



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO, DE CIÊNCIAS EXATAS E EDUCAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE CONTROLE, AUTOMAÇÃO E
COMPUTAÇÃO (CAC)
CURSO ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Carlos Eduardo Novelletto Ricardo

**Conversor CC/CC abaixador de tensão – *BUCK*: Dimensionamento, controle e
otimização de modelos**

Blumenau
2025

Carlos Eduardo Novelletto Ricardo

Conversor CC/CC abaixador de tensão – *BUCK*: Dimensionamento, controle e otimização de modelos.

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação do Centro Tecnológico, de Ciências Exatas e Educação da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Adão Boava

Blumenau

2025

Novelletto Ricardo, Carlos Eduardo

Conversor CC/CC abaixador de tensão - BUCK:

Dimensionamento, controle e otimização de modelos / Carlos Eduardo Novelletto Ricardo ; orientador, Adão Boava, 2025.

81 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Blumenau,
Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Blumenau,
2025.

Inclui referências.

1. Engenharia de Controle e Automação. 2. Eletrônica de
potência. 3. BUCK. 4. Função de transferência. 5.
Controle. I. Boava, Adão. II. Universidade Federal de
Santa Catarina. Graduação em Engenharia de Controle e
Automação. III. Título.

Carlos Eduardo Novelletto Ricardo

Conversor CC/CC abaixador de tensão – *BUCK*: Dimensionamento, controle e otimização de modelos

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação e aprovado em sua forma final pelo Curso Engenharia de Controle e Automação.

Blumenau, 10 de dezembro de 2025.

Banca examinadora

Insira neste espaço
a assinatura

Prof. Adão Boava, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

Orientador

Insira neste espaço
a assinatura

Prof. Tiago Davi Curi Busarello, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

Insira neste espaço
a assinatura

Prof. Ebrahim Samer El Youssef, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

AGRADECIMENTOS

Agradecimento ao professor Adão Boava pelo apoio e disponibilidade e também à minha família.

RESUMO

A eletrônica de potência é um campo da engenharia que se dedica ao estudo do controle e da conversão de energia elétrica, por meio da utilização de dispositivos semicondutores de potência, bem como de componentes passivos, como capacitores e indutores. Essa área tem ampla aplicação em diversas tecnologias, incluindo veículos elétricos, fontes de energia renovável, sistemas computacionais, entre outros.

Este trabalho tem como objetivo o estudo do conversor *BUCK*, amplamente empregado na redução de tensão contínua. São analisados o princípio de funcionamento, o dimensionamento dos componentes e as metodologias utilizadas para a obtenção da função de transferência do sistema. Além disso, é apresentado o projeto de um controlador proporcional-integral (PI), aplicado tanto ao controle de tensão quanto à estrutura em cascata para controle de corrente e tensão.

Por fim, são realizados experimentos práticos com o uso de kits de desenvolvimento, a fim de validar o desempenho do controle implementado em um conversor real, bem como otimizar as funções de transferência envolvidas no sistema.

Palavras-chave: Eletrônica de potência; *BUCK*; Função de transferência; Controle; Controle em cascata.

ABSTRACT

Power electronics is a field of engineering dedicated to the study of electrical energy control and conversion using power semiconductor devices, as well as passive components such as capacitors and inductors. This field has broad applications in various technologies, including electric vehicles, renewable energy sources, computer systems, and more.

This paper examines the BUCK converter, widely used for DC voltage reduction. The operating principle, component sizing, and methodologies used to obtain the system's transfer function are analyzed. Furthermore, the design of a proportional-integral (PI) controller is presented, applying it to both voltage control and a cascaded structure for current and voltage control.

Finally, practical experiments are carried out using development kits to validate the performance of the control implemented in a real converter, as well as to optimize the transfer functions involved in the system.

Keywords: Power electronics; BUCK; Transfer function; Control; Cascaded control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Modelo comutado do conversor <i>BUCK</i>	21
Figura 2 - Modelo de controle em cascata.	25
Figura 3 - Circuito do conversor <i>BUCK</i> . Modelo Comutado com sensores de tensão e corrente	32
Figura 4 - Circuito do conversor <i>BUCK</i> com chave fechada.	32
Figura 5 - Circuito do conversor <i>BUCK</i> com chave aberta.....	33
Figura 6 - Tensão no indutor do conversor <i>BUCK</i> em regime permanente.....	33
Figura 7 - Corrente no indutor do conversor <i>BUCK</i> em regime permanente.....	34
Figura 8 – <i>Ripple</i> da Corrente do indutor Δi_L	37
Figura 9 – <i>Ripple</i> Tensão de saída $\Delta V (V_o)$	38
Figura 10 - Tensão de saída (V_o) em regime permanente do conversor.	38
Figura 11 - Corrente Média no indutor i_{Lavg} em regime permanente.	39
Figura 12 - Corrente Média na chave (i_{Swavg}) em laranja de pico (i_{Swpk}) em azul.	39
Figura 13 - Corrente Média no diodo (i_{Davg}) em laranja de pico (i_{Dpk}) em azul.	40
Figura 14 - Filtro LC.	41
Figura 15 - Comparação da tensão de saída V_o da função de transferência (12) com o circuito da Figura 3 (modelo comutado). Curvas praticamente sobrepostas.....	42
Figura 16 - Comparação da corrente do indutor da função de transferência (13) com o circuito da Figura 3 (modelo comutado). Curvas praticamente sobrepostas.....	43
Figura 17 - Comparação da tensão de saída V_o da função de transferência (14) com o circuito da Figura 3 (modelo comutado). Curvas praticamente sobrepostas.....	43
Figura 18 - Diagrama de blocos do controlador PI.	44
Figura 19 - Diagrama de bode do controlador PI. $P=1$ e $I=2$	45
Figura 20 - Modelo em função de transferência para controle de tensão em malha fechada do conversor <i>BUCK</i>	46
Figura 21 - Modelo comutado para controle de tensão em malha fechada do conversor <i>BUCK</i>	47
Figura 22 - Comparação da tensão de saída V_o do conversor em modelo comutado e função de transferência. Curvas praticamente sobrepostas.	48
Figura 23 - Resposta em frequência da malha de controle de tensão.	49

Figura 24 - Modelo em função de transferência para controle em modo cascata de corrente de tensão em malha fechada do conversor <i>BUCK</i> .	51
Figura 25 - Modelo comutado para controle em modo cascata de corrente de tensão em malha fechada do conversor <i>BUCK</i> .	51
Figura 26 - Comparação da tensão de saída V_o do conversor em modelo comutado em modo cascata e função de transferência em modo cascata. Curvas praticamente sobrepostas.	52
Figura 27 - Resposta em frequência da malha de controle de tensão em cascata.	53
Figura 28 - Circuito do kit BOOSTXL-BUCKCONV	55
Figura 29 - Kit BOOSTXL-BUCKCONV	56
Figura 30 - Kit LAUNCHXL-F28069M	57
Figura 31 - Resposta esperada da tensão de saída (V_o) do conversor a variação em degrau de 0V a 2V.	58
Figura 32 - Resposta da tensão de saída do conversor (V_o) BOOSTXL-BUCKCONV em malha fechada em degrau de 0V a 2V. Imagem do Osciloscópio.	59
Figura 33 - Resposta do conversor da tensão de saída (V_o) à perturbação de variação de carga com referência de 2V. Imagem do Osciloscópio.	59
Figura 34 - Resposta da tensão V_o (2V) em regime permanente do conversor em malha fechada. Imagem do Osciloscópio.	60
Figura 35 - Resposta esperada da tensão de saída (V_o) do conversor a variação em degrau de 0V a 2V.	61
Figura 36 - Resposta da tensão de saída (V_o) do conversor em cascata em malha fechada em degrau de 0V a 2V. Imagem do Osciloscópio.	62
Figura 37 - Resposta do conversor em cascata da tensão de saída (V_o) à perturbação de variação de carga com referência de 2V. Imagem do Osciloscópio.	62
Figura 38 - Resposta do conversor em cascata da tensão de saída (V_o) à perturbação de variação de carga com referência de 2V com limitação de corrente. Imagem do Osciloscópio.	63
Figura 39 - Resposta da tensão V_o (2V) em regime permanente do conversor em malha fechada em cascata. Imagem do Osciloscópio.	63
Figura 40 - Resposta de tensão de saída (V_o) do conversor BOOSTXL-BUCKCONV em simulação, variando razão cíclica de 0 a 0.22.	64
Figura 41 - Resposta da tensão de saída (V_o), para variação do $D=0$ para $D=0.22$ do conversor BOOSTXL-BUCKCONV em circuito. Imagem do Osciloscópio.	65

Figura 42 - Modelo comutado do conversor <i>BUCK</i> com elementos parasitas.	65
Figura 43 - Tensão de saída V_o da função de transferência com elementos parasitas	66
Figura 44 - Tensão de saída V_o das funções de transferência com elementos parasitas em modo cascata.	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações do conversor <i>BUCK</i>	37
Tabela 2 - Valores de P e I para C_v	47
Tabela 3 - Valores de P e I para C_{cv} e C_{ci}	50
Tabela 4 - Parâmetros do conversor BOOSTXL-BUCKCONV.....	56
Tabela 5 – Valor dos elementos parasitas do conversor real.....	64

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Vg	Tensão de entrada do conversor <i>BUCK</i>
Vo	Tensão de saída do conversor <i>BUCK</i>
L	Indutor do conversor <i>BUCK</i>
C	Capacitor do conversor <i>BUCK</i>
R	Carga do conversor <i>BUCK</i>
Io	Corrente de carga
Dr	Diodo de roda livre do conversor <i>BUCK</i>
D	Ciclo de trabalho de chave fechada
D'	Ciclo de trabalho de chave aberta (1-D)
VL	Tensão no indutor
iL	Corrente no indutor do <i>BUCK</i> , podendo ser média, pico ou mínima
iC	Corrente no capacitor do <i>BUCK</i>
iD	Corrente no diodo de roda livre do <i>BUCK</i> , podendo ser média ou de pico
vD	Tensão no diodo de roda livre do <i>BUCK</i>
iSwd	Corrente na chave do conversor <i>BUCK</i> , podendo ser média ou de pico
vSwd	Tensão na chave do <i>BUCK</i>
T	Período de chaveamento
Ks	Ganho da realimentação da tensão de saída
Ki	Ganho da realimentação da corrente do indutor
Q1	Chave que comuta no período D
Q2	Chave que é acionado o período D-1
H1	Função de transferência para controle de tensão
H21	Função de transferência para controle de corrente para modo cascata
H22	Função de transferência para controle de tensão para modo cascata
PI	Controlador Proporcional Integral
P	Ganho proporcional do PI
I	Ganha integral do PI
Cv	Controlador para controle de tensão
Ccv	Controlador para controle de tensão em modo cascata
Cci	Controlador para controle de corrente em modo cascata
R _{se}	Resistencia série equivalente do capacitor (C)

R_{on}	Resistencia da chave
R_L	Resistencia do indutor
R_{sense}	Resistência do resistor <i>shunt</i> para mediação de corrente
R_{eq1}	Somatório: $R_{on} + R_L + R_{sense}$

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	PROBLEMATIZAÇÃO.....	17
1.2	OBJETIVOS GERAIS	18
1.3	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	18
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	20
2.1	O CONVERSOR BUCK.....	20
2.2	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.....	21
2.3	CONTROLE DE PROCESSO - PID.....	22
2.3.1	Ação Proporcional (P)	23
2.3.2	Ação Integral (I)	23
2.3.3	Ação Derivativa Kd	24
2.4	CONTROLE EM CASCATA.....	25
2.5	ESTABILIDADE EM RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.....	25
2.6	DISCRETIZAÇÃO DE COMPENSADORES.....	26
3	METODOLOGIA	28
3.1	MODELAGEM TEÓRICA.....	28
3.2	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL.....	28
3.3	VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL	29
4	DESENVOLVIMENTO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BUCK	31
4.1	CIRCUITO DO CONVERSOR BUCK, ESTUDO E DIMENSIONAMENTO.....	31
4.1.1	Tensão e corrente no indutor (L)	33
4.1.2	Ganho do conversor	35
4.1.3	Tensão no capacitor (C)	35
4.1.4	Corrente e tensão no Diodo de Roda Livre	35
4.1.5	Corrente e tensão na chave	36
4.1.6	Cálculo do conversor com parâmetros arbitrários para testar o dimensionamento	36
4.2	OBTENDO A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.....	40
4.2.1	Função de transferência para controle de tensão	41
4.2.2	Função de transferência para controle em cascata de corrente e tensão	42
4.3	CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL (PI).....	44

4.4	CONTROLE DE TENSÃO	45
4.4.1	Resposta em frequência em malha fechada para controle de tensão .	48
4.5	CONTROLE DE EM MODO CASCATA DE CORRENTE E TENSÃO	49
4.5.1	Resposta em frequência em malha fechada para controle em cascata de corrente e tensão	52
4.6	DISCRETIZAÇÃO DE COMPENSADORES	53
5	RESULTADOS OBTIDOS EM EXPERIMENTO PRÁTICO	55
5.1	CONVERSOR CC/CC UTILIZADO	55
5.2	APLICAÇÃO EM MALHA FECHADA DO CONVERSOR BOOSTXL-BUCKCONV PARA CONTROLE DE TENSÃO	57
5.3	APLICAÇÃO EM MALHA FECHADA DO CONVERSOR BOOSTXL-BUCKCONV PARA CONTROLE EM CASCATA DE CORRENTE E TENSÃO	60
5.4	OTIMIZAÇÃO DE MODELOS DE FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	64
5.4.1	Otimização de função de transferência para controle de tensão	65
5.4.2	Otimização de função de transferência para controle em cascata de corrente e tensão	66
6	CONCLUSÃO	68
	REFERÊNCIAS	69
	APÊNDICE A – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO	71
	APÊNDICE B – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE CORRENTE EM CASCATA	72
	APÊNDICE C - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO EM CASCATA	73
	APÊNDICE D - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO COM ELEMENTOS PARASITAS	74
	APÊNDICE E – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE CORRENTE EM CASCATA COM ELEMENTOS PARASITAS	75
	APÊNDICE F - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO EM CASCATA COM ELEMENTOS PARASITAS	76
	APÊNDICE G - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA LARGURA DE BANDA EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE DE TENSÃO	77

APÊNDICE H - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA LARGURA DE BANDA EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE EM MODO CASCATA DE CORRENTE E TENSÃO.....	78
APÊNDICE I – CÓDIGO EM C DO CONTROLADOR PI DISCRETIZADO	80

1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência está presente nas mais diversas aplicações, desde a geração de energia eólica, até as fontes de computadores, em alta potência e também em baixa potência, abrangendo os mais diversos tipos de aplicações.

Um conversor muito comum e bastante utilizado é o *BUCK*, utilizado para baixar a tensão em circuitos, o que proporciona, em muitos dos casos, uma maior eficiência de conversão. Por meio da análise do estado do conversor e do circuito são obtidos os parâmetros do *BUCK* (MARTINS; BARBI, 2006).

No desenvolvimento de conversores (por exemplo, fontes chaveadas), é essencial obter suas funções de transferência para analisar a dinâmica do sistema. Essa análise permite compreender como o conversor reage a variações em seus parâmetros operacionais, como a tensão de entrada, a corrente de carga e o ciclo de trabalho, sendo fundamental para o projeto do controlador. Para essa finalidade, são amplamente empregadas as funções de transferência de pequenos sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Embora sejam ferramentas versáteis, sua obtenção exige um esforço considerável, o que pode representar uma dificuldade no processo de projeto.

Para obter a função de transferência do conversor *BUCK*, pode-se analisar o conversor como um filtro LC passa baixas (SCHAUMANN; XIAO; ELWYN, 2009). Essa abordagem facilita o cálculo da função de transferência para controle de tensão e em cascata.

O trabalho compreende o dimensionamento de um conversor CC-CC abaixador de tensão, conhecido como *BUCK*, e controle de tensão e em cascata (BOJORGE, 2017) de corrente e tensão através de compensador PI (TEXAS INSTRUMENTS, 2017) em simulação. Após a simulação, o conversor será analisado na prática através de kits de desenvolvimento. O objetivo é estudar a dinâmica real de um conversor utilizando discretização de compensadores (OPPENHEIM; SCHAFER, 2009) e também otimizar os modelos de função de transferência obtidos.

1.1 PROBLEMATIZAÇÃO

Devido aos avanços da indústria para sistemas elétricos, como carros elétricos, painéis solares e geração eólica, bem como na regulação de tensão em

computadores e celulares, surge assim a necessidade de estudar e desenvolver conversores de tensão de eficiência mais elevada, garantindo estabilidade para as mais diversas aplicações. Estes avanços trazem desafios relacionados ao dimensionamento, ao controle e à performance em aplicações reais. Sendo assim, o conversor *BUCK*, abaixador de tensão, será estudado sob estas perspectivas.

1.2 OBJETIVOS GERAIS

O principal objetivo deste estudo é aprofundar a análise do conversor CC/CC abaixador *BUCK*, uma topologia de circuito fundamental na eletrônica de potência. A investigação irá além da simples compreensão do diagrama de blocos, focando na análise matemática dos componentes que o integram, como indutores, capacitores e chaves semicondutoras. Serão explorados o modo de condução contínua, bem como as relações entre a tensão de entrada e de saída, e os parâmetros de projeto que influenciam na dinâmica do conversor. A partir dessa base teórica, o trabalho prosseguirá para o segundo objetivo, que consiste em examinar as diversas formas de controle aplicadas a essa topologia. Para isso, serão abordados métodos como o controle de malha única e o controle de malha dupla (cascata). Essa etapa é crucial, pois é o sistema de controle que permite regular a tensão de saída e responder de forma adequada a variações da carga ou da tensão de entrada. Por fim, essa bagagem teórica e analítica será consolidada no desenvolvimento de um experimento prático.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Obter o equacionamento para dimensionamento do conversor *BUCK*;
- Extrair a função de transferência para controle de tensão e controle em cascata de corrente e tensão;
- Determinar o método para o projeto de um compensador PI;
- Comparar os modelos de função de transferência com o modelo comutado, verificando sua equivalência;
- Discretizar o compensador para o controle digital;
- Alcançar no experimento prático resultados semelhantes aos modelos teórico e dimensionado;

- Otimizar as funções de transferência para obterem maior equivalência com o conversor real;
- Estipular a largura de banda em malha fechada;

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Os principais conceitos deste trabalho incluem o dimensionamento e o funcionamento do conversor *BUCK*, bem como o controle. Para o controle, uma das principais necessidades para seu ajuste é a obtenção da função de transferência. O experimento prático é um ponto de destaque neste trabalho e, para sua realização, será necessário utilizar os métodos de discretização de compensadores e a programação em microcontroladores.

2.1 O CONVERSOR BUCK

O conversor BUCK, também conhecido como conversor abaixador de tensão (*step-down*), tem como principal função reduzir uma tensão de entrada CC para uma tensão de saída CC menor (MARTINS; BARBI, 2006), de forma eficiente e controlada. Diferentemente dos reguladores lineares, que dissipam o excesso de energia em forma de calor, o conversor *BUCK* atua como uma chave, o que o torna consideravelmente mais eficiente.

