O dimensionamento dos componentes apresentado neste trabalho baseia-se nesses modelos, sendo aplicado de forma consistente às diferentes topologias analisadas.

3.4 FUNDAMENTOS DO DIMENSIONAMENTO BASEADO EM TRANSITÓRIO

O desempenho dinâmico dos conversores CC-CC é fortemente influenciado pela forma como o sistema responde a variações abruptas de carga. Em aplicações nas quais a carga pode variar de forma significativa em curtos intervalos de tempo, o projeto dos componentes reativos e do sistema de controle deve considerar explicitamente o comportamento transitório do conversor.

Na metodologia proposta, o projeto é orientado a partir de critérios de grande sinal, nos quais são definidos previamente os limites admissíveis de variação de tensão da saída $\Delta_{V\%}$ e a máxima variação de corrente associada ao degrau de carga $\Delta_{I\%}$. Esses parâmetros estabelecem as condições de pior caso para o projeto, garantindo que o conversor seja capaz de atender às especificações mesmo sob solicitações dinâmicas severas.

Durante um degrau de carga, a corrente do indutor não pode variar instantaneamente, pois sua taxa de variação é limitada pela tensão aplicada e pelo valor da indutância. A dinâmica da corrente do indutor é descrita pela Equação (92).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \quad (92)$$

Considerando um intervalo de tempo finito Δt , a variação de corrente pode ser expressa pela Equação (93).

$$\Delta_I = \frac{V_L}{L} * \Delta_t \quad (93)$$

Isolando a indutância, obtém-se a Equação (94).

$$L = \frac{V_L * \Delta_t}{\Delta_I} \quad (94)$$

Essa expressão estabelece uma relação direta entre o valor da indutância, a tensão efetivamente aplicada ao indutor durante o transitório, a variação de corrente admissível e o tempo máximo de resposta desejado. Para garantir um projeto conservativo, considera-se sempre a menor tensão disponível no indutor ΔV_L , pois essa condição resulta na menor taxa de variação de corrente e, conseqüentemente, no maior tempo de resposta.

Enquanto a corrente do indutor se ajusta ao novo nível de regime permanente, a diferença entre a corrente fornecida pelo indutor e a corrente exigida pela carga é suprida pelo capacitor de saída. A variação de tensão observada na saída está, portanto, diretamente associada à variação de carga elétrica armazenada no capacitor.

A relação fundamental entre carga elétrica e tensão é dada pela Equação (95).

$$\Delta Q = C * \Delta V \quad (95)$$

Durante o transitório, a variação de carga pode ser expressa como o produto da variação de corrente pelo intervalo de tempo considerado e pode ser expressa pela Equação (96).

$$\Delta Q = \Delta I * \Delta t \quad (96)$$

Igualando as duas expressões, obtém-se a capacitância necessária para limitar a variação de tensão ao valor admissível e pode ser expressa pela Equação (97).

$$C = \frac{\Delta I * \Delta t}{\Delta V} \quad (97)$$

Essa Equação mostra que a capacitância requerida é diretamente proporcional à variação de corrente e ao tempo de resposta e inversamente proporcional à variação admissível de tensão.

O tempo máximo admissível Δt pode ser relacionado à frequência de comutação f_s , sendo tipicamente definido como múltiplo do período de comutação T_s como pode ser visto na Equação (98).

$$\Delta_t = P_p * T_s = \frac{P_p}{f_s} \quad (98)$$

Onde P_p representa o número máximo de ciclos de comutação admitidos para que a corrente do indutor atinja o novo valor de regime permanente. Essa definição permite integrar explicitamente a dinâmica do controle por histerese ao dimensionamento dos componentes reativos.

A partir dessas relações, observa-se que o dimensionamento do indutor e do capacitor passa a ser diretamente orientado por requisitos temporais e limites de variação de grande sinal, eliminando a necessidade de modelos linearizados ou funções de transferência para o projeto inicial. Esse procedimento constitui o núcleo da metodologia proposta e será aplicado, nos tópicos seguintes, às diferentes topologias analisadas.

3.5 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES REATIVOS

O dimensionamento dos componentes reativos do conversor CC-CC, em especial o indutor e o capacitor de saída, exerce influência direta sobre o comportamento dinâmico do sistema, especialmente durante variações abruptas de carga. Na metodologia proposta, o projeto desses componentes é realizado a partir de critérios de grande sinal, considerando explicitamente as condições transitórias definidas anteriormente.

Durante um degrau de carga, a corrente exigida pela carga não é imediatamente fornecida pelo indutor, sendo suprida parcialmente pelo capacitor de saída. Esse fenômeno resulta em uma variação temporária da tensão de saída, cujo valor máximo admissível é previamente especificado no projeto. Assim, o capacitor de saída deve ser dimensionado de modo a fornecer a corrente necessária durante o tempo de resposta do sistema, mantendo a variação de tensão dentro dos limites estabelecidos.

A determinação da capacitância de saída baseia-se na relação entre a carga elétrica transferida durante o transitório e a variação admissível da tensão. A carga pode ser expressa como o produto da variação de corrente pelo tempo de duração do transitório, permitindo obter uma expressão direta para o cálculo da capacitância necessária. Essa abordagem resulta em um método de dimensionamento simples e diretamente associado ao desempenho dinâmico do conversor.

O indutor, por sua vez, é responsável por limitar a taxa de variação da corrente e armazenar energia durante a operação do conversor. Seu valor é determinado a partir da tensão efetivamente aplicada durante o transitório e do tempo necessário para que a corrente do indutor atinja o novo valor de regime permanente. Para garantir um projeto conservativo, considera-se sempre a menor tensão disponível no indutor, assegurando que o conversor seja capaz de atender às especificações mesmo na condição de pior caso.

A escolha conjunta dos valores de indutância e capacitância define a frequência natural de ressonância do filtro de saída, a qual deve ser considerada no projeto do sistema de controle. Valores inadequados podem resultar em oscilações indesejadas ou respostas excessivamente lentas, reforçando a necessidade de integração entre o dimensionamento dos componentes reativos e o projeto do compensador.

O procedimento de dimensionamento apresentado neste tópico fornece uma base comum para as diferentes topologias de conversores CC-CC analisadas neste trabalho. Nos tópicos seguintes, os valores dos componentes reativos serão utilizados no projeto do compensador e, posteriormente, aplicados aos conversores Buck, Boost e Buck-Boost, demonstrando a generalidade da metodologia proposta.

3.6 PROJETO DO CONTROLADOR

O projeto do sistema de controle é realizado de forma integrada ao dimensionamento dos componentes reativos, considerando como principal objetivo a obtenção de respostas rápidas a variações de carga, com estabilidade em regime permanente e erro nulo de tensão da saída. A metodologia proposta adota uma estrutura de controle em malha dupla, composta por uma malha externa de tensão e uma malha interna de corrente baseada em controle por histerese.

A malha de corrente é responsável por impor uma dinâmica rápida ao sistema, atuando diretamente sobre a corrente do indutor e limitando sua variação dentro de uma banda pré-definida. O controle por histerese permite que os dispositivos de comutação sejam acionados de forma imediata sempre que a corrente ultrapassa os limites estabelecidos, fazendo com que a velocidade de resposta do sistema seja determinada principalmente pela indutância e pela tensão disponível no estágio de potência.

A malha de tensão externa tem como função garantir o correto rastreamento da tensão de saída e eliminar o erro em regime permanente. Para essa finalidade, é empregado um compensador do tipo proporcional–integral (PI), cuja saída define a referência de corrente a ser seguida pela malha interna. A escolha do compensador PI se justifica pela necessidade de erro em regime permanente nulo e pela simplicidade de implementação, evitando a introdução de termos derivativos que poderiam amplificar ruídos provenientes do circuito de potência e do ambiente de comutação.

O ajuste dos parâmetros do compensador PI é realizado a partir de critérios algébricos, relacionando a variação de tensão observada na saída com a corrente necessária para compensar o degrau de carga. Essa abordagem dispensa o uso de modelos linearizados ou funções de transferência, uma vez que a dinâmica dominante durante o transitório é imposta pela malha de corrente por histerese.

A escolha do ganho proporcional K_p não é realizada a partir de critérios clássicos de margem de fase ou largura de banda, mas sim com base na condição física imposta por um degrau de carga. Considerando uma variação abrupta de corrente ΔI , admite-se uma variação máxima de tensão na saída ΔV . Como a ação proporcional atua instantaneamente sobre o erro de tensão, impõe-se que a variação inicial da corrente de referência seja igual à variação de corrente exigida pela carga, conforme expresso na Equação (99).

Esse critério vincula diretamente o ganho proporcional às especificações de grande sinal previamente definidas no projeto, assegurando coerência entre desempenho transitório e parâmetros do compensador.

Dessa forma, estabelece-se a condição:

$$\Delta I = K_p * \Delta V \quad (99)$$

Logo, o ganho proporcional é obtido diretamente pela Equação (100).

$$K_p = \frac{\Delta_I}{\Delta_V} \quad (100)$$

A constante de tempo do integrador é definida em função da dinâmica natural do filtro de saída, formado pela associação do indutor e do capacitor. A frequência natural desse sistema é dada pela Equação (113).

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (101)$$

Cujo período natural de oscilação é dado pela Equação (102).

$$T_n = 2\pi\sqrt{LC} \quad (102)$$

Para evitar a excitação excessiva dessa ressonância e garantir comportamento amortecido da malha externa de tensão, a constante de tempo do integrador é escolhida como e duas vezes o período natural do filtro.

Pode ser analisado o tempo do integrador na Equação (103).

$$T_I = 2 * (2\pi\sqrt{LC}) \quad (103)$$

Essa escolha assegura que a ação integral atue em uma dinâmica significativamente mais lenta que a resposta natural do filtro LC, permitindo que a malha interna de corrente imponha a dinâmica dominante do transitório, enquanto o integrador atua apenas na eliminação do erro em regime permanente.

Em conversores nos quais a corrente de saída não é diretamente compatível com a corrente do indutor, como nos casos das topologias Boost e Buck-Boost, é necessária a introdução de um fator de correção K na leitura da corrente de saída. Esse fator ajusta a escala da corrente medida, permitindo que a comparação entre a corrente de referência e a corrente do indutor seja realizada de forma coerente, reduzindo o esforço do compensador PI e facilitando a operação em regime

permanente. O valor desse fator depende da relação entre as tensões de entrada e saída e será determinado durante a aplicação da metodologia a cada topologia específica.

A largura da banda de histerese define a ondulação de corrente do indutor e influencia diretamente a frequência de comutação do conversor. Sua escolha deve considerar um compromisso entre ondulação de corrente, perdas por comutação e limitação da frequência máxima de operação, respeitando as características dos dispositivos semicondutores e dos circuitos de medição utilizados.

O procedimento de projeto do compensador apresentado neste tópico fornece uma estrutura geral aplicável a diferentes topologias de conversores CC-CC. No tópico seguinte, essa metodologia será aplicada aos conversores Buck, Boost e Buck-Boost, onde os parâmetros do compensador e os valores dos componentes reativos serão determinados numericamente e validados por meio de simulações.

3.7 APLICAÇÃO DA METODOLOGIA AOS CONVERSORES CC-CC

Neste tópico, a metodologia de projeto descrita nos itens anteriores é aplicada a diferentes topologias de conversores CC-CC, especificamente os conversores Buck, Boost e Buck-Boost síncronos. O objetivo é demonstrar a generalidade do procedimento proposto, evidenciando que o mesmo método de dimensionamento dos componentes reativos e de projeto do compensador pode ser empregado em topologias distintas, com adaptações pontuais relacionadas às características elétricas de cada conversor.

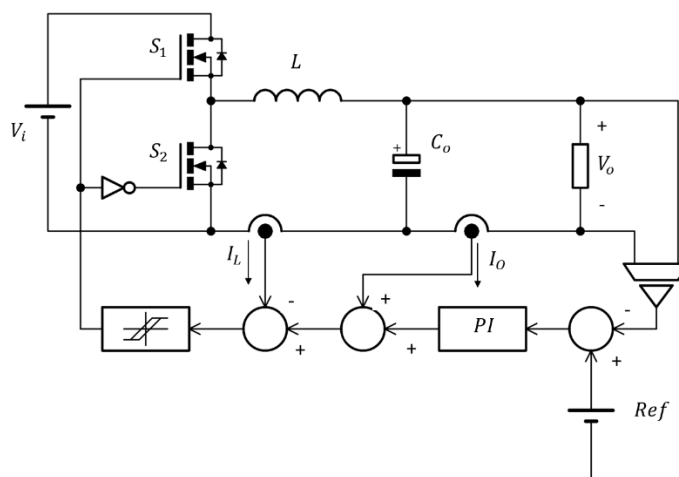
Os roteiros completos de cálculo utilizados nesta etapa são apresentados no Apêndice E.

Em todos os casos analisados, são definidos previamente os parâmetros de projeto, como tensões de entrada e saída, potência nominal, frequência de comutação e limites admissíveis de variação de corrente e tensão durante transitórios de carga. A partir desses parâmetros, aplicam-se os critérios de projeto orientados ao transitório para o dimensionamento do indutor e do capacitor de saída, seguidos do ajuste dos parâmetros do compensador PI e da banda de histerese da malha de corrente.

3.7.1 Aplicação ao conversor Buck

Na Figura 53 é apresentado o circuito do conversor Buck síncrono sob controle por histerese em modo corrente, destacando as correntes do indutor e de saída utilizadas na estratégia de controle. Os parâmetros de projeto considerados para esse conversor são apresentados na Tabela 6.

Figura 53 - Circuito do conversor Buck simplificado



Fonte: O autor

Tabela 6 - Parâmetros de projeto conversor Buck

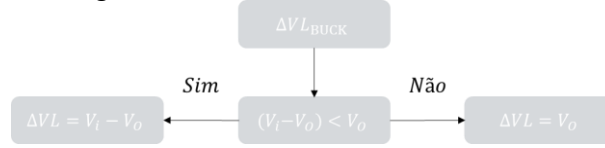
Símbolo	Grandeza	Valor
V_i	Tensão de Entrada	24 V
V_o	Tensão de Saída	12 V
P_o	Potência Máxima	48 W
f_s	Frequência Máxima	75 kHz
$\Delta I\%$	Variação de Corrente Máxima no Transitório	92%
$\Delta V\%$	Variação de Tensão Máxima no Transitório	10%

Fonte: O autor

Os procedimentos de dimensionamento do indutor e do capacitor foram previamente estabelecidos nos itens 3.4 e 3.5, sendo fundamentados nos critérios de variação admissível de corrente e tensão durante transitórios de carga. Entretanto, embora as expressões gerais permaneçam válidas para todas as topologias analisadas, a tensão efetivamente aplicada ao indutor durante o transitório $\Delta V L$ depende da estrutura do estágio de potência. Dessa forma, torna-se necessário

explicitar, para cada conversor, a expressão correspondente de ΔVL , a qual é apresentada na Figura 54.

Figura 54 - ΔVL do conversor Buck



Fonte: O autor

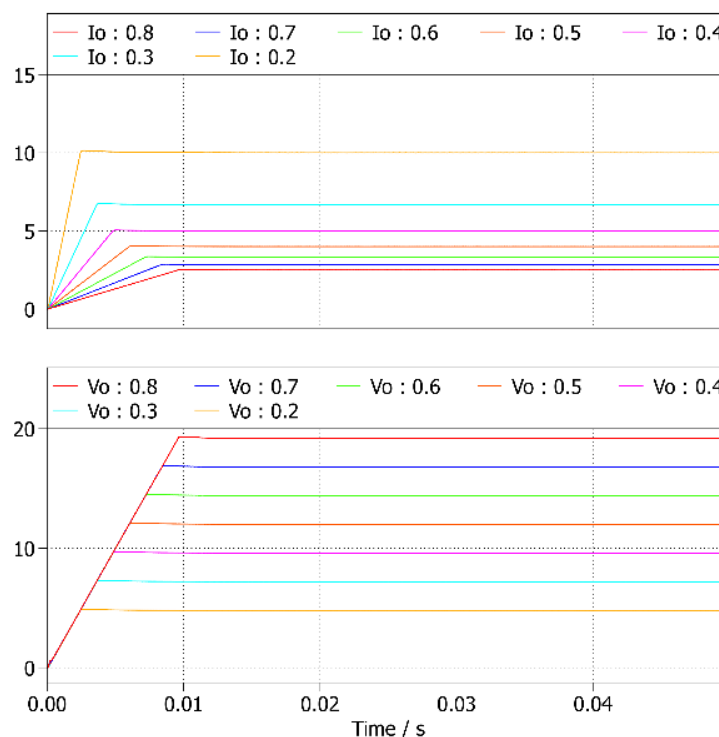
Uma vez definidos os componentes reativos, procede-se ao projeto do compensador conforme descrito no item 3.6. O compensador PI da malha de tensão é ajustado de forma a fornecer a referência de corrente necessária para compensar o erro de tensão observado na saída, enquanto a malha de corrente por histerese garante uma resposta rápida durante os transitórios de carga.

A Equação (104) estabelece uma relação direta entre a largura da banda de histerese, a indutância e a frequência média de comutação desejada. Dessa forma, a definição da banda pode ser realizada a partir de um critério de frequência admissível, permitindo controlar simultaneamente a ondulação de corrente e as perdas de comutação do conversor Buck.

$$\Delta I_H = \frac{1}{f_s L \left(\frac{1}{V_i - V_o} + \frac{1}{V_o} \right)} \quad (104)$$

Os resultados de simulação para sete diferentes pontos de operação do conversor Buck são apresentados conjuntamente na Figura 55, evidenciando a estabilidade em regime permanente.

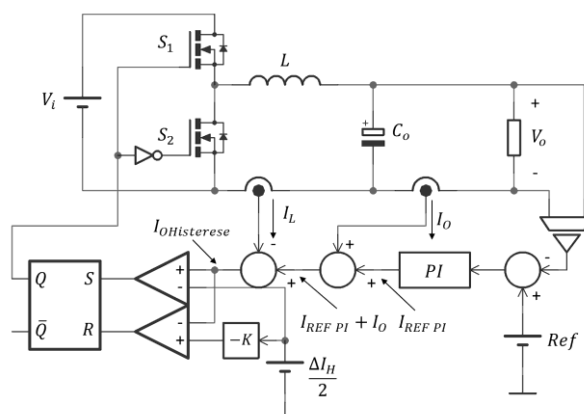
Figura 55 - Teste em vários pontos de operação Buck



Fonte: O autor

Na Figura 56 é apresentado o diagrama completo do sistema de controle proposto, evidenciando o estágio de potência, os componentes reativos e os principais sinais envolvidos na estratégia de controle por histerese em modo corrente. Observa-se que a estrutura resulta diretamente da aplicação da metodologia descrita neste capítulo, integrando a malha externa de tensão e a malha interna de corrente sem a necessidade de ajustes empíricos adicionais. Esse diagrama consolida a relação entre as variáveis elétricas do conversor e os blocos de controle, servindo como base para a análise dos resultados de simulação apresentados a seguir.

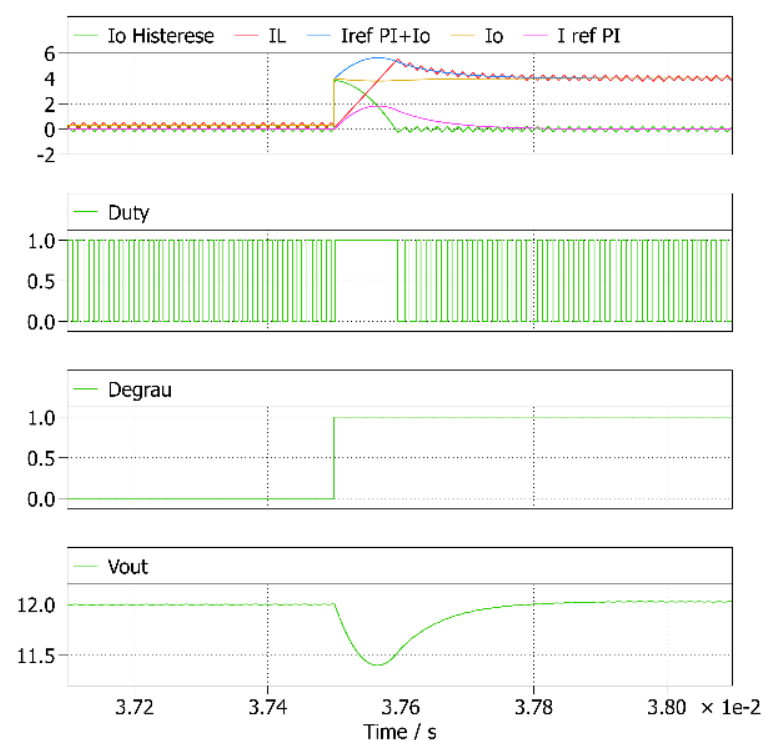
Figura 56 - Diagrama completo do sistema de controle proposto para o conversor Buck, destacando os sinais de corrente, tensão e os blocos de controle por histerese em modo corrente.



Fonte: O autor

Na Figura 57 são apresentadas as principais formas de onda do sistema de controle durante uma resposta ao degrau de carga, destacando o comportamento da corrente do indutor, da corrente de saída e da tensão da saída do conversor. Durante o transitório, observa-se que o controle por histerese mantém os dispositivos de comutação acionados de forma contínua, permitindo que a corrente do indutor se eleve rapidamente até o valor de referência. Após o atendimento da demanda de corrente, o sistema retorna suavemente ao regime permanente, evidenciando a ação coordenada entre a malha de corrente e o compensador PI da malha de tensão.

Figura 57 - Formas de onda do sistema de controle principal durante uma resposta ao degrau de carga, evidenciando a resposta transitória da corrente do indutor, da corrente de saída e da tensão de saída para o conversor Buck



Fonte: O autor

3.7.2 Aplicação ao conversor Boost

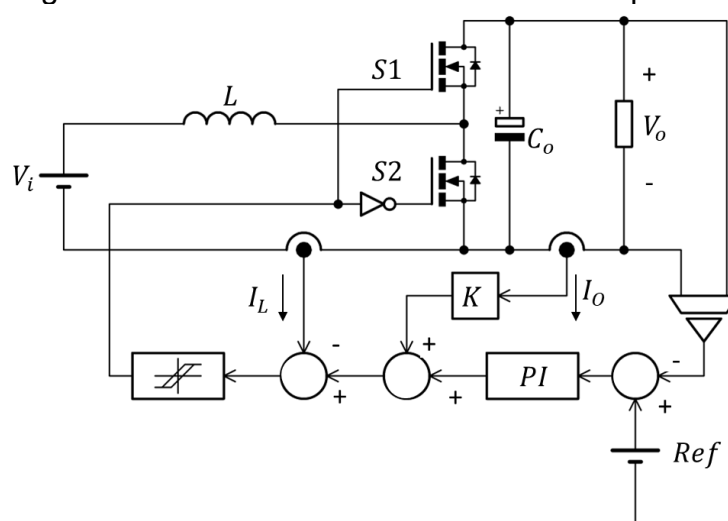
A metodologia proposta é aplicada ao conversor Boost síncrono considerando as particularidades inerentes a essa topologia, especialmente no que se refere à relação entre a corrente do indutor e a corrente de saída. Na Figura 58 é apresentado o circuito do conversor Boost adotado neste trabalho, enquanto os parâmetros de projeto considerados são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 - Parâmetros de projeto conversor Boost

Símbolo	Grandeza	Valor
V_i	Tensão de Entrada	24 V
V_o	Tensão de Saída	48 V
P_o	Potência Máxima	48 W
f_s	Frequência Máxima	75 kHz
$\Delta I\%$	Variação de Corrente Máxima no Transitório	50%
$\Delta V\%$	Variação de Tensão Máxima no Transitório	10%

Fonte: O autor

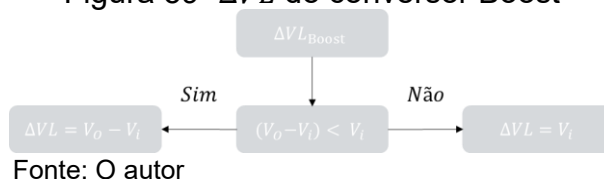
Figura 58 - Circuito do conversor Boost simplificado



Fonte: O autor

A partir dos parâmetros definidos, o dimensionamento dos componentes reativos e o ajuste dos parâmetros do compensador são realizados conforme a metodologia descrita nos itens 3.5 e 3.6.

Os cálculos detalhados correspondentes a essa etapa são apresentados no Apêndice E. O projeto é conduzido considerando as condições de pior caso durante variações abruptas de carga, garantindo que o conversor atenda aos limites admissíveis de variação de tensão e corrente previamente estabelecidos como visto na Figura 59.

Figura 59 - ΔV_L do conversor Boost

Fonte: O autor

Durante a aplicação inicial da metodologia ao conversor Boost, observou-se que a utilização direta das expressões originalmente empregadas no conversor Buck conduzia ao superdimensionamento do indutor, especialmente para razões cíclicas elevadas. Embora o desempenho fosse satisfatório no ponto de operação nominal ($D = 0,5$), verificou-se perda de robustez quando analisados outros pontos de operação.

A partir dessa análise, foi introduzido um fator corretivo associado à relação de conversão estática do conversor, incorporando explicitamente a dependência da

razão $\frac{V_o}{V_i} + 1$. Essa modificação permitiu ajustar o valor do indutor de forma coerente com o esforço energético real imposto pela estrutura elevadora, mantendo resposta transitória amortecida em diferentes condições de carga.

De forma complementar, o dimensionamento do capacitor de saída também foi ajustado por meio da inclusão de um fator multiplicativo, com o objetivo de limitar a influência do componente na dinâmica global do sistema sob controle por histerese, evitando amortecimento excessivo da resposta.

A validação do ajuste foi realizada com base no critério temporal previamente estabelecido na metodologia, no qual o tempo máximo de variação da corrente deveria permanecer inferior a $66 \mu s$. Observou-se que a aplicação direta da expressão original resultava em tempos superiores ao limite estipulado em determinados pontos de operação.

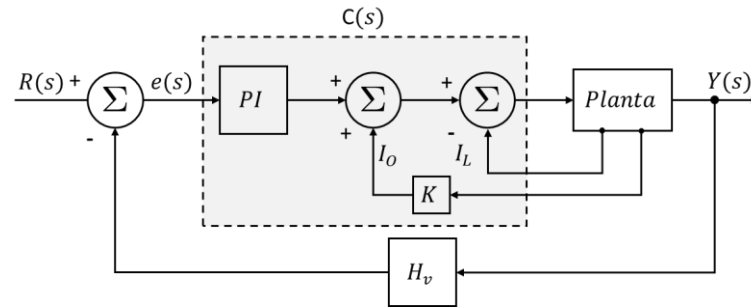
Com a introdução do fator dependente da relação $\frac{V_o}{V_i} + 1$, o comportamento transitório passou a atender consistentemente ao critério temporal adotado, garantindo coerência entre dimensionamento simplificado e desempenho dinâmico do conversor. Como pode ser visto os valores dos componentes reativos nas equações (105) e (106).

$$C = \frac{\Delta_I * 3 * \Delta_t}{\Delta_V} \quad (105)$$

$$L = \frac{\frac{\Delta V_L * \Delta_t}{\Delta_I}}{\frac{V_o}{V_i} + 1} \quad (106)$$

Devido à característica do conversor Boost, a corrente de saída não é diretamente equivalente à corrente do indutor. Dessa forma, é introduzido um fator de correção K na leitura da corrente de saída que pode ser analisado na Figura 60, de modo a compatibilizar as grandezas envolvidas na malha de corrente. Esse fator permite que a comparação entre a corrente de referência, fornecida pelo compensador PI da malha de tensão e a corrente do indutor seja realizada de forma coerente, reduzindo o esforço do compensador em regime permanente e contribuindo para a estabilidade do sistema. E pode ser analisado na Equação (107).

Figura 60 - Fator k aplicado ao controle do conversor Boost



Fonte: O autor

$$K = \frac{V_o}{V_i} \quad (107)$$

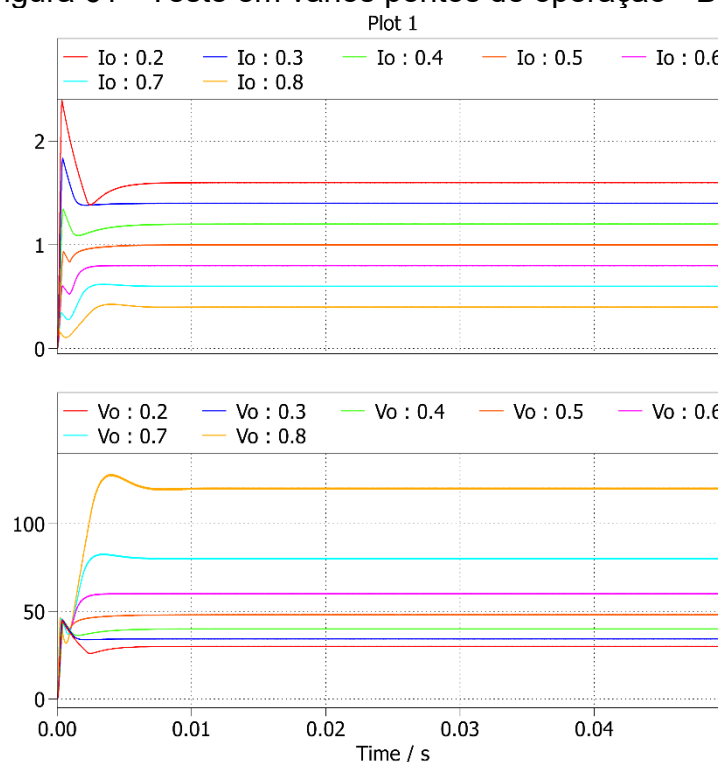
O compensador PI da malha de tensão é ajustado conforme o critério algébrico descrito anteriormente, sendo responsável por gerar a referência de corrente necessária para compensar variações na carga. A malha interna de corrente, implementada por meio do controle por histerese, assegura uma resposta rápida durante os transitórios, limitando a corrente do indutor dentro da faixa definida pela banda de histerese, conforme Equação (108).

$$\Delta I_H = \frac{1 - \frac{V_i}{V_o}}{f_s L \frac{1}{V_i}} \quad (108)$$

Os resultados obtidos em simulação para o conversor Boost são apresentados na Figura 61, considerando diferentes pontos de operação ao longo da faixa de variação da relação entre as tensões de entrada e saída. Observa-se que o conversor mantém comportamento estável em regime permanente e apresenta resposta adequada durante variações de carga, validando a aplicação da metodologia proposta ao conversor Boost.

Na Figura 61 é apresentada a unificação do sinal em regime permanente do desenvolvimento de 7 projetos distintos em um único gráfico apresentando a viabilidade do projeto para várias relações entrada/saída.

