

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

Relatório Final
Trabalho de Graduação

**Estudo e Aplicação de Novas Técnicas de Controle Chaveado em Eletrônica
de Potência**

Autor: Julio Alves Mesquita da Silva
Orientador: Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros
Orientadora: Profa. Dra. Grace S. Deaecto

Campinas, Dezembro de 2019

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

Relatório Final
Trabalho de Graduação

**Estudo e Aplicação de Novas Técnicas de Controle Chaveado em Eletrônica
de Potência**

Autor: Julio Alves Mesquita da Silva
Orientador: Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros
Orientadora: Profa. Dra. Grace S. Deaecto

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Comissão de Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica, como requisito para a obtenção do título de Engenheiro de Automação e Controle.

Campinas, 2019
SP - Brasil

Agradecimentos

Este trabalho não poderia ser terminado sem a ajuda de diversas pessoas às quais presto minha homenagem:

Ao Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros e à Profa. Dra. Grace S. Deaecto pelas valiosas orientações, que me possibilitaram a realização desse trabalho. À minha família, por ter me apoiado ao longo de todo curso. Agradeço também ao apoio fornecido pela 'Fundação de Amparo Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP', por ter financiado à iniciação científica em que esse estudo se baseou.

Resumo

Esse trabalho explora a aplicação de novas técnicas de projeto de controle para sistemas chaveados. As aplicações realizadas concentram-se na eletrônica de potência, mais especificamente em conversores CC-CC. O objetivo é fornecer um comparativo dessas técnicas mais modernas com os métodos já consolidados e amplamente aplicados.

O método mais comum, apesar de ser mais simples de ser implementado, utilizando um ou dois PI's para controlar um PWM responsável por ativar as chaves dos conversores, é projetado com base em um modelo médio obtido por meio de aproximações para a operação em regime permanente. Já as técnicas baseadas em Lyapunov e em realimentação de estados, não necessariamente precisam do modelo em regime permanente, não sendo necessário realizar aproximações e ainda é capaz de reduzir as perdas com chaveamento, no entanto ela é mais custosa de ser implementada, necessitando de uma capacidade de processamento mais elevada.

Para a realização do comparativo, são realizadas múltiplas simulações. Para as técnicas de controle chaveado, são testados 3 esquemas distintos. Os 4 controladores são aplicados nos conversores Buck, Boost e Buck-Boost, os quais são testados em múltiplos pontos de operação, sendo testada também a robustez frente de degraus de carga e de alimentação.

Lista de Figuras

3.1	Topologia do conversor Buck	6
3.2	Superfície de equilíbrio X_E do conversor Buck	6
3.3	Topologia do conversor Boost	7
3.4	Superfície de equilíbrio X_e do conversor Boost	8
3.5	Relação entre a tensão de saída e o λ_1 para o conversor Boost	9
3.6	Topologia do conversor Buck-Boost	10
3.7	Superfície de equilíbrio X_E do conversor Buck-Boost	11
3.8	Relação entre a tensão de saída e o λ_1 para o conversor Buck-Boost	12
4.1	Controlador PI responsável pelo ajuste do ponto de equilíbrio	17
5.1	Conversor Buck com o controlador clássico	19
5.2	Conversor Boost. Controlador clássico.	19
5.3	Conversor Buck-Boost. Controlador clássico.	20
5.4	Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador clássico.	20
5.5	Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador clássico.	21
5.6	Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 1.	22
5.7	Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 1.	22
5.8	Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 1.	23
5.9	Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador chaveado pela regra 1.	23
5.10	Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador chaveado pela regra 1.	23
5.11	Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 2.	25
5.12	Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 2.	25
5.13	Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 2.	26
5.14	Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador chaveado pela regra 2.	26
5.15	Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador chaveado pela regra 2.	26
5.16	Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.	27
5.17	Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.	28
5.18	Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.	29
5.19	Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.	29
5.20	Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.	29
6.1	Circuito de potência implementado.	30