O funcionamento do conversor *BUCK* baseia-se no chaveamento rápido de um circuito com um indutor e de um capacitor. O circuito básico pode ser visto na Figura 1 e consiste em:

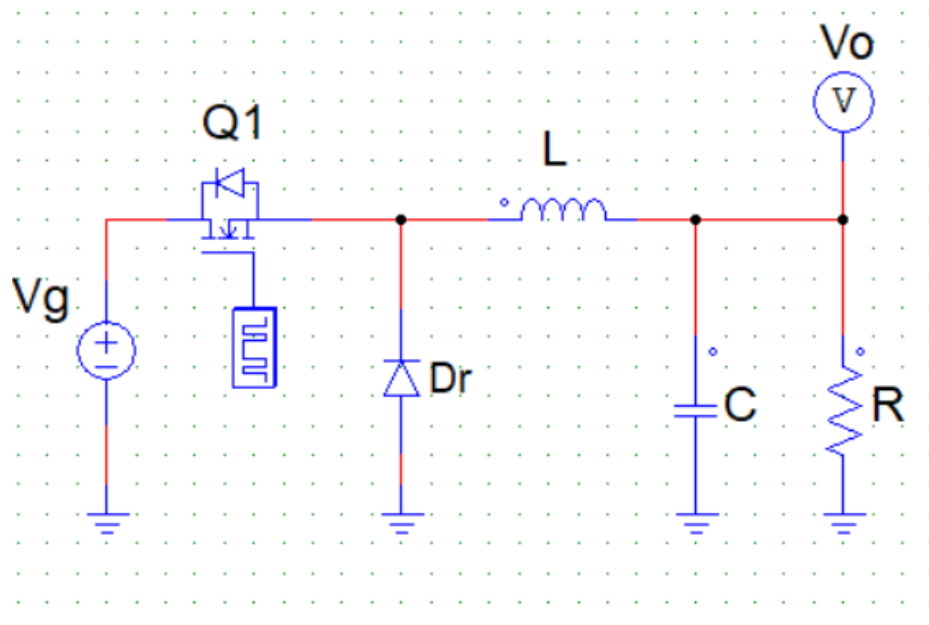
- **Chave** (Q1 – *Mosfet* ou IGBT): Atua como o elemento de controle, permitindo ou bloqueando o fluxo de corrente da fonte para o circuito. A escolha do componente depende da tensão e da corrente de operação. O MOSFET é preferível para baixas e médias potências.
- **Diodo de Roda Livre** (Dr): Fornece um caminho para a corrente do indutor quando a chave está desligada, permitindo que a energia armazenada seja liberada de forma controlada. A escolha do diodo afeta a eficiência. Diodos *Schottky* são frequentemente usados por sua baixa queda de tensão.
- **Indutor** (L): É o componente-chave de armazenamento de energia. A variação de corrente no indutor (*ripple* de corrente) é inversamente proporcional ao valor da indutância. Um indutor de valor muito baixo pode levar a um modo de

operação descontinua, enquanto um valor muito alto pode prejudicar a resposta dinâmica do conversor.

- **Capacitor de Saída (C):** Atua como um filtro, suavizando a tensão de saída e reduzindo o *ripple* de tensão. A escolha do capacitor é crucial para garantir uma tensão de saída estável sob as mais diversas condições de carga.

Sendo as principais vantagens, a eficiência, a operação como chave minimiza as perdas de energia e pode ultrapassar 90%. Tamanho compacto e facilidade no controle.

Figura 1 - Modelo comutado do conversor *BUCK*.



Fonte:(MARTINS; BARBI, 2006). Adaptado.

2.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A função de transferência (OGATA, 2010) é um conceito fundamental na área de controle de processos, pois permite modelar a relação dinâmica entre a entrada e a saída de um sistema. Em essência, ela descreve como um sistema responde a um sinal de entrada ao longo do tempo. É uma ferramenta matemática que simplifica a análise de sistemas dinâmicos complexos, convertendo equações diferenciais no domínio do tempo em equações algébricas no domínio da frequência, utilizando a Transformada de Laplace. Essa representação simplifica significativamente a análise.

Em vez de resolver equações diferenciais, o que pode ser complicado, podemos usar a álgebra para manipular as funções de transferência e entender o comportamento do sistema.

A equação geral para uma função de transferência é:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (1)$$

Onde:

- a) $G(s)$ é a função de transferência do sistema.
- b) $Y(s)$ é a Transformada de Laplace da variável de saída (resposta do sistema).
- c) $U(s)$ é a Transformada de Laplace da variável de entrada (sinal de excitação).

Suas aplicações são: análise a estabilidade, projeto de controladores e simulação do comportamento do sistema.

2.3 CONTROLE DE PROCESSO - PID

O controle PID (Proporcional-Integral-Derivativo) (DORF; BISHOP, 2022) é a arquitetura de controlador mais utilizada na indústria. É um algoritmo de *feedback* que busca minimizar a diferença entre um valor de referência (*setpoint*) e a variável de processo real. A grande vantagem do PID é sua simplicidade e eficácia, sendo aplicável a uma vasta gama de processos, desde o controle de temperatura em fornos até a velocidade de motores.

A ação do controlador PID é definida por três termos distintos, que agem em conjunto para gerar uma saída de controle, $u(t)$, que é a soma de cada uma de suas contribuições:

$$u(t) = Pe(t) + I \int e(\tau) d\tau + Kd \frac{de(t)}{dt} \quad (2)$$

Sendo:

- a) $e(t)$ é o erro, a diferença entre o *setpoint* e o valor atual do processo.
- b) P, I e Kd são os ganhos do controlador (parâmetros de sintonia).
- c) t é o tempo.

2.3.1 Ação Proporcional (P)

A ação proporcional é a mais direta e fundamental. Ela gera uma saída de controle que é diretamente proporcional ao erro atual.

- 1) **Princípio:** Quanto maior o erro, maior a correção aplicada. A ação proporcional é rápida, pois reage instantaneamente a qualquer desvio do *setpoint*.
- 2) **Equação:** $u(t) = Pe(t)$.
- 3) **Parâmetro:** O ganho P define a força da ação proporcional. Um valor alto de P resulta em uma resposta rápida, mas pode levar a oscilações e instabilidade. Um valor baixo resulta em uma resposta lenta.
- 4) **Limitação:** A principal desvantagem da ação P pura é o erro em regime permanente. Mesmo que o sistema se estabilize, ele pode não atingir o *setpoint*, mantendo um erro constante.

2.3.2 Ação Integral (I)

A ação integral atua para eliminar o erro em regime permanente deixado pela ação proporcional. Ela integra o erro ao longo do tempo.

- 1) **Princípio:** A ação I acumula o erro histórico. Se houver um erro persistente (mesmo que pequeno), a integral deste erro aumentará ao longo do tempo, gerando uma ação de controle que faz o sistema alcançar o *setpoint*.

- 2) **Equação:** $u(t) = I \int e(\tau) d\tau$.

- 3) **Parâmetro:** O ganho I determina a velocidade com que a ação integral responde aos erros acumulados. Um ganho alto pode causar saturação do controlador ou oscilações devido ao *windup* da integral.
- 4) **Vantagem:** Essencial para garantir que o erro em regime permanente seja zero.

2.3.3 Ação Derivativa Kd

A ação derivativa é uma função preditiva que atua com base na taxa de mudança do erro, ou seja, em sua derivada.

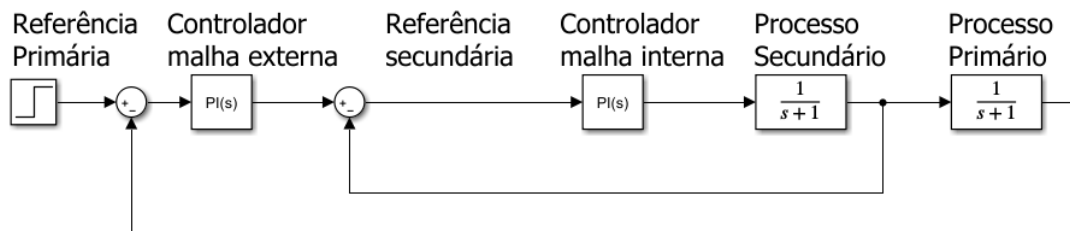
- 1) **Princípio:** A ação derivativa (Kd) mede a inclinação da curva de erro. Se o erro estiver mudando rapidamente (indicando uma perturbação grande ou uma resposta muito rápida), a ação derivativa gera uma correção que desacelera essa mudança, prevenindo *overshoot* e oscilações excessivas.
- 2) **Equação:** $u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt}$.
- 3) **Parâmetro:** O ganho Kd controla a força da ação derivativa. Um ganho elevado pode tornar o sistema muito sensível a ruídos no sinal de medição, pois a derivada de um sinal ruidoso é muito alta, gerando uma saída de controle errática.
- 4) **Vantagem:** Melhora a estabilidade e a resposta transitória, reduzindo o tempo de pico e o *overshoot*.

2.4 CONTROLE EM CASCATA

O controle em cascata é uma estratégia avançada de controle que melhora o desempenho de sistemas de controle, principalmente na rejeição de perturbações. Em sua essência, ele consiste em duas malhas de controle aninhadas (FERNANDEZ, 2021), onde a saída do controlador da malha externa (chamado controlador mestre) atua como o ponto de ajuste (*setpoint*) para o controlador da malha interna (o controlador escravo). O modelo simplificado pode ser visto na Figura 2.

A referência primária é comparada com o valor do processo primário, gerando um erro que é compensado pelo controlador da malha externa. O valor de saída desse controlador se torna a referência para a malha interna. Essa referência é comparada com a saída do processo secundário, o que gera um novo erro. Esse erro é, então, compensado pelo controlador da malha interna, cuja saída atua sobre o processo secundário, que, por sua vez, age sobre o processo primário.

Figura 2 - Modelo de controle em cascata.



Fonte:(FERNANDEZ, 2021). Adaptado.

2.5 ESTABILIDADE EM RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A resposta em frequência (OGATA, 2010) é uma técnica de análise que permite avaliar o comportamento dinâmico de um sistema de controle quando este é submetido a uma entrada senoidal de frequência variável. Essa abordagem oferece uma visão complementar e, muitas vezes, mais intuitiva da estabilidade e do desempenho do sistema, comparada à análise no domínio do tempo. O Diagrama de Bode é uma ferramenta gráfica que consiste em dois gráficos logarítmicos: um de

magnitude (em decibéis) e outro de fase (em graus), ambos em função da frequência. A estabilidade é determinada a partir das margens de ganho.

2.6 DISCRETIZAÇÃO DE COMPENSADORES

A discretização de compensadores é o processo de converter um controlador projetado no domínio do tempo contínuo (usando a Transformada de Laplace) para uma versão digital, que pode ser implementada em um microcontrolador ou computador. Em sistemas de controle digital, os sinais não são contínuos, mas sim amostrados em intervalos de tempo fixos, o que exige o uso de ferramentas matemáticas adequadas. A principal ferramenta para essa conversão é a Transformada Z.

A Transformada Z é a análoga digital da Transformada de Laplace. Ela converte uma sequência de amostras no domínio do tempo discreto (representada por $f[k]$ ou $f(kT)$) em uma função no domínio da frequência discreta (representada por $F(z)$). A sua definição é:

$$F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f[k]z^{-k} \quad (3)$$

Onde:

- a) $f[k]$ é a sequência de amostras do sinal no tempo discreto, em que k é o índice da amostra.
- b) z é a variável da Transformada Z.

Existem vários métodos para converter um compensador contínuo, representado por sua função de transferência $G(s)$, para uma função de transferência discreta $Dz(z)$. A escolha do método depende da aplicação e do nível de precisão desejado. Os métodos mais comuns são:

- 1) **Método da Invariância ao Impulso** (JULIUS ORION SMITH, 2011):

Este método busca manter a mesma resposta a um impulso unitário no domínio discreto que a do sistema original no domínio contínuo. Ele é raramente utilizado para compensadores, mas é importante para a discretização de modelos de processo.

2) Método da Invariância ao Degrau (THEDE, 2005):

Este método garante que a resposta a um degrau unitário do controlador discreto seja a mesma que a do controlador contínuo em cada instante de amostragem. Ele é mais comum para o projeto de processos do que o projeto de controladores.

3) Método da Aproximação Bilinear (ou de Tustin) (OPPENHEIM; SCHAFER, 2009):

A aproximação bilinear, ou método de Tustin, é a técnica mais popular e eficaz para a discretização de compensadores, especialmente para controladores PID. Essa técnica se baseia na aproximação da integral no domínio do tempo contínuo por uma soma de trapézios no tempo discreto.

A discretização é um passo essencial na implementação de controladores digitais. A Transformada Z fornece a estrutura matemática para essa conversão. O método de Tustin é a técnica mais robusta para discretizar compensadores, pois preserva a estabilidade e oferece um bom compromisso entre precisão e simplicidade, desde que a frequência de amostragem seja adequadamente escolhida. O sucesso do controle digital, portanto, não depende apenas do projeto do compensador, mas também da sua correta discretização.

3 METODOLOGIA

A metodologia será dividida em três etapas principais: **modelagem teórica, simulação computacional e verificação experimental.**

3.1 MODELAGEM TEÓRICA

Esta etapa se concentra no desenvolvimento das equações e modelos matemáticos do conversor *BUCK*.

- 1) **Análise Teórica do Circuito:** Estudar a operação do conversor *BUCK* no modo de condução contínua (MCC) para derivar as equações fundamentais que regem a tensão e a corrente em seus componentes.
- 2) **Determinação das Fórmulas e Dimensionamento:** Com base na análise, gerar fórmulas para o cálculo dos valores de indutância e capacitância, considerando especificações de projeto, como a ondulação de tensão e de corrente. Além disso, desenvolver fórmulas para a corrente média e a de pico na chave (*mosfet*) e no diodo de roda livre.
- 3) **Modelagem em Domínio de Laplace:** Obter as impedâncias do conversor. Em seguida, derivar as funções de transferência para o controle de tensão e, posteriormente, para o controle em cascata de corrente e tensão, o que permitirá o projeto do controlador do sistema.
- 4) **Análise de Resposta em Frequência:** Aplicar a redução de blocos em malha fechada para obter a função de transferência do sistema completo. Analisar a resposta em frequência para verificar a estabilidade e o comportamento dinâmico do conversor.

3.2 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Nesta etapa, os modelos teóricos serão testados e validados em ambiente de simulação.

- 1) **Ambiente de Simulação:** Utilizar o software de simulação *Matlab/Simulink*, para construir o circuito do conversor *BUCK* e os blocos de controle.
- 2) **Verificação dos Modelos:**
 - Simular o circuito para validar as fórmulas de indutância, capacitância e as de correntes desenvolvidas na etapa 3.1.
 - Simular as funções de transferência obtidas no Domínio de *Laplace* para verificar sua equivalência com o comportamento do circuito.
- 3) **Controle de conversor:** Aplicar os modelos de controle para projetar o sistema. Simular o comportamento do conversor sob a variação em degrau tanto do controle de tensão quanto do controle em cascata.

3.3 VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL

A etapa final consiste em construir um protótipo físico do conversor *BUCK* para testar e validar os resultados teóricos e os simulados.

- 1) **Utilizar um kit de desenvolvimento** para a aplicação de controle de tensão e controle em cascata em um conversor real.
- 2) **Implementação do Controle Discreto:**
 - Aplicar as ferramentas de discretização nas funções de transferência de controle para que elas possam ser executadas no ambiente digital e obter os valores do compensador conforme realizado em 3.1 e 3.2.
- 3) **Testar o comportamento do conversor** sob diferentes cargas para avaliar a robustez do controle de tensão e do controle em cascata. No modo cascata, submeter o circuito a sobrecarga para verificar a limitação de corrente no sistema.

4) Testes e medições:

- Alimentar o circuito e utilizar um osciloscópio para medir a tensão de saída, sob variação em degrau, variação de carga e a tensão obtida em regime permanente.
- Comparar as formas de onda obtidas com as previsões teóricas e os resultados da simulação.
- Obter modelos de função de transferência mais próximos ao real.

4 DESENVOLVIMENTO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BUCK

Serão estudados o dimensionamento do conversor *BUCK*, a extração de função de transferência, controle, projeto do controlador PI e a discretização.

4.1 CIRCUITO DO CONVERSOR BUCK, ESTUDO E DIMENSIONAMENTO

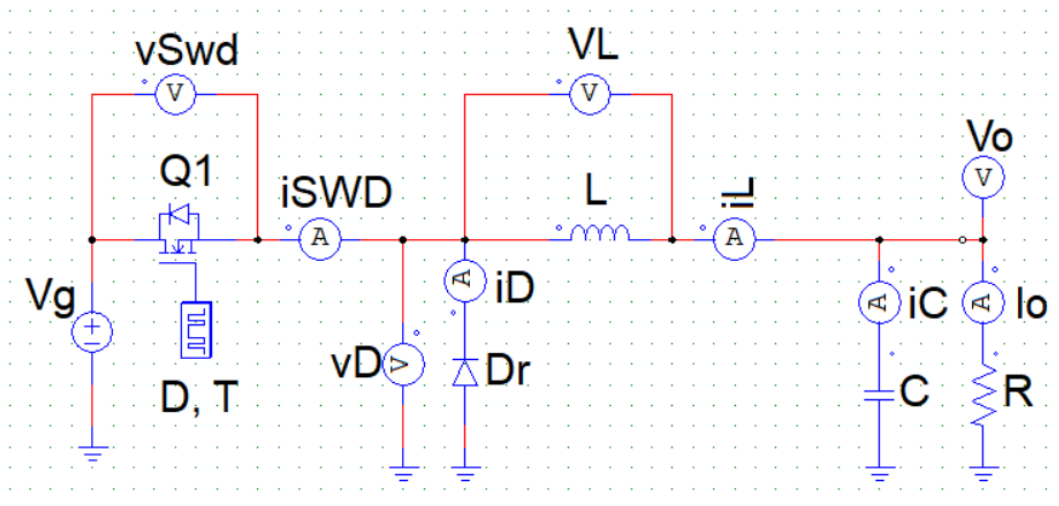
O circuito do conversor *BUCK* pode ser visualizado na Figura 3, que representa o modelo comutado, e é utilizado para baixar tensões. No circuito são colocados os sensores de corrente e tensão. As seguintes variáveis são aferidas:

- V_g : Tensão de entrada do conversor;
- V_o : Tensão de saída do conversor;
- I_o : corrente de carga em R;
- v_{Sw} e i_{Sw} : Respectivamente, a tensão e a corrente na chave Q1;
- v_D e i_D : Respectivamente, a tensão e a corrente no diodo de roda livre Dr;
- V_L e i_L : Respectivamente, a tensão e a corrente no indutor L;
- i_C : medição de corrente no capacitor C;
- D: Ciclo de trabalho de chave Q1 fechada;
- T: período de chaveamento;
- D' : Ciclo de trabalho complementar com chave Q1 aberta (1-D);

Esse conversor possui dois estados: o primeiro, com a chave fechada, em que a corrente da fonte energiza o indutor L, carregando o capacitor C e fornecendo corrente para a carga R, onde pode ser visto na Figura 4. No segundo estado, com a chave aberta onde a corrente do laço passa através do diodo de roda livre e a fonte não fornece energia ao circuito, conforme pode ser visto na Figura 5.

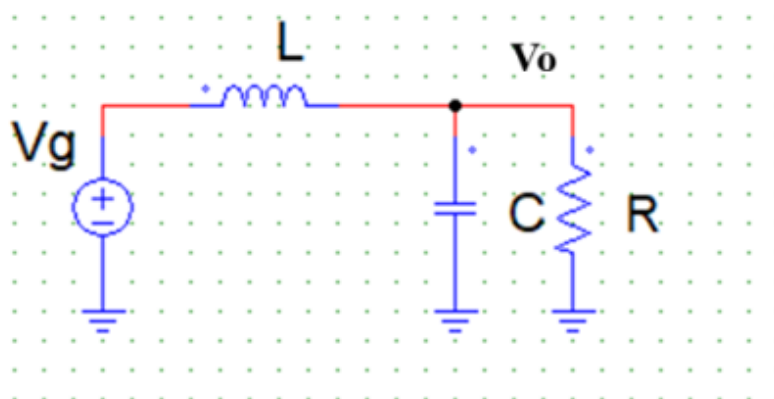
É estudado as fórmulas para que o conversor possa ser dimensionado a partir de parâmetros de projeto como: o ganho do conversor, a variação de tensão de saída V_o (ΔV), metade da variação de corrente no indutor (Δi_L), corrente média no indutor, bem como dimensionamento da chave e diodo por meio de corrente e tensão.

Figura 3 - Circuito do conversor *BUCK*. Modelo Comutado com sensores de tensão e corrente



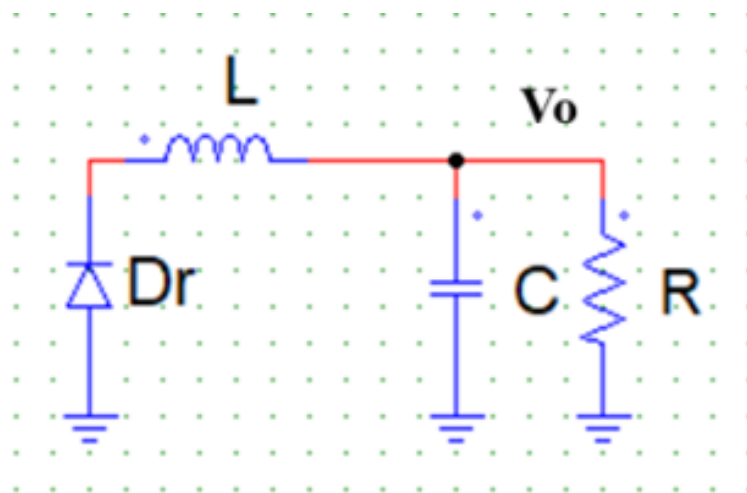
Fonte:(MARTINS; BARBI, 2006). Adaptado.