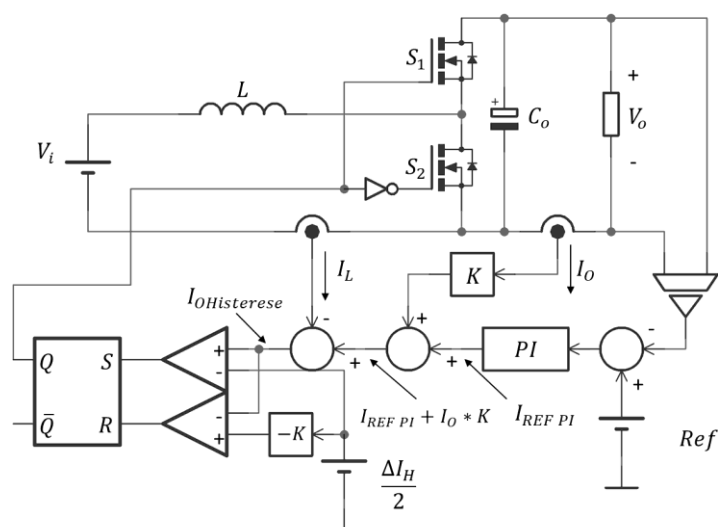
Figura 61 - Teste em vários pontos de operação - Boost



Fonte: O autor

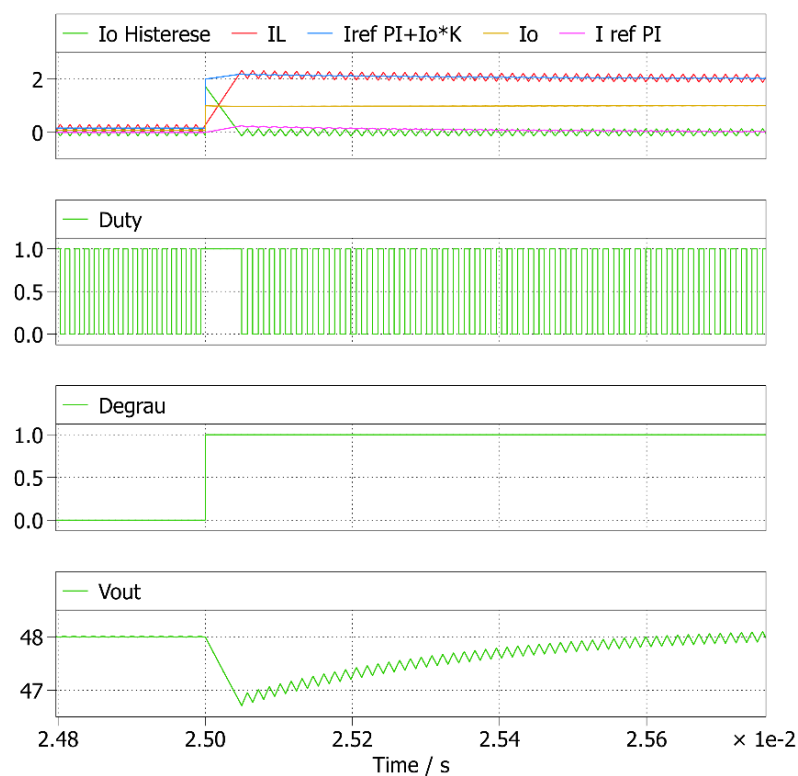
Na Figura 62 é apresentado o diagrama completo do sistema de controle aplicado ao conversor Boost, evidenciando as malhas de realimentação de tensão e corrente, bem como a introdução do fator de correção K na malha de corrente de saída, necessário para compatibilizar a corrente do indutor com a corrente efetivamente entregue à carga. Essa estrutura permite que a referência de corrente, gerada pela malha externa de tensão, seja corretamente comparada com a corrente do indutor, assegurando coerência no processo de controle e reduzindo desvios em regime permanente. As formas de onda correspondentes ao comportamento do sistema durante uma resposta ao degrau de carga são apresentadas na Figura 63, nas quais observa-se uma resposta rápida do controle por histerese, com limitação adequada da corrente do indutor e manutenção da tensão de saída dentro dos limites especificados, validando o desempenho do sistema proposto para essa topologia.

Figura 62 - Diagrama completo do sistema de controle proposto para o conversor Boost, destacando os sinais de corrente, tensão e os blocos de controle por histerese em modo corrente.



Fonte: O autor

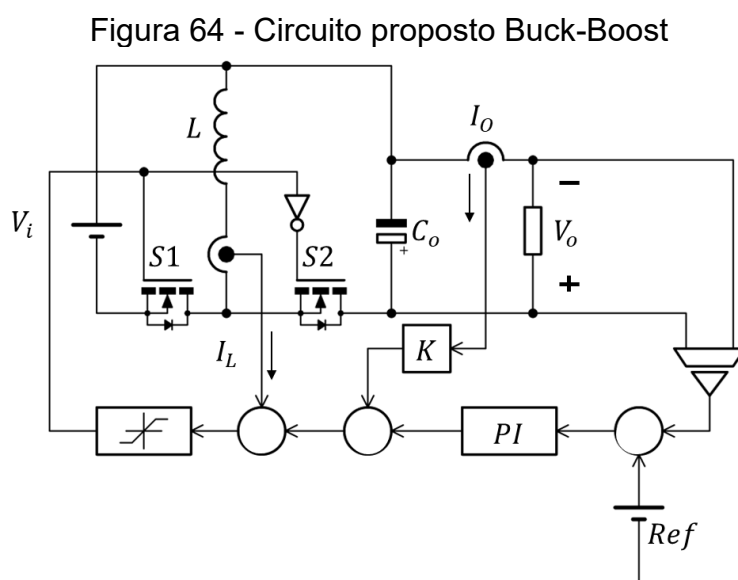
Figura 63 - Formas de onda do sistema de controle principal durante uma resposta ao degrau de carga, evidenciando a resposta transitória da corrente do indutor, da corrente de saída e da tensão de saída para o conversor Boost



Fonte: O autor

3.7.3 Aplicação ao conversor Buck-Boost

A metodologia proposta é aplicada ao conversor Buck-Boost síncrono considerando sua capacidade de operar tanto em modo de redução quanto de elevação da tensão de saída em relação à tensão de entrada. Essa característica impõe variações mais amplas na relação entre a corrente do indutor e a corrente de saída, exigindo cuidados adicionais na estrutura de controle adotada. Na Figura 64 é apresentado o circuito do conversor Buck-Boost utilizado neste trabalho, enquanto os parâmetros de projeto considerados são apresentados na Tabela 8.



Fonte: O autor

Tabela 8 - Parâmetros de projeto conversor Buck-Boost

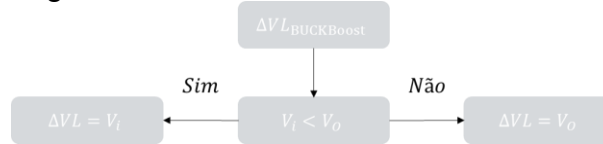
Símbolo	Grandeza	Valor
V_i	Tensão de Entrada	24 V
V_o	Tensão de Saída	48 V
P_o	Potência Máxima	48 W
f_s	Frequência Máxima	75 kHz
$\Delta I\%$	Variação de Corrente Máxima no Transitório	92%
$\Delta V\%$	Variação de Tensão Máxima no Transitório	10%

Fonte: O autor

O dimensionamento dos componentes reativos e o ajuste dos parâmetros do compensador seguem a mesma metodologia apresentada nos itens 3.5 e 3.6, sendo os cálculos detalhados apresentados no Apêndice E. O projeto é conduzido

considerando as condições de pior caso ao longo de toda a faixa de operação do conversor, garantindo que os limites admissíveis de variação de tensão e corrente sejam respeitados tanto em modo de operação Buck quanto Boost como visto na Figura 65.

Figura 65 - ΔVL do conversor Buck-Boost



Fonte: O autor

A aplicação da metodologia ao conversor Buck-Boost exigiu novo refinamento na expressão de dimensionamento do indutor. Embora o fator corretivo empregado no conversor Boost tenha melhorado significativamente a coerência entre modelo e comportamento real, verificou-se que, para o Buck-Boost, o valor resultante ainda se mantinha ligeiramente abaixo do desempenho dinâmico desejado.

Considerando que o conversor Buck-Boost apresenta transferência de energia distinta, com contribuição simultânea das tensões de entrada e saída no esforço magnético, foi introduzido um fator adicional dependente da relação $\frac{V_o + V_i}{V_i} + 1$. Dessa forma, a indutância passou a ser obtida a partir da expressão original dividida por $\frac{V_o + V_i}{V_i} + 1$, permitindo adequar o armazenamento energético às exigências impostas pelo ganho estático do conversor e garantindo comportamento uniforme ao longo da faixa operacional analisada.

Esse ajuste não altera a estrutura da metodologia proposta, mas representa sua adaptação às particularidades energéticas do conversor inversor, mantendo coerência entre dimensionamento simplificado e desempenho dinâmico observado como pode ser visto nas equações (109) e (110).

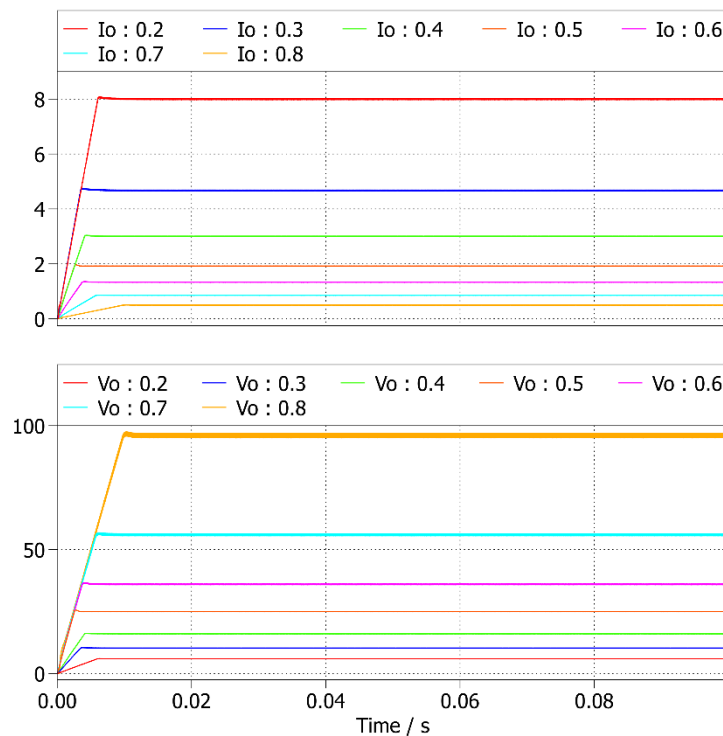
De maneira semelhante ao conversor Boost, a validação do novo fator foi conduzida a partir do critério temporal definido no projeto, exigindo que a variação de corrente ocorresse em intervalo inferior a $66 \mu s$.

$$C = \frac{\Delta I * 3 * \Delta t}{\Delta V} \quad (109)$$

$$L = \frac{\frac{\Delta V_L * \Delta t}{\Delta I}}{\frac{V_o + V_i}{V_i} + 1} \quad (110)$$

Na Figura 66 é apresentado o resultado da aplicação reiterada da metodologia proposta em sete condições distintas de operação, correspondendo a cada uma das curvas apresentadas no gráfico. Os resultados foram consolidados em uma única representação, evidenciando a consistência do procedimento de projeto e sua aplicabilidade ao longo de diferentes pontos de operação do conversor.

Figura 66 - Teste em vários pontos de operação - Buck-Boost



Fonte: O autor

De forma análoga ao conversor Boost, a corrente de saída do conversor Buck-Boost não é diretamente equivalente à corrente do indutor. Assim, é introduzido um fator de correção K na malha de corrente, permitindo a compatibilização entre a referência de corrente gerada pela malha externa de tensão e a corrente efetivamente controlada pelo sistema. Essa abordagem assegura coerência no controle ao longo de toda a faixa de operação, reduzindo esforços excessivos do compensador e reduzindo oscilações transitórias, com visto na Equação (111).

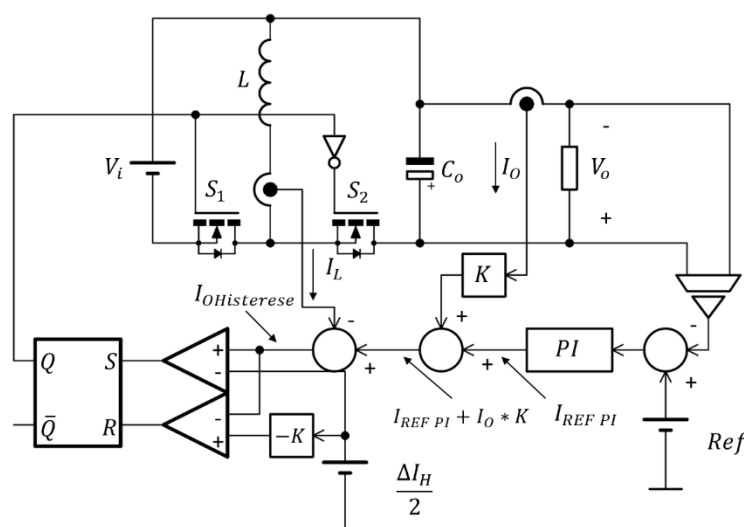
$$K = \frac{V_o + V_i}{V_i} \quad (111)$$

O compensador PI da malha de tensão é ajustado conforme o critério algébrico descrito anteriormente, sendo responsável por gerar a referência de corrente necessária para compensar variações na carga. A malha interna de corrente, implementada por meio do controle por histerese, assegura uma resposta rápida durante os transitórios, limitando a corrente do indutor dentro da faixa definida pela banda de histerese, conforme Equação (112).

$$\Delta I_H = \frac{V_o}{L f_s} \quad (112)$$

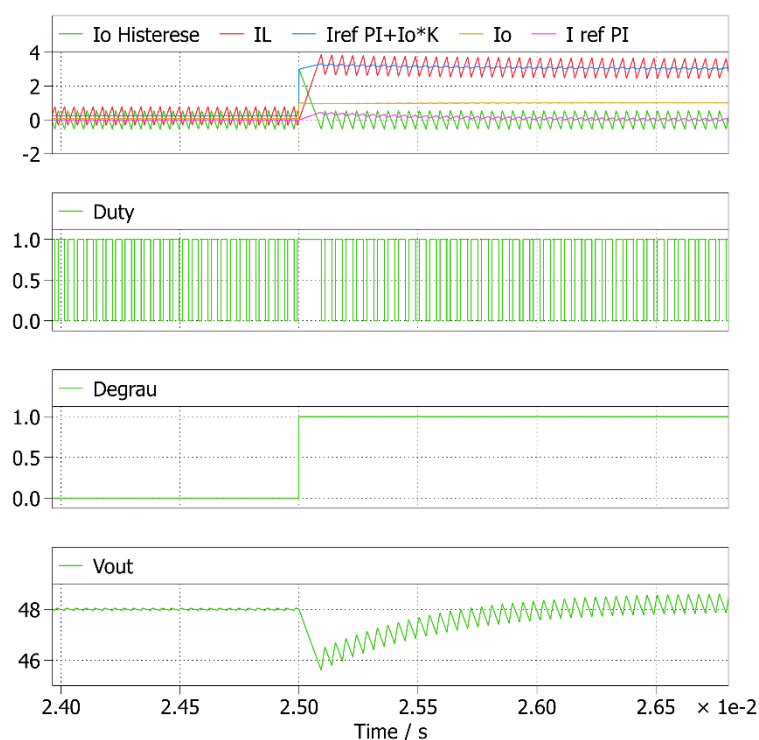
Na Figura 67 é apresentado o diagrama completo do sistema de controle aplicado ao conversor Buck-Boost, enquanto as formas de onda correspondentes ao comportamento do sistema durante variações de carga são mostradas na Figura 68. Observa-se que o controle por histerese mantém resposta rápida durante os transitórios, com adequada limitação da corrente do indutor, enquanto a malha externa de tensão garante a manutenção da tensão de saída dentro dos limites especificados, confirmando a aplicação da metodologia proposta ao conversor Buck-Boost.

Figura 67 - Diagrama completo do sistema de controle proposto para o conversor Buck-Boost, destacando os sinais de corrente, tensão e os blocos de controle por histerese em modo corrente.



Fonte: O autor

Figura 68 - Formas de onda do sistema de controle principal durante uma resposta ao degrau de carga, evidenciando a resposta transitória da corrente do indutor, da corrente de saída e da tensão de saída para o conversor Buck-Boost



Fonte: O autor

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada a metodologia proposta para o projeto e a implementação do sistema de controle por histerese aplicado a conversores CC-CC, contemplando desde a fundamentação teórica até o dimensionamento dos componentes reativos e o ajuste dos parâmetros do compensador. A metodologia foi aplicada às topologias Buck, Boost e Buck-Boost, evidenciando sua flexibilidade e coerência frente às particularidades de cada conversor. Os resultados obtidos por meio de simulações demonstram que a abordagem adotada é capaz de garantir resposta rápida durante transitórios de carga, limitação adequada da corrente do indutor e manutenção da tensão de saída dentro dos limites especificados. Os roteiros completos de cálculo utilizados neste trabalho são apresentados no Apêndice E, assegurando a reprodutibilidade do método proposto. No capítulo seguinte, a metodologia proposta é comparada com abordagens apresentadas na literatura, por meio da análise dos resultados reportados em trabalhos correlatos.

Verifica-se que os fatores corretivos decorrem da própria razão de conversão estática, a qual altera o esforço magnético e exige adequação da expressão de dimensionamento. Dessa forma, consolida-se um procedimento estruturado que mantém coerência entre modelagem simplificada, critérios temporais e desempenho dinâmico observado.

4 ARTIGOS COMPARATIVOS

A fim de avaliar as vantagens e desvantagens da presente proposta, alguns trabalhos existentes na literatura especializada são apresentados e comparados.

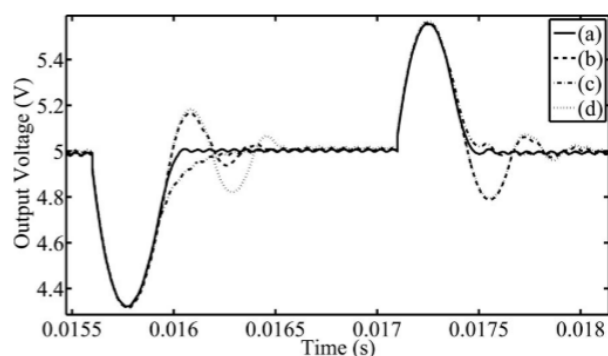
Foram utilizados alguns critérios para selecionar os artigos, possuir um conversor com topologia similar aos apresentados neste trabalho, ter o valor dos componentes, indicar os ganhos ou apresentar a FT do compensador e, de preferência, que possua parâmetros de degrau de carga. Com esses parâmetros é possível refazer os circuitos no simulador e reproduzir a resposta apresentada do artigo original. Com as simulações adequadas comparar os resultados, confrontando-os com o projeto de um conversor idêntico produzido com a técnica desenvolvida neste trabalho. Algumas dezenas de trabalhos da área foram analisados, apenas três dentre os encontrados cumprem os requisitos e apresentam as informações necessárias à análise e comparação.

4.1 ARTIGO 1

Em (Kapat; Krein, 2012) é proposto um método que substitui a derivada da tensão de saída pela corrente do capacitor, esse método foi proposto para os conversores Buck e Boost.

O artigo apresenta a formulação de um compensador PID convencional para comparação com o método proposto, com isso são utilizadas as informações indicadas no documento para desenvolver um compensador padronizado. Na Figura 69 são apresentadas as respostas dos circuitos desse artigo; a curva (a) apresenta a resposta do circuito proposto pelo artigo, as curvas (b) e (c) são PIDs e a curva (d) um controle PI. As três respostas são de circuitos de controle projetados de forma padronizada para comparar os resultados.

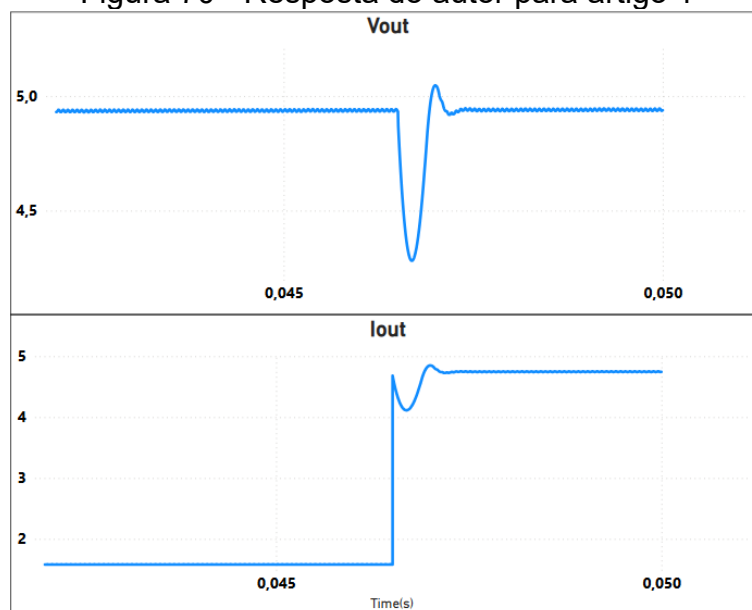
Figura 69 - Resposta do artigo 1



Fonte: (Kapat; Krein, 2012)

Na Figura 70 é apresentada a resposta do autor da presente proposta onde foi implementado o mesmo circuito com os mesmos parâmetros proposto no artigo, aplicando o mesmo degrau foi obtido uma resposta semelhante. Os parâmetros indicados no artigo para os ganhos PID são $K_p = 100$, $K_i = 1000$, $K_d = 0,0044$.

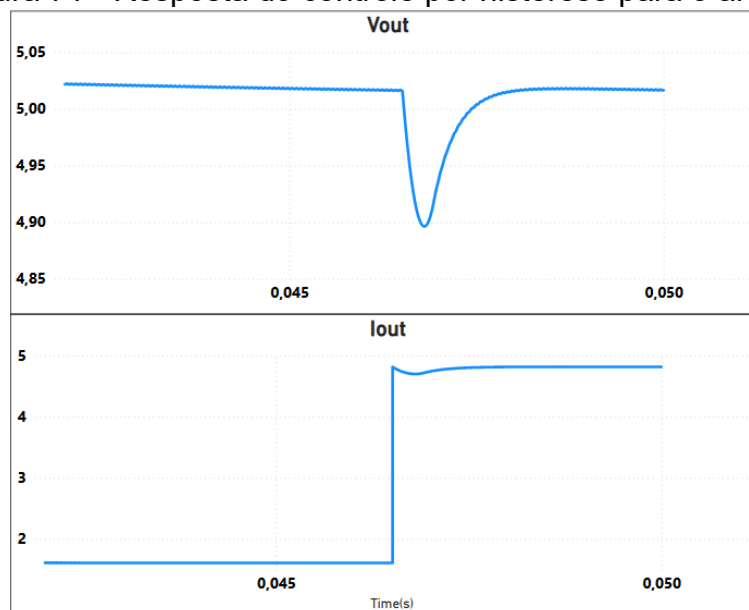
Figura 70 - Resposta do autor para artigo 1



Fonte: O autor

Na Figura 71 é apresentada a resposta do controle por histerese objeto deste trabalho. Todas as simulações comparativas foram realizadas mantendo-se os mesmos parâmetros elétricos indicados nos respectivos artigos, incluindo tensão de entrada, tensão de saída, potência nominal e valores dos componentes reativos. $V_i = 9\text{ V}$, $V_o = 5\text{ V}$, $f_s = 16,4\text{ kHz}$, degrau de carga de $1,6\text{ A}$ para $4,8\text{ A}$.

Figura 71 - Resposta do controle por histerese para o artigo 1



Fonte: O autor

Na Tabela 9 são apresentados os resultados da comparação entre a proposta do artigo 1 e a proposta do trabalho.

Tabela 9 - Comparativo artigo 1

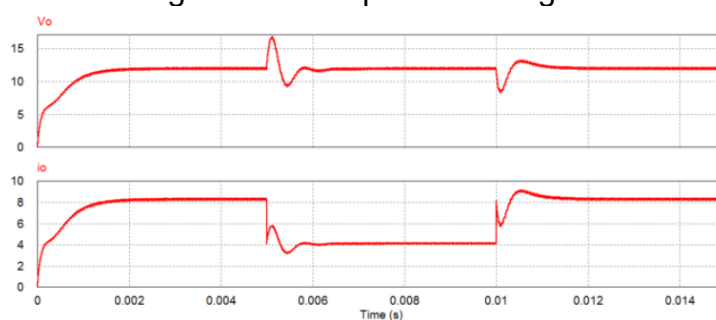
Parâmetro	Artigo	Proposta
Variação de Tensão	12,20%	2,72%
Tempo de Acomodação 1%	542 μ s	648 μ s
Overshoot	1,40%	0,00%

Fonte: O autor

4.2 ARTIGO 2

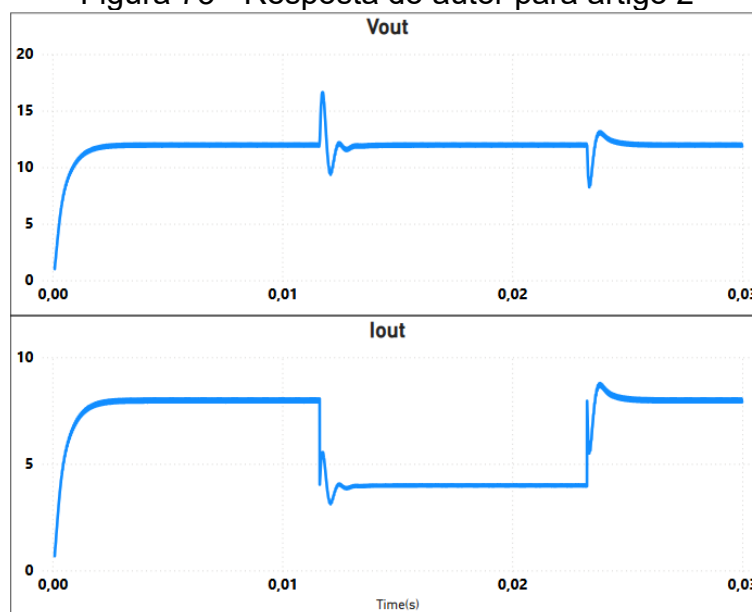
Em (Lopes *et al.*, 2016) é apresentada uma técnica de controle adaptativo para conversor Buck com modelagem por variáveis de estado. O artigo apresenta um compensador tradicional PID para comparação dos resultados. Foi utilizado esse compensador para realizar as comparações. Na Figura 72 é apresentado o resultado do artigo e na Figura 73 a resposta reproduzida por simulação a partir das informações do artigo. As respostas são semelhantes, mas não foi possível chegar na resposta de tempo que é indicada no artigo com os parâmetros fornecidos.

Figura 72 - Resposta do artigo 2



Fonte: (Lopes *et al.*, 2016)

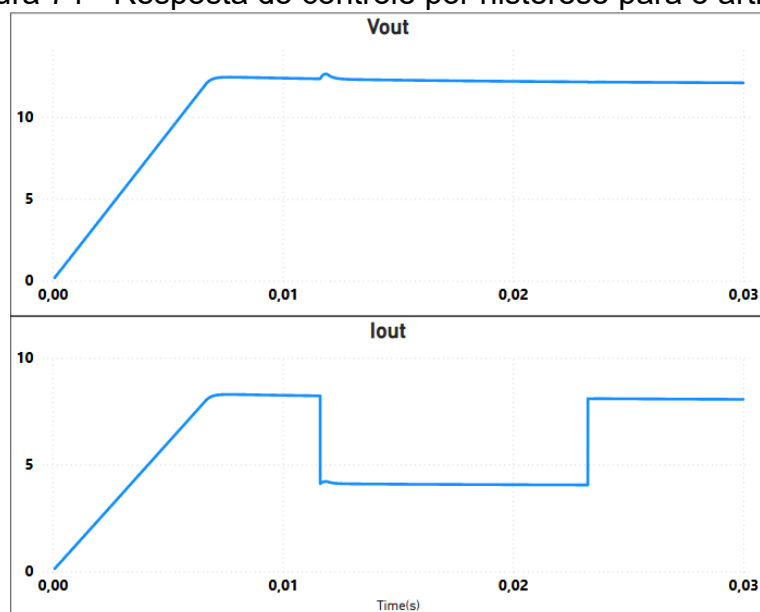
Figura 73 - Resposta do autor para artigo 2



Fonte: O autor

Na Figura 74 é apresentada a resposta do controle por histerese para as mesmas configurações do artigo 2. O artigo 2 utiliza os seguintes parâmetros $V_i = 180\text{ V}$, $V_o = 12\text{ V}$, $f_s = 20\text{ kHz}$ e um degrau de carga de 50%.

Figura 74 - Resposta do controle por histerese para o artigo 2



Fonte: O autor

Na Tabela 10 é apresentado o comparativo entre a resposta do artigo e a proposta do presente trabalho. O circuito de referência do artigo apresenta uma variação de tensão de 31,42% e um tempo total de acomodação em torno de 1,19 *ms*, a proposta do presente trabalho apresentou uma resposta com 0,16% de variação de tensão e 356 μ s de tempo de acomodação.

Tabela 10 - Comparativo artigo 2

Parâmetro	Artigo	Proposta
Variação de Tensão	31,42%	0,16%
Tempo de Acomodação 1%	1,19 ms	0,35 ms
Overshoot	8,95%	0,00%

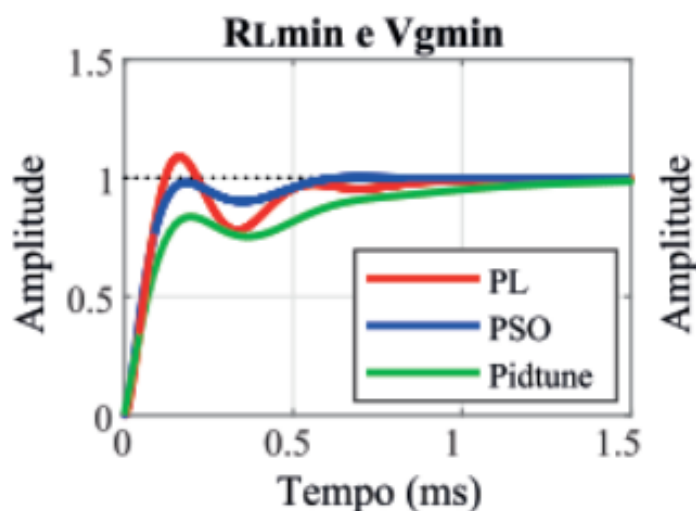
Fonte: O autor

4.3 ARTIGO 3

Em (Nascimento *et al.*, 2021) é demonstrado o comparativo de controladores PIDs robustos otimizados, esse artigo possui compensadores e dados dos componentes que podem ser utilizados como parâmetros e validação da proposta do trabalho. No artigo em questão é apresentada uma abordagem com *software* matemático que mostra como são projetados compensadores na atualidade indicando que não é trivial sintonizar controladores. Há três abordagens diferentes para um

compensador Buck, uma com a ferramenta *pidtune* outra com programação linear (PL) e outra por otimização por enxame de partículas (PSO). Na Figura 75 são apresentadas as respostas do artigo e na Figura 76 a resposta do autor.