6.2	Conversor montado.	32
6.3	Placa utilizada para aquisição de dados e controle.	33
6.4	Interface desenvolvida para a operação do conversor.	34
6.5	Conversor Buck. Controlador clássico. Resultado experimental.	35
6.6	Conversor Boost. Controlador clássico. Resultado experimental.	36
6.7	Conversor Buck-Boost. Controlador clássico. Resultado experimental.	36
6.8	Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo. Resultado experimental.	37
6.9	Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo. Resultado experimental.	37
6.10	Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI ex- terno. Resultado experimental.	38

Lista de Símbolos

I	Matriz Identidade.
N	Número de subsistemas de um sistema.
\mathbb{K}	Conjunto $\{1, \dots, N\}$.
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais.
\mathbb{R}^n	Conjunto vetorial dos números reais de dimensão n .
$\mathbb{R}^{m \times n}$	Conjunto matricial dos números reais de dimensão $m \times n$.
Λ	Simplex unitário $\Lambda = \{\lambda \in \mathbb{R}^N : \lambda_j \geq 0, \sum_{j=1}^N \lambda_j = 1\}$.
$x(t)$	Vetor $\mathbb{R}^{n \times 1}$ com os estados do sistema.
$\dot{x}(t)$	Derivada temporal de $x(t)$.
x_0	Condição inicial do sistema.
$\sigma(t)$	Regra de chaveamento (função responsável por escolher o subsistema ativo).

Índice

Resumo	iii
Lista de Figuras	iv
Lista de Símbolos	vi
1 Introdução	2
2 Sistemas Chaveados	3
3 Conversores de Potência CC-CC	5
3.1 Conversor Buck	5
3.2 Conversor Boost	7
3.3 Conversor Buck-Boost	10
4 Controle	14
4.1 Controle Clássico	14
4.2 Controle via Realimentação de Estados	15
4.2.1 Regra de Chaveamento 1	16
4.2.2 Regra de Chaveamento 2	16
4.2.3 Correção de erros	17
5 Projeto e Simulações	18
5.1 Controle Clássico	18
5.2 Controle via Realimentação de estados	21
5.2.1 Regra de Chaveamento 1	21
5.2.2 Regra de Chaveamento 2	24
5.2.3 Regra de Chaveamento 2 com o controlador externo	27
6 Experimento	30
6.1 Conversor	30
6.2 Sensoriamento	32
6.3 Circuito de Controle	32
6.4 Interface	33
6.5 Resultados	34
7 Conclusão	39
Referências Bibliográficas	40

Capítulo 1

Introdução

CONVERSORES CC-CC são amplamente estudados e utilizados na área de eletrônica de potência. Suas aplicações se estendem desde a ativação de motores [10] até a regulação de tensão de módulos fotovoltaicos [11]. Em todos esses casos é desejado que a tensão gerada pelo conversor se mantenha o mais constante possível, estabilizada no valor desejado. Esse valor deve ser mantido tanto em caso de variação na tensão de alimentação quanto nos casos onde a carga sendo alimentada sofre variações. Para garantir essa robustez, é utilizado um controlador.

O controle é parte essencial na área da eletrônica de potência. A busca é por sistemas mais eficientes, mais robustez, mais velocidade e maior área de operação. Para que essas melhorias sejam alcançadas, o desenvolvimento de novas técnicas de controle é essencial. Além de o controle estar diretamente ligado ao desempenho do conversor, técnicas diferentes possuem o potencial de viabilizar a utilização de novas topologias antes inviáveis devido à dificuldade do controle.

Diversos desses conversores são sistemas chaveados, ou seja, utilizam de algum tipo de chaveamento para elevar ou reduzir a tensão de alimentação. Conseqüentemente, o controle deve ser capaz ativar as chaves do equipamento de maneira a gerar a tensão desejada. Comumente esse chaveamento é realizado utilizando um controlador para gerenciar o ciclo ativo (Duty-Cycle) de um sinal PWM. Apesar de essa já ser uma técnica bastante conhecida e amplamente utilizada, ainda há espaço para melhorias.

Alguns trabalhos recentes tentaram melhorar os controladores baseados PI e PWM, tais como [1], [5] e [6]. Outros tentam aplicar novas técnicas específicas para sistemas híbridos, tais como controle por modo deslizante [7].