Figura 4 - Circuito do conversor *BUCK* com chave fechada.



Fonte:(MARTINS; BARBI, 2006). Adaptado.

Figura 5 - Circuito do conversor *BUCK* com chave aberta.

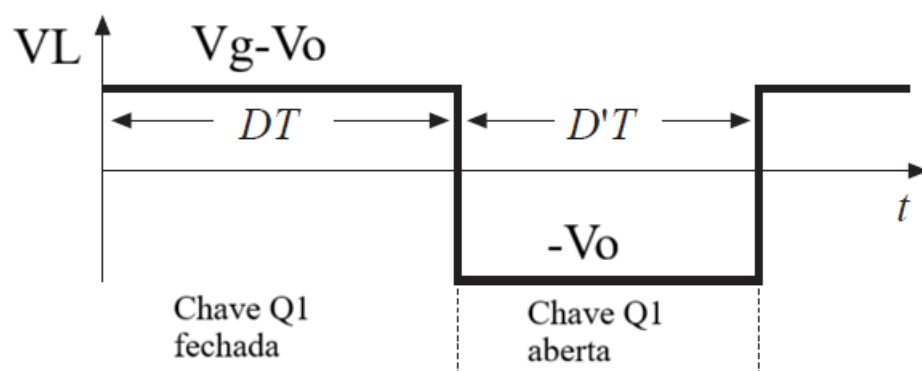


Fonte:(MARTINS; BARBI, 2006). Adaptado.

4.1.1 Tensão e corrente no indutor (L)

A tensão no indutor V_L (ver Figura 3 para verificar a tensão e corrente no indutor L) quando a chave está fechada é $V_g - V_o$, e quando está aberta, $-V_o$, conforme Figura 6.

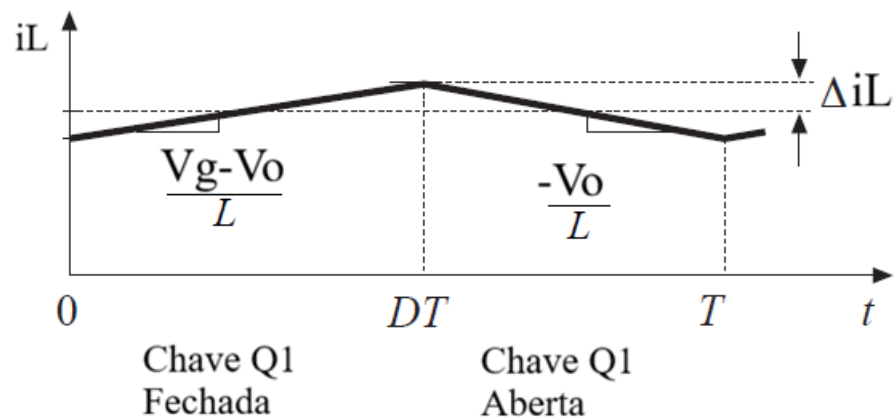
Figura 6 - Tensão no indutor do conversor BUCK em regime permanente.



Fonte:(ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Adaptado.

Com a tensão do indutor determinada em regime permanente, é possível obter a inclinação da curva de corrente do indutor em regime permanente. Sendo que a tensão no indutor é dada por $V_L = L \frac{di_L(t)}{dt}$. Logo, $\frac{V_L}{L} = \frac{di_L(t)}{dt}$ resultando na inclinação: $\frac{V_g - V_o}{L} = \frac{di_L(t)}{dt}$, conforme Figura 7.

Figura 7 - Corrente no indutor do conversor BUCK em regime permanente



Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Adaptado.

Como se sabe a inclinação da corrente do indutor durante o primeiro subintervalo (Q1 fechada), e também se sabe a duração do primeiro subintervalo (Q1 fechada), é possível calcular a magnitude da ondulação da corrente no indutor em regime permanente, substituindo $di_L(t)$ pela variação de corrente no indutor $2\Delta i_L$ e dt por $D \cdot T$, em $\frac{V_g - V_o}{L} = \frac{di_L(t)}{dt}$, resultando em $\frac{V_g - V_o}{L} = \frac{2\Delta i_L}{D \cdot T}$.

Considerando Δi_L como a metade da variação da corrente no indutor, tem-se (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001):

$$\frac{(V_g - V_o) \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} = \Delta i_L \quad (4)$$

Assumindo que a corrente média do capacitor é nula em regime permanente ($i_{C_{avg}} = 0$), é possível obter a seguinte equação: $0 = i_{C_{avg}} = i_{L_{avg}} - \frac{V_o}{R}$ (ERICKSON;

MAKSIMOVIC, 2001). Esta equação modela a corrente que circula no capacitor, considerando a contribuição da componente contínua do indutor e da componente contínua da carga. Desta maneira a corrente média no indutor em regime permanente (ou componente contínua da corrente no indutor) é igual a:

$$i_{L_{avg}} = \frac{V_o}{R} \quad (5)$$

Desta maneira pode-se calcular a corrente de pico e mínima do indutor: $i_{L_{max}} = i_{L_{avg}} + \Delta i_L$ e $i_{L_{min}} = i_{L_{avg}} - \Delta i_L$.

4.1.2 Ganho do conversor

Considerando a tensão do indutor em regime permanente, $(V_g - V_o) \cdot D \cdot T - V_o \cdot (1 - D) \cdot T = 0$, obtêm-se (MARTINS; BARBI, 2006):

$$V_o = V_g \cdot D \quad (6)$$

4.1.3 Tensão no capacitor (C)

O valor do capacitor é obtido através da tensão de *ripple* em V_o (ΔV) em regime permanente e é determinada da seguinte maneira (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001):

$$C = \frac{\Delta i_L \cdot T}{4 \cdot \Delta V} \quad (7)$$

4.1.4 Corrente e tensão no Diodo de Roda Livre

O diodo de roda livre, apenas conduz corrente no período complementar e sua corrente média é dada por (ver Figura 3 para verificar a corrente e tensão no diodo de roda livre D_r):

$$i_{D_{avg}} = i_{L_{avg}}(1 - D) \quad (8)$$

Sendo a corrente de pico:

$$i_{D_{pk}} = i_{L_{avg}} + \Delta i_L \quad (9)$$

A tensão no diodo v_D , quando não conduz, é igual a tensão de entrada V_g .

4.1.5 Corrente e tensão na chave

A chave, apenas conduz corrente no período do ciclo de trabalho e sua corrente média é dada por (ver Figura 3 para verificar a corrente e tensão na chave Q1):

$$i_{Sw_{avg}} = i_{L_{avg}} * D \quad (10)$$

Sendo a corrente de pico:

$$i_{Sw_{pk}} = i_{L_{avg}} + \Delta i_L \quad (11)$$

A tensão na chave v_{Sw} , quando não conduz, é igual a tensão de entrada V_g .

4.1.6 Cálculo do conversor com parâmetros arbitrários para testar o dimensionamento

Para verificar as formas de onda do conversor, foram especificadas arbitrariamente as características que podem ser visualizadas na Tabela 1. As variáveis V_g , V_o , R , F , Δi_L , ΔV e D foram especificadas (componentes conforme Figura 3), enquanto L e C foram calculadas.

Simulando o conversor obtém-se a Figura 8, onde é possível visualizar que Δi_L (metade da variação da corrente) é igual a 0.01A, e observando a Figura 9, a tensão de *ripple* é igual a 0.01V. A Tensão de saída em regime permanente está na Figura 10. A corrente média do indutor é igual I_o , como pode ser visto na Figura 11.

Na Figura 12 estão as correntes de pico e média da chave, sendo respectivamente iguais à corrente média no indutor mais Δi_L e a corrente média no indutor multiplicado pela variação cíclica.

Por fim, as correntes de pico e a média no diodo de roda livre, sendo a de pico igual a corrente média no indutor mais Δi_L e a média é igual a corrente média no indutor multiplicado pela variação cíclica complementar, os resultados podem ser vistos na Figura 13.

Tabela 1 - Especificações do conversor *BUCK*.

	BUCK	
Vg	24	V
Vo	12	V
R	5	ohms
Io	2,4	A
F (frequência de chaveamento)	50000	Hz
T (período de chaveamento)	0,00002	s
Δi_L (ripple de corrente no indutor)	0,01	A
ΔV (ripple de tensão de saída Vo)	0,01	V
D	0,5	
Ks (ganho sensor de tensão)	0,2	
Ki (ganho sensor de corrente)	0,2	
L	6,00E-03	H
C	5,00E-06	F

Figura 8 – *Ripple* da Corrente do indutor Δi_L .

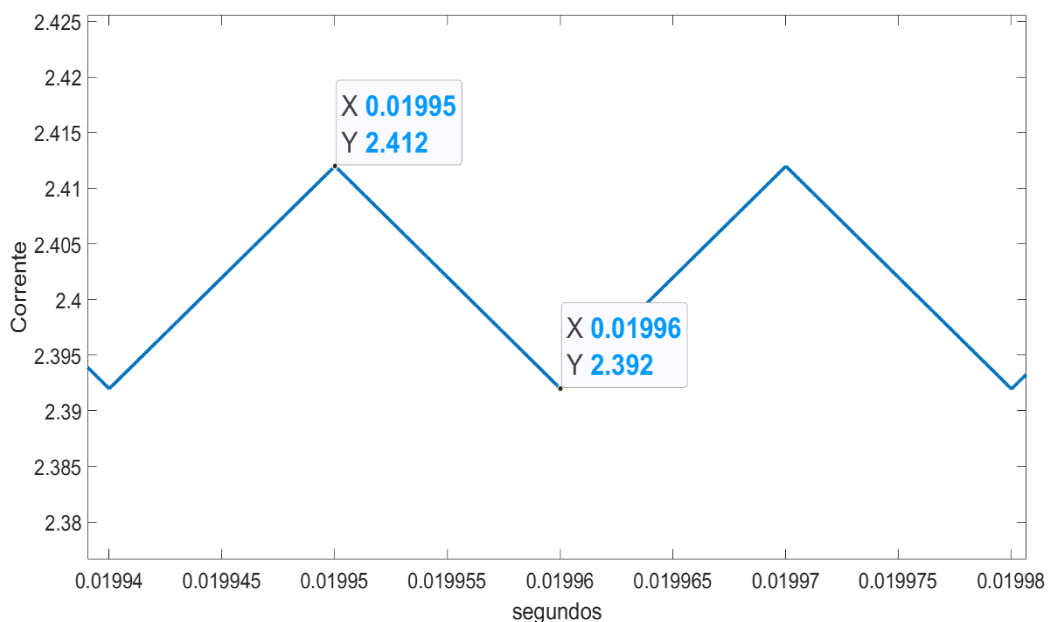


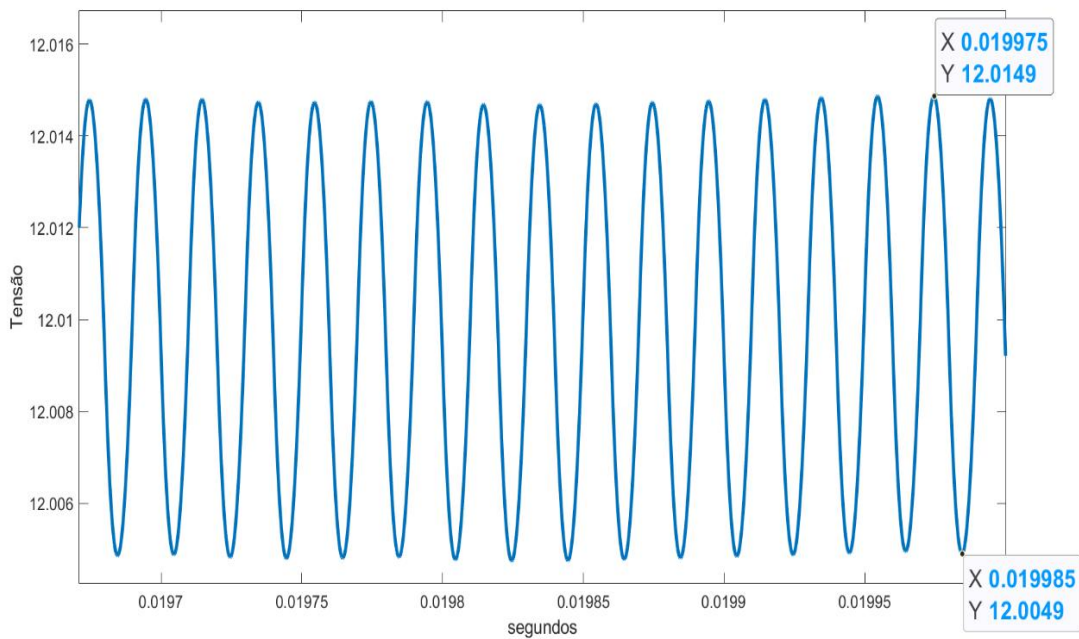
Figura 9 – *Ripple* Tensão de saída ΔV (Vo).

Figura 10 - Tensão de saída (Vo) em regime permanente do conversor.

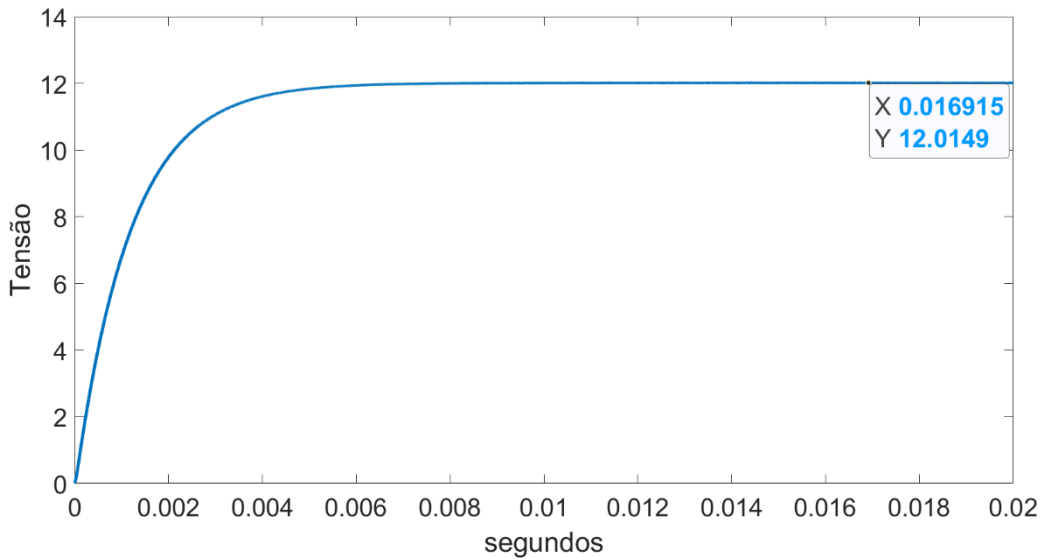


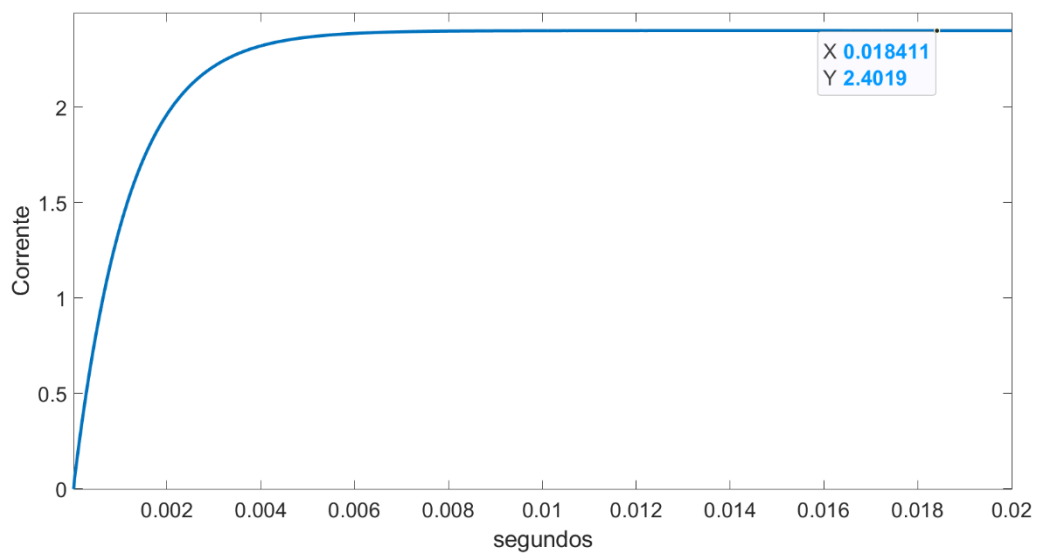
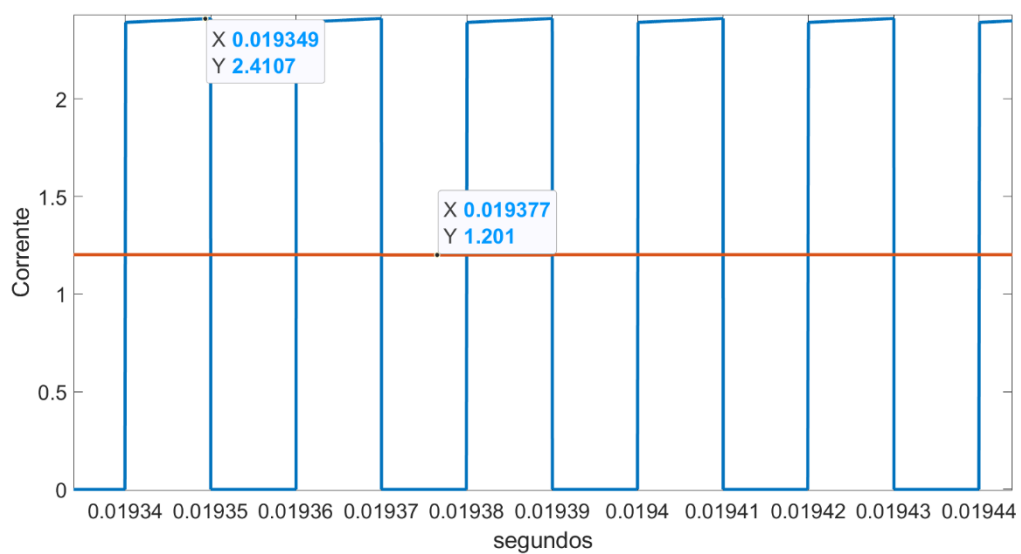
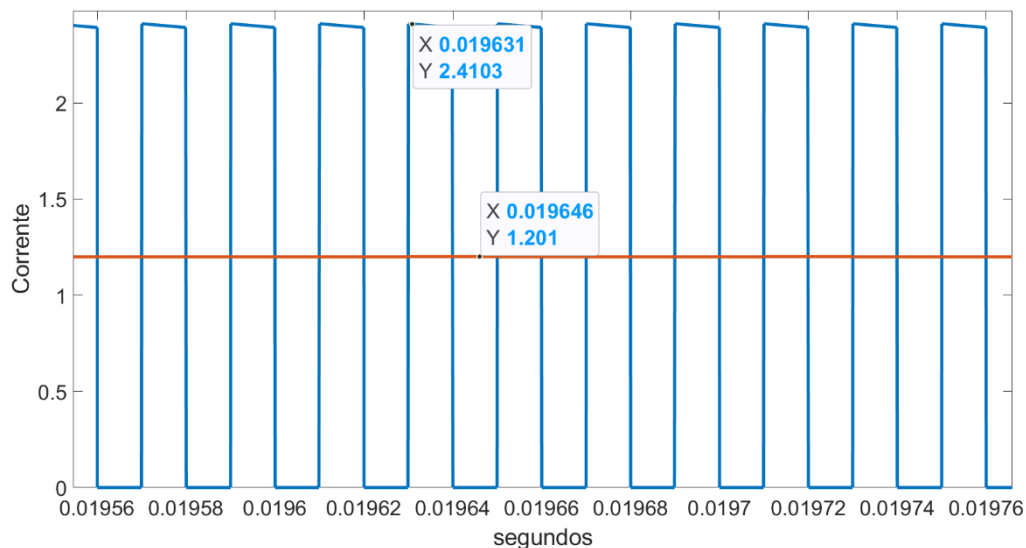
Figura 11 - Corrente Média no indutor $i_{L_{avg}}$ em regime permanente.Figura 12 - Corrente Média na chave ($i_{Sw_{avg}}$) em laranja de pico ($i_{Sw_{pk}}$) em azul.