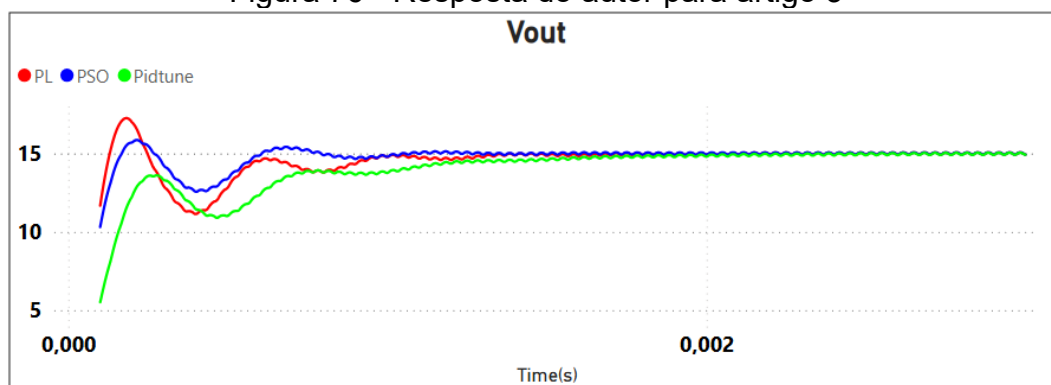
Figura 75 - Resposta do artigo 3



Fonte: (Nascimento *et al.*, 2021)

Na Figura 76 são apresentados os resultados desenvolvidos pelo autor da presente proposta, foi reproduzido o circuito do artigo 2 para ter uma métrica e comparação com a proposta do presente trabalho. O artigo em sua primeira abordagem apresenta a resposta utilizando programação linear baseada em um polinômio alvo de malha de controle fechada ($V_{out_{PL}}$). A segunda traz uma abordagem utilizando algoritmo de otimização não linear ($V_{out_{PSO}}$) e a terceira utilizando uma ferramenta matemática do *Matlab*® ($V_{out_{pidtune}}$). O artigo apresenta as funções de transferência para os três controladores.

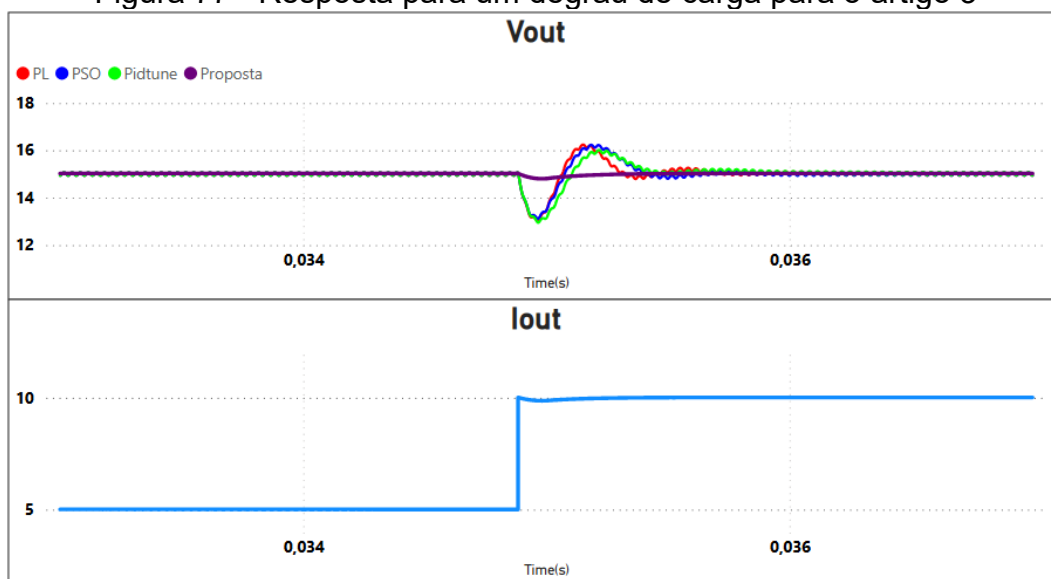
Figura 76 - Resposta do autor para artigo 3



Fonte: O autor

Na Figura 77 é apresentada a resposta do controle por histerese para as mesmas configurações do Artigo 3. As respostas dos quatro controladores são apresentadas para o mesmo degrau de carga de 50%. Os parâmetros utilizados foram $V_i = 40\text{ V}$, $V_o = 15\text{ V}$, $f_s = 30\text{ kHz}$.

Figura 77 - Resposta para um degrau de carga para o artigo 3



Fonte: O autor

Na Tabela 11 são apresentados os resultados comparativos para variação de tensão, tempo de acomodação e *overshoot* para os quatro tipos de controle, sendo os três primeiros *PSO*, *PL* e *pidtuner* e a proposta do trabalho de controle por histerese.

Tabela 11 - Comparativo artigo 3

Parâmetro	Artigo_PSO	Artigo_PL	Artigo_pidtuner	Proposta
Variação de Tensão	12,67%	13,27%	13,73%	1,40%
Tempo de Acomodação 1%	485 μ s	409 μ s	513 μ s	167 μ s
Overshoot	7,52%	7,58%	6,25%	0,00%

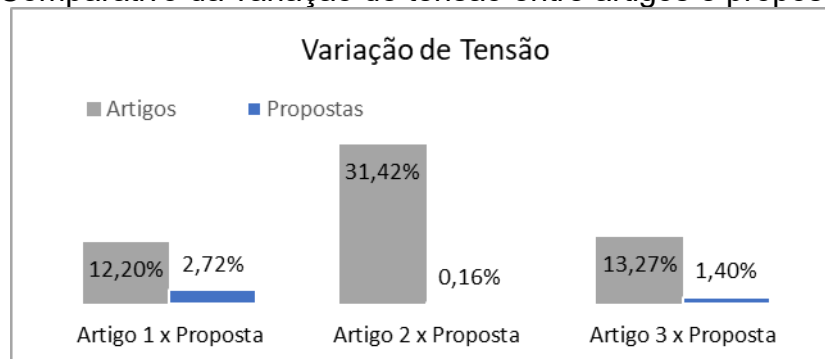
Fonte: O autor

4.4 CONCLUSÃO DOS RESUMOS

Observou-se que, em diversos trabalhos analisados, nem todos os parâmetros necessários à completa reprodução experimental são explicitamente informados, o que dificulta a comparação direta entre metodologias.

Na Figura 78 são apresentados os resultados unificados dos três artigos, comparando-os com a proposta de conversor com controle por histerese, nessa figura é observado como a presente proposta tem variação de tensão menor que os três artigos apresentados.

Figura 78 - Comparativo da variação de tensão entre artigos e proposta do trabalho



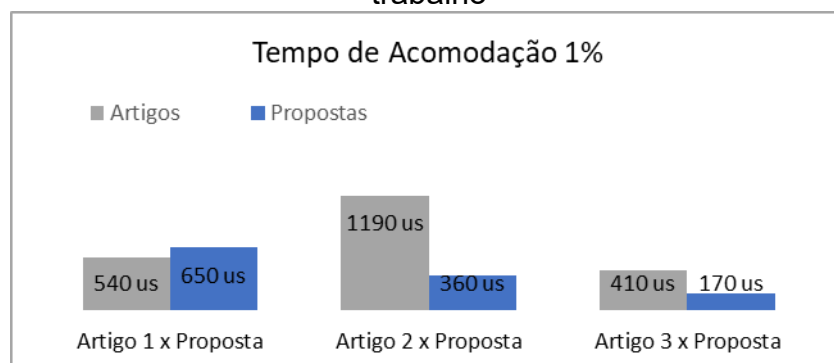
Fonte: O autor

Na Figura 79 são apresentados os resultados do tempo de acomodação para os três artigos. Devido a valores de resultado baixos, escolheu-se 1% para determinar o tempo de acomodação.

A comparação dos tempos de resposta indica que, no Artigo 1, a metodologia proposta apresentou desempenho 20,4% inferior em relação aos artigos analisados. Entretanto, nos Artigo 2 e 3, observou-se redução significativa no tempo de resposta, com melhorias de 69,8% e 58,5%, respectivamente. Esses resultados evidenciam que, embora a proposta não apresente ganho uniforme em todos os cenários, ela

demonstra desempenho superior nos casos de maior severidade dinâmica, indicando maior capacidade de resposta frente a perturbações mais críticas.

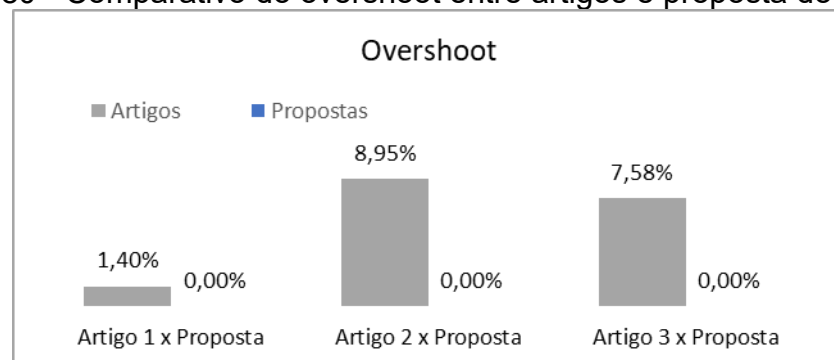
Figura 79 - Comparativo do tempo de acomodação entre artigos e proposta do trabalho



Fonte: O autor

Na Figura 80 são apresentados os resultados do comparativo do *overshoot* para os 3 artigos. A proposta do trabalho não apresentou *overshoot* na comparação dos três artigos.

Figura 80 - Comparativo do overshoot entre artigos e proposta do trabalho



Fonte: O autor

A Tabela 12 apresenta uma análise consolidada das principais vantagens e limitações da metodologia proposta. Observa-se que, até o presente momento, os resultados obtidos evidenciam ganhos relevantes em termos de sistematização do procedimento de projeto e melhoria da resposta transitória. Entretanto, também são identificados pontos passíveis de aprimoramento, especialmente no que se refere à ampliação da faixa de aplicação e ao refinamento de determinados parâmetros do controle. Esses aspectos indicam oportunidades para investigações futuras e evolução da metodologia.

Tabela 12 - Avaliação crítica da metodologia proposta quanto aos seus benefícios e aspectos a serem aprimorados

Método de Controle	$\Delta V(\%)$	Sobressinal (%)	Tempo de Acomodação	Observação
PID Otimizado	12,20%	1,40%	540 us	Projeto baseado em modelo linear
Histerese	2,72%	0,00%	650 us	Sem necessidade de ajuste fino
PID Adaptativo	31,40%	8,95%	1190 us	Requer sintonia por algoritmo
Histerese	0,16%	0,00%	360 us	Estrutura direta baseada em corrente
Controle Robusto	13,27%	7,58%	410 us	Projeto dependente de modelo preciso
Histerese	1,40%	0,00%	170 us	Metodologia sistemática de dimensionamento

Fonte: O autor

A proposta do trabalho não visa fechar a pesquisa completamente, mas sim iniciar uma jornada para tornar os projetos de conversores mais fáceis.

Observa-se que, sob as mesmas condições de teste, a metodologia proposta apresentou sistematicamente menor variação de tensão e menor ou equivalente tempo de acomodação quando comparada aos métodos baseados em compensadores PID otimizados.

A Tabela 13 apresenta uma comparação da instrumentação necessária para a implementação das diferentes estratégias de controle analisadas. Observa-se que métodos baseados exclusivamente na malha de tensão demandam menor número de sensores, enquanto estruturas em cascata exigem a medição adicional da corrente do indutor. A metodologia proposta incorpora também a medição da corrente de saída, totalizando um sensor adicional em relação às abordagens convencionais.

Essa escolha estrutural permite incluir a variação instantânea da carga diretamente no processo de regulação, reduzindo a dependência de ajustes iterativos e ações derivativas. Dessa forma, o aumento moderado da instrumentação está associado a maior previsibilidade do comportamento dinâmico e a uma metodologia de projeto mais sistematizada.

Tabela 13 - Comparação da instrumentação requerida pelos métodos avaliados

Método	Sensor de tensão	Sensor de corrente do Indutor	Sensor de corrente de Saída	Total de sensores	Observação
PID malha simples de tensão	1	0	0	1	Maior dependência de modelagem
Controle em cascata	1	1	0	2	É necessário a sintonia de duas malhas
Artigos	1	0	0	1	Necessita de sintonia iterativa
Metodologia proposta	1	1	1	3	Inclusão da corrente reduz complexidade do projeto

Fonte: O autor

Embora a metodologia proposta utilize um sensor adicional para a medição da corrente de saída, essa informação permite incorporar a variação instantânea da carga ao processo de controle, reduzindo a necessidade de ações derivativas e ajustes empíricos. Dessa forma, o aumento da instrumentação é compensado por maior previsibilidade do comportamento dinâmico e simplificação do projeto do compensador.

A Tabela 14 apresenta uma análise comparativa da complexidade estrutural associada às diferentes estratégias de controle consideradas. Observa-se que, embora a metodologia proposta utilize maior instrumentação, sua estrutura apresenta menor dependência de modelagem linear detalhada e reduz a necessidade de ajustes iterativos dos parâmetros do compensador. Em contrapartida, métodos baseados exclusivamente em compensadores clássicos exigem maior cuidado na sintonia e podem demandar modelagem mais precisa para garantir desempenho adequado. Assim, a comparação evidencia que a complexidade do sistema não está restrita ao número de sensores empregados, mas também à previsibilidade do projeto e à robustez da estrutura de controle adotada.

Tabela 14 - Complexidade estrutural do controle

Critério	PID Clássico	Controle em Cascata	Metodologia proposta
Número de malhas	1	2	2
Dependência de modelo linear	Alta	Moderada	Baixa
Ajuste iterativo de ganhos	Sim	Sim	Reduzido
Sensibilidade a ruído derivativo	Alta se usar D	Moderada	Baixa

Fonte: O autor

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

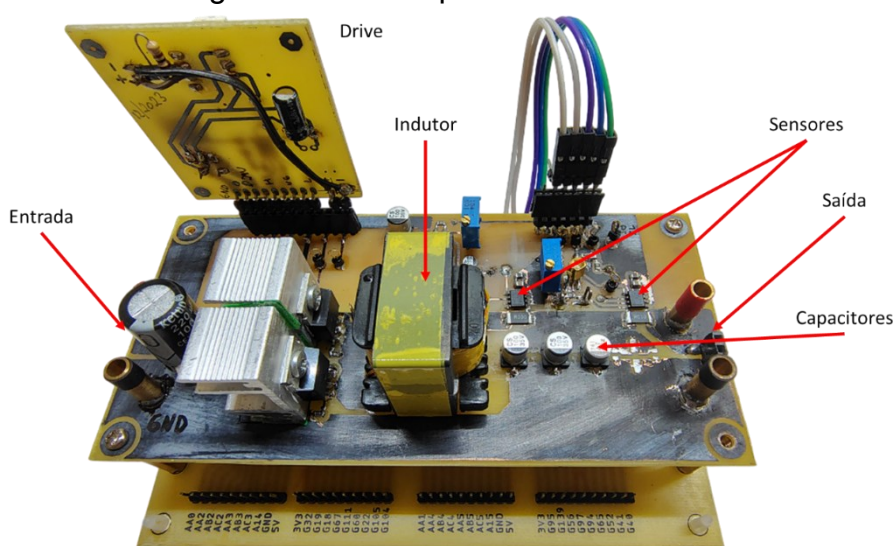
Os resultados experimentais apresentados nesta seção têm como objetivo avaliar o desempenho do método de controle proposto quando aplicado aos conversores Buck e Boost. Os ensaios foram realizados em bancada, considerando diferentes condições de operação, de forma a verificar o comportamento dinâmico e a capacidade de regulação do sistema. A partir dessas medições, são analisados aspectos como estabilidade, resposta transitória e conformidade entre os resultados experimentais e as análises previamente desenvolvidas.

5.1 CONVERSOR BUCK

5.1.1 Proposta do Trabalho

O protótipo do conversor Buck com controle por histerese apresentado na Figura 81 foi o primeiro a ser projetado devido a característica da tensão de saída não ultrapassar a tensão de entrada em regime permanente. A proposta do circuito eletrônico do conversor Buck se assemelha a um conversor Buck síncrono com apenas o acréscimo do sensor de corrente do indutor.

Figura 81 - Protótipo conversor Buck

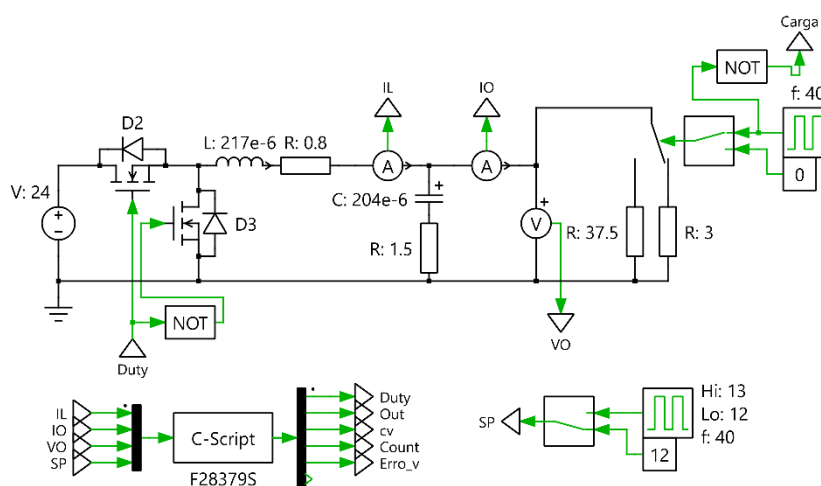


Fonte: O autor

O controle do conversor foi desenvolvido com o DSP da *Texas* de 32 bits, com dois núcleos de processamento e dois coprocessadores matemáticos e as configurações de aquisição de sinais, processamento do controle e acionamento estão em torno de 1 MHz rodando dentro de uma interrupção de timer, o *software* foi otimizado para facilitar a utilização de microcontroladores de custo mais acessível.

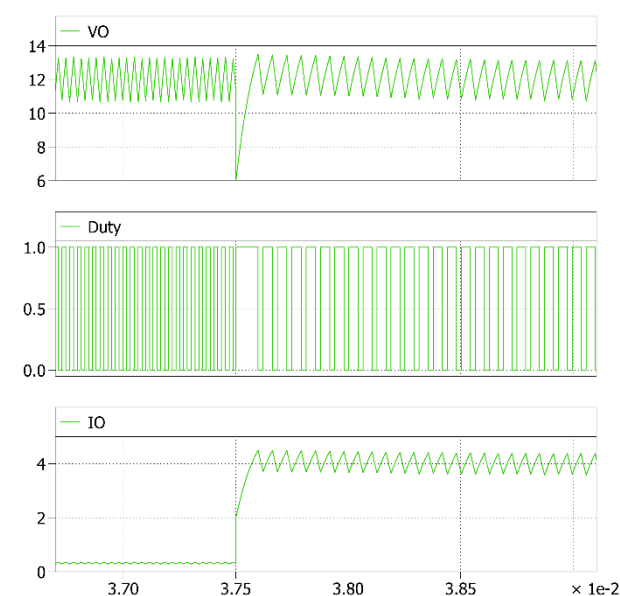
Na Figura 82 é apresentado o circuito que foi desenvolvido para validar o código do DSP, utilizando o bloco *C-Script* foi implementado e validado e na Figura 83 pode-se perceber a resposta do simulador validando o algoritmo.

Figura 82 - Circuito de validação do código do DSP



Fonte: O autor

Figura 83 - Resposta do compensador com controle discreto



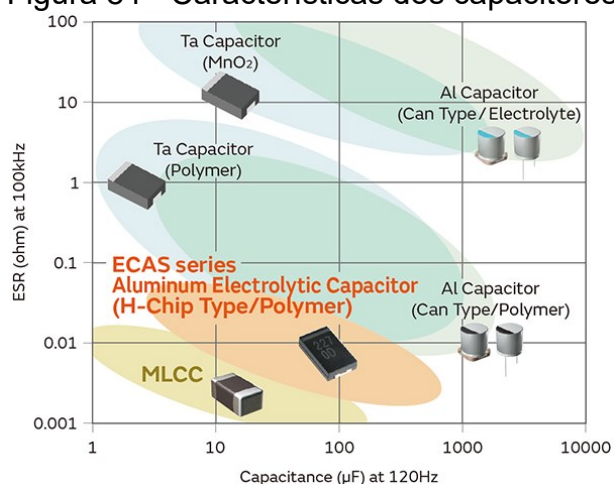
Fonte: O autor

Os arquivos de simulação se encontram no Apêndice D, diagramas esquemáticos e design das placas de circuito impresso são vistos com mais detalhes no Apêndice F e o código utilizado para controle é analisado no Apêndice G. Os roteiros completos do dimensionamento dos conversores estão no Apêndice E, e o projeto do indutor EE pode ser analisado com detalhes no Apêndice H.

Em (Van Roy, 2023) é demonstrado que capacitores de saída em conversores CC-CC são componentes que alterando-se o material construtivo, invólucros, tensão de alimentação e ondulações da saída podem causar uma diminuição da capacitância significativa. No artigo em questão é apresentado um conversor projetado para dois capacitores de $22\ \mu F$ do material MLCC, quando é aplicado uma tensão de $3,3\ V$ em um capacitor de tensão maior sua capacitância diminui para $11,4\ \mu F$, a oscilação do conversor ficar em torno de $20\ mV$ o que reduz mais 30% produzindo oscilações equivalentes a um capacitor ideal de $8\ \mu F$.

Essas características não ficam restritas apenas aos capacitores de multicamadas de cerâmica. Os capacitores de alumínio comumente utilizados também apresentam distúrbios em sua capacitância nesse caso por possuírem um ESR muito alto como visto na Figura 84. Suas capacitâncias podem mudar de acordo com a tensão de alimentação ou ruído presente no circuito.

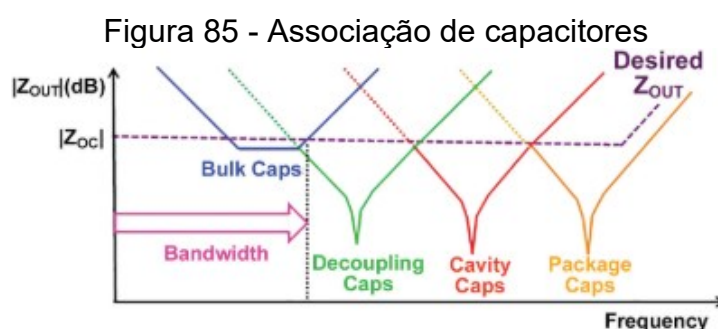
Figura 84 - Características dos capacitores



Fonte: (Murata, 2023)

No trabalho proposto foi aplicado uma margem de segurança de 50% na capacitância, bem como valores de tensão de 35 V mais próximos dos valores de alimentação a fim de minimizar os efeitos da ESR que provoca redução na

capacitância efetiva. Também serão utilizados diferentes materiais e invólucros montados em paralelos, dividindo o valor total de capacitância em vários pequenos capacitores a fim de extrair o melhor resultado na resposta a oscilações e reduzir ruídos. Na Figura 85 é analisada uma associação de capacitores que pode oferecer um bom desempenho em uma ampla faixa de frequência (Parisi, 2020) as curvas representam a resposta de quatro modalidade de capacitor e como a resposta se associa para formar uma capacitância equivalente para toda a faixa de frequência.



Fonte: (Parisi, 2020)

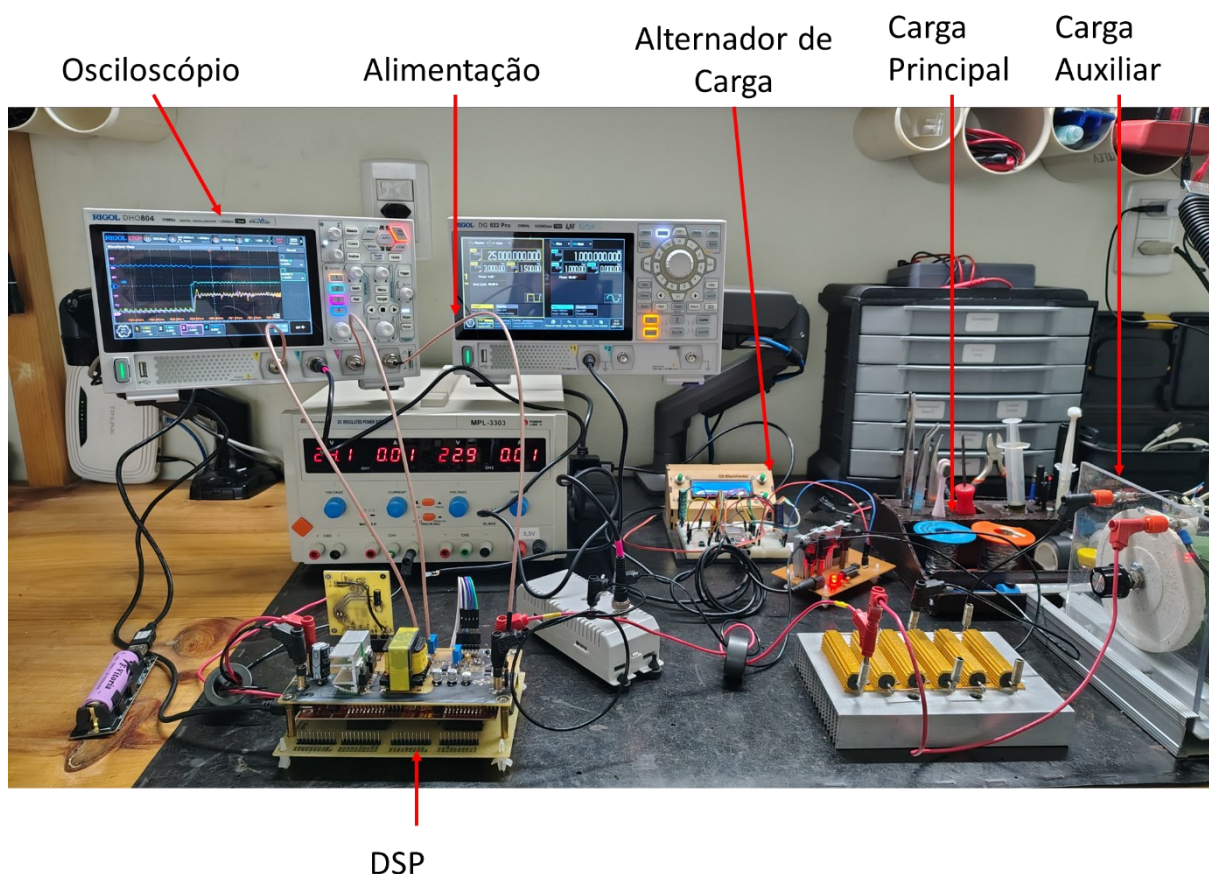
A capacitância final realizada foi construída a partir da associação de vários modelos e capacitâncias de forma a obter baixa ESR, a resistência série equivalente (ESR) inclui o somatório das resistências do dielétrico, material das placas, da solução eletrolítica e até mesmo dos terminais de conexão. A resistência série equivalente é uma característica não-ideal e pode ocasionar problema de performance, como queda de tensão, redução da capacitância ou aquecimento.

É evidente que a construção de um conversor apresenta algumas adversidades, o protótipo foi desenvolvido com alguma possibilidade de expansão dada a possibilidade de novos testes ou alterações durante o desenvolvimento do trabalho.

Na Figura 86 é apresentada uma foto da bancada utilizada para realizar os testes experimentais. Nela é apresentada a fonte eletrônica responsável por alimentar o conversor. Foi utilizado um microcontrolador esp32 para fazer o controle da carga auxiliar, podendo mudar a frequência de comutação da carga e podendo mudar a razão cíclica de acionamento. Esse dispositivo é crucial para realizar os testes de resposta ao degrau de carga.

Foi utilizado um osciloscópio da Rigol DHO804 de 4 canais com amostragem de 12 bits de resolução para realizar as medições e resultados utilizados no trabalho.

Figura 86 - Protótipo completo

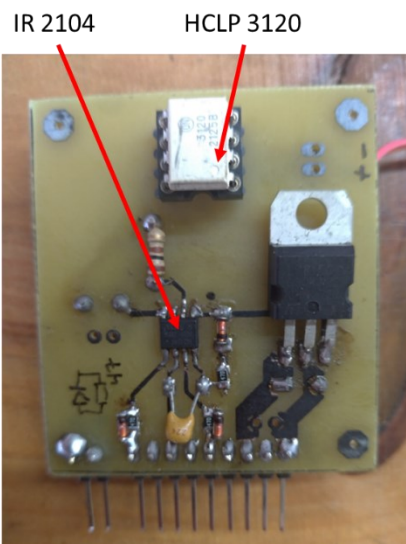


Fonte: O autor

Para implementação do protótipo foram utilizados os componentes da Tabela 15, os MOSFETS inicialmente foram utilizados IRF840 que se adequaram ao dimensionamento de tensão e corrente e possuem uma dissipação de 125 W, porém com o aumento das cargas percebeu-se um aquecimento em testes prolongados então optou-se pelo IRFB3306 que possui um $R_{DS_{on}}$ menor e ainda mantém uma tensão V_{ds} de 60 V bem acima da tensão de trabalho.

aumentar a velocidade de desacionamento do MOSFET. Essa alteração contribui com o *deadtime* e evita que os transistores acionem ao mesmo tempo gerando perda de eficiência e aquecimento.

Figura 88 - Protótipo da placa de acionamento



Fonte: O autor

O indutor inicialmente foi projetado com um núcleo toroidal levando os parâmetros da Tabela 16 em consideração, porém algumas dificuldades foram encontradas, maior dificuldade em enrolar os fios no núcleo e sensibilidade a variações de corrente. Núcleos com permeabilidade maior favoreciam a montagem por precisar de menor número de voltas, porém saturam mais rápido. Núcleos de ferrite tem menor permeabilidade magnética reduzindo a saturação, porém precisam de maior número de voltas para atingirem a indutância necessária. Sendo necessário a escolha de um núcleo maior.

Tabela 16 - Especificações iniciais do indutor

Símbolo	Grandeza	Valor
L_p	Indutância	217 μH
f_s	Frequência Máxima	75 kHz
I	Corrente	5 A

Fonte: O autor

Para flexibilizar o projeto do indutor optou-se então por um núcleo EE que permite utilizar a permeabilidade do *GAP* para controlar a saturação. Mais informações do projeto do indutor podem ser analisadas no Apêndice H.