O foco desse trabalho será na aplicação de técnicas de controle específicas para sistemas chaveados. Essas técnicas, que tem como base a estabilidade de Lyapunov, já foram apresentadas à eletrônica de potência em artigos como o [4] e mais profundamente aplicadas em [3] e [9].

Capítulo 2

Sistemas Chaveados

SISTEMAS híbridos são caracterizados por serem sistemas dinâmicos que possuem comportamentos tanto discretos quanto contínuos, mais especificamente, a dinâmica do sistema pode mudar entre dois instantes de tempo. Essa peculiaridade dificulta a modelagem e principalmente o controle desses tipos de sistemas. Essas dificuldades já motivaram diversos estudos na área, porém esse é um campo muito amplo e ainda há muito a ser explorado. Nesse estudo focaremos em sistemas chaveados, um tipo específico de sistema híbrido.

Os sistemas chaveados, ou sistemas com comutação, correspondem a sistemas que não podem ser definidos com apenas um conjunto de equações dinâmicas. São fisicamente caracterizados por possuírem um ou mais dispositivos que possibilitem, em tempo real, a alteração em seu modo de funcionamento.

Para a obtenção do modelo matemático desses sistemas, geralmente utiliza-se o espaço de estados, ou seja, obtém-se o conjunto de EDO's (Equações diferenciais ordinárias) capazes de descrever o comportamento do sistema, sendo que a situação do sistema em um determinado instante de tempo pode ser descrito por um conjunto de variáveis de estado. Em sua forma padrão, um modelo em espaço de estados por ser escrito como

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), x(0) = x_0 \\ z(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\tag{2.1}$$

onde $x(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ representa os estados, $u(t) \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ a entrada ou esforço de controle e $z \in \mathbb{R}$ a saída controlada. As matrizes $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ e $D \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ são próprias do sistema e definem o comportamento do sistema.

Como o comportamento de um sistema chaveado pode variar a cada instante de tempo, sua representação deve ser um pouco diferente da usual. Pode-se no entanto definir o comportamento dinâmico de cada um dos modos de operação do sistema, os quais serão denominados de subsistema. Um subsistema pode ser individualmente representado por

$$G_i = \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & 0 \end{bmatrix}, i \in \mathbb{K}\tag{2.2}$$

onde $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C_i \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ e i corresponde ao índice do subsistema.

Portanto, o equacionamento em espaço de estados deve ser realizado de maneira que o comportamento do sistema seja descrito como uma combinação do comportamento de seus subsistemas.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_\sigma x(t) + B_\sigma u(t), \quad x(0) = x_0 \\ z(t) &= C_\sigma x(t) + D_\sigma u(t)\end{aligned}\tag{2.3}$$

No equacionamento (2.3) é acrescentada a função $\sigma(t)$, a qual corresponde à regra de chaveamento, responsável por definir qual subsistema deve ser utilizado a cada instante de tempo, para $t \geq 0$. A regra deve resultar no índice de um dos N subsistemas existentes, sendo que o conjunto numérico com esses índices é dado por $\mathbb{K} = \{1, \dots, N\}$.

Apesar de o equacionamento (2.3) descrever com precisão o sistema, fazer análises com esse modelo não é simples, já que seu comportamento depende da regra de chaveamento escolhida, a qual pode depender do tempo. É interessante então a obtenção de um sistema médio que tenha uma dinâmica similar a real. Para a obtenção desse utiliza-se a técnica já aplicada em [3] e provada em [12].

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_\lambda x(t) + B_\lambda u(t), \quad x(0) = x_0 \\ z(t) &= C_\lambda x(t) + D_\lambda u(t)\end{aligned}\tag{2.4}$$

onde $A_\lambda = \sum_{i=1}^N \lambda_i A_i$ e $B_\lambda = \sum_{i=1}^N \lambda_i B_i$. Definimos os valores de λ , pertencentes ao conjunto Λ , de forma que $\sum_{i=1}^N \lambda_i = 1$, sendo que λ é não negativo e $\lambda \in \mathbb{R}^N$.

Uma das peculiaridade dos sistemas chaveados, quando comparados com os sistemas contínuos, é em relação ao controle, o qual deve ser realizado por meio da comutação, e não por meio da variação analógica de alguma entrada. Essa mudança de paradigma implica em algumas diferenças significativas. Nasce a necessidade de técnicas diferentes das aplicadas usualmente, já que o desafio passa a ser a definição de uma regra de chaveamento $\sigma(t)$ que atenda aos requisitos do projeto.