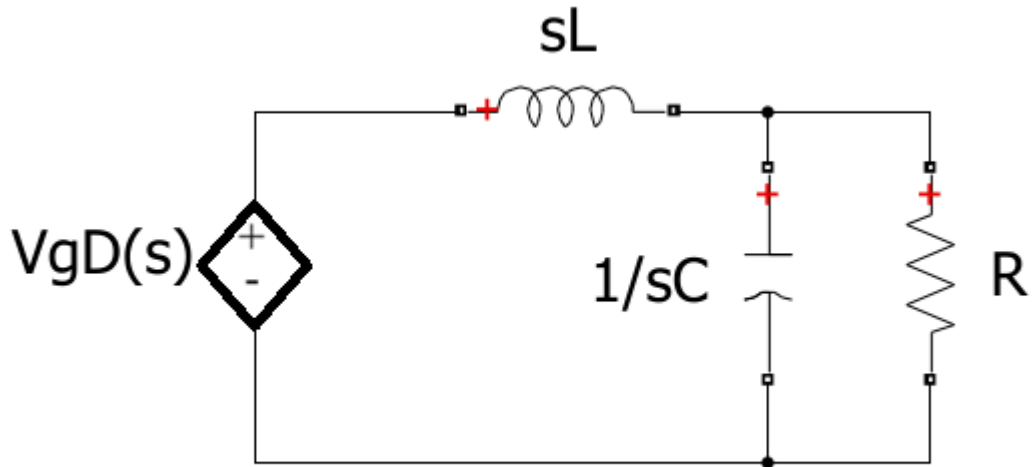
Figura 13 - Corrente Média no diodo ($i_{D_{avg}}$) em laranja de pico ($i_{D_{pk}}$) em azul.



4.2 OBTENDO A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Basicamente, o ciclo de trabalho variará e assim controlará a tensão na carga ou corrente no indutor. Para obter a função de transferência, o conversor *BUCK* é analisado como um filtro LC conforme Figura 14, para assim gerar os modelos matemáticos de função de transferência. Dessa forma, deve-se converter os componentes do filtro para o Domínio de Laplace, e calcular a corrente ou a tensão como se fossem resistores em paralelo ou em série (SCHAUMANN; XIAO; ELWYN, 2009).

Figura 14 - Filtro LC.



Fonte:(SCHAUMANN; XIAO; ELWYN, 2009). Adaptado.

4.2.1 Função de transferência para controle de tensão

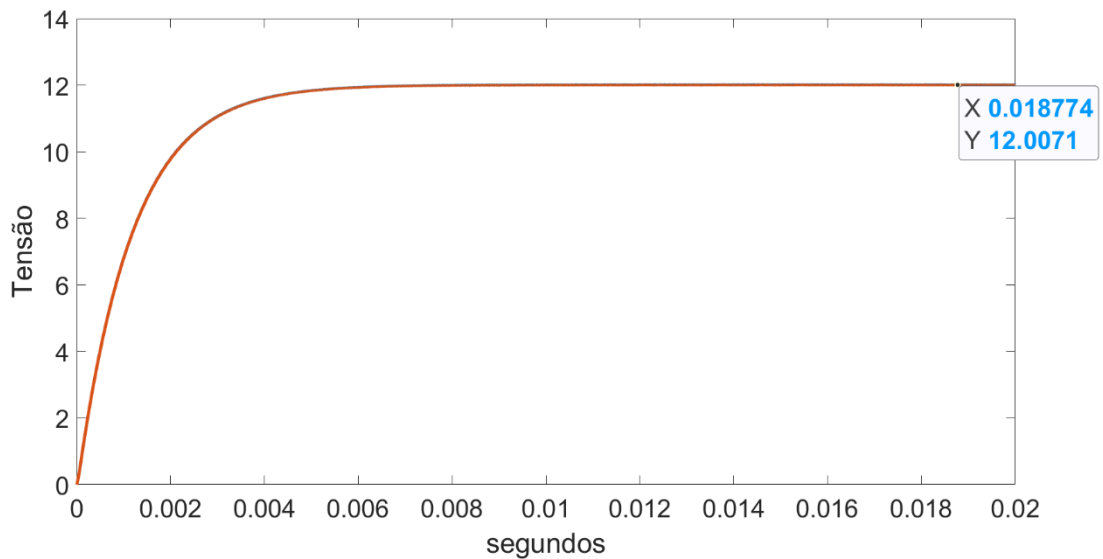
Para controlar a tensão é necessário se obter a resposta da tensão de saída (V_o) pela variação cíclica. A função de transferência para controle de tensão é a seguinte:

$$H_1(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = V_g \frac{1}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1} \quad (12)$$

Cálculos mais detalhados da função de transferência podem ser vistos no **APÊNDICE A**.

É possível checar se o modelo em função de transferência é equivalente ao modelo comutado. Na Figura 15 é possível verificar a resposta da simulação da função de transferência (12) para controle de tensão e a do modelo comutado da Figura 3, onde ambos são submetidos a uma variação cíclica. O resultado é que as curvas de V_o são praticamente sobrepostas. Os valores dos componentes são aqueles da Tabela 1.

Figura 15 - Comparação da tensão de saída V_o da função de transferência (12) com o circuito da Figura 3 (modelo comutado). Curvas praticamente sobrepostas.



4.2.2 Função de transferência para controle em cascata de corrente e tensão

Para o controle em modo cascata, é necessário obter a relação entre a corrente do indutor (i_L) e a variação cíclica e , com isso, a relação entre a tensão de saída (V_o) e a corrente do indutor. A função de transferência para o controle da corrente do indutor pela razão cíclica é dada por:

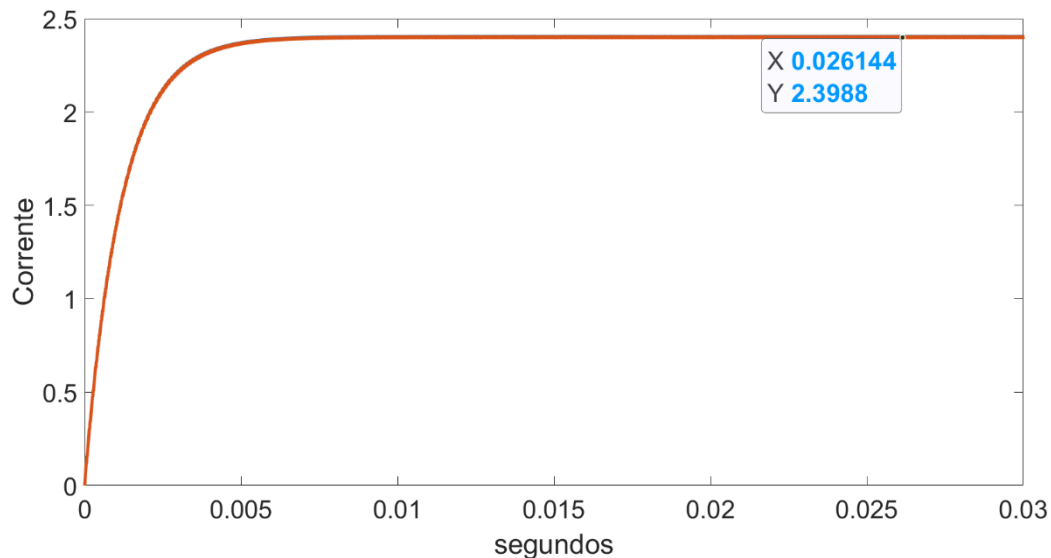
$$H_{21}(s) = \frac{i_L(s)}{D(s)} = \frac{V_g R C s + V_g}{L R C s^2 + s L + R} \quad (13)$$

E a variação da tensão de saída pela corrente do indutor é:

$$H_{22}(s) = \frac{V_o(s)}{i_L(s)} = \frac{R}{R C s + 1} \quad (14)$$

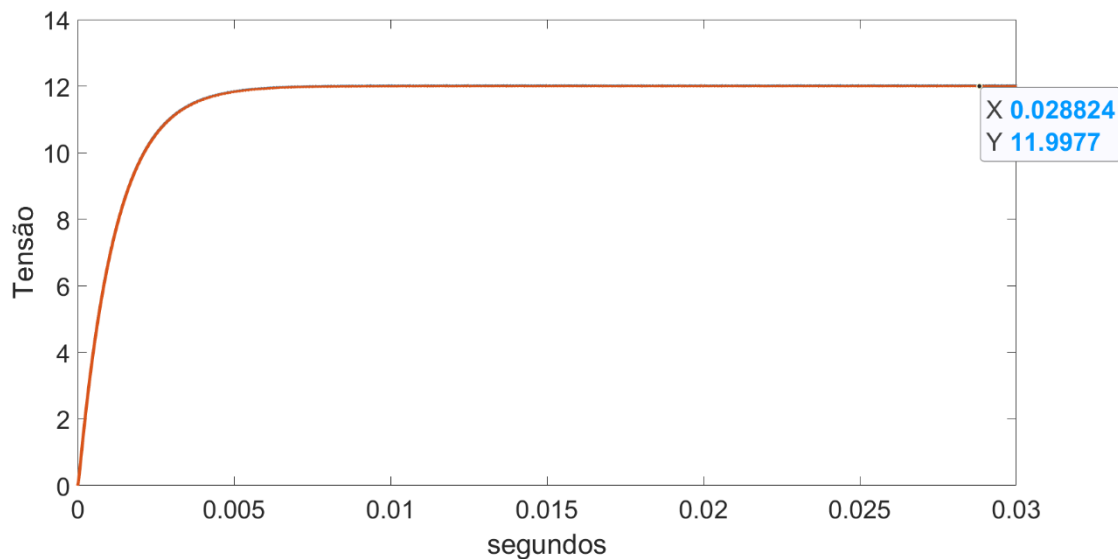
Para verificar a correspondência da função de transferência (13) com o modelo comutado da Figura 3 foi realizada uma simulação. O resultado pode ser visto na Figura 16, e ele mostra que as correntes no indutor (i_L) são equivalentes. Os valores dos componentes são aqueles da Tabela 1.

Figura 16 - Comparação da corrente do indutor da função de transferência (13) com o circuito da Figura 3 (modelo comutado). Curvas praticamente sobrepostas.



Por fim, verificou-se a correspondência da função de transferência em (14) com o modelo comutado da Figura 3, na Figura 17 é possível observar que as curvas de V_o estão sobrepostas. Os valores dos componentes são aqueles da Tabela 1.

Figura 17 - Comparação da tensão de saída V_o da função de transferência (14) com o circuito da Figura 3 (modelo comutado). Curvas praticamente sobrepostas.



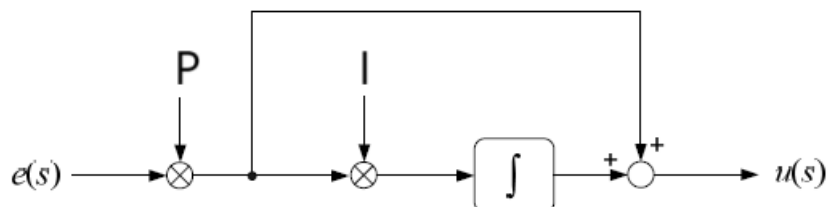
Cálculos mais detalhados das funções de transferência podem ser vistos no **APÊNDICE B e APÊNDICE C**.

4.3 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL (PI)

Este tipo de compensador é usado para aumentar o ganho do *loop* de baixa frequência, de modo que a saída seja melhor regulada com referência estática. Na Figura 18 é possível visualizar a estrutura do controlador, onde possui um ganho P e I. Sendo a que saída do compensador é o erro multiplicado por ganho P mais a integral do erro multiplicado pelo ganho P*I. Ele possui a seguinte equação no domínio de Laplace:

$$PI(s) = P(1 + I \frac{1}{s}) \quad (15)$$

Figura 18 - Diagrama de blocos do controlador PI.



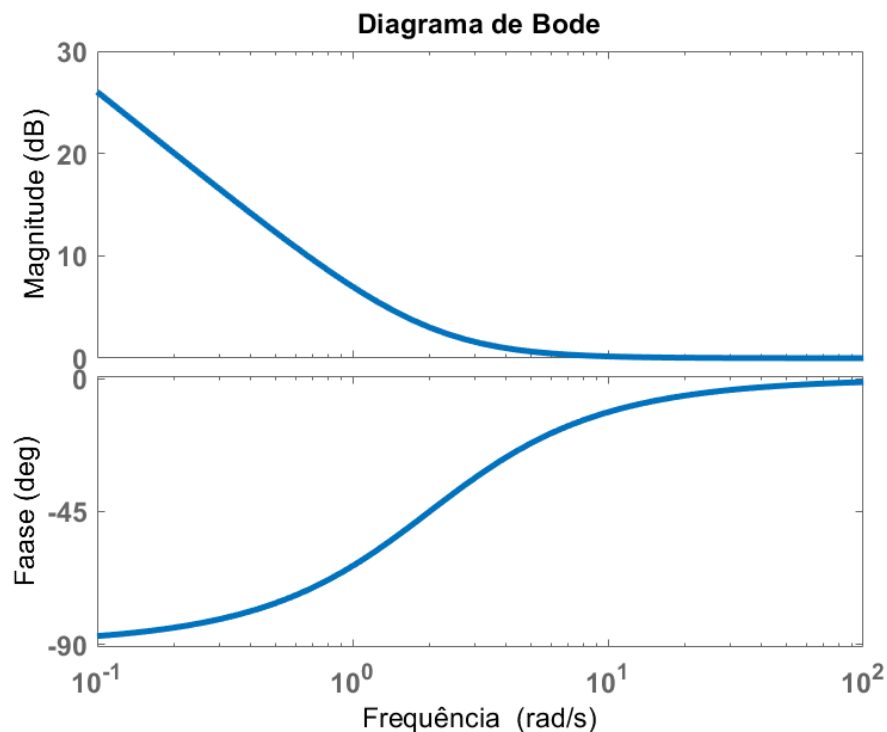
Fonte:(TEXAS INSTRUMENTS, 2017). Adaptado.

À medida que o ganho do compensador se torna grande em baixa frequência, isso faz com que a componente CC do sinal de erro se aproxime de zero. Conseqüentemente, a tensão de saída em regime permanente é perfeitamente regulada e as funções de transferência de perturbação para a saída se aproximam de zero em CC (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Uma outra vantagem do PI é que ele está menos sujeito a erros de medição, gerando menos ruído no controle, diferentemente do controle derivativo (CONTROL GURU, 2015).

A resposta em frequência de um PI pode ser visualizada na Figura 19, onde se observa que ele possui mais ganho em baixas frequências, tornando-o útil em quase todos os tipos de sistemas de *feedback*, incluindo o conversor *BUCK*. Dessa forma, todo o estudo de controle será realizado com esse controlador.

Figura 19 - Diagrama de bode do controlador PI. P=1 e I=2.



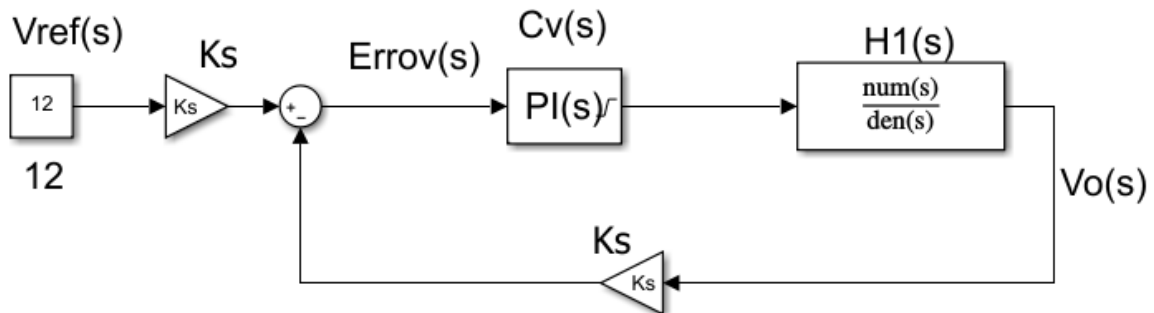
4.4 CONTROLE DE TENSÃO

Com a função de transferência obtida e a definição do controlador, pode-se derivar um modelo para controle de tensão. Na Figura 20, pode-se observar um modelo em função de transferência em malha fechada do conversor *BUCK*. Basicamente, o sistema possui uma referência de tensão $V_{ref}(s)$ que é comparada com a saída $V_o(s)$, gerando um erro $Erro_v(s)$. Esse erro é compensado pelo controlador $C_v(s)$ gerando um sinal de controle que age sobre a planta H_1 e resulta em $V_o(s)$.

Com o modelo em função de transferência do sistema, é possível dimensionar o controle para se obter as saídas desejadas. A sintonia do controlador é realizada por meio do bloco PI do Matlab (MATLAB, 2025). Essa ferramenta determina os ganhos P (Proporcional) e I (Integral) que satisfazem as especificações de projeto. Utilizando o modelo de função de transferência do sistema de controle de tensão em malha fechada da Figura 20 inserido no *Matlab*, onde o controlador $C_v(s)$ é implementado por um bloco PI e ajustado por meio do autoajuste da ferramenta.

O modelo de controle de tensão comutado, ilustrado na Figura 21, utiliza uma única malha de feedback para regulação da tensão de saída. O processo é iniciado pela comparação contínua entre a tensão de referência ($V_{ref}(t)$) e a tensão de saída ($V_o(t)$), o que resulta em um erro de tensão ($Errov(t)$). Este erro é, então, processado pelo controlador de tensão ($C_v(t)$). A saída do controlador gera o ciclo de trabalho (D), que será transformado em sinal de modulação de largura de pulso (PWM) que aciona o dispositivo de chaveamento (Q1) garantindo que a tensão de saída seja mantida próxima ao valor desejado.

Figura 20 - Modelo em função de transferência para controle de tensão em malha fechada do conversor *BUCK*.



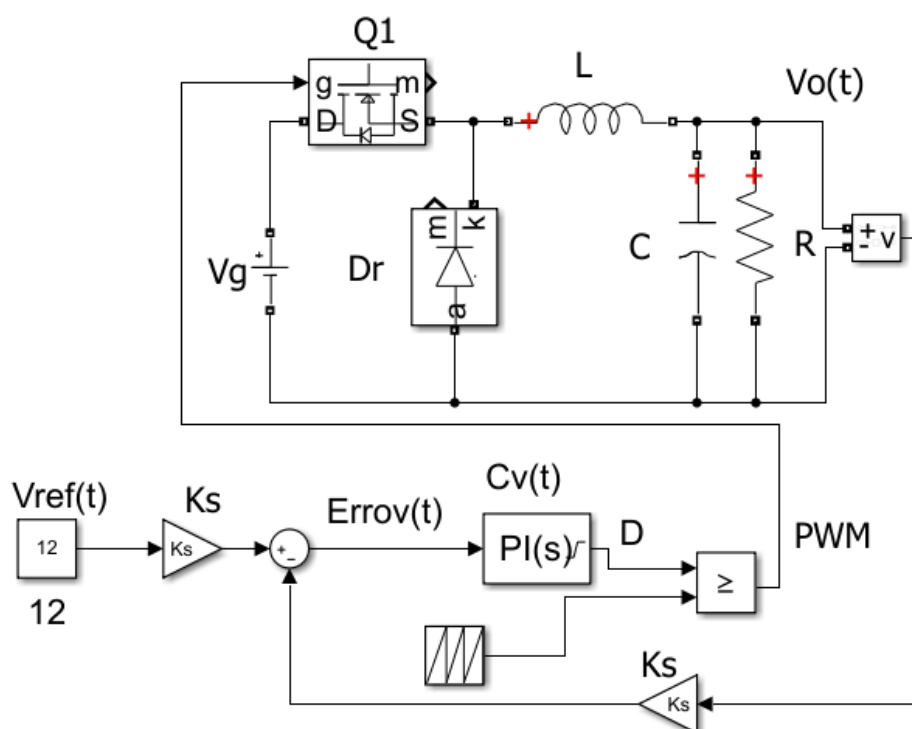
Fonte:(OGATA, 2010). Adaptado.