A fim de realizar o sensor de tensão, nos primeiros protótipos optou-se por um divisor resistivo, um método simples de aquisição. Devido à baixa tensão de operação não houve necessidade do sensor ser isolado galvanicamente. Os resistores para o *feedback* de tensão podem variar de $10\text{ k}\Omega$ á $100\text{ k}\Omega$ (Abedin Sarmad; Dorosa John; Perkins Jim, 2022), ao optar por valores maiores pode-se obter corrente de polarização do ADC menores, porém são mais suscetíveis a ruídos. Na Figura 89 pode-se analisar a resposta do conversor Buck a um degrau de carga sem realimentação. No sinal superior foi utilizado um divisor de impedância baixa e no sinal inferior foi utilizado um divisor com impedância alta, ao analisar os dois sinais optou-se por utilizar o divisor de impedância baixa em razão de apresentar menos ruído nos testes, comprovando a indicação do artigo.

Figura 89 - Escolha dos resistores do divisor de tensão saída

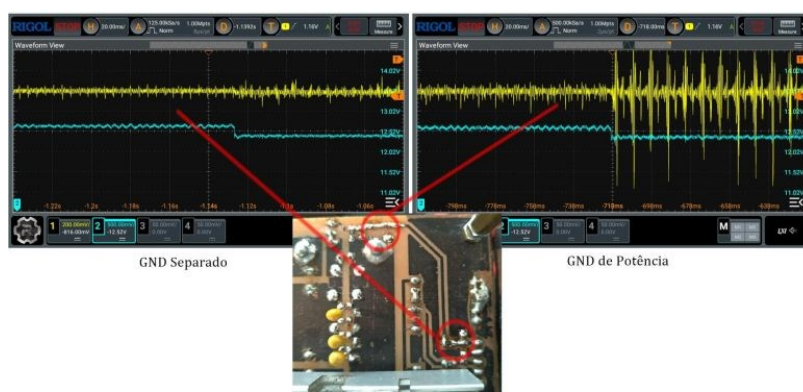


Fonte: O autor

A posição do divisor resistivo também afeta qualidade do sinal gerado no divisor de tensão. Na Figura 90 pode-se analisar os testes realizados com o divisor resistivo em duas posições diferentes. A figura da esquerda tem malha de realimentação reduzida e plano de GND (0V) separado levando apenas a trilha de conexão ao ponto de medição bem próximo do conector (Abedin Sarmad; Dorosa John; Perkins Jim, 2022). A figura da direita utiliza o modelo tradicional com os resistores próximos dos pinos de potência.

No presente trabalho optou-se pelo modelo de menor ruído e um filtro passa-baixas embutido no divisor de tensão como visto na Figura 91.

Figura 90 - Posição do divisor resistivo da tensão de saída

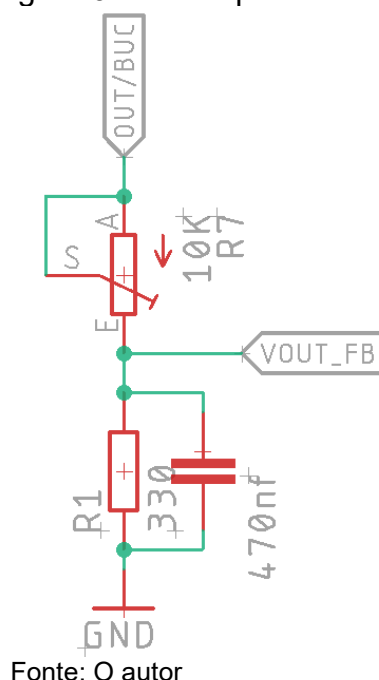


Fonte: O autor

O filtro passa-baixas auxilia na redução de ruídos de alta frequência bem como o ruído na comutação do conversor, em (48-V Three-Phase Inverter With Shunt-Based In-Line MotorPhase Current Sensing Reference Design, 2017) é indicado utilizar frequência de corte de uma década abaixo da frequência de comutação. No presente trabalho optou-se por 1 kHz para que valores de comutação acima de 10 kHz sejam minimizados. Como o divisor resistivo está conectado ao capacitor a equação de frequência de corte comum não funcionaria, nesse caso é necessário achar a impedância equivalente para realizar o cálculo conforme apresentado na Equação (113).

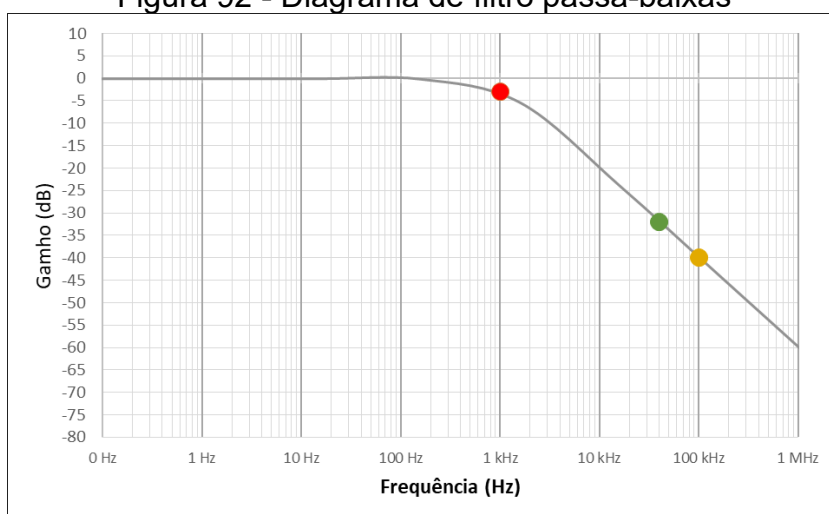
$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \frac{1}{\frac{1}{330\ \Omega} + \frac{1}{3,3\ k\Omega}} * 470\ nF} \approx 1\text{ kHz} \quad (113)$$

Figura 91 - Filtro passa-baixas



O filtro passa-baixas de primeira ordem associado ao circuito de condicionamento de tensão foi projetado com o objetivo de atenuar as componentes de alta frequência oriundas da comutação do conversor CC-CC, preservando a dinâmica da variável de interesse. Conforme ilustrado na Figura 92, a frequência de corte do filtro, indicada pelo marcador vermelho, foi definida em aproximadamente 1 kHz , posicionando o sistema na região assintótica de atenuação com inclinação próxima de -20 dB por década. Nessa condição, observa-se uma atenuação de aproximadamente -32 dB na frequência de 40 kHz , representada pelo marcador verde e cerca de -40 dB na frequência de 100 kHz , indicada pelo marcador amarelo. Esses níveis de atenuação asseguram a redução significativa do *ripple* de comutação e do conteúdo espectral indesejado antes da amostragem pelo conversor analógico-digital, contribuindo para a mitigação de efeitos de *aliasing* e para a melhoria da robustez das malhas de controle.

Figura 92 - Diagrama de filtro passa-baixas

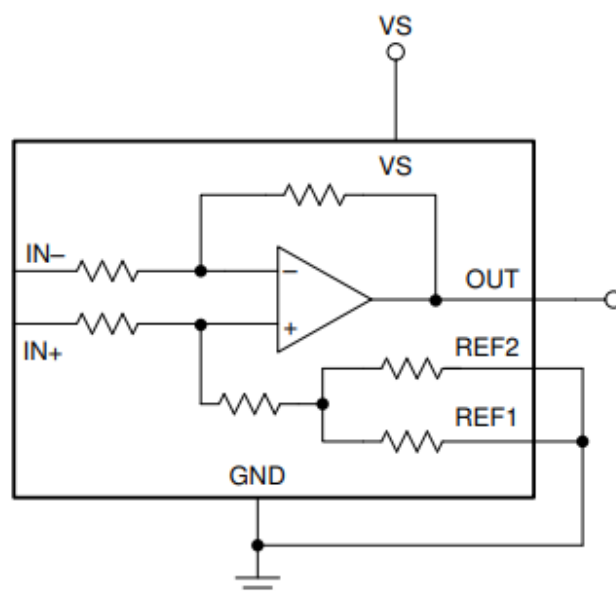


Fonte: O autor

O sensor de corrente da *Texas* INA240 é um sensor bidirecional de ultra precisão e rejeição de ruído PWM como visto na Figura 93. Amplamente empregado em placas de aquisição de sinais de corrente, possui uma versatilidade devido sua montagem ser em linha sem necessidade de estar conectado a alimentação positiva *highside* ou negativa *lowside*. As configurações aplicadas ao projeto foram utilizar um resistor de $30\text{ m}\Omega$ para realizar medições de até $5,3\text{ A}$ conforme a Equação (114) e deixar no modo unidirecional para utilizar toda a faixa das $3,3\text{ V}$ como visto na Figura 94.

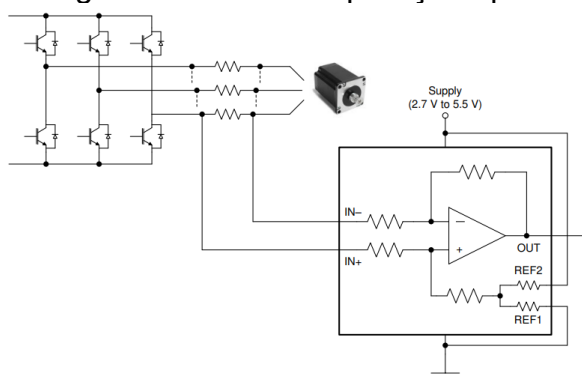
$$I = ((5,3\text{ A} * 0,03\ \Omega) * 20) = 3,18\text{ V} \quad (114)$$

Figura 93 - Sensor de corrente INA240 - Configuração unidirecional



Fonte: (INA240 data sheet, product information and support | TI.com, [s. d.])

Figura 94 - INA240 aplicação típica



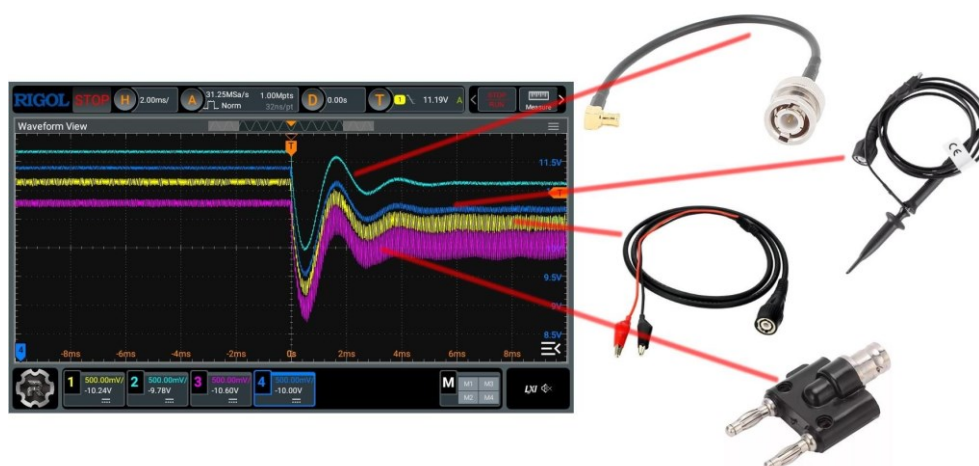
Fonte: (INA240 data sheet, product information and support | TI.com, [s. d.])

Na Figura 95 são apresentados os resultados de um degrau de carga aplicados ao conversor Buck em malha aberta, o sinal de tensão de saída é medido com 4 tipos de pontas de prova.

- De cima para baixo com sinal azul claro medição com cabo BNC-MCXX;
- Sinal Azul escuro ponteira original do osciloscópio;
- Sinal amarelo BNC-Jacaré;
- Adaptador BNC-Banana.

É notável a diferença entre os sinais coletados, então optou-se por soldar na placa conectores MMCX que tornaram prática a conexão e ofereceram ótima qualidade de sinal.

Figura 95 - Opções de medição de sinais



Fonte: O autor

As especificações da realização dos testes do conversor Buck Histerese estão na Tabela 17.

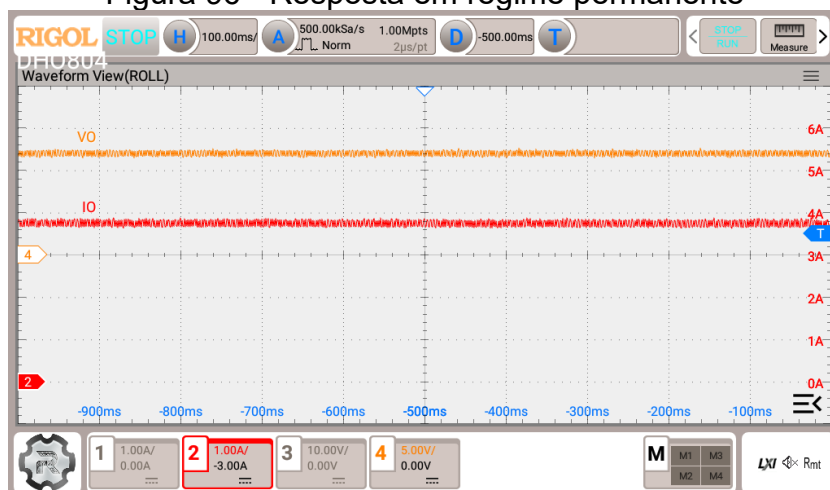
Tabela 17 - Parâmetros do projeto

Grandeza	Valor
Potência Máxima	48 W
Frequência Máxima	75 kHz
Tensão de Entrada	24 V
Tensão de Saída	12 V
Resistência de Carga	3 Ω
Resistência de Carga Min	37,5 Ω
Indutor	217 μ H
Capacitor	204 μ F
Variação de Tensão	10%
KP	3
KI	1157
Histerese	0,36
Variação de Corrente	92%

Fonte: O autor

Na Figura 96 é apresentada a resposta do conversor em regime permanente. A corrente se apresenta estável e pode ser analisada na cor vermelha com uma escala de 1 Ampere por divisão $1A/Div$. Em amarelo é analisada a tensão de saída do conversor com uma escala de 5 Volts por divisão $5V/Div$.

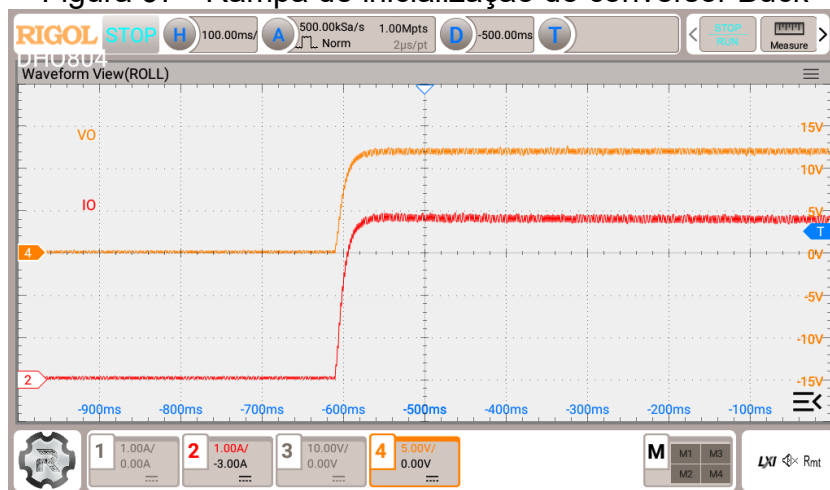
Figura 96 - Resposta em regime permanente



Fonte: O autor

Na Figura 97 é apresentada a resposta do conversor em sua inicialização, optou-se por uma escala de 5 V por divisão para uma melhor visualização da tensão de saída, permitindo a análise da amplitude completa de 0 V a 12 V. A corrente apresenta uma transição suave de 0 A a 4 A.

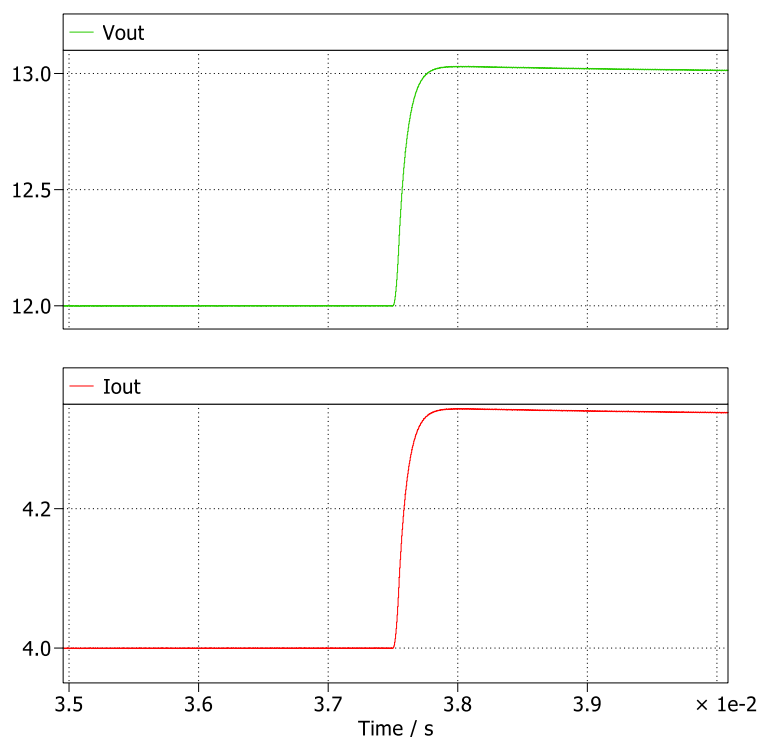
Figura 97 - Rampa de inicialização do conversor Buck



Fonte: O autor

Na Figura 98 é analisada em simulação como se comporta a tensão e corrente de saída dos circuitos para um aumento do degrau de referência saindo de 12 V para 13 V.

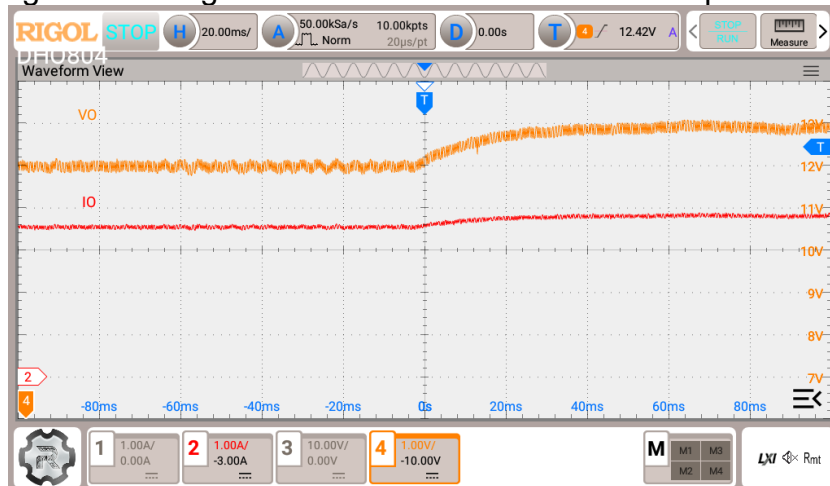
Figura 98 - Degrau de aumento de referência - Simulação



Fonte: O autor

Na Figura 99 é apresentada a resposta do conversor para um aumento de referência de 12 V para 13 V. A resposta da tensão apresenta um tempo de acomodação de 20 ms.

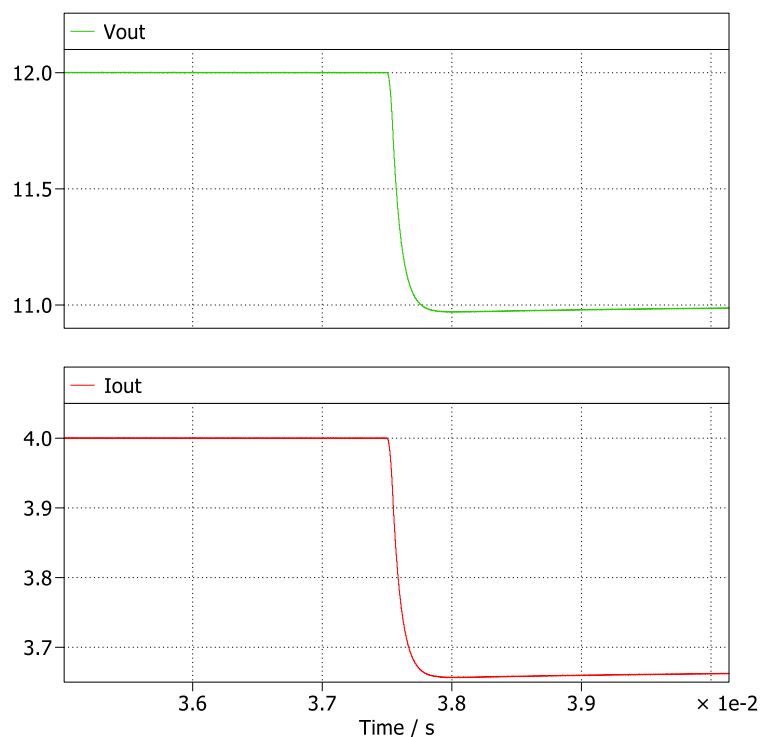
Figura 99 - Degrau de aumento de referência - Experimental



Fonte: O autor

Na Figura 100 é analisada a resposta do circuito para um degrau de redução de 12 V para 11 V.

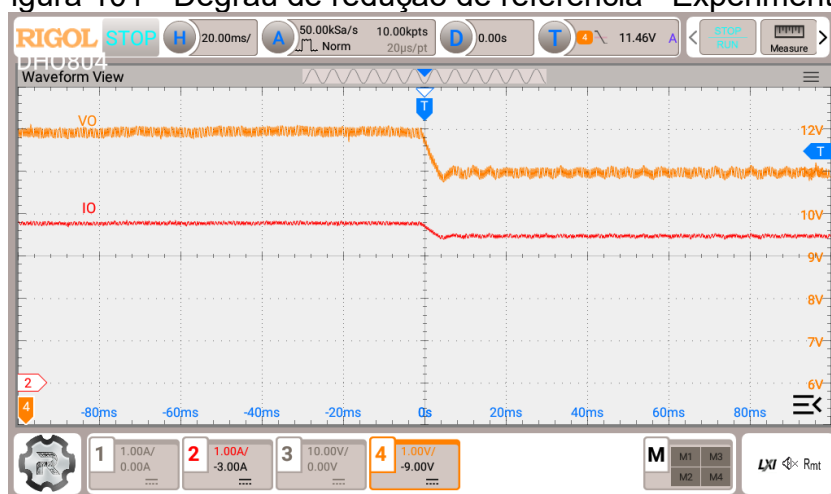
Figura 100 - Degrau de redução de referência - Simulação



Fonte: O autor

Na Figura 101 é apresentada a resposta do conversor para um degrau de redução variando a referência de 12 V para 11 V, para esse resultado foi obtido um tempo de acomodação de 7 ms.

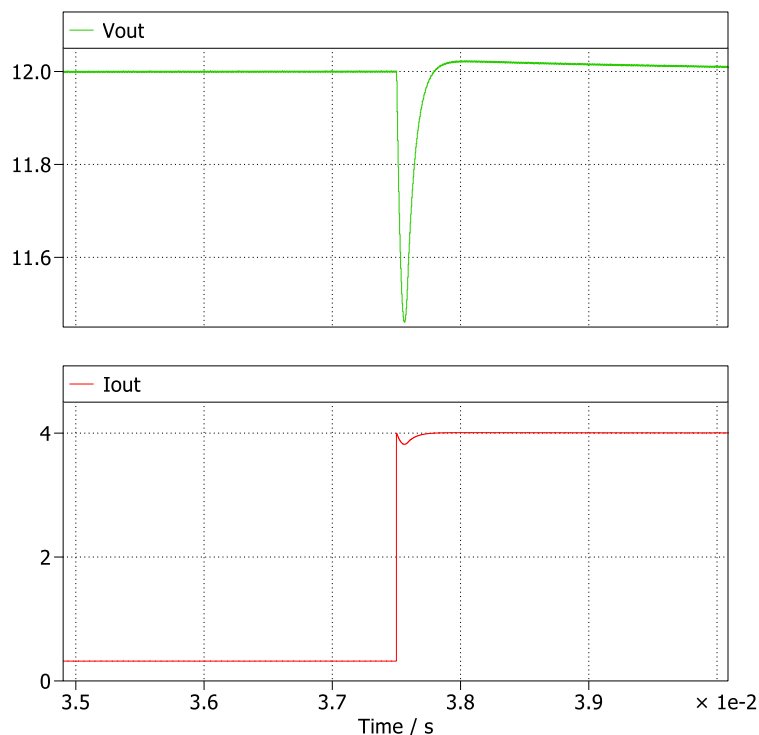
Figura 101 - Degrau de redução de referência - Experimental



Fonte: O autor

Na Figura 102 é analisada a resposta do circuito para um degrau de aumento de carga de 92%, correspondendo a um aumento de 3,68 A do total de 4 A saindo de 320 mA para 4 A.

Figura 102 - Degrau de carga com aumento de 92% - Simulação

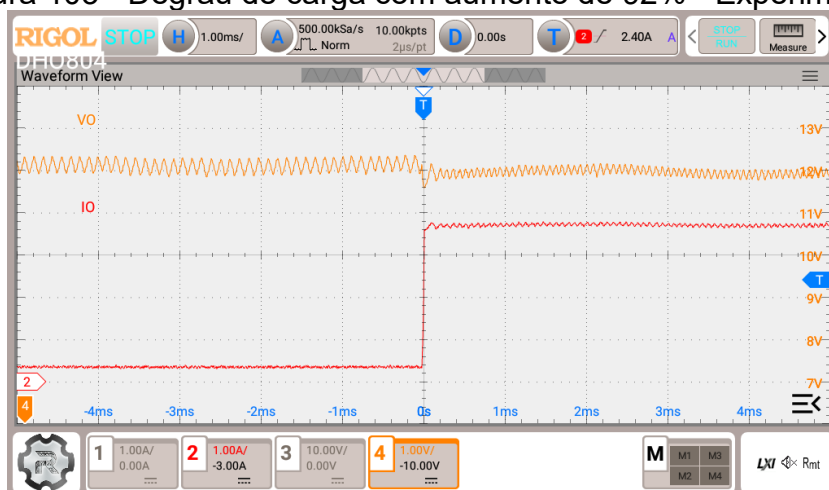


Fonte: O autor

Na Figura 103 é apresentada a resposta do conversor para um degrau de aumento de carga em 92%. Esse teste apresentou uma resposta amortecida ao degrau de carga, sem apresentar oscilações. A variação de tensão foi de 350 mV representando 2,9% do valor de referência para 4 A.

A ausência do termo derivativo não comprometeu a resposta transitória do sistema, uma vez que a leitura direta das correntes permite antecipar a resposta ao degrau de carga, reduzindo a necessidade de ações derivativas que poderiam amplificar ruídos de comutação.

Figura 103 - Degrau de carga com aumento de 92% - Experimental



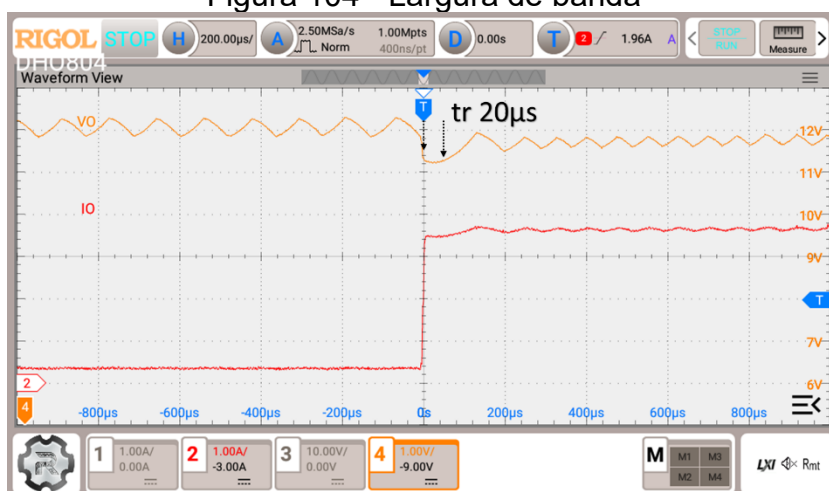
Fonte: O autor

Na Figura 104 é analisado o tempo de resposta t_r do conversor, o qual ficou em torno de $20\ \mu\text{s}$, tempo este que é analisado no momento do degrau até o conversor começar a ter seu sinal de saída crescente novamente.

A Equação (115) foi apresentada em (DC/DC Converter Testing with Fast Load Transient | Richtek Technology, 2016) e por inspeção pode-se determinar a largura de banda do conversor.

$$BW = \frac{0,3}{20\ \mu\text{s}} = 15\ \text{kHz} \quad (115)$$

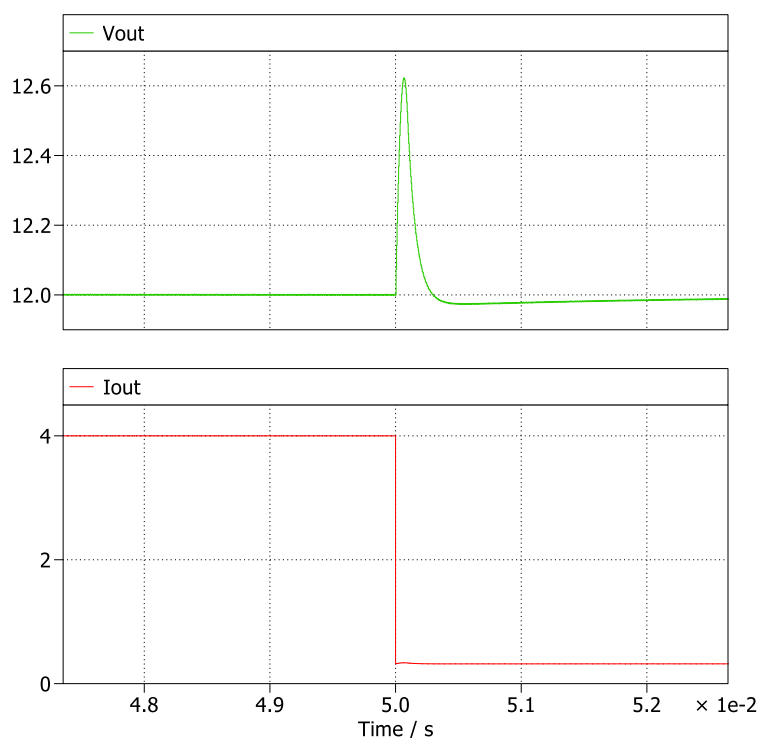
Figura 104 - Largura de banda



Fonte: O autor

Na Figura 105 é apresentada a resposta do circuito a uma redução de carga de 92% do valor total saindo de 4 A e indo para 320 mA.