A regra de chaveamento deve ser definida de maneira a fazer com que o sistema atinja o estado de equilíbrio x_e desejado. É importante notar que o estado de equilíbrio de um sistema qualquer, pode ser definido como x_e , tal que

$$Ax_e + Bu(t) = 0\tag{2.5}$$

A partir da equação (2.5), pode-se calcular o estado de equilíbrio para um par de matrizes A e B da forma

$$x_e = -A^{-1}Bu(t)\tag{2.6}$$

Como já é de se esperar, essa equação também é aplicável a sistemas chaveados, devendo-se notar de que, para esses casos, não há apenas um estado de equilíbrio para uma determinada entrada, já que para esse tipo de sistema as matrizes A e B são afetadas pela regra de chaveamento, ou seja, $x_e = -A_\sigma^{-1}B_\sigma u(t)$. Pode-se também utilizar a aproximação da equação (2.4) para a determinação desses valores de equilíbrio, possibilitando que para uma determinada entrada, sejam obtidos todos os pontos de equilíbrios alcançáveis, de acordo com o λ usado, assim como é demonstrado na equação (2.7).

$$x_e = -A_\lambda^{-1}B_\lambda u(t)\tag{2.7}$$

Como já foi apresentado anteriormente, para o controle de sistemas a fim com comutação, há a necessidade de se estabelecer uma regra de chaveamento $\sigma(t)$, a qual em cada instante de tempo deverá decidir qual será o subsistema atuante.

Capítulo 3

Conversores de Potência CC-CC

ANTES de discutirmos sobre quais são as melhores técnicas de controle disponíveis, precisamos primeiramente entender as topologias dos dispositivos e seus comportamentos dinâmicos. Há uma enorme gama de conversores CC-CC disponíveis e utilizados comercialmente, porém, por uma questão de praticidade, é necessário selecionar alguns poucos para servirem como objeto de estudo. Como temos por foco a técnicas de controle, vamos nos ater a alguns já bastante conhecidos e estudados na área de eletrônica de potência, os conversores *Buck* (*Abaixador*), *Boost* (*Elevador*) e *Buck-Boost* (*Abaixador-Elevador*).

A topologia de cada um dos conversores será estudada e seu comportamento será modelado. Para facilitar futuras análises, a modelagem de todos os sistemas será apresentada na forma de espaço de estados, com variáveis análogas.

$$x(t) = \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde, $i(t)$ representa a corrente no indutor e $v(t)$ a tensão de saída do conversor.

Para todos os conversores, vamos utilizar componentes iguais. A indutância L é de $1,95 \text{ mH}$, o capacitor C_o é de $2,25 \text{ mF}$, uma resistência interna de $0,135 \Omega$ e uma carga resistiva de $96,8 \Omega$. A alimentação será de uma tensão constante $u(t) = V_{in}$, com $V_{in} = 65 \text{ V}$.

3.1 Conversor Buck

O circuito do conversor *Buck* pode ser visto na Figura 3.1. Como ele é um conversor chaveado, possui mais de um modo de operação. O primeiro caso corresponde a quando a chave S_1 está fechada e S_2 aberta, enquanto que o segundo ocorre na situação inversa, quando S_1 está aberta e S_2 fechada. Esses dois modos de operação resultam em dois comportamentos dinâmicos distintos, conseqüentemente teremos dois sistemas de equações.