Para verificar se o modelo em função de transferência em malha fechada da Figura 20 é equivalente ao comutado em malha fechada da Figura 21, foi realizada uma simulação comparando o valor de V_o de ambos (Referência 12V), após projetar o controlador e obter os valores da Tabela 2, com o conversor possuindo as características da Tabela 1. Na Figura 22 está o resultado e é possível observar que os modelos são equivalentes.

Tabela 2 - Valores de P e I para Cv.

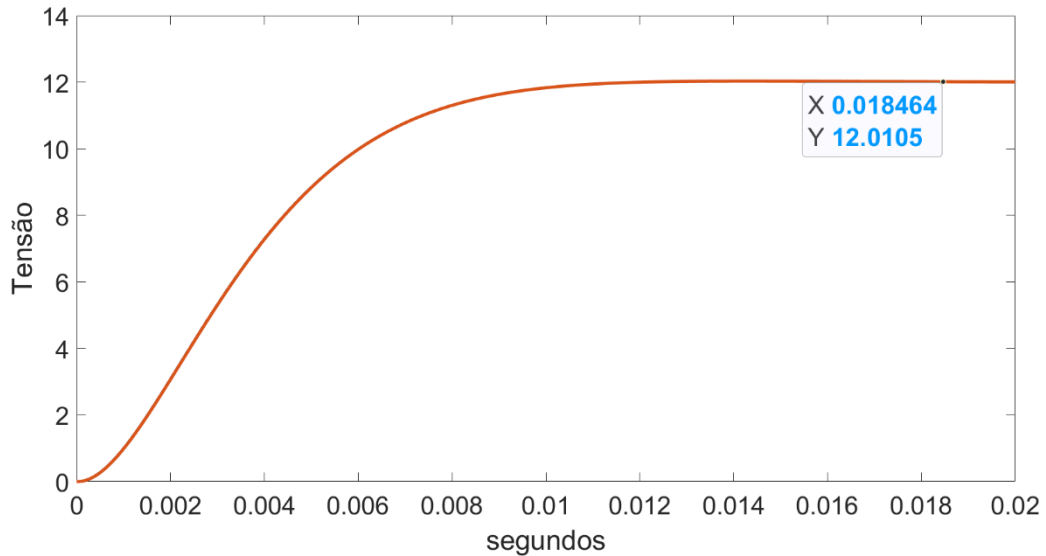
P	2.1753722090521e-05
I	2558096.3224011

Figura 21 - Modelo comutado para controle de tensão em malha fechada do conversor *BUCK*.



Fonte:(MARTINS; BARBI, 2006). Adaptado.

Figura 22 - Comparação da tensão de saída V_o do conversor em modelo comutado e função de transferência. Curvas praticamente sobrepostas.



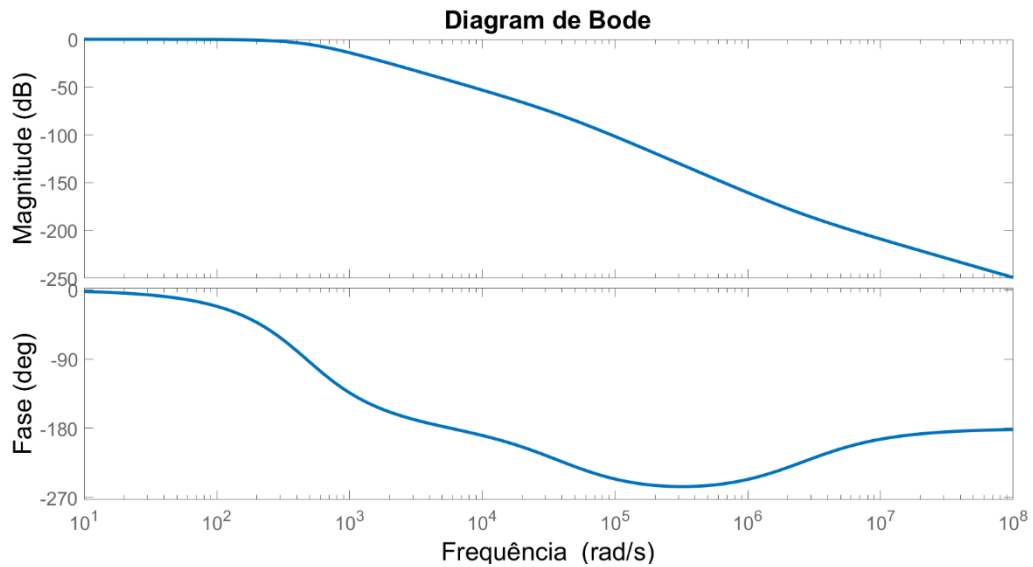
4.4.1 Resposta em frequência em malha fechada para controle de tensão

Para verificar as frequências de referência que o controlador é capaz de controlar, ou seja, a largura de banda da tensão de saída (V_o) pela referência, o modelo em função de transferência da Figura 20 é reduzido utilizando técnicas de redução de blocos (OGATA, 2010), resultando em:

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{K_s C_v(s) H_1(s)}{1 + K_s C_v(s) H_1(s)} \quad (16)$$

Um conversor com os valores da Tabela 1 e o controlador de tensão igual ao da Tabela 2 possui a resposta em frequência da Figura 23, detendo uma largura de banda de 362.4722 rad/s.

Figura 23 - Resposta em frequência da malha de controle de tensão.



Para verificar as deduções da função de transferência em (16), observar o **APENDICE G**.

4.5 CONTROLE DE EM MODO CASCATA DE CORRENTE E TENSÃO

O controle em cascata possui duas malhas: uma primária e outra secundária (BOJORGE, 2017). No caso do conversor *BUCK* a malha primária (malha externa) é a de tensão e a secundária (malha interna) é a de corrente. Uma das principais vantagens de utilizar esse sistema no conversor é a limitação da corrente do indutor, o que evita sobrecargas. Essa limitação é representada por um saturador na referência de corrente na malha de controle em cascata, tanto no modelo em função de transferência da Figura 24 tanto como no modelo comutado da Figura 25.

Na Figura 24, pode-se observar um modelo em função de transferência de controle em modo cascata em malha fechada do conversor *BUCK*. A malha de corrente possui referência de corrente do indutor $I_{ref}(s)$ que é comparada com a saída $i_L(s)$ o que gera um erro (Erro $i(s)$). Esse erro é compensado pelo controlador $C_{ci}(s)$ gerando um sinal de controle que age sobre a planta $H_{21}(s)$, e resulta na corrente do indutor $i_L(s)$. Já na malha primária, que é a de tensão, $i_L(s)$ age sobre a planta $H_{22}(s)$, o que gera a tensão de saída $V_o(s)$. Esta ($V_o(s)$), por sua vez é comparada com a referência de tensão $V_{ref}(s)$, causando um erro Erro $v(s)$, onde o controlador $C_{cv}(s)$

age gerando um sinal de referência de corrente do indutor $I_{ref}(s)$ para a malha secundária, fechando assim o controle em modo cascata.

Assim como no controle de tensão, com o modelo em função de transferência em cascata em malha fechada, é possível dimensionar o controle para se obter as saídas desejadas. A sintonia do controlador é realizada por meio do bloco PI do *Matlab* (MATLAB, 2025). Essa ferramenta determina os ganhos P (Proporcional) e I (Integral) que satisfazem as especificações de projeto. Utilizando o modelo de função de transferência do sistema de controle em cascata da Figura 24 inserido no *Matlab*, onde os controladores $C_{cv}(s)$ e $C_{ci}(s)$ são implementados por blocos PI e ajustados por meio do autoajuste da ferramenta.

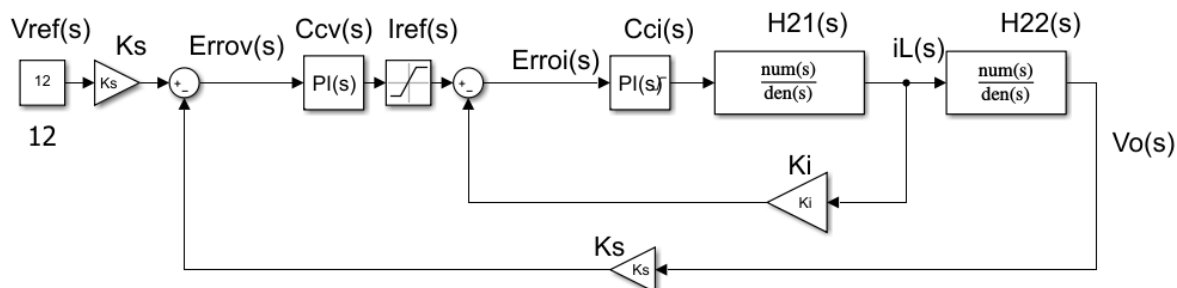
O modelo comutado de controle em cascata, apresentado na Figura 25, emprega uma estrutura hierárquica de duas malhas para regulação precisa da tensão de saída V_o . A malha externa, ou malha de tensão, inicia o processo comparando a tensão de referência ($V_{ref}(t)$) com a tensão de saída ($V_o(t)$), cujo erro ($Errov(t)$) resultante é processado pelo controlador de tensão ($C_{cv}(t)$). Este controlador tem como saída a referência de corrente do indutor ($I_{ref}(t)$), que serve como o ponto de ajuste para a malha interna, a malha de corrente. Nesta malha, a referência de corrente é comparada com a corrente do indutor ($i_L(t)$), e o erro de corrente é compensado pelo controlador de corrente ($C_{ci}(t)$), cuja saída final é o ciclo de trabalho (D) que será utilizado na modulação de largura de pulso (PWM) que aciona o dispositivo de chaveamento (Q1).

Para verificar se os modelos da Figura 24 e Figura 25 são equivalentes, foi realizada uma simulação comparando a tensão V_o de ambos (Referência 12V). Os controladores foram ajustados e foram obtidos os valores da Tabela 3, com o conversor possuindo as características da Tabela 1. O resultado está na Figura 26 e os modelos são equivalentes.

Tabela 3 - Valores de P e I para C_{cv} e C_{ci} .

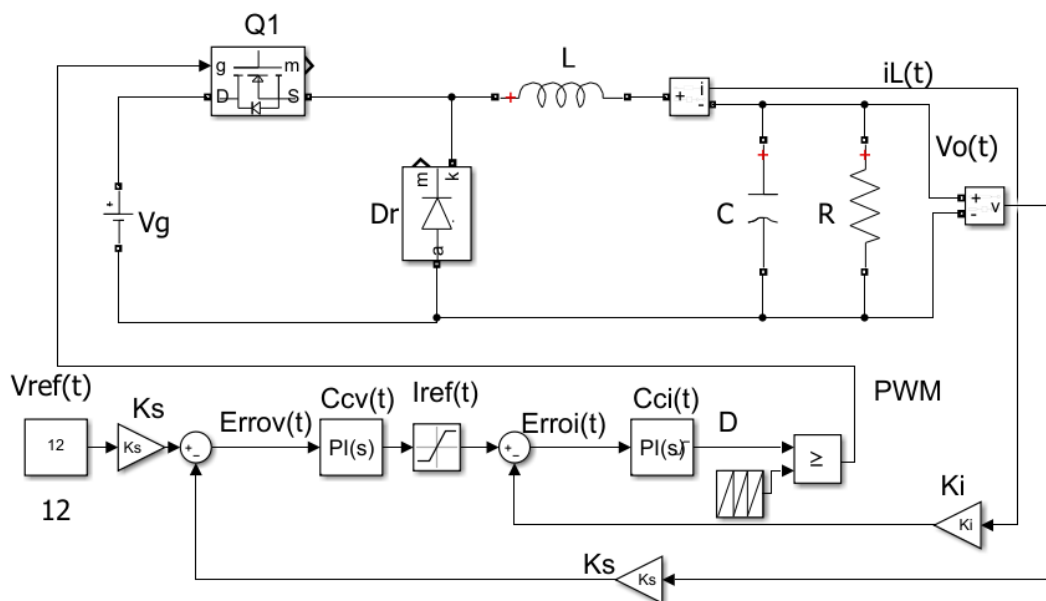
	C_{cv}	C_{ci}
P	0.0738575571294749	2.53986789482743
I	904.380386857999	533.295999171108

Figura 24 - Modelo em função de transferência para controle em modo cascata de corrente de tensão em malha fechada do conversor *BUCK*.



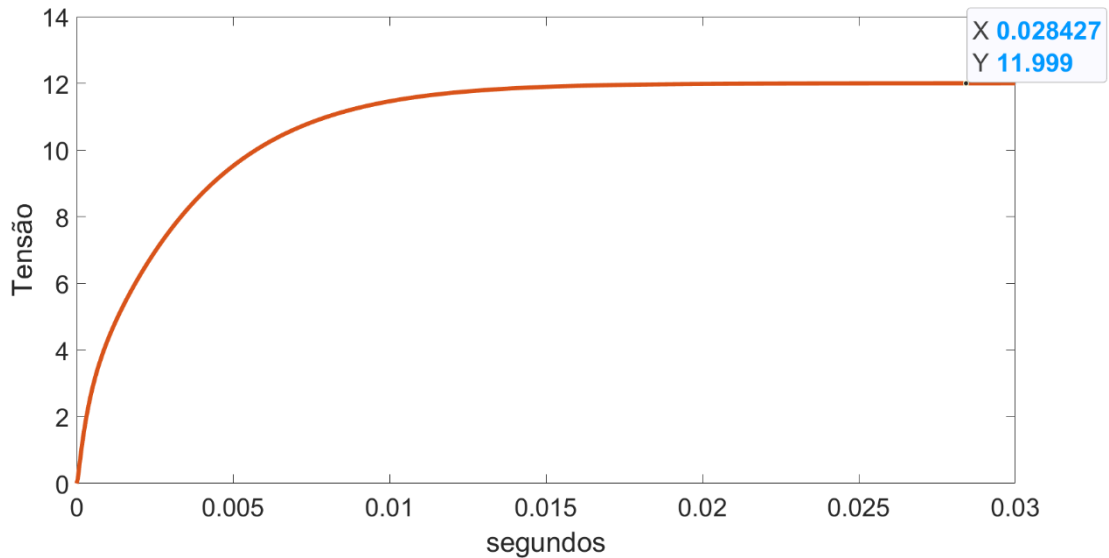
Fonte:(FERNANDEZ, 2021). Adaptado.

Figura 25 - Modelo comutado para controle em modo cascata de corrente de tensão em malha fechada do conversor *BUCK*.



Fonte:(MARTINS; BARBI, 2006). Adaptado.

Figura 26 - Comparação da tensão de saída V_o do conversor em modelo comutado em modo cascata e função de transferência em modo cascata. Curvas praticamente sobrepostas.



4.5.1 Resposta em frequência em malha fechada para controle em cascata de corrente e tensão

Como o sistema em cascata possui duas malhas, é necessário reduzir ambas. Para a malha de corrente tem-se:

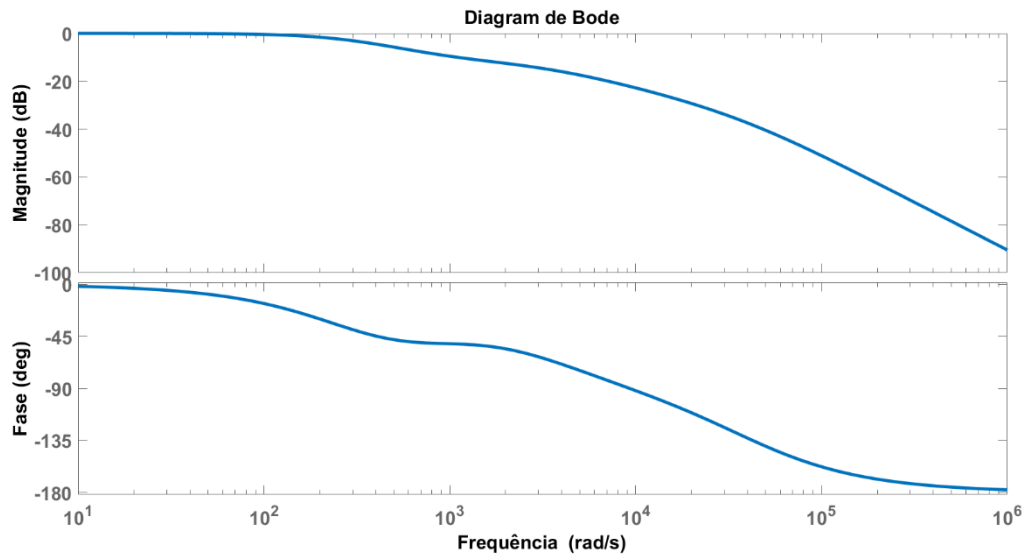
$$G_i(s) = \frac{C_{ci}(s)H_{21}(s)}{1 + K_i C_{ci}(s)H_{21}(s)} \quad (17)$$

E de tensão:

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)}{1 + K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)} \quad (18)$$

Um conversor com os valores da Tabela 1 e os controladores com os valores da Tabela 3, possui a resposta em frequência da Figura 27, com uma largura de banda de 296,8290 rad/s.

Figura 27 - Resposta em frequência da malha de controle de tensão em cascata.



Para examinar as deduções da função de transferência em (17) e (18), observar o **APENDICE H**.

4.6 DISCRETIZAÇÃO DE COMPENSADORES

O compensador PI possui a equação no domínio de Laplace que pode ser vista em (15).

Utilizando a transformada Z bilinear (OPPENHEIM; SCHAFER, 2009), onde $s = \frac{2}{T_s} * \left(\frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right)$ e $E(K)*C(Z)=U(K)$, é possível discretizar o compensador, resultando em:

$$U(K)=U(K-1)+E(k)*a+E(K-1)*b \quad (19)$$

Sendo, $a = \frac{2*P+P*I*T_s}{2}$ e $b = \frac{-2*P+P*I*T_s}{2}$, onde T_s é o período em segundos.

O código em C do controlador que será utilizado em aplicação prática pode ser visto no **APENDICE I**.

Vale ressaltar que a discretização é uma aproximação dos controladores e não é um processo exato (NEVES, 2015) (TREDINNICK,2005).

5 RESULTADOS OBTIDOS EM EXPERIMENTO PRÁTICO

Serão abordados o controle de malha fechada de tensão e em cascata de corrente e tensão em um conversor real. O controle será executado por um controlador proporcional integral (PI) digitalizado, sendo que estes são projetados no *Matlab*, conforme os capítulos 4.4 e 4.5 e os ganhos são transferidos para os PIs no firmware.

Serão efetuados testes de variação em degrau de tensão, variação da carga (perturbação), limitação de corrente e tensão de saída em regime permanente.

Posteriormente, será feita a análise da resposta do conversor real em comparação com a do modelo comutado, visando a otimização das funções de transferência do kit de desenvolvimento descrito a seguir.

5.1 CONVERSOR CC/CC UTILIZADO

Para a aplicação prática serão utilizados os kits: LAUNCHXL-F28069M e BOOSTXL-BUCKCONV. O kit BOOSTXL-BUCKCONV (ver Figura 29) possui um conversor *BUCK* com atuação síncrona com o esquemático simplificado da Figura 28. Isso significa que, ao invés de possuir um diodo de roda livre, ele possui uma chave com atuação contrária à do ciclo de trabalho, o que termos de modelagem são praticamente iguais. A configuração dos parâmetros pode ser visualizada na Tabela 4.