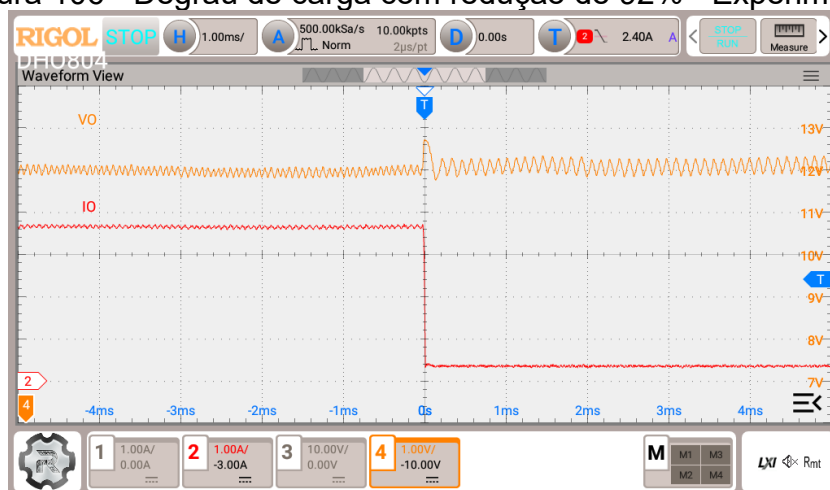
Figura 105 - Degrau de carga com redução de 92% - Simulação



Fonte: O autor

Na Figura 106 são apresentados os resultados para um degrau de redução de carga. Após o transitório de tensão citado anteriormente, o sinal apresentou uma oscilação amortecida de baixa amplitude.

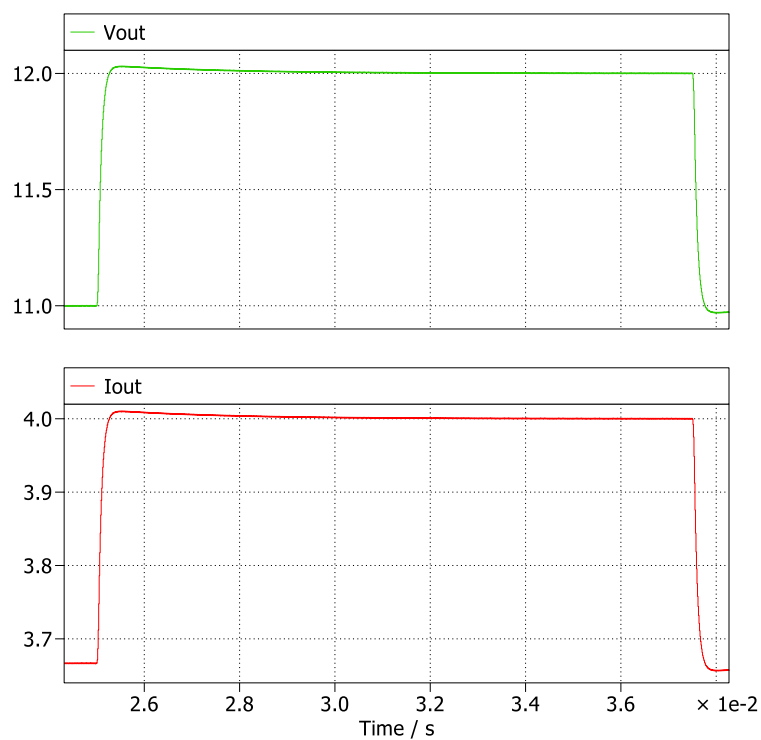
Figura 106 - Degrau de carga com redução de 92% - Experimental



Fonte: O autor

Na Figura 107 é apresentado o degrau de referência completo passando de 11 V para 12 V e retornando para 11 V.

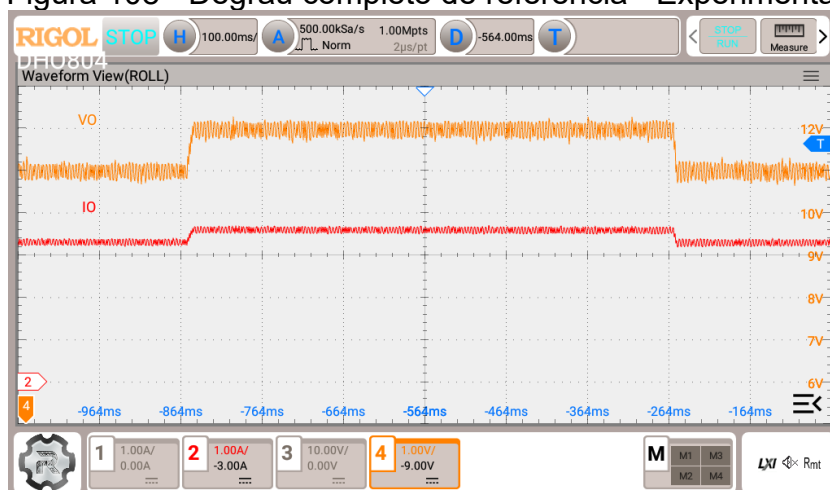
Figura 107 - Degrau completo de referência - Simulação



Fonte: O autor

Na Figura 108 é apresentada a resposta à mudança completa do degrau de referência, a tensão de saída V_o onde o sinal sai de 11 V passa para 12 V e retorna para 11 V.

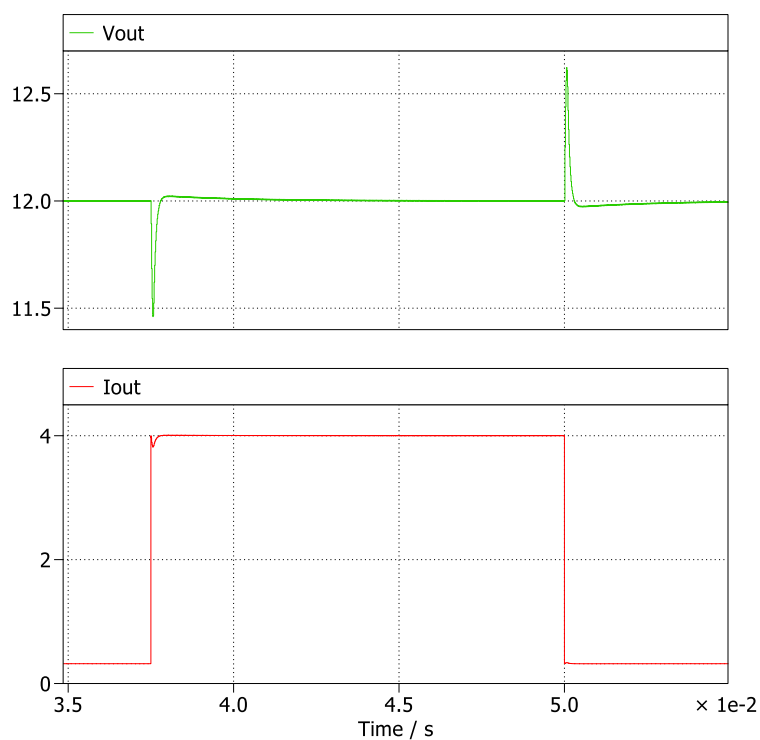
Figura 108 - Degrau completo de referência - Experimental



Fonte: O autor

Na Figura 109 é apresentada a resposta do circuito a um degrau de carga completo, saindo de 320 *mA* para 4 *A* e retornando para 320 *mA*.

Figura 109 - Degrau completo de carga - Simulação

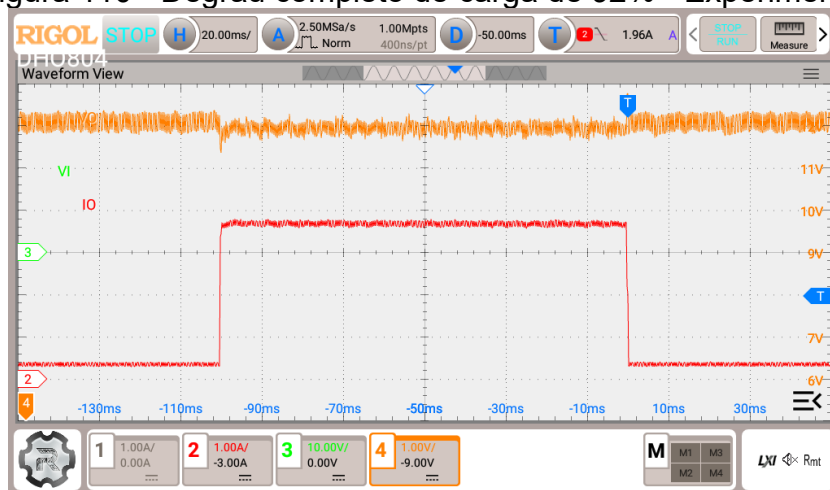


Fonte: O autor

Na Figura 110 são apresentados os resultados experimentais para um degrau de carga de subida e descida. Observa-se uma redução de 100 *mV* na tensão de

saída, porém não foram percebidos grandes vales no transitório como era esperado pela simulação, em projeto era previsto uma variação de tensão de 10%.

Figura 110 - Degrau completo de carga de 92% - Experimental

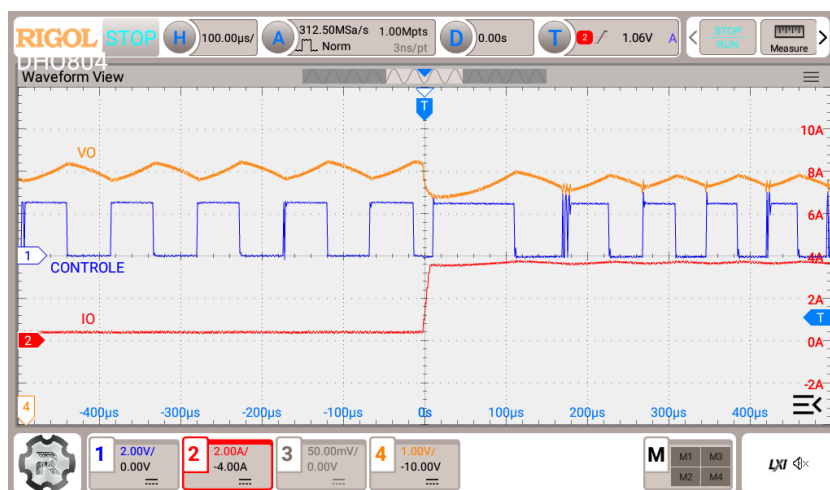


Fonte: O autor

Na Figura 111 é apresentado em azul o sinal de controle do conversor Buck no intervalo da resposta ao degrau de carga. Um dos desafios do controle por histerese é manter a frequência estável, ao realizar a medição da frequência antes e depois da resposta ao degrau de carga é analisado uma diferença de 2 kHz.

Observa-se que, durante o transitório, o interruptor permanece saturado até que a corrente do indutor atinja o novo ponto de equilíbrio, evidenciando que a limitação da velocidade de resposta está associada exclusivamente à dinâmica do indutor, conforme previsto teoricamente.

Figura 111 - Análise do sinal de controle em regime transitório



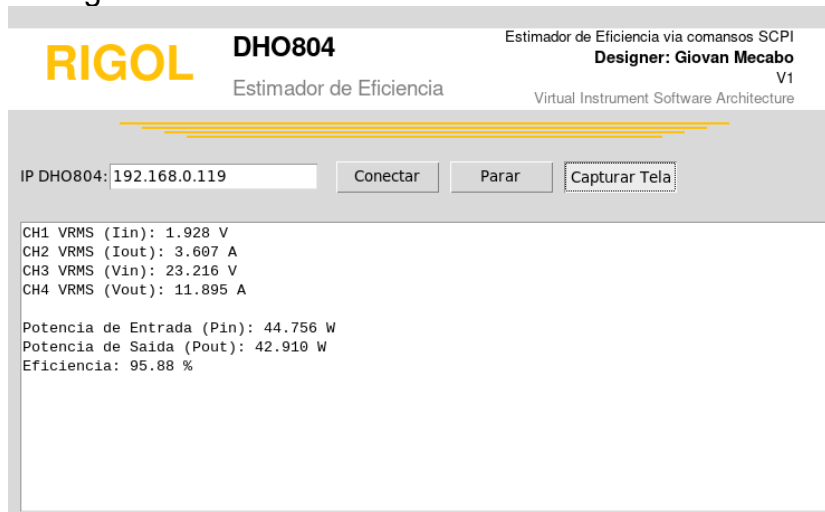
Fonte: O autor

A eficiência do conversor Buck foi avaliada experimentalmente por meio de um instrumento virtual desenvolvido com *Raspberry Pi 2*, conectado a um osciloscópio Rigol DHO 804 via comandos *Standard Commands for Programmable Instruments* (SCPI). Na Figura 112 é apresentada a interface do estimador de eficiência, registrando os valores RMS de tensão e corrente de entrada e saída.

As condições apresentadas são; corrente de entrada $I_{in} = 1,92 A$, corrente de saída $I_{out} = 3,6 A$, tensão de entrada $V_{in} = 23,21 V$, tensão de saída $V_{out} = 11,89 V$. Nessas condições, a potência de entrada medida foi de $P_{in} = 44,75 W$ e a potência de saída foi de $P_{out} = 42,91 W$, resultando em uma eficiência de 95,88%. Esse valor demonstra o bom desempenho do conversor considerando as perdas por condução nos interruptores, no indutor e nos capacitores de saída.

O valor obtido é compatível com conversores síncronos operando na mesma faixa de potência, indicando que a estratégia de controle não compromete o desempenho energético do sistema.

Figura 112 - Dados de eficiência do conversor Buck

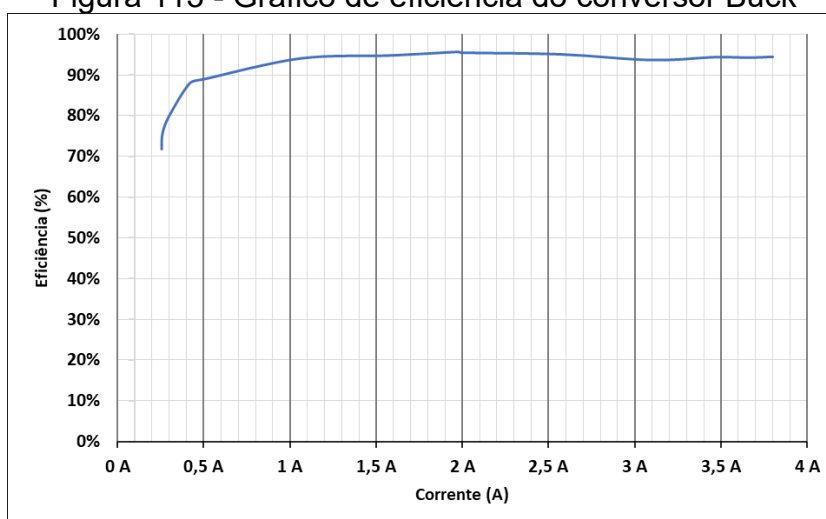


Fonte: O autor

A elevada eficiência observada indica que a variação de frequência característica do controle por histerese não resultou em penalizações significativas nas perdas de comutação, permanecendo compatível com conversores síncronos operando em frequência fixa na mesma faixa de potência.

Conforme apresentado na Figura 113 observa-se que a eficiência do conversor Buck aumenta gradativamente com o incremento da corrente de carga, partindo de 70% até atingir valores próximos de 90% em torno de 0,5 A. Esse comportamento está associado ao fato de que, em cargas leves, as perdas fixas do sistema, como perdas de comutação e consumo do circuito de controle, tornam-se predominantes. À medida que a corrente vai subindo a eficiência chega em um platô de 94% – 95%, mantendo-se praticamente constante na faixa entre 1 A e 2,5 A, o que caracteriza a região mais eficiente do conversor.

Figura 113 - Gráfico de eficiência do conversor Buck

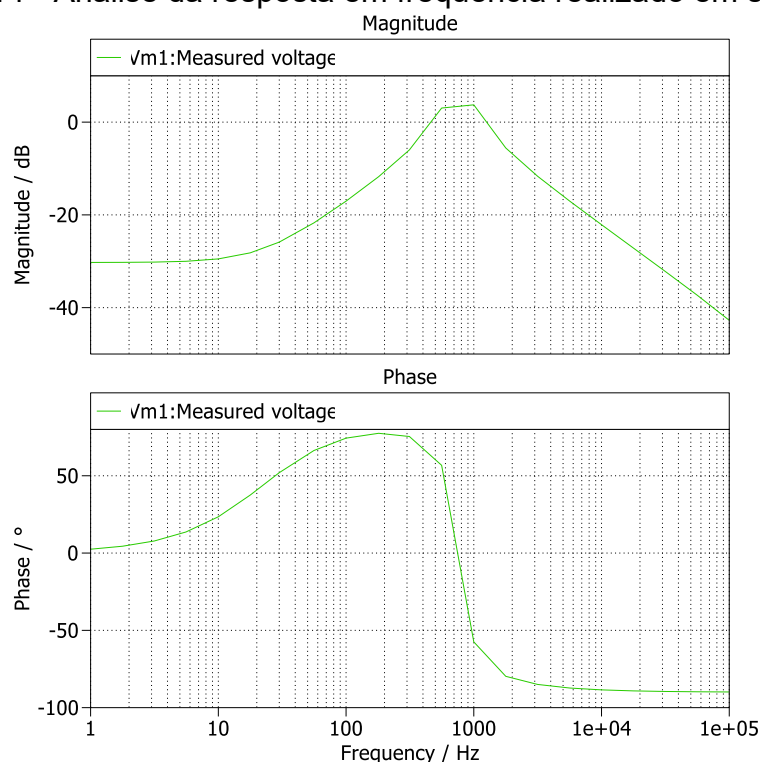


Fonte: O autor

A resposta em frequência do conversor Buck sob controle por histerese, obtida a partir da tensão medida, apresenta comportamento distinto do observado em conversores PWM de frequência fixa, em razão da natureza não linear do controle por histerese.

Conforme ilustrado na Figura 114, observa-se ganho reduzido em baixas frequências, seguido por um aumento até uma região de pico e posterior atenuação em altas frequências. Tal comportamento decorre da natureza não linear do controle por histerese e da frequência de comutação variável, resultando em uma função de transferência equivalente linearizada em torno do ponto de operação. A resposta de fase associada evidencia atraso concentrado após a região de pico, compatível com a dinâmica imposta pelo filtro LC e pela lógica de comutação, sem indicação de instabilidade prática no modo de operação analisado.

Figura 114 - Análise da resposta em frequência realizado em simulação



Fonte: O autor

Os resultados experimentais confirmam que o dimensionamento dos componentes reativos e a definição algébrica dos parâmetros do compensador, conforme estabelecido no Capítulo 3, foram suficientes para garantir estabilidade e resposta transitória adequada, sem necessidade de ajustes adicionais por tentativa e erro.

De forma geral, os resultados experimentais confirmam a coerência entre o dimensionamento teórico e o comportamento observado em bancada, evidenciando resposta rápida aos degraus de carga, variação de tensão inferior ao limite especificado e estabilidade adequada ao regime de operação proposto.

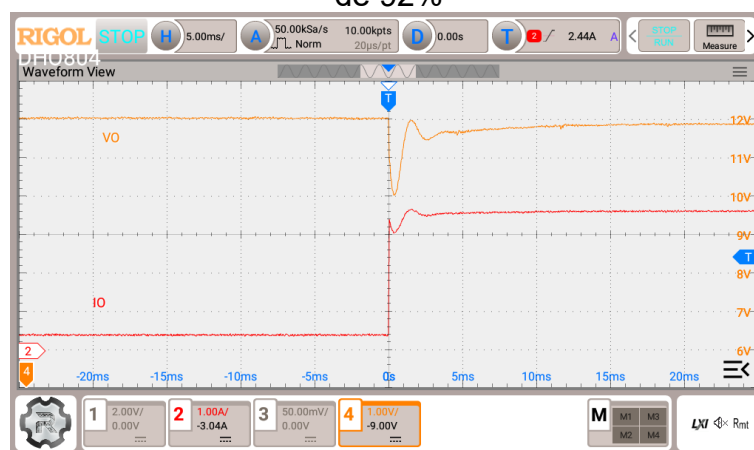
5.1.2 Buck PID clássico comparativo

No mesmo conversor, foi implementado um controle PID clássico projetado por meio do método do lugar das raízes, uma vez que o compensador PI não forneceu margem de fase suficiente para atender aos requisitos de desempenho desejados. A implementação do PID permitiu ajustar de forma mais precisa a resposta transitória do sistema, oferecendo maior estabilidade e melhor atenuação de perturbações em

comparação ao compensador PI, mantendo as características básicas do conversor inalteradas.

Na Figura 115 é apresentada a resposta do conversor para um degrau de aumento de carga de 92%, a resposta não apresentou sobressinal, apresentou um afundamento de tensão de 17% e tempo de acomodação de 10 *ms*.

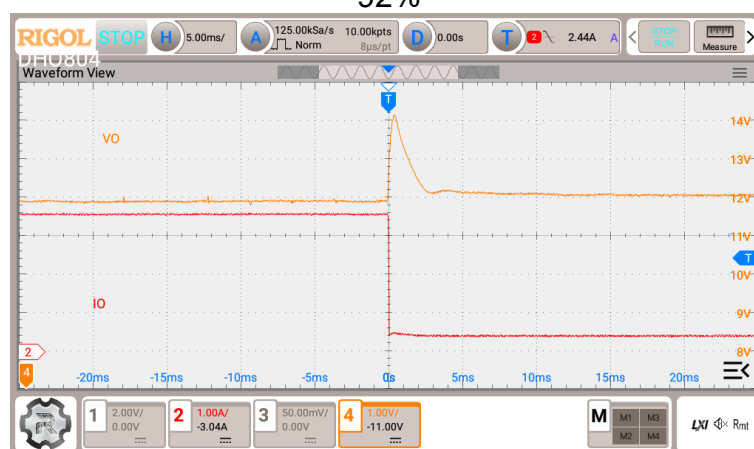
Figura 115 - Resposta do compensador PID para um degrau de aumento de carga de 92%



Fonte: O autor

Na Figura 116 é apresentada a resposta do conversor para um degrau de redução de carga de 92%, o sinal apresenta um sobressinal de 16,7% e tempo de acomodação de 5 *ms*.

Figura 116 - Resposta do compensador PID para um degrau de redução de carga de 92%



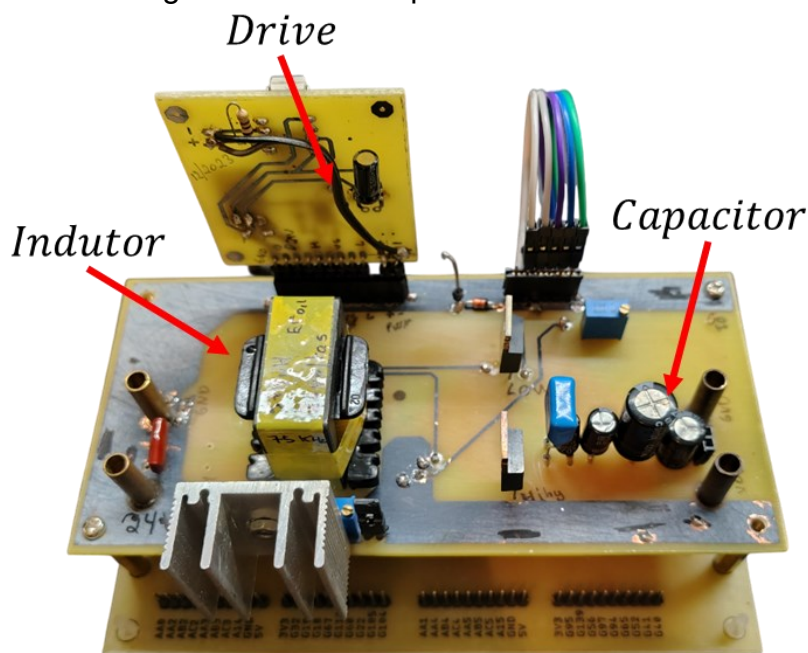
Fonte: O autor

Observa-se que, embora o PID apresente tempos de acomodação menores, o controle por histerese demonstrou menor variação percentual de tensão e maior previsibilidade no transitório de carga, reforçando a proposta metodológica apresentada neste trabalho.

5.2 CONVERSOR BOOST

Para o conversor Boost, os resultados experimentais são apresentados de forma a complementar a análise realizada para o conversor Buck, permitindo avaliar o comportamento do método de controle em uma topologia com características dinâmicas distintas. Na Figura 117 é apresentado o protótipo do conversor Boost desenvolvido, destacando o circuito de acionamento do indutor e o capacitor de saída.

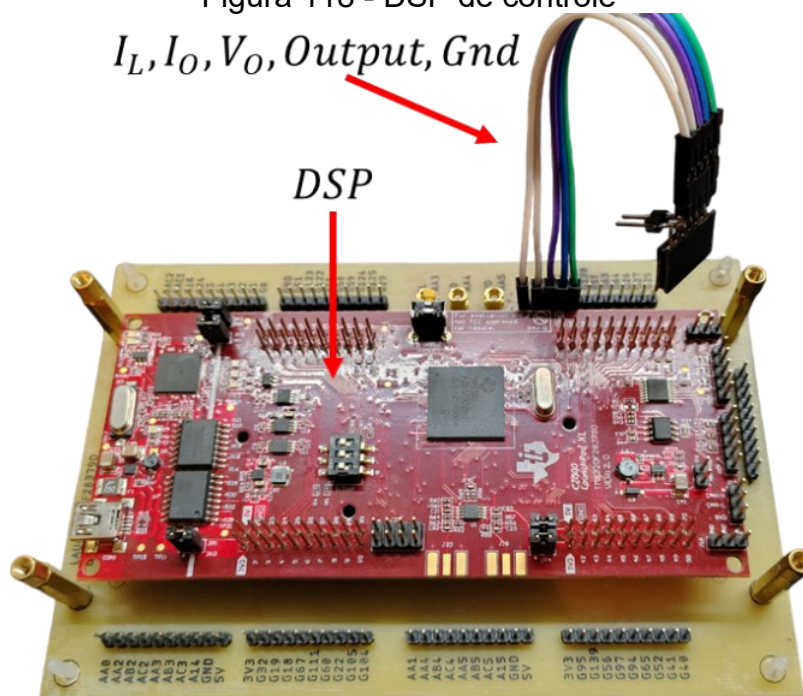
Figura 117 - Protótipo conversor Boost



Fonte: O autor

Na Figura 118 é mostrado o DSP utilizado no controle, bem como o cabo de conexão entre o conversor e a unidade de processamento.

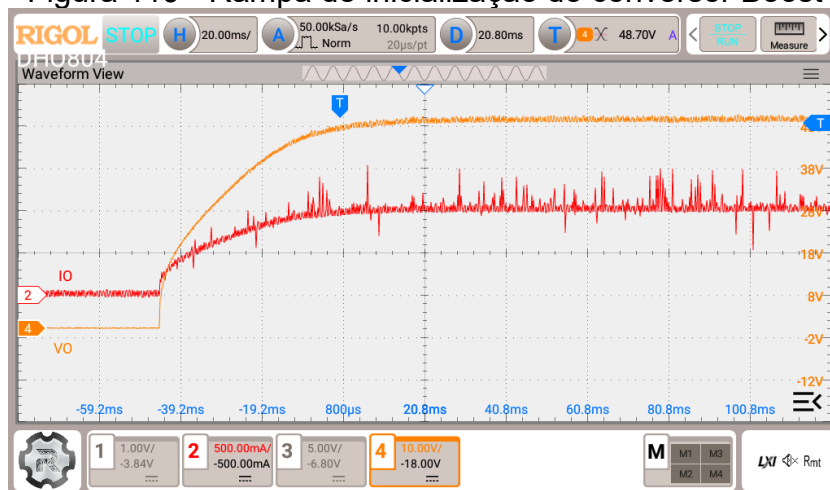
Figura 118 - DSP de controle
 $I_L, I_O, V_O, \text{Output}, \text{Gnd}$



Fonte: O autor

Na Figura 119 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída, em amarelo e da corrente de saída, em vermelho, durante o processo de inicialização do conversor.

Figura 119 - Rampa de inicialização do conversor Boost

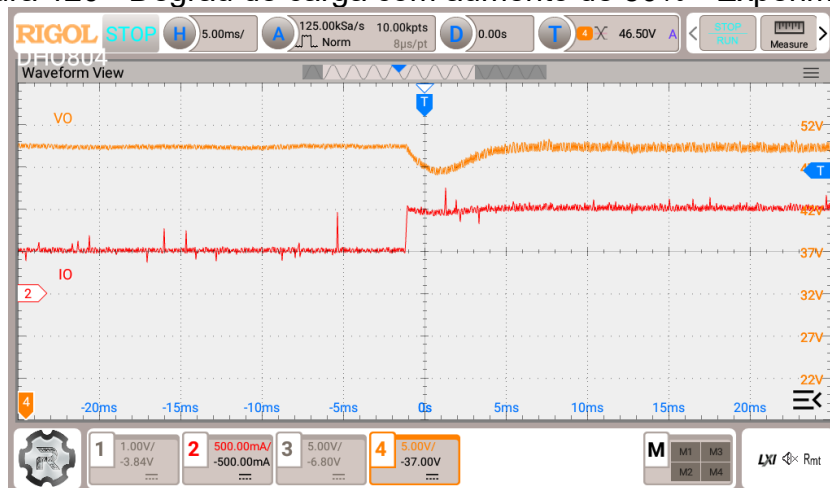


Fonte: O autor

Na Figura 120 e Figura 121 são apresentadas as respostas do sistema a degraus de carga, sendo o primeiro correspondente ao aumento de 50% da carga e o

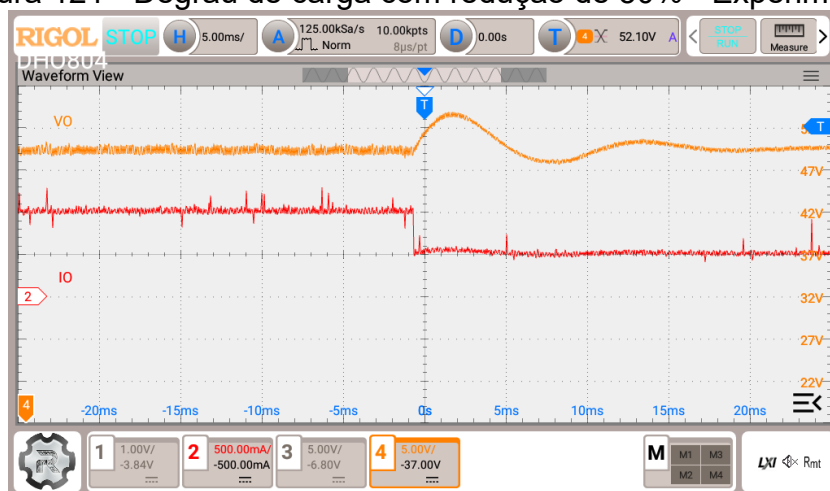
segundo à redução da carga, possibilitando a análise do comportamento dinâmico e da capacidade de regulação do conversor sob variações abruptas de carga.