Figura 28 - Circuito do kit BOOSTXL-BUCKCONV

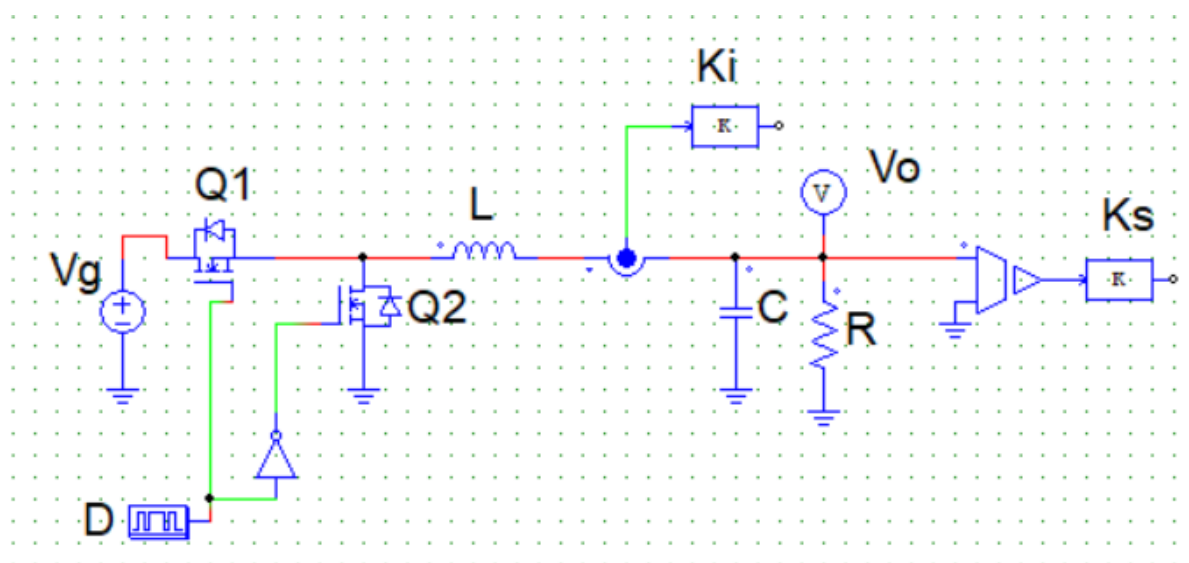


Figura 29 - Kit BOOSTXL-BUCKCONV

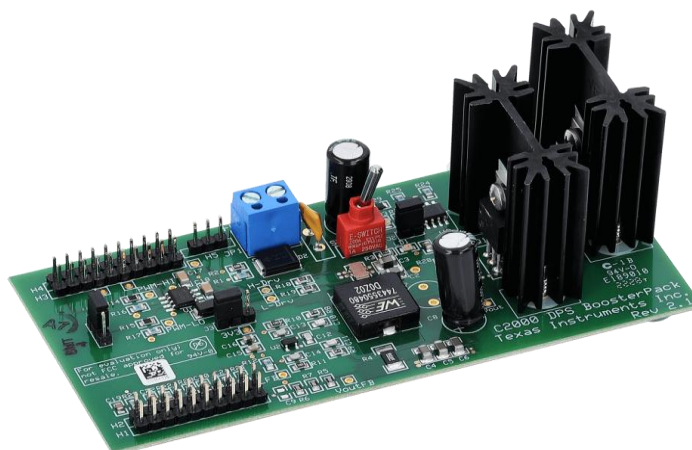
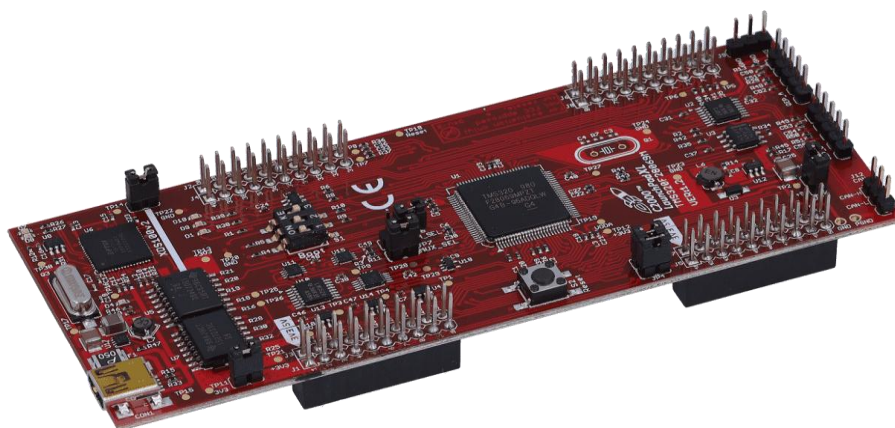


Tabela 4 - Parâmetros do conversor BOOSTXL-BUCKCONV.

V_g	9 V
V_o	2 V
D	0.22
L	4.8 μ H
C	396 μ F
R	7,5 Ohms
K_s	0.838
K_i	0.940
Frequência	200Khz

Já o kit LAUNCHXL-F28069M (ver Figura 30) é onde o *firmware* é implementado possuindo medição analógica digital, modulador de pulso e interrupções.

Figura 30 - Kit LAUNCHXL-F28069M



5.2 APLICAÇÃO EM MALHA FECHADA DO CONVERSOR BOOSTXL-BUCKCONV PARA CONTROLE DE TENSÃO

Utilizando a função de transferência para controle de tensão em malha fechada da Figura 20 no *Matlab*, e implementando o controlador de tensão $C_v(s)$ utilizando o bloco PI (MATLAB, 2025) e realizando o ajuste automático da ferramenta, com o conversor com as características da Tabela 4, é configurada a resposta esperada da tensão de saída (V_o) do conversor à variação em degrau de zero a dois Volts que pode ser visualizada na Figura 31, sendo que não apresenta *overshoot* e possui tempo de acomodação entre 30ms e 40ms (Referência 2V).

Na Figura 32 nota-se o desempenho do conversor, em circuito, em relação à tensão de saída (V_o), após a variação em degrau da referência de 0 V a 2 V, utilizando o PI discretizado. Com tempo de acomodação entre 30ms e 40ms e sem *overshot*, o resultado é muito similar ao esperado obtido na Figura 31.

Para verificar a regulação da tensão de saída (V_o) do conversor com variação de carga, um resistor de 2 ohms é posto em paralelo com a resistência R do circuito da Figura 28. Na Figura 33, é possível verificar a resposta. Onde existe a queda de tensão regulada (V_o), o resistor de 2 ohm está em paralelo e onde há aumento, o

resistor é desligado. Observa-se que o controle regula a tensão de saída (V_o) para 2V em ambos os casos.

Na Figura 34 possível observar o desempenho do controle da tensão de saída (V_o) em regime permanente.

Figura 31 - Resposta esperada da tensão de saída (V_o) do conversor a variação em degrau de 0V a 2V.

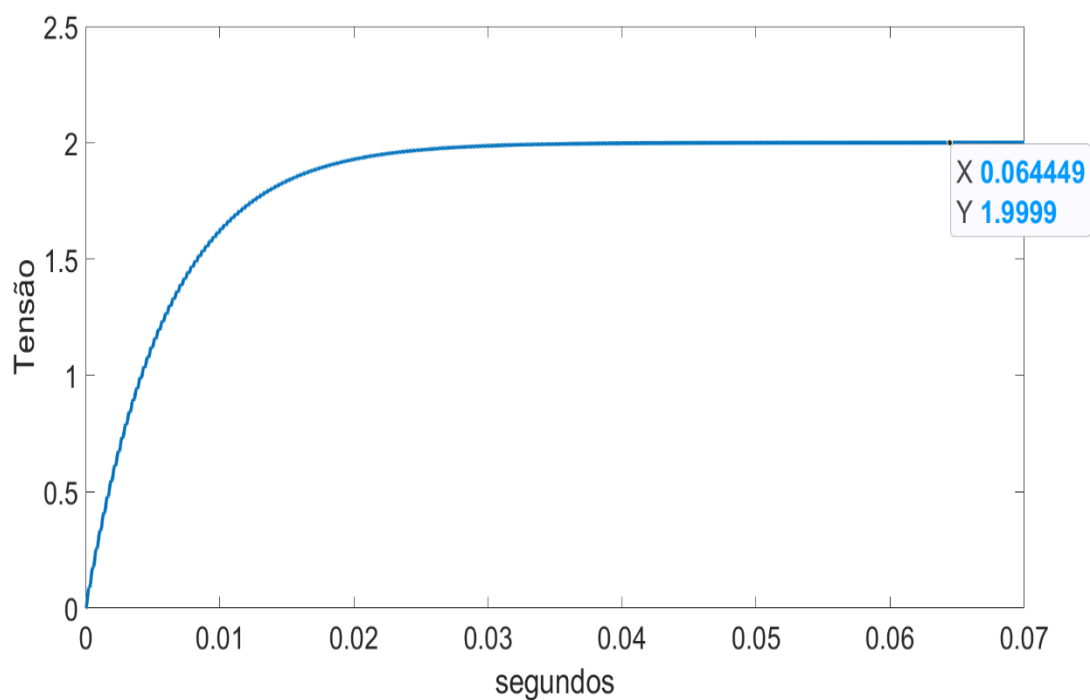


Figura 32 - Resposta da tensão de saída do conversor (V_o) BOOSTXL-BUCKCONV em malha fechada em degrau de 0V a 2V. Imagem do Osciloscópio.

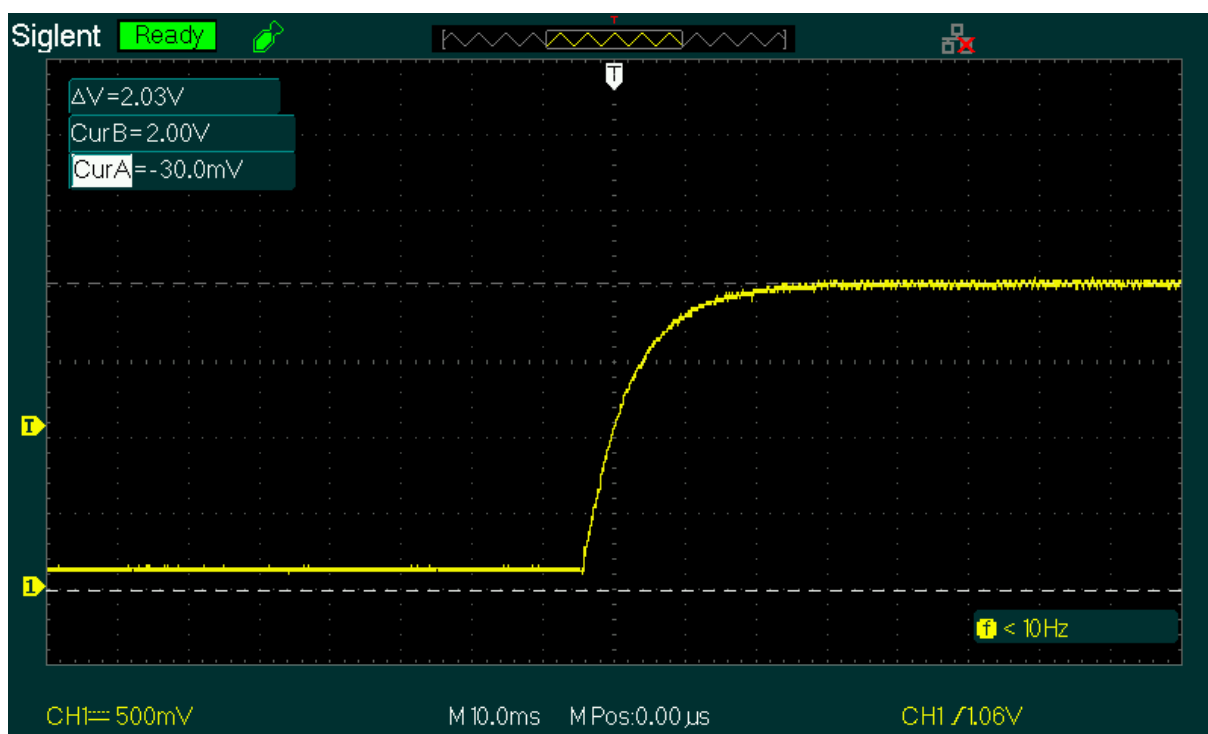


Figura 33 - Resposta do conversor da tensão de saída (V_o) à perturbação de variação de carga com referência de 2V. Imagem do Osciloscópio.

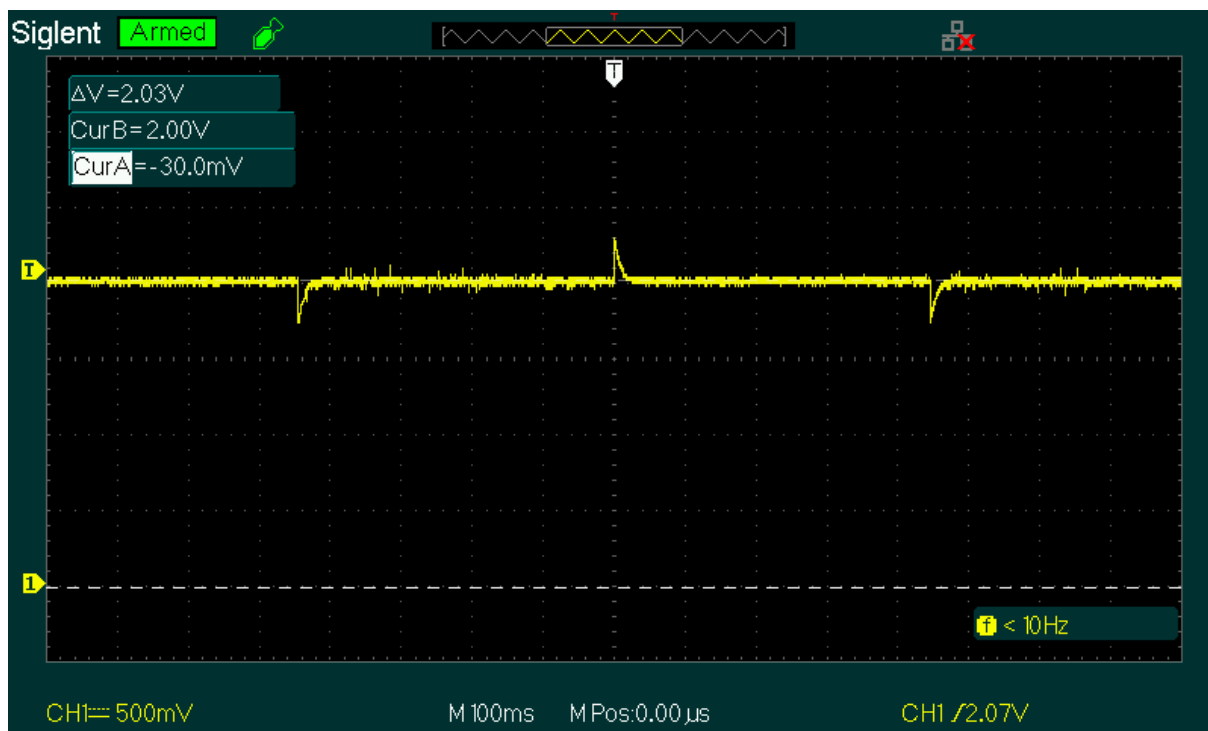
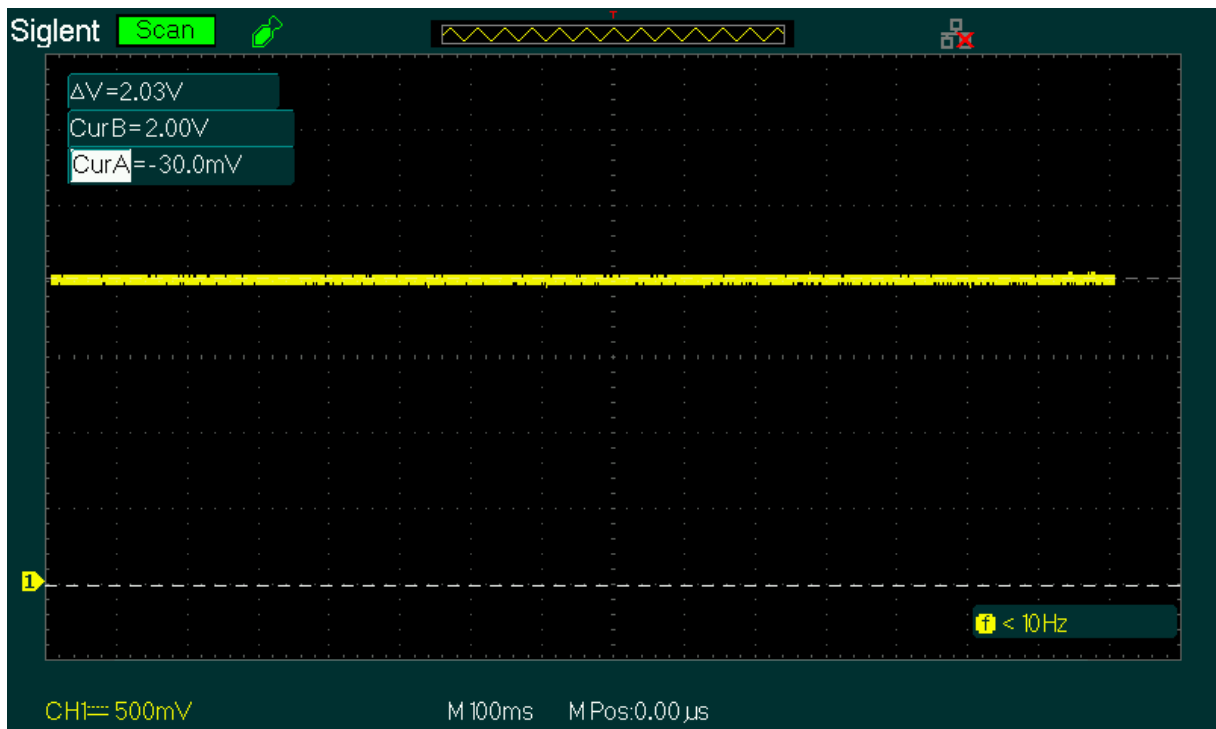


Figura 34 - Resposta da tensão V_o (2V) em regime permanente do conversor em malha fechada. Imagem do Osciloscópio.



5.3 APLICAÇÃO EM MALHA FECHADA DO CONVERSOR BOOSTXL-BUCKCONV PARA CONTROLE EM CASCATA DE CORRENTE E TENSÃO

Utilizando a função de transferência para controle em cascata em malha fechada da Figura 24 no *Matlab* e implementando os controladores $C_{cv}(s)$ e $C_{ci}(s)$ utilizando o bloco PI (MATLAB, 2025) e realizando o ajuste automático da ferramenta, com o conversor com as características da Tabela 4, é configurada a resposta esperada da tensão de saída (V_o) do conversor à variação em degrau de zero a dois Volts que pode ser visualizada na Figura 35, sendo que não apresenta *overshoot* e possui tempo de acomodação entre 25ms e 35ms (Referência 2V).

Na Figura 36 nota-se o desempenho do conversor, em circuito, em relação à tensão de saída (V_o), após a variação em degrau da referência de 0V a 2V, utilizando PI discretizado. Com tempo de acomodação entre 25ms e 50ms e sem *overshot*, o que é muito similar ao esperado obtido na Figura 35.

Para verificar a regulação da tensão de saída (V_o) do conversor com variação de carga, um resistor de 2 ohms é posto em paralelo com a resistência R do circuito da Figura 28. O resultado está na Figura 37. Onde existe a queda de tensão regulada

(V_o) o resistor de 2 ohms está em paralelo e onde há aumento, o resistor é desligado, observando que o controle regula a tensão de saída (V_o) para 2V em ambos os casos.

A Figura 38 ilustra o sistema de controle com limitação de corrente. Esta estratégia assegura que a tensão de saída V_o sofra uma queda quando o sistema é submetido a uma sobrecarga, retornando ao seu valor de referência de 2V assim que a carga é reduzida.

Para verificar a tensão V_o em regime permanente, visualizar a Figura 39.

Figura 35 - Resposta esperada da tensão de saída (V_o) do conversor a variação em degrau de 0V a 2V.

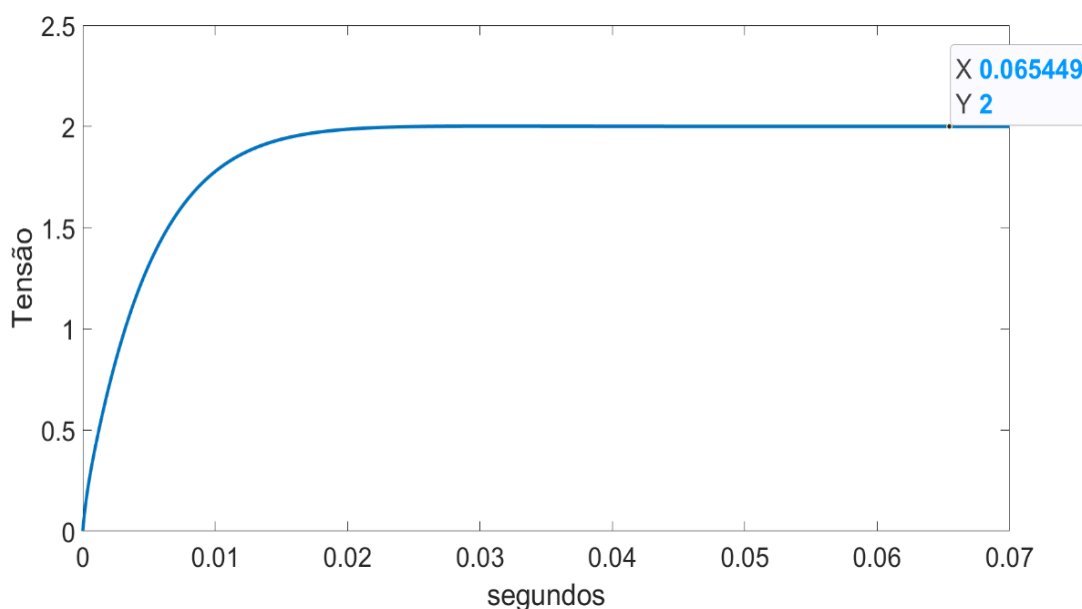


Figura 36 - Resposta da tensão de saída (V_o) do conversor em cascata em malha fechada em degrau de 0V a 2V. Imagem do Osciloscópio.

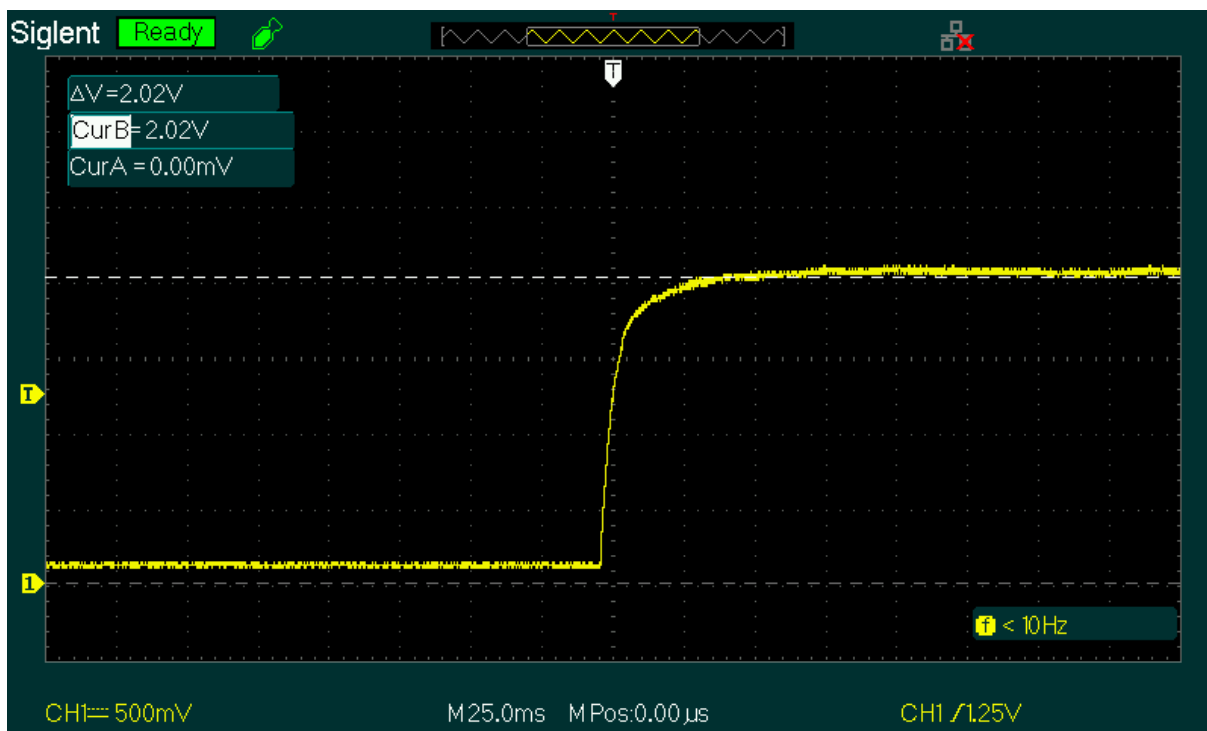


Figura 37 - Resposta do conversor em cascata da tensão de saída (V_o) à perturbação de variação de carga com referência de 2V. Imagem do Osciloscópio.

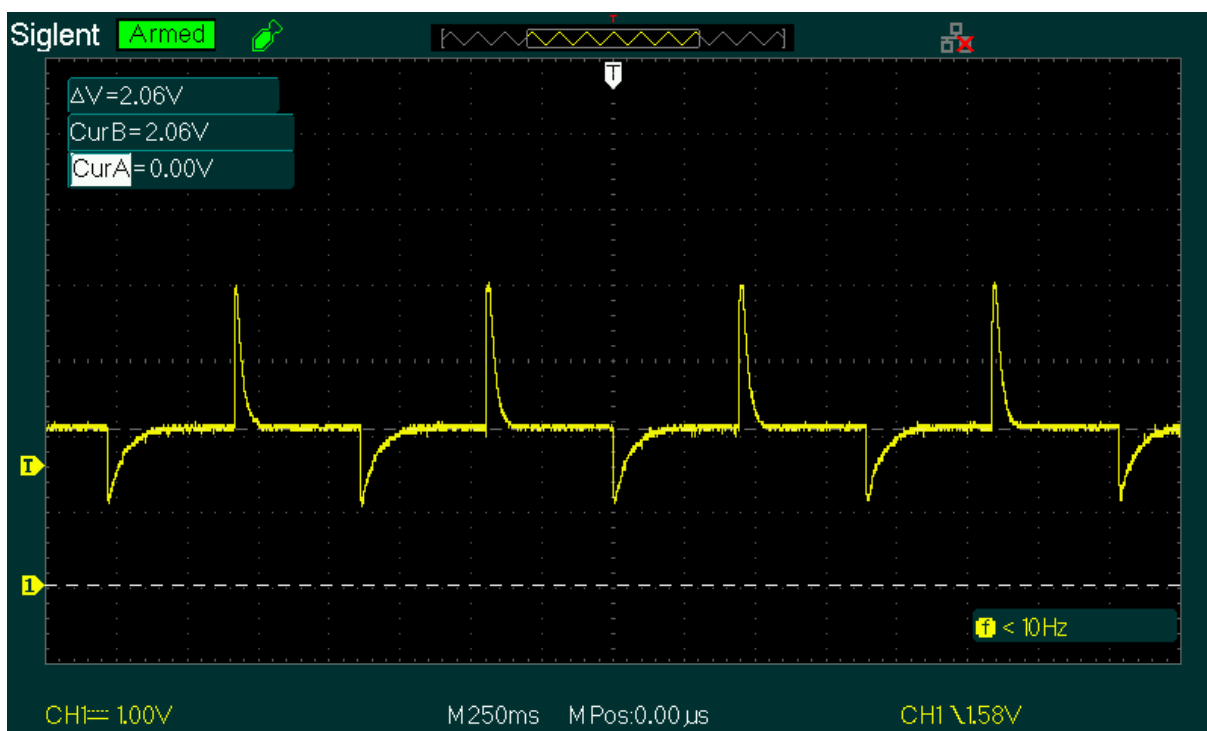


Figura 38 - Resposta do conversor em cascata da tensão de saída (V_o) à perturbação de variação de carga com referência de 2V com limitação de corrente.

Imagem do Osciloscópio.

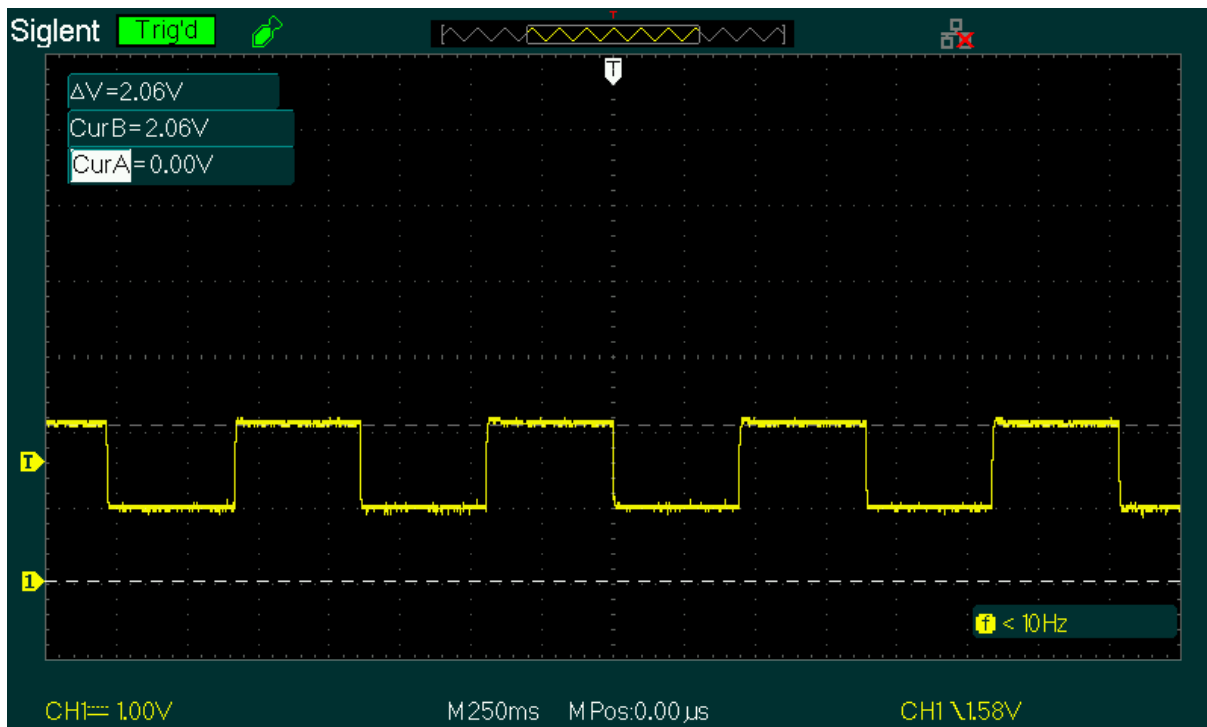
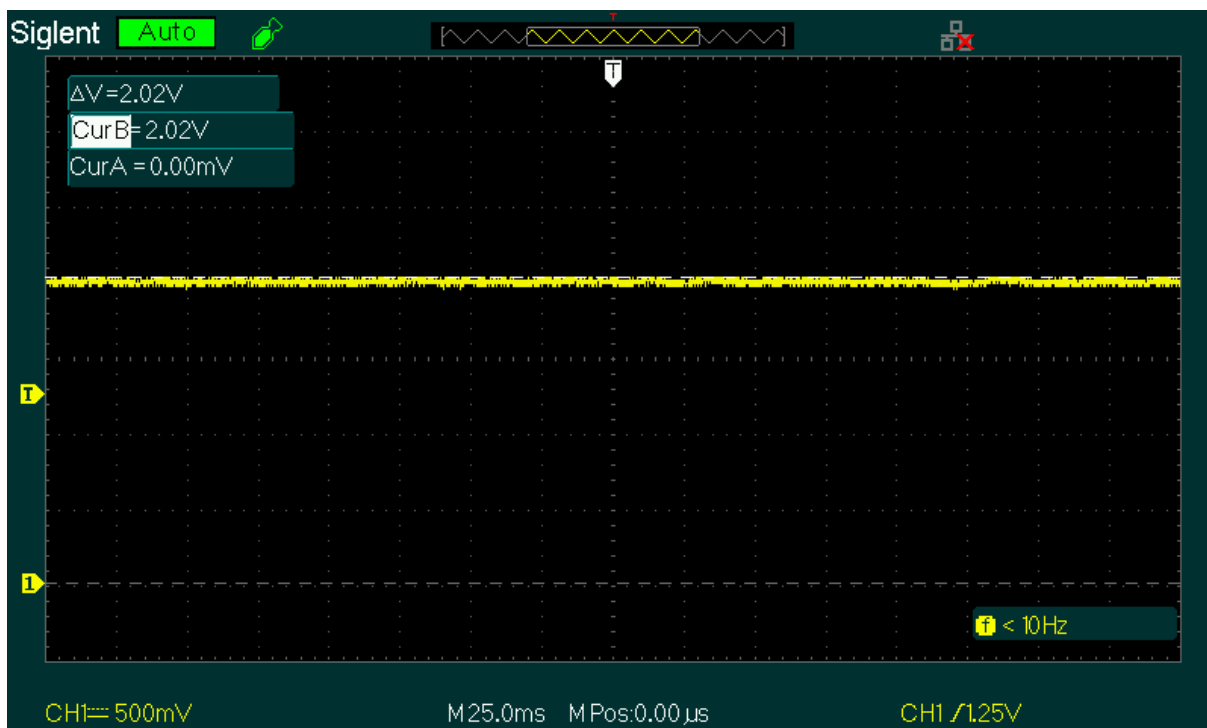


Figura 39 - Resposta da tensão V_o (2V) em regime permanente do conversor em malha fechada em cascata. Imagem do Osciloscópio.



5.4 OTIMIZAÇÃO DE MODELOS DE FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Para verificar a correspondência do modelo teórico comutado da Figura 28 com o prático, realiza-se a comparação entre a variação do ciclo de trabalho de 0 a 0.22 do circuito em experimento real e a do de simulação (com valores da Tabela 4) em malha aberta. Na Figura 41, está a resposta do conversor real e na Figura 40, a do modelo comutado, onde é possível verificar que as respostas de V_o são diferentes.

A principal diferença entre a resposta do modelo comutado da Figura 40 e a do circuito real é a não consideração de elementos parasitas, sendo estes: a resistência da indutância, a resistência serie equivalente do capacitor, a resistência do sensor de corrente e a resistência de chaveamento. Para otimizar os modelos de função de transferência será utilizado o circuito da Figura 42, o qual considera os elementos parasitas, utilizando o conversor com os valores da Tabela 4 e com o valor dos elementos parasitas da Tabela 5.

Tabela 5 – Valor dos elementos parasitas do conversor real.

R_{on}	0.02 ohms
R_L	0.7 ohms
R_{sense}	0.03 ohms
R_{se}	0.005 ohms

Figura 40 - Resposta de tensão de saída (V_o) do conversor BOOSTXL-BUCKCONV em simulação, variando razão cíclica de 0 a 0.22.

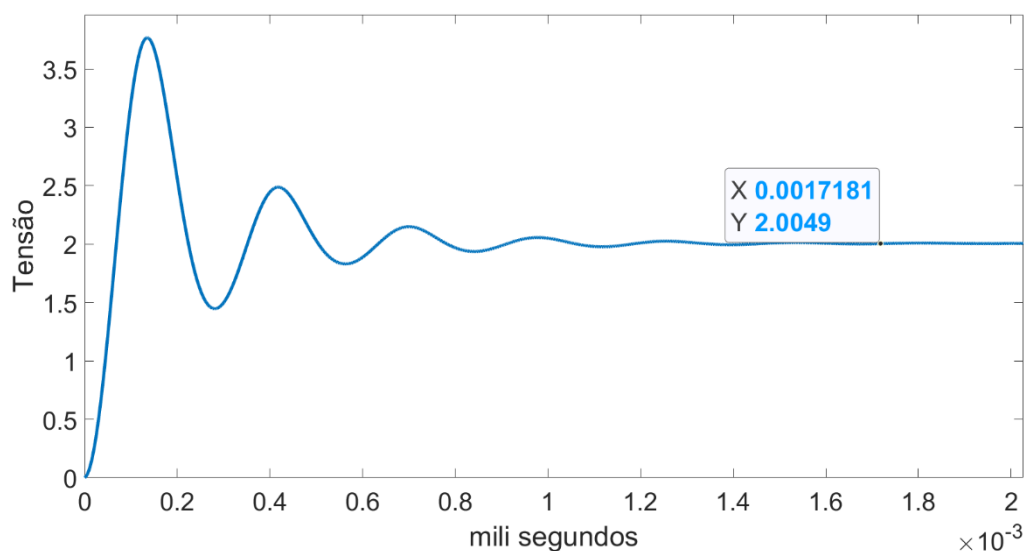


Figura 41 - Resposta da tensão de saída (V_o), para variação do $D=0$ para $D=0.22$ do conversor BOOSTXL-BUCKCONV em circuito. Imagem do Osciloscópio.

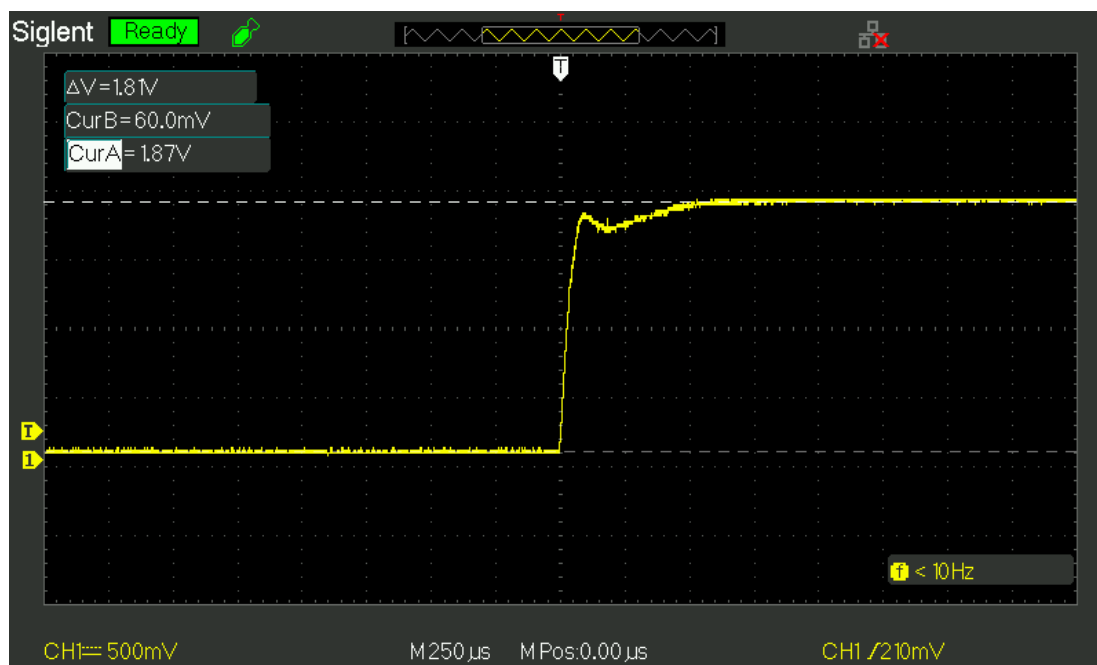
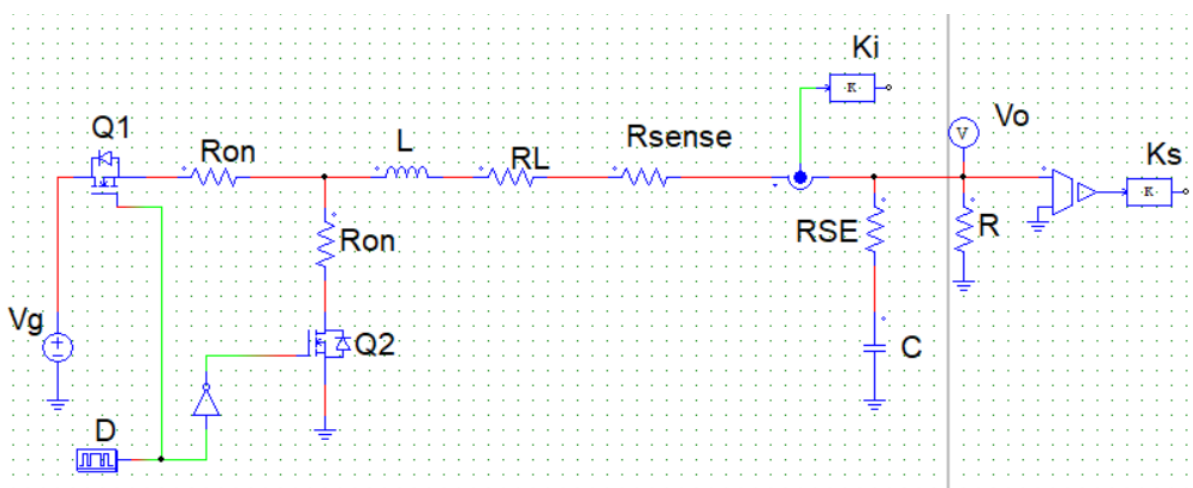


Figura 42 - Modelo comutado do conversor *BUCK* com elementos parasitas.