Figura 120 - Degrau de carga com aumento de 50% - Experimental



Fonte: O autor

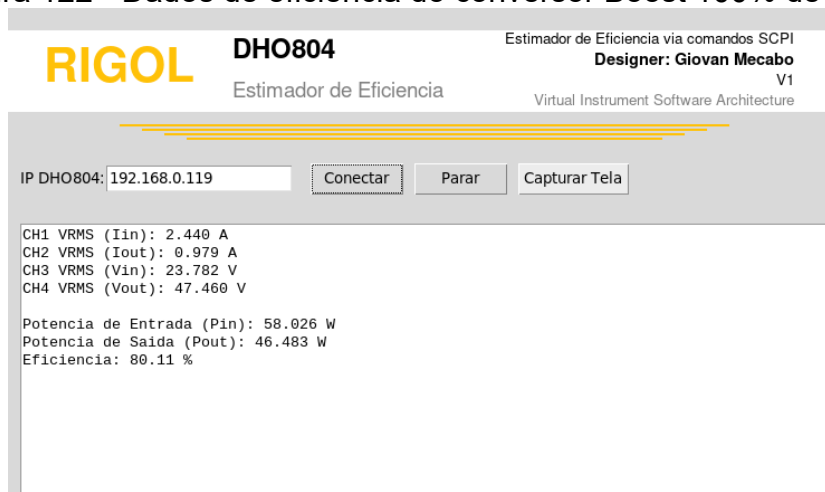
Figura 121 - Degrau de carga com redução de 50% - Experimental



Fonte: O autor

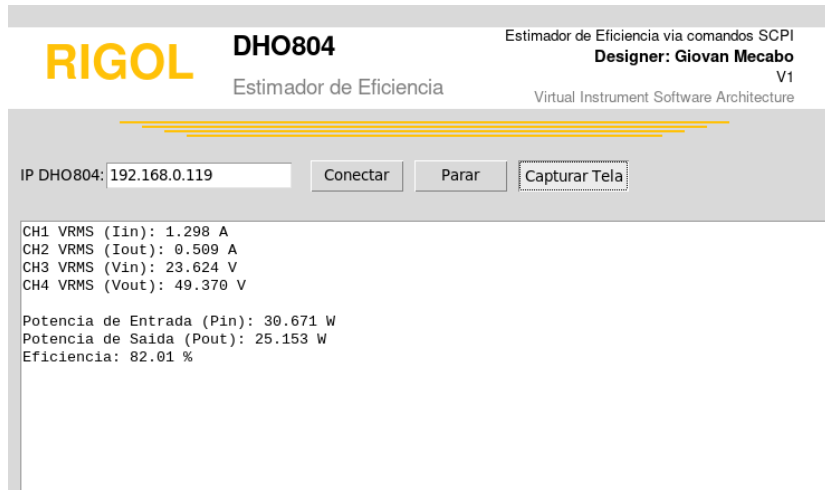
Na Figura 122 é apresentada a tela do dispositivo estimador de eficiência onde indica uma eficiência de 80% com carga plena, já na Figura 123 é indicado 82% em 50% da carga.

Figura 122 - Dados de eficiência do conversor Boost 100% de carga



Fonte: O autor

Figura 123 - Dados de eficiência do conversor Boost 50% de carga



Fonte: O autor

Os resultados obtidos para o conversor Boost confirmam a aplicabilidade da metodologia também em topologias com comportamento fase não mínima, mantendo estabilidade e capacidade de regulação adequadas mesmo diante de variações abruptas de carga.

De forma geral, os resultados experimentais obtidos corroboram as análises teóricas e as simulações apresentadas anteriormente, evidenciando que a metodologia proposta fornece um procedimento sistemático, reproduzível e eficaz para o projeto e implementação de controle por histerese em conversores CC-CC básicos. A coerência entre teoria, simulação e prática reforça a validade da abordagem adotada.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e validação de uma metodologia sistemática para o projeto e implementação de controle por histerese em modo corrente aplicado a conversores CC-CC síncronos. A proposta integrou o dimensionamento dos componentes reativos ao projeto do compensador, estabelecendo uma metodologia estruturada e baseada nas exigências do transitório gerado pelo degrau de carga.

A utilização simultânea da corrente do indutor e da corrente de saída permitiu incorporar a variação instantânea da carga ao processo de regulação, reduzindo a dependência de ações derivativas e minimizando a necessidade de ajustes empíricos. Os parâmetros do compensador PI foram definidos por meio de relações algébricas consistentes com o comportamento físico do sistema, dispensando a sintonia iterativa tradicional.

A metodologia foi aplicada às topologias Buck, Boost e Buck-Boost, demonstrando sua adaptabilidade tanto a conversores de fase mínima quanto àqueles que apresentam zero no semiplano direito. Os resultados obtidos por simulação e por experimentação em bancada confirmaram a coerência entre o dimensionamento teórico e o desempenho observado, evidenciando respostas transitórias rápidas, controle adequado da variação de tensão e estabilidade em regime permanente.

A comparação com métodos presentes na literatura indicou desempenho competitivo, especialmente na redução do sobressinal e no controle da variação de tensão durante degraus de carga, mantendo estrutura de implementação relativamente simples.

Como perspectivas futuras, destacam-se a ampliação da metodologia para outras topologias, a investigação do impacto da variação de frequência em aspectos relacionados à compatibilidade eletromagnética e a aplicação da abordagem em sistemas de maior potência.

Assim, conclui-se que a metodologia proposta constitui uma alternativa viável e sistematizada para o projeto de conversores CC-CC com controle por histerese, conciliando simplicidade estrutural e desempenho dinâmico.

7 TRABALHOS PUBLICADOS

G. Mecabô, A. D. P. Juliani, D. Greff and D. Vidor, "Contribution to the Study of Design and Hysteresis Control for Buck Converters," 2025 17th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC), Balneário Camboriú, Brazil, 2025, pp. 1-6, doi: 10.1109/SEPOC67005.2025.11297626.

G. Mecabô, D. Greff, A. D. P. Juliani and D. Vidor, "Contribution to the Study of Hysteresis Current Mode Control for Boost Converters," 2025 17th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC), Balneário Camboriú, Brazil, 2025, pp. 1-6, doi: 10.1109/SEPOC67005.2025.11297652.

G. Mecabô, D. Vidor, D. Greff and A. D. P. Juliani, "Contribution to the Study of Hysteresis Current Mode Control for Buck Converters," 2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Vitória, Brazil, 2025, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP66423.2025.11369940.

REFERÊNCIAS

48-V THREE-PHASE INVERTER WITH SHUNT-BASED IN-LINE MOTOR PHASE CURRENT SENSING REFERENCE DESIGN. . [S. l.]: [s. d.], 2017. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/TIDA-00909>. Acesso em: 26 jan. 2025.

ABEDIN SARMAD; DOROSA JOHN; PERKINS JIM. Common Mistakes in Power-Supply Layouts and How to Avoid Them. [s. l.], 2022. Disponível em: https://www.ti.com/seclit/ml/slup407/slup407.pdf?ts=1737069538303&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fvideo%252F6285511636001. Acesso em: 15 jan. 2025.

AL-TURKISTANI, Hilalah F.; ALSA'AWI, Nourah K. Poster: Combination of Blockchains to Secure Smart Home Internet of Things. Proceedings - 2020 1st International Conference of Smart Systems and Emerging Technologies, SMART-TECH 2020, [s. l.], p. 261–262, 2020. Disponível em: Acesso em: 18 jun. 2024.

BAG, Santu *et al.* Frequency compensation and power stage design for buck converters to meet load transient specifications. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, [s. l.], p. 1024–1031, 2014. Disponível em: Acesso em: 5 jul. 2024.

BANCOMUNDIAL. [S. l.], 2014. Disponível em: <https://datos.bancomundial.org/indicador/EG.USE.ELEC.KH.PC?end=2007&start=1960&view=chart>. Acesso em: 14 jun. 2024.

BARBI, Ivo. Ivo Barbi MODELAGEM DE CONVERSORES CC-CC EMPREGANDO MODELO MÉDIO EM ESPAÇO DE ESTADOS. Florianópolis: [s. d.], 2015. Disponível em: <http://www.ivobarbi.com>.

BARBI, Ivo. Projetos de Fontes Chaveadas. 2aed. [S. l.]: [s. d.], 2007.

BORASE, Rakesh P. *et al.* A review of PID control, tuning methods and applications. International Journal of Dynamics and Control, [s. l.], vol. 9, no 2, p. 818–

827, 2021. Disponível em: <https://link.springer.com/article/10.1007/s40435-020-00665-4>. Acesso em: 3 maio 2024.

C. DORF, Richard; H. BISHOP, Robert. Modern Control Systems ThirTeenTh ediTion. 13aed. [S. l.]: [s. d.], 2017.

C. DORF, Richard; H. BISHOP, Robert. Sistemas De Controle Modernos. 8aed. [S. l.]: [s. d.], 2001.

CHENG, Brian *et al.* Choosing the Right Fixed Frequency Buck Regulator Control Strategy. [S. l.]: [s. d.], 2014a. Disponível em: <https://www.ti.com/seclit/wp/slup317/slup317.pdf>. Acesso em: 2 jan. 2024.

CHENG, Brian *et al.* Choosing the Right Variable Frequency Buck Regulator Control Strategy. [S. l.]: [s. d.], 2014b. Disponível em: <https://www.ti.com/seclit/wp/slup319/slup319.pdf>. Acesso em: 2 jan. 2024.

COFFA, S.; SAGGIO, M.; PATTI, A. SiC-and GaN-based power devices: Technologies, products and applications. Technical Digest - International Electron Devices Meeting, IEDM, [s. l.], vol. 2016-February, p. 16.8.1-16.8.5, 2015. Disponível em: Acesso em: 18 jun. 2024.

CRUZ MARTINS, Denizar; BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos não Isolados. 2aed. [S. l.]: [s. d.], 2006.

DC/DC CONVERTER TESTING WITH FAST LOAD TRANSIENT | RICHTEK TECHNOLOGY. . [S. l.]: [s. d.], 2016. Disponível em: <https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN038>. Acesso em: 16 jan. 2025.

DIANA, Louis; SHEEHAN, Robert. Switch-mode power converter compensation made easy. [S. l.]: [s. d.], 2017.

ERICKSON, Robert W. DC–DC Power Converters. Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, [s. l.], 2007. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1002/047134608X.W5808.pub2>. Acesso em: 29 jun. 2024.

FOROUZESH, M *et al.* Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. IEEE Transactions on Power Electronics, [s. l.], vol. 32, no 12, p. 9143–9178, 2017.

GODOY SIMÕES, Marcelo; A. FARRET, Felix. Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems. [S. l.]: [s. d.], 2017.

HART, Daniel W. Power Electronics. [S. l.]: [s. d.], 2012.

IEA – INTERNATIONAL ENERGY AGENCY - IEA. [S. l.], [s. d.]. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics>. Acesso em: 15 jun. 2024.

IEEE STD 519-2022. [s. l.], p. 1–31, 2022. Disponível em: Acesso em: 18 jun. 2024.

INA240 DATA SHEET, PRODUCT INFORMATION AND SUPPORT | TI.COM. [S. l.], [s. d.]. Disponível em: <https://www.ti.com/product/INA240>. Acesso em: 6 jan. 2025.

KAPAT, Santanu; KREIN, Philip T. Formulation of PID Control for DC–DC Converters Based on Capacitor Current: A Geometric Context. IEEE Transactions on Power Electronics, [s. l.], vol. 27, no 3, p. 1424–1432, 2012.

KELLER, Günter; LASCU, Dan; MYRZIK, J. M.A. State-space control structures for buck converters with/without input filter. 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, [s. l.], vol. 2005, 2005. Disponível em: Acesso em: 4 jul. 2024.

KHAN, Usama Tariq; ZIA, Muhammad Fahad. Smart city technologies, key components, and its aspects. 4th International Conference on Innovative Computing, ICIC 2021, [s. l.], 2021. Disponível em: Acesso em: 18 jun. 2024.

KWANG-HWA LIU; FRED C. LEE. Topological constraints on basic PWM converters. 1988. Anais [...]. [S. l.]: [s. d.], 1988. Disponível em: <https://ieeexplore-ieee.org.ez46.periodicos.capes.gov.br/document/18130>. Acesso em: 10 mar. 2024.

LENK, Ron. Practical Design of Power Supplies. [S. l.]: [s. d.], 2005. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/book/5264214>. Acesso em: 26 jul. 2024.

LOPES, João P A *et al.* TÉCNICA DE CONTROLE ADAPTATIVO PARA CONVERSORES CC-CC UTILIZANDO REALIMENTAÇÃO DE VARIÁVEIS DE ESTADO. peteletricaufu.com.br JPA Lopes, AC Ribeiro, BMA Ribeiro, LCG Freitas peteletricaufu.com.br, [s. l.], 2016. Disponível em: https://peteletricaufu.com.br/static/ceel/doc/artigos/artigos2016/ceel2016_artigo082_r01.pdf. Acesso em: 6 jul. 2024.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, Slobodan. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. [s. l.], p. 18–34, 1976. Disponível em: Acesso em: 5 out. 2024.

MURATA. Polymer Capacitor Basics (Part 1): What Is a Polymer Capacitor? | Murata Manufacturing Articles. [S. l.], 2023. Disponível em: <https://article.murata.com/en-global/article/polymer-capacitor-basics-part-1>. Acesso em: 10 jan. 2025.

NANDANWAR, Ankit *et al.* Continuous Control Set Model Predictive Control of Tri-state Boost Converter. 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2023, [s. l.], p. 2699–2705, 2023. Disponível em: Acesso em: 2 jul. 2024.

NASCIMENTO, Monique R *et al.* Comparação de Controladores Pids Robustos Otimizados Para Aplicação em Conversores de Potência. Eletrônica de

Potência, [s. l.], vol. 26, no 1, p. 104–114, 2021. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/158>. Acesso em: 21 jul. 2024.

OGATA, Katsuhiko. Modern control engineering. [S. l.]: Prentice-Hall, 2010.

ONU. [S. l.], 2015. Disponível em: <https://unric.org/pt/Objetivos-de-Desenvolvimento-Sustentavel/>. Acesso em: 14 jun. 2024.

PARISI, Carmen. Voltage Regulator Design and Optimization for High-Current, Fast-Slew-Rate Load Transients. [S. l.]: [s. d.], 2020. Disponível em: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup391/slup391.pdf>. Acesso em: 2 jan. 2024.

SAHU, Biranchinath; RINCON-MORA, Gabriel A. A low voltage, dynamic, noninverting, synchronous buck-boost converter for portable applications. IEEE Transactions on Power Electronics, [s. l.], vol. 19, no 2, p. 443–452, 2004. Disponível em: Acesso em: 23 jun. 2024.

SAVITHRAMMA, R M; ASHWINI, B P; SUMATHI, R. Smart Mobility Implementation in Smart Cities: A Comprehensive Review on State-of-art Technologies. [s. l.], p. 10–17, 2022. Disponível em: Acesso em: 18 jun. 2024.

TAN, Rodney H.G.; HOO, Landon Y.H. DC-DC converter modeling and simulation using state space approach. 2015 IEEE Conference on Energy Conversion, CENCON 2015, [s. l.], p. 42–47, 2015. Disponível em: Acesso em: 2 jul. 2024.

TRENDS | TRACKING SDG 7. [S. l.], [s. d.]. Disponível em: <https://trackingsdg7.esmap.org/time>. Acesso em: 14 jun. 2024.

TYMERSKI, Richard; VORPERIAN, Vatche6. GENERATION, CLASSIFICATION AND ANALYSIS OF SWITCHED-MODE DC-TO-DC CONVERTERS BY THE USE OF CONVERTER CELLS. 1986. Anais [...]. [S. l.]: [s. d.], 1986. Disponível em: <https://ieeexplore-ieee-org.ez46.periodicos.capes.gov.br/document/4794425>. Acesso em: 10 mar. 2024.

VAN ROY, Roland. Application Note DC/DC Converter Testing with Fast Load Transient. [S. l.]: [s. d.], 2023.

VIDOR, Dalton Luiz Rech. CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONVERSORES ESTÁTICOS HÍBRIDOS EMPREGANDO O CONCEITO DE SIMILARIDADE POR FONTES. 2019. - UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA, [s. l.], 2019.

WILLIAMS, Barry W. Generation and analysis of canonical switching cell DC-to-DC converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, [s. l.], vol. 61, no 1, p. 329–346, 2014.

XU, Xiaoru; WU, Xiaobo. High dimming ratio LED driver with fast transient boost converter. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, [s. l.], p. 4192–4195, 2008. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4592613>. Acesso em: 22 jun. 2024.

YAO, Kaiwei; REN, Yuancheng; LEE, Fred C. Critical bandwidth for the load transient response of voltage regulator modules. IEEE Transactions on Power Electronics, [s. l.], vol. 19, no 6, p. 1454–1461, 2004. Disponível em: Acesso em: 5 jul. 2024.

ZHANG, Zhe *et al.* Analysis and design of bi-directional DC-DC converter in extended run time DC UPS system based on fuel cell and supercapacitor. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, [s. l.], p. 714–719, 2009. Disponível em: Acesso em: 22 jun. 2024.

ZHU, Shiqiang *et al.* Intelligent Computing: The Latest Advances, Challenges and Future. Intelligent Computing, [s. l.], 2022.

APÊNDICE A – PROJETO DOS ESFORÇOS NAS CHAVES



Projeto dos Esforços - Conversor Buck Histerese

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2026-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Janeiro/2026

☐—Especificações—

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 12 \text{ V}$
Potência de Saída:	$P_o := 48 \text{ W}$
Indutor:	$L_o := 217 \text{ }\mu\text{H}$
Capacitor:	$C_o := 204 \text{ }\mu\text{F}$
Resistência de Carga:	$R_o := 3 \text{ }\Omega$
Frequência de Chaveamento:	$f_s := 75 \text{ kHz}$
Período:	$T_s := \frac{1}{f_s} = 1,3333 \cdot 10^{-5} \text{ s}$
Variação de Corrente:	$\Delta_{i_o} := 3,68 \text{ A}$
Variação de Tensão:	$\Delta_{v_o} := 1,2 \text{ V}$
Rendimento:	$\eta := 95 \text{ \%}$
Relação Entrada/Saída:	$D := \frac{V_o}{V_i} = 0,5$
Corrente de Entrada:	$I_{in} := \frac{P_o}{V_i \cdot \eta} = 2,1053 \text{ A}$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 4 \text{ A}$

☐—Dados das Chaves IRFP 3306—

Resistência de canal:	$R_{dsON} := 3,3 \text{ m}\Omega$
Capacitância de saída:	$C_{oss} := 500 \text{ pF}$
Tempo de Subida:	$t_x := 76 \text{ ns}$
Tempo de Descida:	$t_f := 77 \text{ ns}$
Tensão Dreno:	$V_{DS} := 60 \text{ V}$
Corrente de Dreno:	$I_D := 160 \text{ A}$
Potência de Dissipação:	$P_D := 230 \text{ W}$

 ☐—Projeto dos esforços na Chaves

Tensão máxima sobre a Chave: $V_s := V_i = 24 \text{ V}$

Corrente média sobre a Chave Superior: $I_{sm} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_o \, dx = 2 \text{ A}$

Corrente média sobre a Chave Inferior: $I_{sm} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_o \, dx = 2 \text{ A}$

Corrente eficaz sobre a Chave Superior: $I_{se} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_o^2 \, dx} = 2,8284 \text{ A}$

Corrente eficaz sobre a Chave Inferior: $I_{se} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_o^2 \, dx} = 2,8284 \text{ A}$

Corrente pico sobre a Chave: $I_{sp} := I_o + \frac{\Delta_{io}}{2} = 5,84 \text{ A}$

Potência de pico sobre a Chave: $P_{sp} := V_s \cdot I_{sp} = 140,16 \text{ W}$

Perdas por condução: $P_{swCond} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_o^2 \cdot R_{dsON} \, dx = 0,0528 \text{ W}$

Perdas por Comutação chave ON: $P_{swON} := \frac{1}{2} \cdot I_o \cdot V_o \cdot t_r \cdot f_s + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_o^2 \cdot f_s = 0,1395 \text{ W}$

Perdas por Comutação chave OFF: $P_{swOFF} := \frac{1}{2} \cdot I_o \cdot V_o \cdot t_f \cdot f_s = 0,1386 \text{ W}$

Perdas Totais: $P_{swTot} := P_{swCond} + P_{swON} + P_{swOFF} = 0,3309 \text{ W}$



Projeto dos Esforços - Conversor Boost Histerese

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2026-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Janeiro/2026

☐—Especificações

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 48 \text{ V}$
Potência de Saída:	$P_o := 48 \text{ W}$
Indutor:	$L_o := 579 \text{ }\mu\text{H}$
Capacitor:	$C_o := 38 \text{ }\mu\text{F}$
Resistência de Carga:	$R_o := 48 \text{ }\Omega$
Frequência de Chaveamento:	$f_s := 75 \text{ kHz}$
Período:	$T_s := \frac{1}{f_s} = 1,3333 \cdot 10^{-5} \text{ s}$
Variação de Corrente:	$\Delta_{i_o} := 0,92 \text{ A}$
Variação de Tensão:	$\Delta_{v_o} := 4,8 \text{ V}$
Rendimento:	$\eta := 95 \text{ \%}$
Relação Entrada/Saída:	$D := 1 - \frac{V_i}{V_o} = 0,5$
Corrente de Entrada:	$I_{in} := \frac{P_o}{V_i \cdot \eta} = 2,1053 \text{ A}$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1 \text{ A}$

☐—Dados das Chaves IRF 840

Resistência de canal:	$R_{dsON} := 850 \text{ m}\Omega$
Capacitância de saída:	$C_{oss} := 310 \text{ pF}$
Tempo de Subida:	$t_r := 23 \text{ ns}$
Tempo de Descida:	$t_f := 20 \text{ ns}$
Tensão Dreno:	$V_{DS} := 100 \text{ V}$
Corrente de Dreno:	$I_D := 5 \text{ A}$
Potência de Dissipação:	$P_D := 125 \text{ W}$

 ☐—Projeto dos esforços na Chaves

Tensão máxima sobre a Chave: $V_s := V_o = 48 \text{ V}$

Corrente média sobre a Chave Superior: $I_{sm} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_{in} \, dx = 1,0526 \text{ A}$

Corrente média sobre a Chave Inferior: $I_{sm} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_{in} \, dx = 1,0526 \text{ A}$

Corrente eficaz sobre a Chave Superior: $I_{se} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_{in}^2 \, dx} = 1,4886 \text{ A}$

Corrente eficaz sobre a Chave Inferior: $I_{se} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_{in}^2 \, dx} = 1,4886 \text{ A}$

Corrente pico sobre a Chave: $I_{sp} := I_{in} + \frac{\Delta_{io}}{2} = 2,5653 \text{ A}$

Potência de pico sobre a Chave: $P_{sp} := V_s \cdot I_{sp} = 123,1326 \text{ W}$

Perdas por condução: $P_{swCond} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{in}^2 \cdot R_{dsON} \, dx = 3,7673 \text{ W}$

Perdas por Comutação chave ON: $P_{swON} := \frac{1}{2} \cdot I_{in} \cdot V_o \cdot t_r \cdot f_s + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_o^2 \cdot f_s = 0,1139 \text{ W}$

Perdas por Comutação chave OFF: $P_{swOFF} := \frac{1}{2} \cdot I_{in} \cdot V_o \cdot t_f \cdot f_s = 0,0758 \text{ W}$

Perdas Totais: $P_{swTot} := P_{swCond} + P_{swON} + P_{swOFF} = 3,957 \text{ W}$



Projeto dos Esforços - Conversor BuckBoost Histerese

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2026-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Janeiro/2026

☐—Especificações

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 48 \text{ V}$
Potência de Saída:	$P_o := 48 \text{ W}$
Indutor:	$L_o := 579 \text{ }\mu\text{H}$
Capacitor:	$C_o := 38 \text{ }\mu\text{F}$
Resistência de Carga:	$R_o := 48 \text{ }\Omega$
Frequência de Chaveamento:	$f_s := 75 \text{ kHz}$
Período:	$T_s := \frac{1}{f_s} = 1,3333 \cdot 10^{-5} \text{ s}$
Variação de Corrente:	$\Delta_{i_o} := 0,92 \text{ A}$
Variação de Tensão:	$\Delta_{v_o} := 4,8 \text{ V}$
Rendimento:	$\eta := 95 \text{ \%}$
Relação Entrada/Saída:	$D := \frac{V_o}{V_i + V_o} = 0,6667$
Corrente de Entrada:	$I_{in} := \frac{P_o}{V_i \cdot \eta} = 2,1053 \text{ A}$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1 \text{ A}$
Corrente no Indutor Média:	$I_{L_{avg}} := I_{in} + I_o = 3,1053 \text{ A}$

☐—Dados das Chaves IRP 3306

Resistência de canal:	$R_{dsON} := 3,3 \text{ m}\Omega$
Capacitância de saída:	$C_{oss} := 500 \text{ pF}$
Tempo de Subida:	$t_r := 76 \text{ ns}$
Tempo de Descida:	$t_f := 77 \text{ ns}$
Tensão Dreno:	$V_{DS} := 60 \text{ V}$
Corrente de Dreno:	$I_D := 160 \text{ A}$
Potência de Dissipação:	$P_D := 230 \text{ W}$

 ☐—Projeto dos esforços na Chaves

Tensão máxima sobre a Chave:

$$V_s := V_i + V_o = 72 \text{ V}$$

Corrente média sobre a Chave Superior:

$$I_{sm} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} IL_{avg} \, dx = 2,0702 \text{ A}$$

Corrente média sobre a Chave Inferior:

$$I_{sm} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} IL_{avg} \, dx = 1,0351 \text{ A}$$

Corrente eficaz sobre a Chave Superior:

$$I_{se} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} IL_{avg}^2 \, dx} = 2,5354 \text{ A}$$

Corrente eficaz sobre a Chave Inferior:

$$I_{se} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} IL_{avg}^2 \, dx} = 1,7928 \text{ A}$$

Corrente pico sobre a Chave:

$$I_{sp} := IL_{avg} + \frac{\Delta_{io}}{2} = 3,5653 \text{ A}$$

Potência de pico sobre a Chave:

$$P_{sp} := V_s \cdot I_{sp} = 256,6989 \text{ W}$$

Perdas por condução:

$$P_{swCond} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} IL_{avg}^2 \cdot R_{dsON} \, dx = 0,0318 \text{ W}$$

Perdas por Comutação chave ON:

$$P_{swON} := \frac{1}{2} \cdot IL_{avg} \cdot V_o \cdot t_r \cdot f_s + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_o^2 \cdot f_s = 0,468 \text{ W}$$

Perdas por Comutação chave OFF:

$$P_{swOFF} := \frac{1}{2} \cdot IL_{avg} \cdot V_o \cdot t_f \cdot f_s = 0,4304 \text{ W}$$

Perdas Totais:

$$P_{swTot} := P_{swCond} + P_{swON} + P_{swOFF} = 0,9302 \text{ W}$$

APÊNDICE B – SCRIPT DE MODELAGEM DOS CONVERSORES

```
% Modelo CA Conversor BUCK %
% Dissertação
% Giovan Mecabô

clear all
close all
clc

%% Definicao dos componentes do conversor%
Vin = 24;
fs = 75e3;
D = 0.5;
D_ = (1-D);
L1 = 217e-6;
C1 = 204e-6;
RLoad = 3;
Vo = Vin*D;

%% Matrices do modelo por Espaço de Estados
K = [L1 0;0 C1];
U = Vin;

% Etapa 1 --> SW=on
Aon = [0 -1;1 -1/RLoad];
Bon = [1;0];
Con = [1 0;0 1];
Eon = [0;0];

% Etapa 2 --> SW=off
Aoff = [0 -1;1 -1/RLoad];
Boff = [0;0];
Coff = [1 0;0 1];
Eoff = [0;0];

%% Definicao das Matrices Medias
A = D*Aon + D_*Aoff;
B = D*Bon + D_*Boff;
C = D*Con + D_*Coff;
E = D*Eon + D_*Eoff;

%Calculo dos Valores Medios
X = -inv(A)*B*U
Y = (-C*inv(A)*B+E)*U

%% Forma Padrao de Representacao em Espaco de Estados
Ap = inv(K)*A
Bp = [inv(K)*B inv(K)*((Aon-Aoff)*X+(Bon-Boff)*U)]
Cp = C
Ep = [E ((Con-Coff)*X+(Eon-Eoff)*U)]

sys=ss(Ap,Bp,Cp,Ep)

%% Conversao para funcao transferencia%
% G=i/d (linha 1) e v/d (linha 2)
[num,den] = ss2tf(Ap,Bp,Cp,Ep,2);
Gid = tf(num(1,:),den)
Gvd = tf(num(2,:),den)

% G=i/u (linha 1) e v/u (linha 2)
[num2,den2] = ss2tf(Ap,Bp,Cp,Ep,1);
Giu = tf(num2(1,:),den2)
Gvu = tf(num2(2,:),den2)

%step(Gvd)
Hv = 0.00735; %1,8/24V
sisotool(Gvd,1,Hv)
```

```

% Modelo CA Conversor BOOST %
% Dissertação
% Giovan Mecabó

clear all
close all
clc

%% Definicao dos componentes do conversor%
Vin = 24;
fs = 75e3;
D = 0.4667;
D_ = (1-D);
L1 = 2740e-6;
C1 = 47e-6;
RLoad = 101;

%% Matrices do modelo por Espaço de Estados
K = [L1 0; 0 C1];
U = Vin;

% Etapa 1 --> SW=on
Aon = [0 0; 0 -1/RLoad];
Bon = [1; 0];
Con = [1 0; 0 1];
Eon = [0; 0];

% Etapa 2 --> SW=off
Aoff = [0 -1; 1 -1/RLoad];
Boff = [1; 0];
Coff = [1 0; 0 1];
Eoff = [0; 0];

%% Definicao das Matrices Medias
A = D*Aon + D_*Aoff;
B = D*Bon + D_*Boff;
C = D*Con + D_*Coff;
E = D*Eon + D_*Eoff;

% Calculo dos Valores Medios
X = -inv(A)*B*U
Y = (-C*inv(A)*B + E)*U

%% Forma Padrao de Representacao em Espaco de Estados
Ap = inv(K)*A
Bp = [inv(K)*B inv(K)*((Aon-Aoff)*X + (Bon-Boff)*U)]
Cp = C
Ep = [E ((Con-Coff)*X + (Eon-Eoff)*U)]
sys = ss(Ap, Bp, Cp, Ep)

%% Conversao para funcao transferencia%
% G=i/d (linha 1) e v/d (linha 2)
[num, den] = ss2tf(Ap, Bp, Cp, Ep, 2);
Gid = tf(num(1,:), den)
Gvd = tf(num(2,:), den)

% G=i/u (linha 1) e v/u (linha 2)
[num2, den2] = ss2tf(Ap, Bp, Cp, Ep, 1);
Giu = tf(num2(1,:), den2)
Gvu = tf(num2(2,:), den2)

Hv = 0.0148;
sisotool(Gvd, 1, Hv);

%% Testes
%rlocus(Gvd)
%rlocus(Gvd)
%step(Gvd)
%bode(Gvd)

```

```

% Modelo CA Conversor BUCKBOOST %
% Dissertação
% Giovan Mecabô
clear all
close all
clc

%% Definicao dos componentes do conversor%
Vin = 24;
fs = 75e3;
D = 0.6522;
D_ = (1-D);
L1 = 2748e-6;
C1 = 47e-6;
RLoad = 101;

%% Matrices do modelo por Espaço de Estados
K = [L1 0; 0 C1];
U = Vin;

% Etapa 1 --> SW=on
Aon = [0 0; 0 -1/RLoad];
Bon = [1; 0];
Con = [1 0; 0 1];
Eon = [0; 0];

% Etapa 2 --> SW=off
Aoff = [0 1; -1 -1/RLoad];
Boff = [0; 0];
Coff = [1 0; 0 1];
Eoff = [0; 0];

%% Definicao das Matrices Medias
A = D*Aon + D_*Aoff;
B = D*Bon + D_*Boff;
C = D*Con + D_*Coff;
E = D*Eon + D_*Eoff;

%Calculo dos Valores Medios
X = -inv(A)*B*U
Y = (-C*inv(A)*B+E)*U

%% Forma Padrao de Representacao em Espaco de Estados
Ap = inv(K)*A
Bp = [inv(K)*B inv(K)*((Aon-Aoff)*X+(Bon-Boff)*U)]
Cp = C
Ep = [E ((Con-Coff)*X+(Eon-Eoff)*U)]
sys=ss(Ap,Bp,Cp,Ep)

%% Conversao para funcao transferencia%
% G=i/d (linha 1) e v/d (linha 2)
[num,den] = ss2tf(Ap,Bp,Cp,Ep,2);
Gid = tf(num(1,:),den)
Gvd = tf(num(2,:),den)
% G=i/u (linha 1) e v/u (linha 2)
[num2,den2] = ss2tf(Ap,Bp,Cp,Ep,1);
Giu = tf(num2(1,:),den2)
Gvu = tf(num2(2,:),den2)

%step(Gvd)
Hv = 0.0148;
sisotool(Gvd,1,Hv)

```

APÊNDICE C – PROJETO DOS COMPENSADORES

Projeto Compensador por MG e MF - Buck



Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Mestrando: Giovan Mecabô

Trimestre: 2026-1

Joinville - Janeiro/2026

☐ — Especificações —

Tensão de Entrada: $V_i := 24 \text{ V}$

Tensão de Saída: $V_o := 12 \text{ V}$

Indutor: $L_o := 2740 \text{ } \mu\text{H}$

Capacitor: $C_o := 47 \text{ } \mu\text{F}$

Resistência de Carga: $R_o := 28,8 \text{ } \Omega$

Frequência de Chaveamento: $f_s := 75 \text{ kHz}$

Frequência de Corte: $\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{10} = 47123,8898 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ Uma década abaixo da frequência de chaveamento

Margem de Fase: $\phi_{mf} := 60$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad j := \sqrt{-1}$$

☐ — Cálculos —

Função de transferência: $G_{vd}(\omega) := \frac{V_i}{L_o \cdot C_o \cdot (j \cdot \omega)^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot j \cdot \omega + 1} = (-0,0008 - 1,3158 \cdot 10^{-6} \cdot j) \text{ V}$

Ganho do Modulador: $K_{pwm} := 1$

Ganho do Sensor: $K_v := \frac{1}{V_o + (50 \% \cdot V_o)} = 0,0556 \frac{\text{S}}{\text{A}}$

FT de Laço aberto: $F_{TLA}_{NC}(\omega) := K_{pwm} \cdot G_{vd}(\omega) \cdot K_v$

Modelo Padrão PI

Frequência de Corte: $\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{10} = 47123,8898 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ $C(s) := K_c \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right)$

Margem de Fase: $MF := \phi_{mf} \cdot \frac{\pi}{180}$

Frequência do Zero: $\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan \left(MF - \frac{\pi}{2} - \arg \left(F_{TLA}_{NC}(\omega_c) \right) \right)} = -78734,1812 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$

Ganho Proporcional: $K_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \cdot \frac{1}{|F_{TLA}_{NC}(\omega_c)|} = 109,7783$

Frequência de Ressonância: $\omega_0 := \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} = 2786,6074 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$

Tempo de Integração: $T_i := \frac{1}{\omega_z} = -1,2701 \cdot 10^{-5} \text{ s}$

Ganho Integral: $K_i := K_c \cdot \omega_z = -8,6433 \cdot 10^6$

Fator de verificação: $k := \frac{\omega_c}{\omega_0} = 16,9108$

```

if (k > 0,01) ^ (k ≤ 0,5)
  sistema := "Planta ainda tem fase próxima de 0° a -45°"
else
  if (k > 0,5) ^ (k ≤ 1)
    sistema := "Planta perdeu muita fase"
  else
    if (k > 1) ^ (k ≤ 2)
      sistema := "Planta perto de -120° a -150°"
    else
      if k > 2
        sistema := "PI não consegue fornecer a fase necessaria"
      else
        sistema := "erro"

```

sistema = "PI não consegue fornecer a fase necessaria"



Projeto Compensador por MG e MF - Buck Cascata

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Mestrando: Giovan Mecabô

Trimestre: 2026-1

Joinville - Janeiro/2026

—Especificações—

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 12 \text{ V}$
Indutor:	$L_o := 2742 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitor:	$C_o := 47 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de Carga:	$R_o := 28,8 \text{ } \Omega$
Resistência de Carga inv:	$R_{inv_o} := \frac{R_o}{1 - 92 \%} = 360 \text{ } \Omega$
Frequência de Chaveamento:	$f_s := 75 \text{ kHz}$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad j := \sqrt{-1}$$

—Calculos—

Função de transferência Corrente:	$G_{id}(\omega) := \frac{V_i \cdot \left(C_o \cdot (j \cdot \omega) + \frac{1}{R_o} \right)}{L_o \cdot C_o \cdot (j \cdot \omega)^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot (j \cdot \omega) + 1} = (1,0175 \cdot 10^{-9} - 0,0186 \cdot j) \text{ A}$
Ganho do Modulador:	$K_{pwm} := 1$
Corrente maxima para o sensor:	$I_{sensor} := \frac{V_o}{R_o} = 0,4167 \text{ A}$
Ganho do Sensor:	$K_i := \frac{1}{I_{sensor} + (50 \% \cdot I_{sensor})} = 1,6 \cdot \frac{1}{\text{A}}$
FT de Laço aberto:	$FTLA_{i_NC}(\omega) := K_{pwm} \cdot G_{id}(\omega) \cdot K_i$
Frequência de Corte:	$\omega_{ci} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{10} = 47123,8898 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Margem de Fase para a Tensão:	$\Phi_{mfi} := 90$
Margem de Fase:	$MF_i := \Phi_{mfi} \cdot \frac{\pi}{180}$
Frequência do Zero:	$\omega_{zi} := \frac{\omega_{ci}}{\tan \left(MF_i - \frac{\pi}{2} - \arg \left(FTLA_{i_NC}(\omega_{ci}) \right) \right)} = 2,5899 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Ganho Proporcional:	$K_{ci} := \frac{\omega_{ci}}{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}} \cdot \frac{1}{ FTLA_{i_NC}(\omega_{ci}) } = 3,3532$
Tempo de Integração:	$T_{ii} := \frac{1}{\omega_{zi}} = 0,3861 \text{ s}$

Modelo Padrão PI

$$C(s) := K_c \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right)$$

Ganho Integral:

$$K_{ii} := K_{ci} \cdot \omega_{zi} = 8,6843$$

Função de Transferencia Tensão:

$$G_{vi}(\omega) := \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot (j \cdot \omega) + 1}$$

Ganho do Sensor:

$$K_v := \frac{1}{V_o + (50 \% \cdot V_o)} = 0,0556 \frac{\text{S}}{\text{A}}$$

FT de Laço aberto:

$$FTLA_{v_NC}(\omega) := \frac{1}{K_i} \cdot G_{vi}(\omega) \cdot K_v$$

Frequência de Corte:

$$\omega_{cv} := \frac{\omega_{ci}}{10} = 4712,389 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Margem de Fase para a corrente:

$$\phi_{mf_v} := 90$$

Margem de Fase:

$$MF_v := \phi_{mf_v} \cdot \frac{\pi}{180}$$

Frequência do Zero:

$$\omega_{zv} := \frac{\omega_{cv}}{\tan\left(MF_v - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTLA_{v_NC}(\omega_{cv})\right)\right)} = 738,7707 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Ganho Proporcional:

$$K_{cv} := \frac{\omega_{cv}}{\sqrt{\omega_{cv}^2 + \omega_{zv}^2}} \cdot \frac{1}{\left|FTLA_{v_NC}(\omega_{cv})\right|} = 6,3787$$

Tempo de Integração:

$$T_{iv} := \frac{1}{\omega_{zv}} = 0,0014 \text{ s}$$

Ganho Integral:

$$K_{iv} := K_{cv} \cdot \omega_{zv} = 4712,389$$



Projeto Compensador por MG e MF - Boost

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2026-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Janeiro/2026

☐ — Especificações

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 45 \text{ V}$
Duty Cycles:	$D := 1 - \frac{V_i}{V_o} = 0,4667$
Indutor:	$L_o := 2740 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitor:	$C_o := 47 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de Carga:	$R_o := 101,25 \text{ } \Omega$
Frequência de Chaveamento:	$f_s := 75 \text{ kHz}$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad j := \sqrt{-1}$$

☐ — Calculos

Zero Semiplano Direito:	$\omega_{zRPH} := \frac{R_o \cdot (1-D)^2}{L_o} = 10510,9489 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
-------------------------	---

Ft Boost: Erickson	$G_{vd}(\omega) := \frac{V_o}{1-D} \cdot \frac{1 - \frac{j \cdot \omega}{\omega_{zRPH}}}{\left(\frac{j \cdot \omega}{\sqrt{\frac{1-D}{L_o \cdot C_o}}} \right)^2 + \left(\frac{j \cdot \omega}{(1-D) \cdot R_o \cdot \sqrt{\frac{C_o}{L_o}}} \cdot \left(\frac{1-D}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \right) \right) + 1} = (-0,0009 + 0,0376 \cdot i) \text{ V}$
--------------------	---

Frequência de Corte:	$\omega_c := \frac{\omega_{zRPH}}{8} = 1313,8686 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ usar entre 3 e 10
----------------------	--

Ganho do Modulador:	$K_{pwm} := 1$
---------------------	----------------

Ganho do Sensor com folga de 50%	$K_v := \frac{1}{V_o + (50 \% \cdot V_o)} = 0,0148 \frac{\text{S}}{\text{A}}$	Modelo Padrão PI
----------------------------------	---	------------------

FT de Laço aberto:	$FTLA_{NC}(\omega) := K_{pwm} \cdot G_{vd}(\omega) \cdot K_v$	$C(s) := K_c \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right)$ $C(s) := K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{Ti} \right)$
--------------------	---	--

Frequência de Ressonância:	$\omega_o := \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} = 2786,6074 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
----------------------------	--

Fator relação ressonancia LC do Zero:	$\alpha := 0,1$
---------------------------------------	-----------------

$\alpha < 1$ zero bem abaixo da ressonancia
 $\alpha = 1$ zero proximo da ressonancia
 $\alpha = 0,1$ e $\alpha = 0,2$ mais robusto
 $\alpha > 0,3$ mais sensível

Frequência do Zero:	$\omega_z := \alpha \cdot \omega_o = 278,6607 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
---------------------	--

Ganho Proporcional:

$$K_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \cdot \frac{1}{\left| FTLA_{NC}(\omega_c) \right|} = 0,1954$$

Tempo de Integração:

$$T_i := \frac{1}{\omega_z} = 0,0036 \text{ s}$$

Ganho Integral:

$$K_i := K_c \cdot \omega_z = 54,4637$$

Fator de verificação:

$$k := \frac{\omega_c}{\omega_{ZRPH}} = 0,125$$

```

if (k > 0,01) ^ (k ≤ 0,2)
    sistema := "fase ainda controlavel"
else
    if (k > 0,2) ^ (k ≤ 0,4)
        sistema := "fase degradada"
    else
        if k > 0,4
            sistema := "PI não compensa o atraso de fase"
        else
            sistema := "erro"
sistema = "fase ainda controlavel"

```



Projeto Compensador por MG e MF - Buck-Boost

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2026-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Janeiro/2026

☐ — Especificações

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := (-45) \text{ V}$
Duty Cycles:	$D := \frac{ V_o }{V_i + V_o } = 0,6522$
Indutor:	$L_o := 2740 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitor:	$C_o := 47 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de Carga:	$R_o := 101,25 \text{ } \Omega$
Frequência de Chaveamento:	$f_s := 75 \text{ kHz}$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad j := \sqrt{-1}$$

☐ — Calculos

Zero Semiplano Direito:	$\omega_{zRPH} := \frac{R_o \cdot (1-D)^2}{D \cdot L_o} = 6854,9667 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
-------------------------	--

Ft Buck-Boost: Erickson	$G_{vd}(\omega) := \frac{V_o}{D \cdot (1-D)^2} \cdot \frac{1 - \frac{j \cdot \omega}{\omega_{zRPH}}}{\left(\frac{j \cdot \omega}{\left(\frac{1-D}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \right)} \right)^2 + \left(\frac{j \cdot \omega}{\left((1-D) \cdot R_o \cdot \sqrt{\frac{C_o}{L_o}} \right) \cdot \left(\frac{1-D}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \right)} \right) + 1} = (0,0025 - 0,1659 \cdot j) \text{ V}$
-------------------------------	--

Frequência de Corte:	$\omega_c := \frac{\omega_{zRPH}}{10} = 685,4967 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
----------------------	---

usar entre 3 e 10

Ganho do Modulador:	$K_{pwm} := 1$
---------------------	----------------

Modelo Padrão PI

Ganho do Sensor com folga de 50%	$K_v := \frac{1}{V_o + (50 \% \cdot V_o)} \cdot (-1) = 0,0148 \frac{\text{S}}{\text{A}}$ $C(s) := K_c \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right)$
----------------------------------	--

FT de Laço aberto:	$FTLA_{NC}(\omega) := K_{pwm} \cdot G_{vd}(\omega) \cdot K_v$ $C(s) := K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i} \right)$
--------------------	--

Frequência de Ressonância:	$\omega_0 := \frac{1-D}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} = 969,2548 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
----------------------------	---

Fator relação ressonancia LC do Zero:	$\alpha := 0,3333$
---------------------------------------	--------------------

zero do PI é 33% do da frequência natural

Frequência do Zero:	$\omega_z := \omega_0 \cdot \alpha = 323,0526 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
---------------------	--

Ganho Proporcional:

$$K_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \cdot \frac{1}{\left| FTLA_{NC}(\omega_c) \right|} = 0,0557$$

Tempo de Integração:

$$T_i := \frac{1}{\omega_z} = 0,0031 \text{ s}$$

Ganho Integral:

$$K_i := K_c \cdot \omega_z = 17,9919$$

Fator de verificação:

$$k := \frac{\omega_c}{\omega_{ZRPH}} = 0,1$$

```

if (k > 0,01) ^ (k ≤ 0,2)
    sistema := "fase ainda controlavel"
else
    if (k > 0,2) ^ (k ≤ 0,4)
        sistema := "fase degradada"
    else
        if k > 0,4
            sistema := "PI não compensa o atraso de fase"
        else
            sistema := "erro"

```

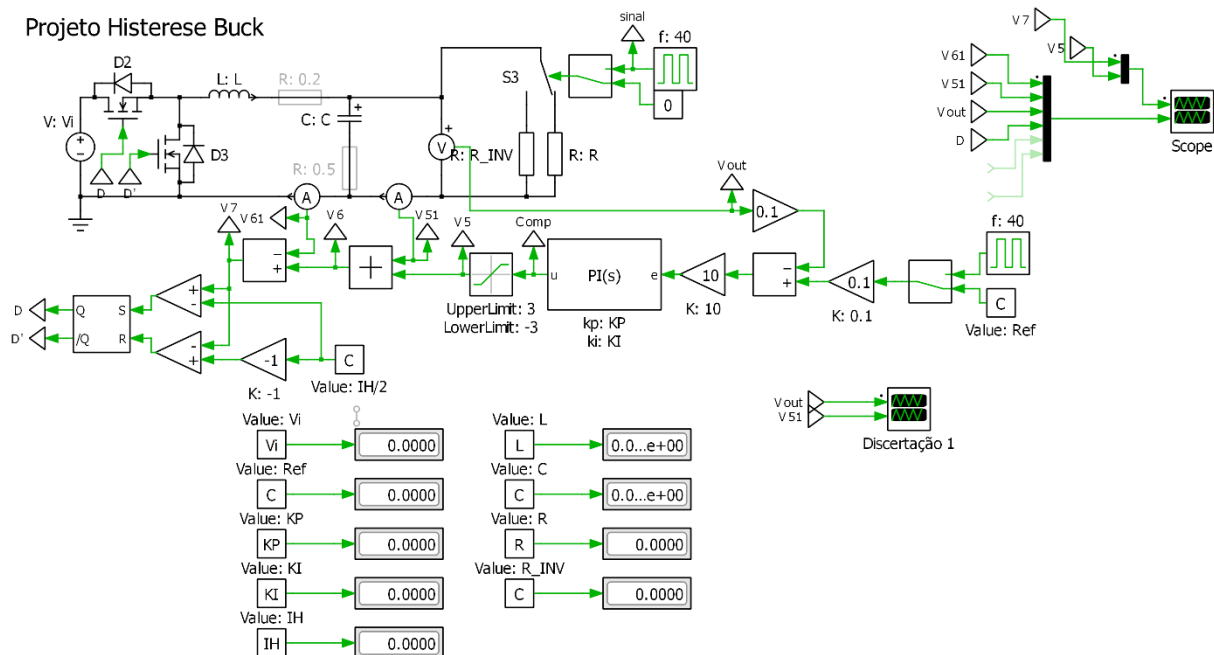
```

sistema = "fase ainda controlavel"

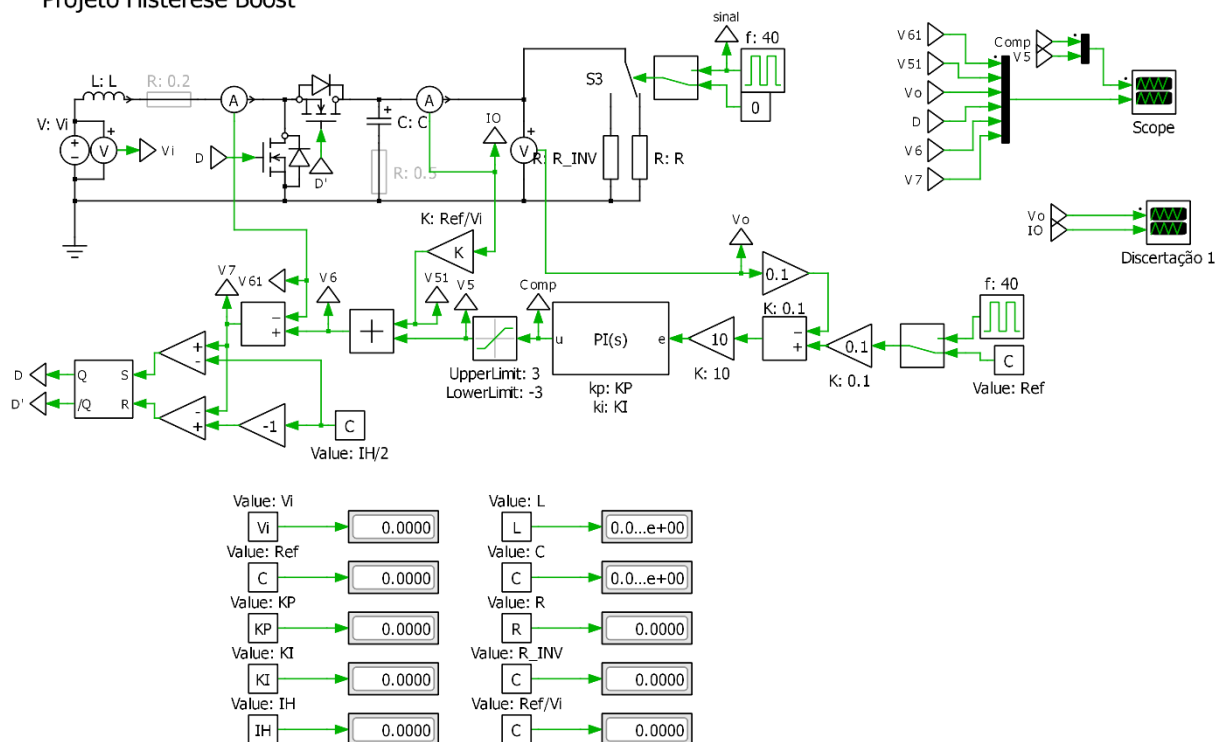
```

APÊNDICE D – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO

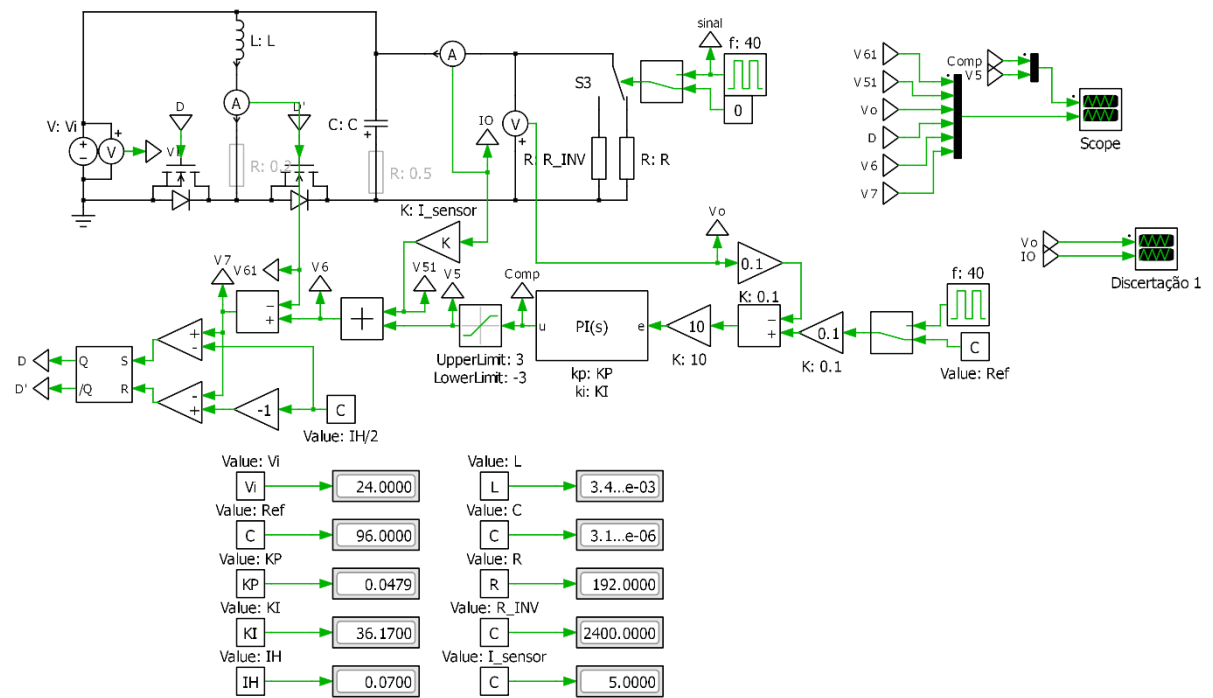
Projeto Histerese Buck



Projeto Histerese Boost



Projeto Histerese BuckBoost



APÊNDICE E – ROTEIRO DE PROJETO CONVERSOR

Projeto Conversor Buck Histerese



Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2025-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Março/2025

☐—Especificações—

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 12 \text{ V}$
Potência de Saída:	$P_o := 48 \text{ W}$
Frequência de Comutação:	$f_s := 75 \text{ kHz}$
Variação de Corrente durante o transitório:	$\Delta_{I\%} := 92 \%$
Variação de Tensão durante o transitório:	$\Delta_{V\%} := 10 \%$

☐—Cálculos Preliminares—

Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 4 \text{ A}$
Variação de Corrente:	$\Delta I := I_o \cdot \Delta_{I\%} = 3,68 \text{ A}$
Variação de tensão:	$\Delta V := V_o \cdot \Delta_{V\%} = 1,2 \text{ V}$
Resistência de Carga:	$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 3 \text{ } \Omega$
Resistência de Carga Min:	$R_{min_o} := \frac{R_o}{1 - \Delta_{I\%}} = 37,5 \text{ } \Omega$

☐—Cálculos de Saída—

Ajuste de Quantidade de Ciclos		$P_p = 5$
Tempo máximo de variação:	$\Delta_t := \frac{P_p}{f_s} = 66,6667 \text{ } \mu\text{s}$	

☐—Determinação do ΔV_L —

Determinação do ΔV_L	$\text{if } (V_i - V_o) < V_o$ $\Delta V_L := V_i - V_o$ else $\Delta V_L := V_o$	Para não sobrecarregar o undershoot o ΔV_L para de aumentar quando a diferença entre entrada e saída é maior que o valor de saída.
Tensão disponível transitório	$\Delta V_L = 12 \text{ V}$	

 ☐ — Cálculos dos Componentes

Indutor: $L := \frac{\Delta V L \cdot \Delta_t}{\Delta I} = 217,3913 \text{ } \mu\text{H}$

Capacitor: $C_o := \frac{\Delta I \cdot \Delta_t}{\Delta V} = 204,4444 \text{ } \mu\text{F}$

Tempo de integração: $T_i := 2 \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_o} \right) = 2,6492 \text{ ms}$

Frequência de ressonância: $F_r := \frac{1}{\left(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_o} \right)} = 754,9382 \text{ Hz}$

Ganho Proporcional: $K_P := \frac{\Delta I}{\Delta V} = 3,0667$

Ganho Integral: $K_i := \frac{K_P}{T_i} = 1157,5719$

 ☐ — Cálculos de Confirmação

Histerese de oscilação: $\Delta I_H := \frac{1}{f_s \cdot L \cdot \left(\frac{1}{V_i - V_o} + \frac{1}{V_o - 0} \right)} = 0,368 \text{ A}$

Oscilação máxima de tensão: $\Delta V_H := \frac{\Delta I_H}{8 \cdot f_s \cdot C_o} = 3 \text{ mV}$



Projeto Conversor Boost Histerese

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2025-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Março/2025

☐—Especificações—

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 48 \text{ V}$
Potência de Saída:	$P_o := 48 \text{ W}$
Frequência de Comutação:	$f_s := 75 \text{ kHz}$
Variação de Corrente durante o transitório:	$\Delta_{I\%} := 92 \%$
Variação de Tensão durante o transitório:	$\Delta_{V\%} := 10 \%$

☐—Calculos Preliminares—

Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1 \text{ A}$
Variação de Corrente:	$\Delta I := I_o \cdot \Delta_{I\%} = 0,92 \text{ A}$
Variação de tensão:	$\Delta V := V_o \cdot \Delta_{V\%} = 4,8 \text{ V}$
Resistência de Carga:	$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 48 \Omega$
Resistência de Carga Min:	$Rmin_o := \frac{R_o}{1 - \Delta_{I\%}} = 600 \Omega$

☐—Calculos de Saída—

Ajuste de Quantidade de Ciclos		$P_p = 5$
Tempo máximo de variação:	$\Delta_t := \frac{P_p}{f_s} = 66,6667 \mu\text{s}$	

☐—Determinação do ΔVL —

Determinação do ΔVL	$\text{if } (V_o - V_i) < V_i$ $\Delta VL := V_o - V_i$ else $\Delta VL := V_i$
Tensão disponível transitório	$\Delta VL = 24 \text{ V}$

 ☐ — Cálculos dos Componentes

Indutor:

$$L := \frac{\frac{\Delta V_L \cdot \Delta_t}{V_o}}{\frac{\Delta I}{V_i} + 1} = 579,7101 \text{ } \mu\text{H}$$

Capacitor:

$$C_o := \frac{\Delta I \cdot 3 \cdot \Delta_t}{\Delta V} = 38,3333 \text{ } \mu\text{F}$$

Tempo de integração:

$$T_i := 2 \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_o} \right) = 1,8733 \text{ ms}$$

Ganho Proporcional:

$$K_p := \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0,1917$$

Ganho Integral:

$$K_i := \frac{K_p}{T_i} = 102,3159$$

Ganho Sensor:

$$K_{Io} := \frac{V_o}{V_i} = 2 \quad 0,7 \text{ correção no dsp}$$

 ☐ — Cálculos de Confirmação

Histerese de oscilação:

$$\Delta I_H := \frac{1 - \frac{V_i}{V_o}}{f_s \cdot L \cdot \left(\frac{1}{V_i - 0} \right)} = 0,276 \text{ A}$$

Oscilação máxima de tensão:

$$\Delta V_H := \frac{I_o \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_o} \right)}{f_s \cdot C_o} = 173,913 \text{ mV}$$



Projeto Conversor BuckBoost Histerese

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2025-1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Março/2025

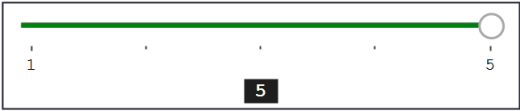
—Especificações—

Tensão de Entrada:	$V_i := 24 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 48 \text{ V}$
Potência de Saída:	$P_o := 48 \text{ W}$
Frequência de Comutação:	$f_s := 75 \text{ kHz}$
Variação de Corrente durante o Transitório:	$\Delta_{I\%} := 92 \%$
Variação de Tensão durante o Transitório:	$\Delta_{V\%} := 10 \%$

—Calculos Preliminares—

Duty Cycles:	$D_c := \frac{V_o}{V_i + V_o} = 0,6667$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1 \text{ A}$
Variação de Corrente:	$\Delta I := I_o \cdot \Delta_{I\%} = 0,92 \text{ A}$
Variação de tensão:	$\Delta V := V_o \cdot \Delta_{V\%} = 4,8 \text{ V}$
Resistência de Carga:	$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 48 \Omega$
Resistência de Carga Min:	$R_{min_o} := \frac{R_o}{1 - \Delta_{I\%}} = 600 \Omega$

—Calculos de Saída—

Ajuste de Quantidade de Ciclos		$P_p = 5$
Tempo máximo de variação:	$\Delta_t := \frac{P_p}{f_s} = 66,6667 \mu\text{s}$	