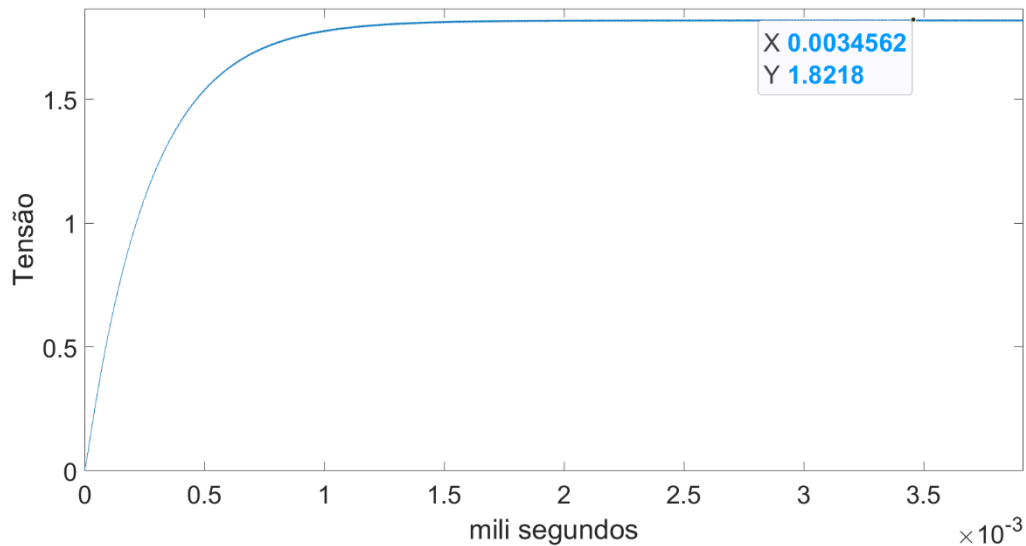
5.4.1 Otimização de função de transferência para controle de tensão

A função de transferência obtida da tensão de saída V_o pela variação cíclica é obtida partir do circuito da Figura 42 resultando em:

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_g R + V_g R_{se} RCs}{s^2 (R_{se} CL + RCL) + s (R_{se} RC + L + R_{se} R_{eq1} C + R_{eq1} RC) + R + R_{eq1}} \quad (20)$$

A resposta de V_o da função de transferência em (20) ao estímulo da variação cíclica D (0 a 0.22) está na Figura 43, o que representa uma melhora, mas ainda não é igual à obtida na Figura 41.

Figura 43 - Tensão de saída V_o da função de transferência com elementos parasitas



Para maiores detalhes para obtenção da função de transferência ver **APENDICE D**.

5.4.2 Otimização de função de transferência para controle em cascata de corrente e tensão

A função de transferência obtida da corrente do indutor pela variação cíclica obtida partir do circuito da Figura 42 é dada como:

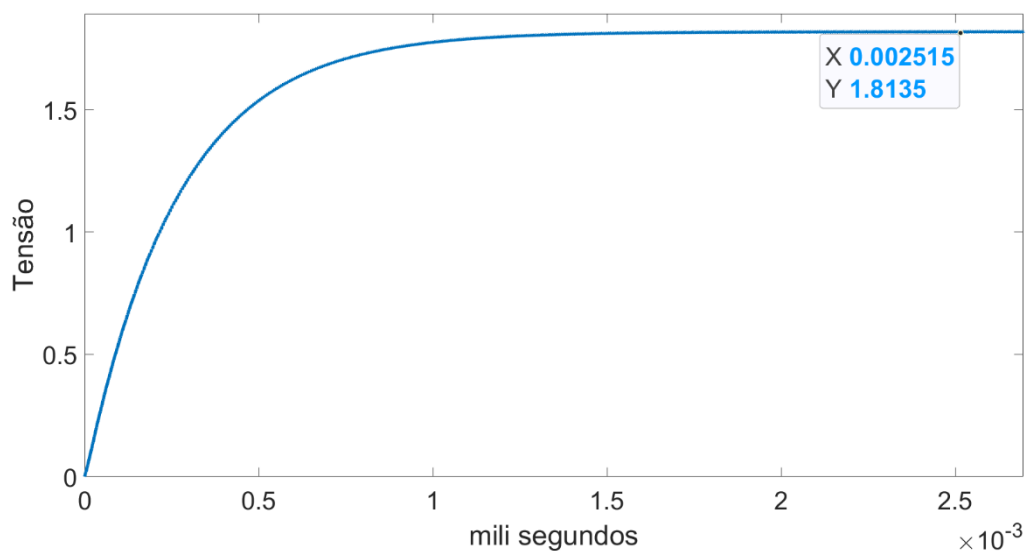
$$\frac{i_L(s)}{D(s)} = \frac{V_g ((R_{se} C + RC)s + 1)}{s^2 (LR_{se} C + LRC) + s (L + R_{eq1} R_{se} C + R_{eq1} RC + R_{se} CR) + R_{eq1} + R} \quad (21)$$

E a de tensão de saída V_o pela corrente no indutor:

$$\frac{V_o(s)}{i_L(s)} = \frac{RR_{se}Cs+R}{s(R_{se}C+RC)+1} \quad (22)$$

A resposta de V_o da função de transferências em (21) e (22) ao estímulo da variação cíclica D (0 a 0.22) pode ser visualizado na Figura 44. Observa-se uma melhora, mas ainda não é igual ao obtido na Figura 41.

Figura 44 - Tensão de saída V_o das funções de transferência com elementos parasitas em modo cascata.



Para verificar os cálculos de obtenção da função de transferência ver **APENDICE E** e **APENDICE F**.

6 CONCLUSÃO

O estudo dos conversores em sua forma ideal é primordial para o entendimento pleno destes. Com esse estudo, é possível extrair as principais formas de onda e equações para o dimensionamento.

A extração da função de transferência do conversor *BUCK*, para o controle de tensão e o controle em cascata de corrente e tensão, por meio de impedâncias no domínio da frequência, mostrou-se simples e eficaz, e foi equivalente ao modelo comutado para conversores com modo de condução contínua. As simulações em malha fechada do modelo função de transferência foram equivalentes ao modelo comutado.

Nos experimentos práticos para ambos os casos, controle de tensão e controle em cascata de corrente e tensão o resultado obtido no conversor real é muito similar ao dimensionado em simulação. Ambos foram capazes de ajustar a referência com a perturbação de carga. Foi possível verificar que o controle em cascata de corrente e tensão é capaz de limitar a corrente do indutor do conversor e de voltar ao valor de referência de 2V quando a carga é reduzida. Ambos os controles também foram capazes de manter a tensão de 2 V em regime permanente. Também foi constatado que o ganho do conversor na prática não é igual a $V_o = DV_g$ pois depende da carga.

A resposta à variação em degrau do ciclo de trabalho mostrou diferenças entre a curva do conversor real e a do simulado. Essas variações, após estudo e simulação, acontecem devido à não consideração de elementos parasitas no modelo simulado, tais como a resistência série equivalente do capacitor, a resistência de chaveamento dos *MOSFETs*, a resistência no indutor e a resistência do sensor de corrente, o que possibilitou a obtenção de modelos mais parecidos com o conversor real.

REFERÊNCIAS

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC básicos não-isolados**. 2. ed. Florianópolis: Inep - Instituto de Eletrônica de Potência, 2006. cap. 5, p. 175-186.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals Of Power Electronics**. 2nd Edition. Norwell, Mass.; New York: Kluwer Academic, 2001.

SCHAUMANN, R.; XIAO, H.; VALKENBURG, M. V. **Design of Analog Filters**. 2nd Edition ed. [s.l.] Oxford University Press, 2009.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. **Discrete Time Signal Processing**. 3rd edition ed. [s.l.] Pearson, 2009.

TEXAS INSTRUMENTS. **Digital PI Controller Equations**. 2017. Disponível em: <https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/902/PI-controller-equations.pdf>. Acesso em: 2 set. 2025.

BOJORGE, N. **Controle em Cascata**. 2017. Disponível em: <https://www.professores.uff.br/ninoska/wp-content/uploads/sites/57/2017/11/Aula-25-Controle-Cascata2017_2sem17.pdf>. Acesso em: 2 set. 2025

MATLAB. **PID Controller**. 2025. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller.html>>. Acesso em: 2 set. 2025.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Tradução: Heloísa Coimbra De Souza. 5. ed. [s.l.] Pearson Prentice Hall, 2010.

CONTROL GURU. **Measurement Noise Degrades Derivative Action**. 2015. Disponível em: <<https://controlguru.com/measurement-noise-degrades-derivative-action/>>. Acesso em: 3 set. 2025.

FERNANDEZ, G. **Cascaded voltage control - imperix**. 2021. Disponível em: <<https://imperix.com/doc/implementation/cascaded-voltage-control?currentThread=static-synchronous-compensator-statcom>>. Acesso em: 13 out. 2025.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Modern control systems**. Harlow, United Kingdom: Pearson Education Limited, 2022.

JULIUS ORION SMITH. **Physical audio signal processing: for virtual musical instruments and audio effects**. Lexington: W3k Publishing, 2011.

THEDE, L. D. **Practical Analog and Digital Filter Design**. [s.l.] Artech House Publishers, 2005.

NEVES, F. **Método de Tustin, transformando circuitos analógicos em equivalentes digitais para uso em sistemas embarcados**. 2015. Disponível em: <<https://embarcados.com.br/metodo-de-tustin/>>. Acesso em: 2 nov. 2025.

TREDINNICK, Marcelo Ricardo Alves da Costa. **Modelagem e Simulação Discreta no Tempo e de Sistemas Dinâmicos Contínuos no Tempo**. 2005. Tese (Engenharia e Tecnologia Espaciais) - INPE, São José dos Campos, 2005.

APÊNDICE A – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO

C paralelo R:

$$\frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{R}{sC}}{\frac{RCs+1}{sC}} = \frac{R}{RCs+1}$$

Queda de tensão em série:

$$V_o(s) = \frac{\frac{R}{RCs+1} V_g D(s)}{\frac{R}{RCs+1} + sL}$$

$$V_o(s) = \frac{\frac{R}{RCs+1} V_g D(s)}{\frac{R+s^2LCR+sL}{RCs+1}}$$

$$V_o(s) = \frac{V_g D(s)}{R+s^2LCR+sL}$$

Resultando em:

$$\frac{V_o}{D(s)} = V_g \frac{1}{s^2LC + s\frac{L}{R} + 1}$$

APÊNDICE B – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE CORRENTE EM CASCATA

C paralelo R:

$$\frac{R}{sC} = \frac{R}{sC} = \frac{R}{RCs+1}$$

$$\frac{R + \frac{1}{sC}}{\frac{RCs+1}{sC}}$$

Somando as resistências em série e dividindo a tensão de entrada, resultando em:

$$\frac{iL(s)}{D(s)} = \frac{Vg}{sL + \frac{R}{RCs+1}} = \frac{Vg}{\frac{LRCs^2 + sL + R}{RCs+1}} = \frac{VgRCs + Vg}{LRCs^2 + sL + R}$$

APÊNDICE C - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO EM CASCATA

C paralelo R:

$$\frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{R}{sC}}{\frac{RCs+1}{sC}} = \frac{R}{RCs+1}$$

Resultando em:

$$\frac{V_o(s)}{i_L(s)} = \frac{R}{RCs+1}$$

APÊNDICE D - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO COM ELEMENTOS PARASITAS

Capacitor com resistência série equivalente (Z1):

$$Z1 = \frac{1}{Cs} + R_{se} = \frac{1 + R_{se}Cs}{Cs}$$

Impedância Z1 em paralelo com R:

$$Z2 = \frac{\frac{(1 + R_{se}Cs)R}{Cs}}{\frac{1 + R_{se}Cs}{Cs} + R} = \frac{\frac{(1 + R_{se}Cs)R}{Cs}}{\frac{1 + R_{se}Cs + RCs}{Cs}} = \frac{(1 + R_{se}Cs)R}{1 + R_{se}Cs + RCs}$$

$$R_{eq1} = R_{on} + R_L + R_{sense}$$

Queda de tensão em série:

$$Vo(s) = \frac{\frac{(1 + R_{se}Cs)R}{1 + R_{se}Cs + RCs}}{\frac{(1 + R_{se}Cs)R}{1 + R_{se}Cs + RCs} + sL + R_{eq1}} VgD(s)$$

Resultando em:

$$\frac{Vo(s)}{D(s)} = \frac{VgR + VgR_{se}RCs}{s^2(R_{se}CL + RCL) + s(R_{se}RC + L + R_{se}R_{eq1}C + R_{eq1}RC) + R + R_{eq1}}$$

APÊNDICE E – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE CORRENTE EM CASCATA COM ELEMENTOS PARASITAS

Capacitor com resistência série equivalente (Z1):

$$Z1 = \frac{1}{Cs} + R_{se} = \frac{1 + R_{se}Cs}{Cs}$$

Impedância Z1 em paralelo com R:

$$Z2 = \frac{\frac{(1 + R_{se}Cs)R}{Cs}}{\frac{(1 + R_{se}Cs)R}{Cs} + R} = \frac{\frac{(1 + R_{se}Cs)R}{Cs}}{\frac{1 + R_{se}Cs + RCs}{Cs}} = \frac{(1 + R_{se}Cs)R}{1 + R_{se}Cs + RCs}$$

$$R_{eq1} = R_{on} + R_L + R_{sense}$$

Somando as resistências em série dividindo a tensão de entrada:

$$\frac{iL(s)}{D(s)} = \frac{V_g}{sL + R_{eq1} + \frac{(1 + R_{se}Cs)R}{1 + R_{se}Cs + RCs}}$$

Resultando em:

$$\frac{iL(s)}{D(s)} = \frac{V_g((R_{se}C + RC)s + 1)}{s^2(LR_{se}C + LRC) + s(L + R_{eq1}R_{se}C + R_{eq1}RC + R_{se}CR) + R_{eq1} + R}$$

APÊNDICE F - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE DE TENSÃO EM CASCATA COM ELEMENTOS PARASITAS

Capacitor com resistência série equivalente (Z1):

$$Z1 = \frac{1}{Cs} + R_{se} = \frac{1 + R_{se}Cs}{Cs}$$

Impedância Z1 em paralelo com R, resultando em:

$$\frac{V_o(s)}{i_L(s)} = \frac{(1 + R_{se}Cs)R}{1 + R_{se}Cs + RCs} = \frac{RR_{se}Cs + R}{s(R_{se}C + RC) + 1}$$

APÊNDICE G - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA LARGURA DE BANDA EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE DE TENSÃO

Redução de blocos da Figura 20.

$$\text{Erro}(s) = V_{\text{ref}}(s)K_s - V_o(s)K_s$$

$$V_o(s) = \text{Erro}(s)C_v(s)H_1(s)$$

Substituindo os termos:

$$V_o(s) = (V_{\text{ref}}(s)K_s - V_o(s)K_s)C_v(s)H_1(s)$$

$$V_o(s) = V_{\text{ref}}(s)K_s C_v(s)H_1(s) - V_o(s)K_s C_v(s)H_1(s)$$

$$V_o(s) + V_o(s)K_s C_v(s)H_1(s) = V_{\text{ref}}(s)K_s C_v(s)H_1(s)$$

$$V_o(s)(1 + K_s C_v(s)H_1(s)) = V_{\text{ref}}(s)K_s C_v(s)H_1(s)$$

$$V_o(s) = \frac{V_{\text{ref}}(s)K_s C_v(s)H_1(s)}{1 + K_s C_v(s)H_1(s)}$$

Resultando em:

$$\frac{V_o(s)}{V_{\text{ref}}(s)} = \frac{K_s C_v(s)H_1(s)}{1 + K_s C_v(s)H_1(s)}$$

APÊNDICE H - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA LARGURA DE BANDA EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE EM MODO CASCATA DE CORRENTE E TENSÃO

Redução de blocos da Figura 24.

Redução da malha de corrente:

$$\text{Erro}(s) = I_{\text{ref}}(s) - i_L(s) K_i$$

$$i_L(s) = \text{Erro}(s) C_{ci}(s) H_{21}(s)$$

Substituindo os termos:

$$i_L(s) = (I_{\text{ref}}(s) - i_L(s) K_i) C_{ci}(s) H_{21}(s)$$

$$i_L(s) = I_{\text{ref}}(s) C_{ci}(s) H_{21}(s) - i_L(s) K_i C_{ci}(s) H_{21}(s)$$

$$i_L(s) + i_L(s) K_i C_{ci}(s) H_{21}(s) = I_{\text{ref}}(s) C_{ci}(s) H_{21}(s)$$

$$i_L(s) (1 + K_i C_{ci}(s) H_{21}(s)) = I_{\text{ref}}(s) C_{ci}(s) H_{21}(s)$$

$$i_L(s) = \frac{I_{\text{ref}}(s) C_{ci}(s) H_{21}(s)}{1 + K_i C_{ci}(s) H_{21}(s)}$$

Resultando em:

$$G_i(s) = \frac{i_L(s)}{I_{\text{ref}}(s)} = \frac{C_{ci}(s) H_{21}(s)}{1 + K_i C_{ci}(s) H_{21}(s)}$$

Redução da malha de tensão:

$$\text{Erro}(s) = V_{\text{ref}}(s)K_s - V_o(s)K_s$$

$$V_o(s) = \text{Erro}(s)C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)$$

Substituindo os termos:

$$V_o(s) = (V_{\text{ref}}(s)K_s - V_o(s)K_s)C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)$$

$$V_o(s) = V_{\text{ref}}(s)K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s) - V_o(s)K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)$$

$$V_o(s) + V_o(s)K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s) = V_{\text{ref}}(s)K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)$$

$$V_o(s)(1 + K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)) = V_{\text{ref}}(s)K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)$$

$$V_o(s) = \frac{V_{\text{ref}}(s)K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)}{1 + K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)}$$

Resultando em:

$$\frac{V_o(s)}{V_{\text{ref}}(s)} = \frac{K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)}{1 + K_s C_{cv}(s)G_i(s)H_{22}(s)}$$

APÊNDICE I – CÓDIGO EM C DO CONTROLADOR PI DISCRETIZADO

```
float PI_Control(float ref,float vIn)
{
    float Ek;
    static float Ek_1=0;
    float Uk;
    static float Uk_1=0;

    float P;
    float Ts;
    float I;
    float a;
    float b;

    if(ref<=0){
        Ek=0;
        Ek_1=0;
        Uk=0;
        Uk_1=0;
        return 0;
    }

    Ek= ref-vIn;

    //parâmetros do controlador
    P=1.41242500600587e-05;
    I=1562417.71885286;
    Ts=0.000055556;

    a=(2*P+P*I*Ts)/2;
    b=(-2*P+P*I*Ts)/2;
```

```
Uk=Uk_1+Ek*a+Ek_1*b;
```

```
if(Uk>0.45)
```

```
    Uk=0.45;
```

```
if(Uk<0)
```

```
    Uk=0;
```

```
Uk_1=Uk;
```

```
Ek_1=Ek;
```

```
return Uk;
```

```
}
```