—Determinação do ΔV_L —

Determinação do ΔV_L	$\begin{aligned} &\text{if } V_i < V_o \\ &\quad \Delta V_L := V_i \\ &\text{else} \\ &\quad \Delta V_L := V_o \end{aligned}$
Tensão disponível transitório	$\Delta V_L = 24 \text{ V}$

 ☐ — Calculos dos Componentes —

Indutor: $L := \frac{\Delta V L \cdot \Delta_t}{\Delta I \cdot 3} = 579,7101 \text{ } \mu\text{H}$

Capacitor: $C_o := \frac{\Delta I \cdot 3 \cdot \Delta_t}{\Delta V} = 38,3333 \text{ } \mu\text{F}$

Tempo de integração: $T_i := 2 \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_o} \right) = 1,8733 \text{ ms}$

Ganho Proporcional: $K_P := \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0,1917$

Ganho Integral: $K_i := \frac{K_P}{T_i} = 102,3159$

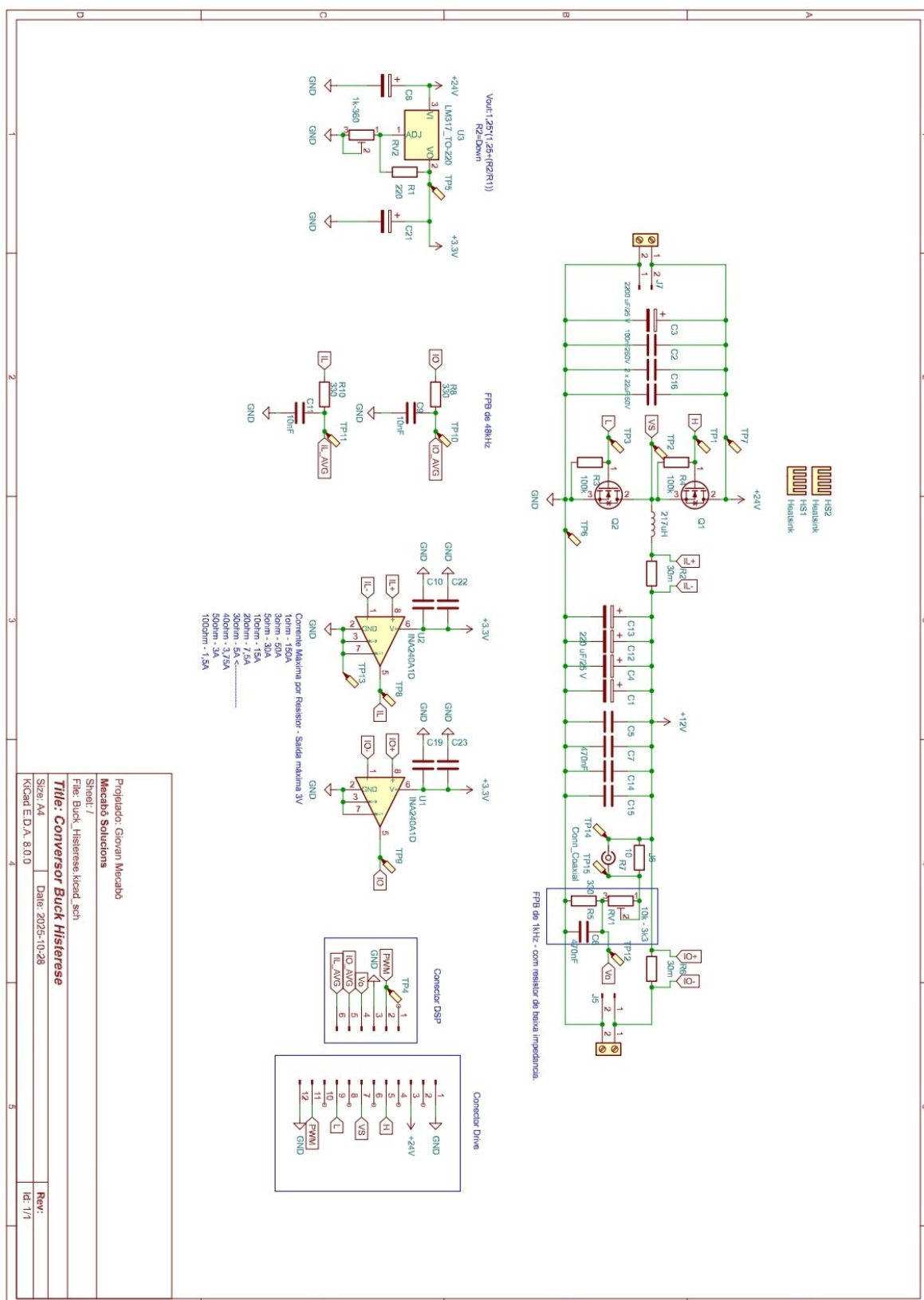
Ganho Sensor: $K_{Io} := \frac{V_o + V_i}{V_i} = 3$

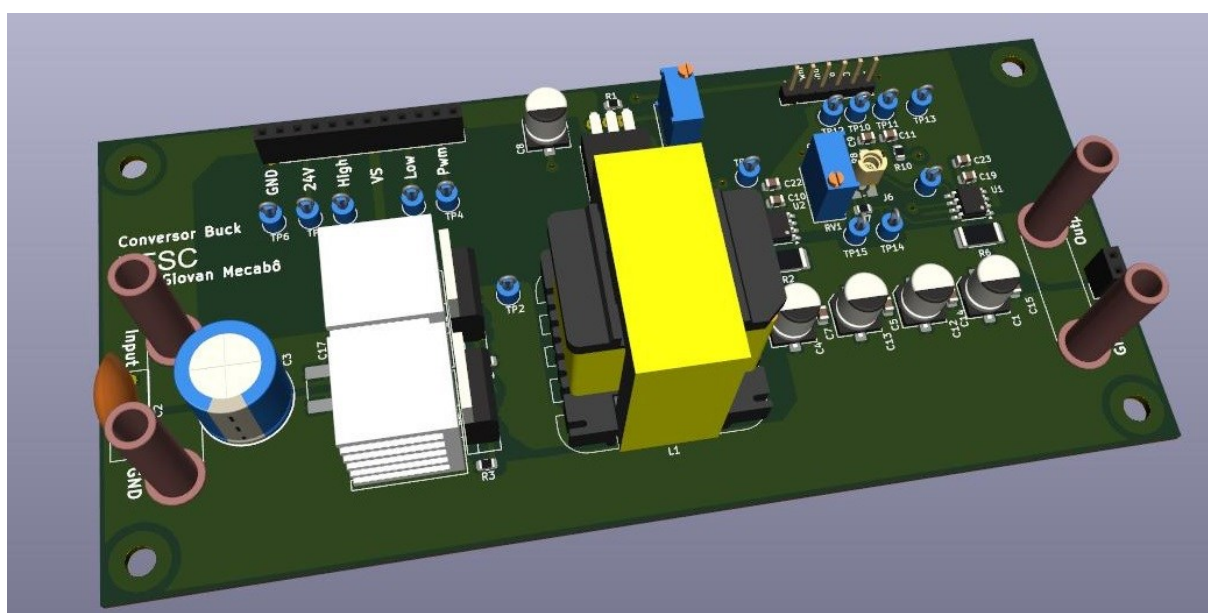
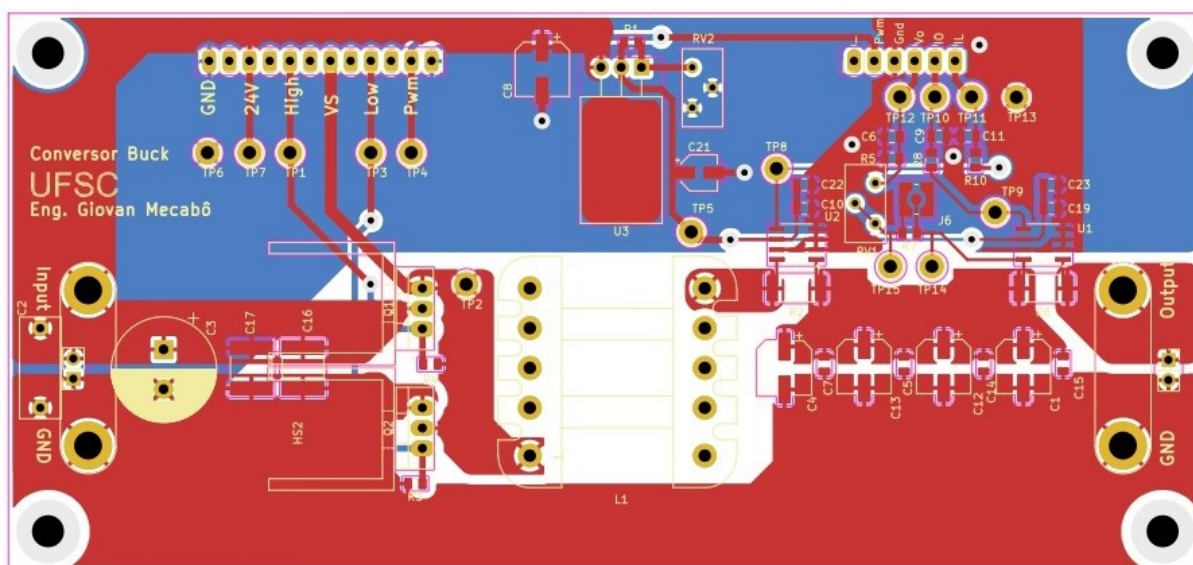
 ☐ — Calculos de Confirmação —

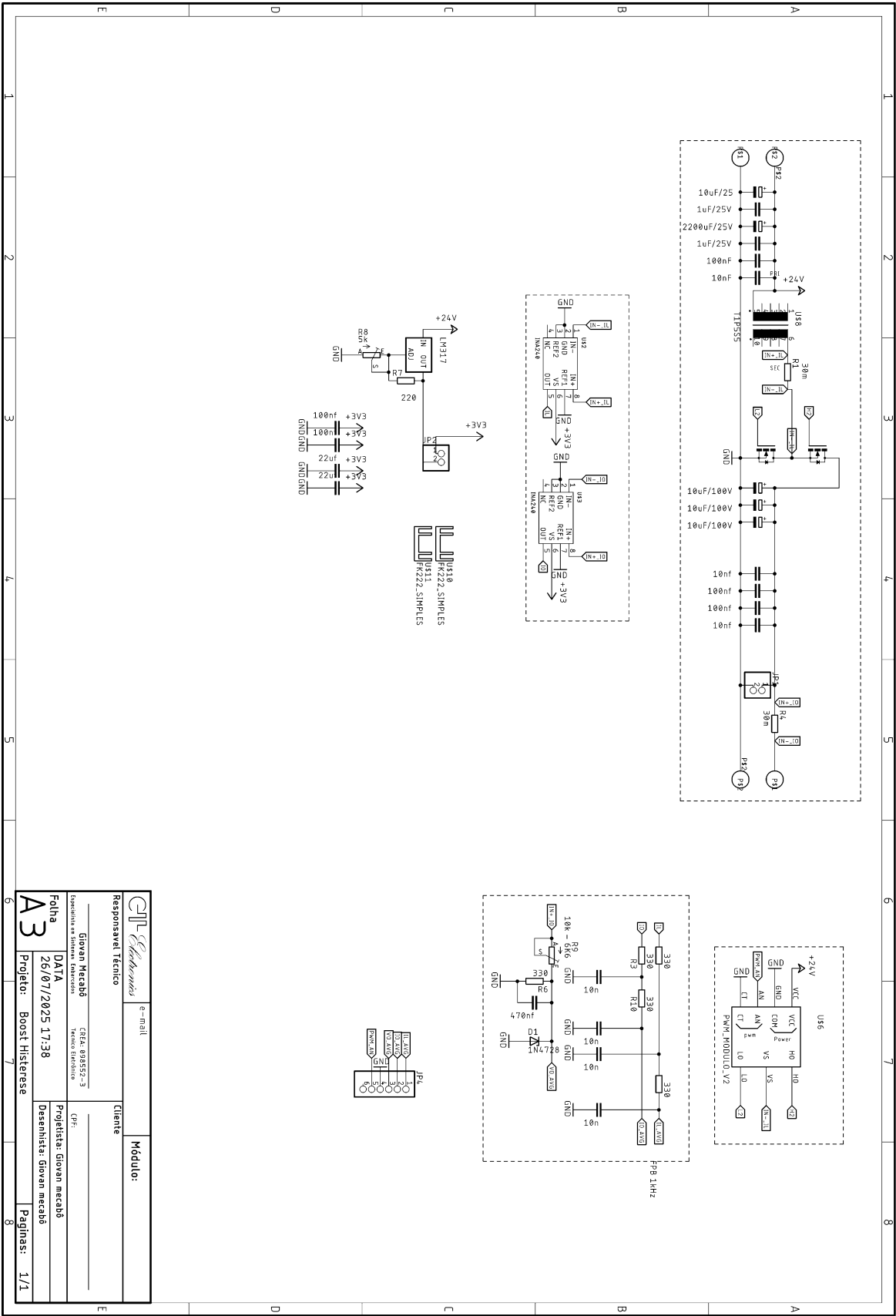
Histerese de oscilação: $\Delta I_H := \frac{V_o}{L \cdot f_s} = 1,104 \text{ A}$

Oscilação máxima de tensão: $\Delta V_H := \frac{D_c \cdot I_o}{C_o \cdot f_s} = 0,2319 \text{ V}$

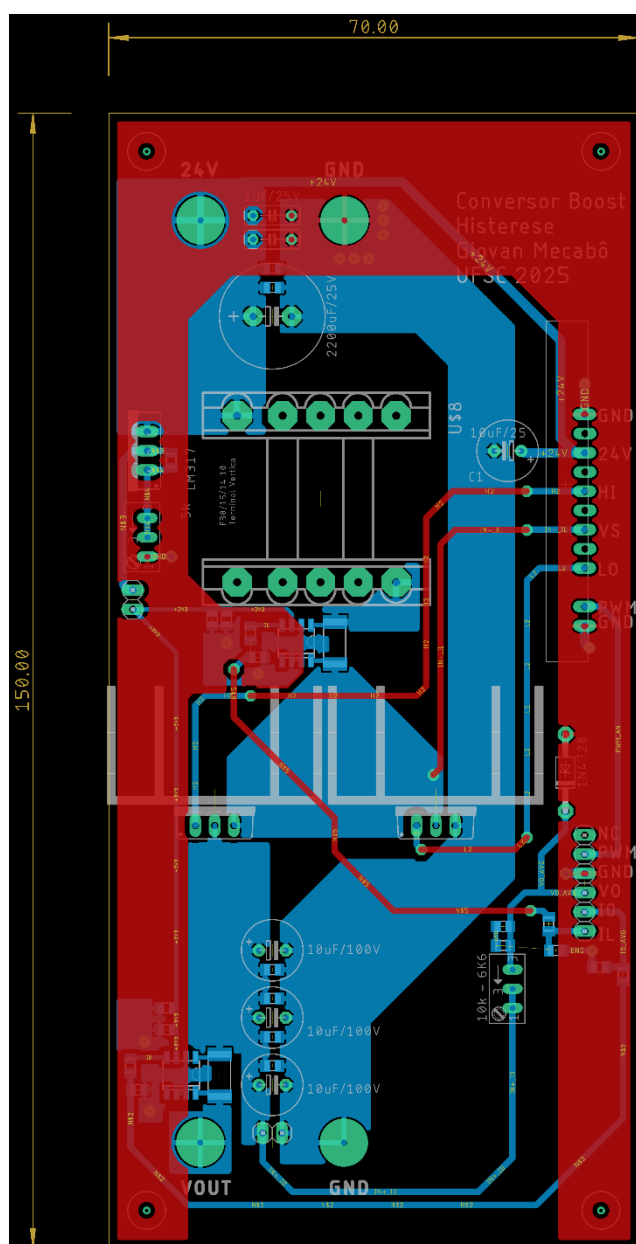
APÊNDICE F – ESQUEMÁTICOS E PCBS DOS CONVERSORES







GIL <i>Electronics</i>		e-mail		Módulo:	
Responsável Técnico		Cliente			
Giovani Macabó		CRPA: 098552-3			
Especialista em Sistemas Eletrônicos		Técnico Eletrônico			
Folha		DATA		Projetista: Giovani Macabó	
A3		26/07/2025 17:38		Desenhista: Giovani Macabó	
Projeto: Boost Histerese		7		Paginas: 1/1	



APÊNDICE G – CÓDIGO DSP BUCK

```

//Microcos BUCK
//Desenvolvido por Steven Verasho
#include "Peripheral_Setup.h"
#include "math.h"
uint32_t contador = 0;
float IL = 0;
float IO = 0;
float VO = 0;
float V02 = 0;
float out = 0; // mais rapido
float IH = 0.02; //Req Ref 0.04 //Req Ref 0.01 //Carga 0.1
float sat = 0.25; //Req Ref 0.05 //Req Ref 0.05 //Carga 0.1
float Setpoint = 12;
float SP = 0;
float Kp = 1;
float Ki = 1157;
float Kd = 0;
float Tn = 1.000000; //us
float fs = 1000000; //us
float CV = 0;
float CV1 = 0;
float erro_V = 0;
float erro1 = 0;
float erro2 = 0;
uint controle = 0; //variavel para acionamento
float Ajuste_IL = 1; //ajuste do IL
float Ajuste_ST = 1;
float Ganho_Vo = 1; //0.1
float Ganho_xVo = 1; //1
float Ganho_IL_Conversor_AD = 0.0022;
float Ganho_IO_Conversor_AD = 0.0022;
float Ganho_VO_Conversor_AD = 0.0025;

__interrupt void isr_cpu_timer(void);
__interrupt void isr_adc(void); //tempo de interrupção do adc

uint main(void){
    InitSysCtrl(); // Initialize System Control;

    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.PCLKCR0.bit.CPUTIMER0 = 1;
    EDIS;

    DINT;
    InitPieCtrl(); // Disable CPU Interrupts
    // Initialize the PIE control registers to their default
state
    IRR = 0x0000; // Disable CPU Interrupts
    IFR = 0x0000; // Clear all CPU interrupt flags;
    InitPieVectTable(); // Initialize the PIE vector table

    Setup_GPIO1();
    Setup_eMNC();
    Setup_ADC();

    LALL0W;
    PieVectTable.TIMER0_INT0 = &isr_cpu_timer;
    PieVectTable.ADC0_INT0 = &isr_adc; //passado o endereço para a tabela de interrupção
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; //Timer 0
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1; //ADC
    EDIS;
    TFR |= M_INT1;

    InitCpuTimers(); //Inicializa
    ConfigCpuTimer(&cpuTimer0, 200, 1); //configura o timer em 1 us
    CpuTimerRegs.TCR.all = 0x0001;

    LINT1;
    EINTM; // Enable Global Interrupt IMR
    // Enable Global real-time interrupt DSCR
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPI034 = 1; //Led Vermelho
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI031 = 0; //Led Azul
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPI048 = 0; //Acionamento
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI014 = 0; //Monitor Timer
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPI011 = 0; //Monitor ADC
    while(1){
        // for(contador = 0; contador < 80000000; contador++){
        // }
        //GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI014 = 1;
        //GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI014 = 0;
    }
    return 0;
}

__interrupt void isr_cpu_timer(void){
    if(contador==fs){ //fs
        GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPI011 = 1; //Acus
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI014 = 1; //Vermelho
        Setpoint = Setpoint-Ajuste_ST;
        contador=0;
    }
    if(contador==fs*5){ //fs
        Setpoint = Setpoint+Ajuste_ST;
    }
    contador++;

    //GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPI014 = 1; //Controle sendo executado em IMR pino 74
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI014 = 1; //us
    //
    IL = (((int)AdcResultRegs.ADCRESUL10)*Ganho_IL_Conversor_AD); //3.3/4895
    IO = (((int)AdcResultRegs.ADCRESUL11)*Ganho_IO_Conversor_AD); //2.3/4895
    VO = (((int)AdcResultRegs.ADCRESUL12)*Ganho_VO_Conversor_AD); //24/4895

    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //Clear INT1 flag

    //
    V02=HB*Ganho_Vo;
    SP= Setpoint*Ganho_Vo;
    erro_V = (SP-V02)*Ganho_xVo;

    //CV = (CV1+(Kp*(1+Ts*(Kd/Tn)))*erro_V)+(-Kp*(2*Kd/Tn)*erro1)+((Kd/Tn)*erro2); //F stava muito lenta
    CV = CV1+(Kp*(1+Ts*(Kd*fs))*erro_V)+(-Kp*(2*Kd*fs)*erro1)+((Kd*fs)*erro2);
    U(CheSat);
    CV=err;
    }
    U(CheSat){
        CV=sat;
    }
    out=(CV*(IO))-((IL*A)juste_IL);

    if(out>IH){
        GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPI040 = 1;
        controle=1;
    }
    if(out<IH){
        GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPI040 = 0;
        controle=0;
    }
    CV1=CV;
    erro2=erro1;
    erro1=erro_V;

    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI014 = 0;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

__interrupt void isr_adc(void){ //Leitura ADC em IMR
    //GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPI011 = 1; //pino 75
    //-----
    //
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI011 = 1;
    IL = (((int)AdcResultRegs.ADCRESUL10)*Ganho_IL_Conversor_AD); //3.3/4895
    IO = (((int)AdcResultRegs.ADCRESUL11)*Ganho_IO_Conversor_AD); //2.3/4895
    VO = (((int)AdcResultRegs.ADCRESUL12)*Ganho_VO_Conversor_AD); //24/4895

    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPI011 = 0;
    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
    //-----
    //
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

```

APÊNDICE H – PROJETO DOS INDUTORES

Projeto do Indutor Buck



Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Mestrando: Giovan Mecabô

Dissertação

Trimestre: 2025 - 1

Joinville - Janeiro/2025

☐—Especificações

Tensão de Entrada: $V_i := 24 \text{ V}$ Tensão de Saída: $V_o := 12 \text{ V}$ Corrente do Projeto: $I := 5 \text{ A}$ Indutância Pretendida: $L_p := 217 \text{ }\mu\text{H}$ Frequência do Projeto $f_s := 75 \text{ kHz}$ Fator de Utilização: $k_u := 0,7$

EE 0,7..0,8 Toroide 0,2..0,3

Densidade de Fluxo Magnetico: $B_{sat} := 0,3 \text{ T}$

Torton fala em 0,5

Magnatec fala em 0,39 a 100°C

Densidade de Corrente: $J_{sat} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Pode-se adotar 450 para pequenas ondulações - livro do Ivo pg. 105

Permeabilidade Magnetica do Ar $\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$

☐—Calculos Intermediarios

Ondulação de Corrente: $\Delta_{IL} := \frac{(V_i - V_o) \cdot \frac{V_o}{V_i}}{L_p \cdot f_s} = 0,3687 \text{ A}$ Corrente de Pico: $\hat{I} := I + \frac{\Delta_{IL}}{2} = 5,1843 \text{ A}$ Energia Armazenada: $W_n := L_p \cdot \hat{I}^2 = 0,0058 \text{ J}$

☐—Especificação do Material

AeAw Calculado $AeAw := \frac{L_p \cdot \hat{I} \cdot I}{B_{sat} \cdot J_{sat} \cdot k_u} = 0,5952 \text{ cm}^4$

☐—Escolha do Nucleo

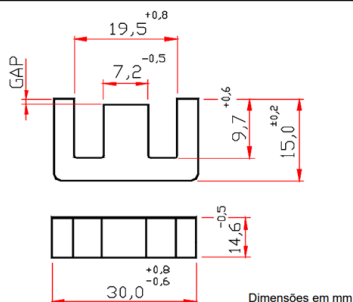
Nucleo escolhido

NEE-30/15/14

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma l/A$	0,55	mm ⁻¹
l_e	67,0	mm
A_e	122,0	mm ²
A_{min}	---	mm ²
V_e	8174,0	mm ³

Peso Aprox. (pg) 21,0 g



Dimensões em mm

Aw do nucleo escolhido	$A_w := 0,85 \text{ cm}^2$	lívro o ivo
Ae do nucleo escolhido	$A_e := 1,2 \text{ cm}^2$	
Valor Médio por Volta:	$MLT := 6,8 \text{ cm}$	
AeAw do nucleo escolhido	$AeAw_{nucleo} := A_w \cdot A_e = 1,02 \text{ cm}^4$	
Numero de Voltas	$N_{voltas} := \frac{L_p \cdot \hat{I}}{B_{sat} \cdot A_e} = 31,25$	
Entreferro	$E_{ferro} := \frac{N_{voltas}^2 \cdot A_e \cdot \mu_0}{L_p} = 0,6786 \text{ mm}$	
Comprimento do Fio:	$L_f := N_{voltas} \cdot MLT = 2,125 \text{ m}$	

Anotações:

☐ Bitola dos cabos

Frequência:	$f_s := 75 \text{ kHz}$
Corrente do Projeto:	$I := 5 \text{ A}$
Condutibilidade do cobre:	$\sigma := 58000000 \frac{\text{S}}{\text{m}}$
Permeabilidade no Vacuo:	$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$
Velocidade Angular:	$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_s = 4,7124 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Profundidade de penetração:	$\delta := \sqrt{\frac{2}{\sigma \cdot \mu_0 \cdot \omega}} = 0,2413 \text{ mm}$
Condutor com diametro menor que:	$Diam := 2 \cdot \delta = 0,4826 \text{ mm}$
Área necessaria:	$A_{nec} := \frac{I}{J_{sat}} = 0,0111 \text{ cm}^2$
Fio escolhido AWG:	$Fio := 26$
Área do Fio escolhido:	$A_{esc} := 0,0013 \text{ cm}^2$
Numero de Fios escolhido:	$N_f := \frac{A_{nec}}{A_{esc}} = 8,547$
Comprimento do Fio Final:	$L_{ff} := L_f \cdot N_f = 18,1624 \text{ m}$



Projeto do Indutor Boost

Dissertação

Professor: Dr. Dalton Luiz Rech Vidor

Trimestre: 2026 - 1

Mestrando: Giovan Mecabô

Joinville - Janeiro/2026

☐—Especificações

Tensão de Entrada: $V_i := 24 \text{ V}$

Tensão de Saída: $V_o := 48 \text{ V}$

Corrente do Projeto: $I := 1,5 \text{ A}$

Referencia livro ivo pagina 105

Indutância Pretendida: $L_p := 579 \text{ }\mu\text{H}$

Frequência do Projeto $f_s := 75 \text{ kHz}$

Fator de Utilização: $k_u := 0,7$ E 0,7 ..0,7 Tor. 0,2..0,3

Densidade de Fluxo Magnetico: $B_{sat} := 0,3 \text{ T}$ Torton fala em 0,5
Magnatec fala em 0,39 a 100°C

Densidade de Corrente: $J_{sat} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ Pode-se adotar 450 para pequenas
ondulações - livro do ivo

Permeabilidade Magnetica do Ar $\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$

☐—Calculos Intermediarios

Ondulação de Corrente: $\Delta_{IL} := \frac{1 - \frac{V_i}{V_o}}{f_s \cdot L_p \cdot \left(\frac{1}{V_i - 0} \right)} = 0,2763 \text{ A}$

Corrente de Pico: $\hat{I} := I + \frac{\Delta_{IL}}{2} = 1,6382 \text{ A}$

Energia Armazenada: $W_n := L_p \cdot \hat{I}^2 = 0,0016 \text{ J}$

☐—Especificação do Material

AeAw calculado $AeAw := \frac{L_p \cdot \hat{I} \cdot I}{B_{sat} \cdot J_{sat} \cdot k_u} = 0,1506 \text{ cm}^4$

☐ Escolha do Núcleo

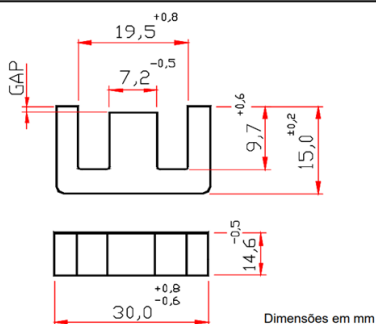
Núcleo escolhido

NEE-30/15/14

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

ΣVA	0,55	mm ⁻¹
Le	67,0	mm
A_e	122,0	mm ²
A_{min}	- - -	mm ²
Ve	8174,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 21,0 g



Dimensões em mm

Aw do núcleo escolhido

$$A_w := 0,85 \text{ cm}^2$$

Ae do núcleo escolhido

$$A_e := 1,2 \text{ cm}^2$$

livro o ivo

Valor Médio por Volta:

$$MLT := 6,8 \text{ cm}$$

AeAw do núcleo escolhido

$$AeAw_{nucleo} := A_w \cdot A_e = 1,02 \text{ cm}^4$$

Número de Voltas

$$N_{voltas} := \frac{L_p \cdot \hat{I}}{B_{sat} \cdot A_e} = 26,3472$$

Entreferro

$$E_{ferro} := \frac{N_{voltas}^2 \cdot A_e \cdot \mu_0}{L_p} = 0,1808 \text{ mm}$$

Comprimento do Fio:

$$L_f := N_{voltas} \cdot MLT = 1,7916 \text{ m}$$

Anotações:

☐ Bitola dos cabos

Frequência:

$$f_s := 75 \text{ kHz}$$

Corrente do Projeto:

$$I := 1,5 \text{ A}$$

Condutibilidade do cobre:

$$\sigma := 58000000 \frac{\text{S}}{\text{m}}$$

Permeabilidade no Vácuo:

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

Velocidade Angular:

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_s = 4,7124 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Profundidade de penetração:

$$\delta := \sqrt{\frac{2}{\sigma \cdot \mu_0 \cdot \omega}} = 0,2413 \text{ mm}$$

Condutor com diâmetro menor que:

$$Diam := 2 \cdot \delta = 0,4826 \text{ mm}$$

Densidade de corrente:

$$B := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Área necessária:

$$A_{nec} := \frac{I}{B} = 0,0033 \text{ cm}^2$$

Fio escolhido AWG:

$$Fio := 28$$

Área do Fio escolhido:	$A_{esc} := 0,0008 \text{ cm}^2$
------------------------	----------------------------------

Numero de Fios escolhido:	$N_f := \frac{A_{nec}}{A_{esc}} = 4,1667$
---------------------------	---

Comprimento do Fio Final:	$L_{ff} := L_f \cdot N_f = 7,465 \text{ m}$
---------------------------	---

APÊNDICE I – LICENÇAS



Giovan Mecabô

Licenças**David Pierre** <pierre@plexim.com>

15 de fevereiro de 2024 às 11:12

Para: Giovan Mecabô

Dear Mr. Mecabo,

Please make a license request at <https://plexim.com/store/students>

Use the Code and your '@ufsc.br' email address.

Regards,

Olá Sr. Mecabo,

Faça uma solicitação de licença em <https://plexim.com/store/students>

Utilize o código e seu e-mail '@ufsc.br'.

Cumprimentos,

David Pierre
Inside Sales Representative
Phone + 617-209-2125
pierre@plexim.com
www.plexim.com