O conversor pode ser então modelado por meio de dois subsistemas, G_1 e G_2 , para os quais temos

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C_o & -1/R_o C_o \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Com as matrizes do sistema, já podemos começar a analisar o comportamento do sistema. Ao resolvermos a equação (2.6), obtemos o conjunto de pontos de equilíbrio (X_e)

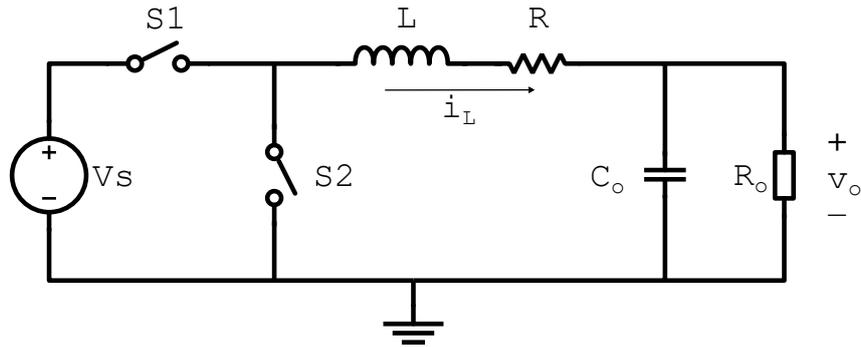


Figura 3.1: Topologia do conversor Buck

atingíveis pelo conversor Buck. Resolvendo para todo $\lambda \in \Lambda$, percebe-se que a região de equilíbrio é linear e varia entre 0 e $u(t)$ (Figura 3.2).

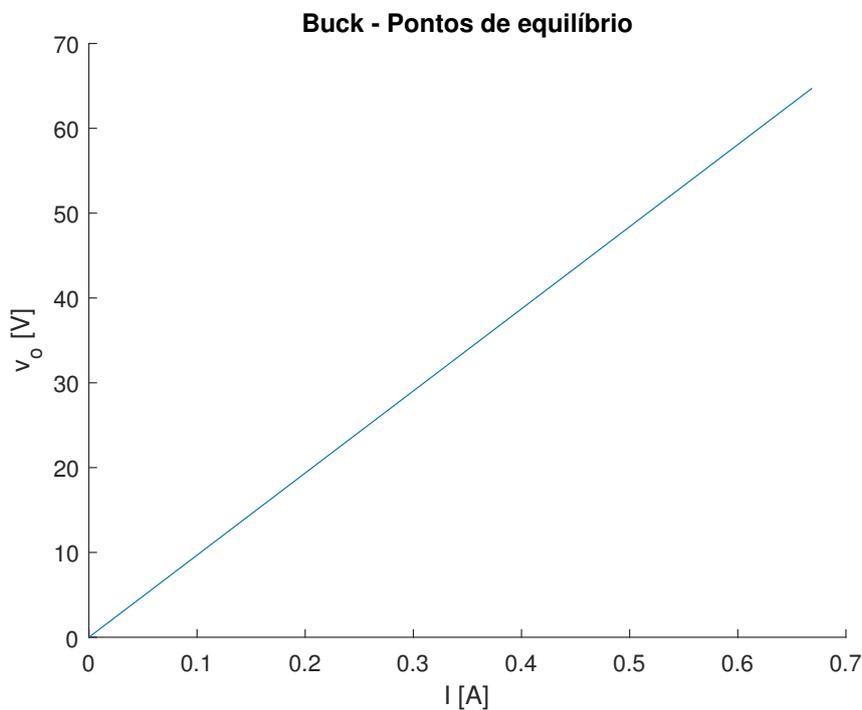


Figura 3.2: Superfície de equilíbrio X_E do conversor Buck

Seu conhecimento é importante, já que futuramente precisaremos escolher pontos de equilíbrio que sejam plausíveis de serem alcançados. Nota-se que, o gráfico 3.2 foi gerado para os valores de resistência, indutância, capacitância e tensão selecionados anteriormente.

Adicionalmente, se resolvermos a equação (2.5) para λ , podemos determinar uma equação capaz de relacionar a corrente e tensão de equilíbrio, ou seja, para uma tensão de equilíbrio específica, podemos determinar a corrente correspondente. A final é dada por:

$$I_e = \frac{V_e}{R_o} \quad (3.3)$$

Essa equação nos gera a possibilidade de, em tempo de execução do controle, caso seja necessário atualizar a tensão de saída, corrigir também a corrente do indutor, sem a

necessidade de um conhecimento prévio da mesma. Esse resultado é importante principalmente para os controles apresentados na seção 4.2, os quais precisam dessa informação para a regra de chaveamento.

Com isso obtemos todas as informações necessárias para a realização do projeto do controlador e para a realização das simulações para o conversor Buck. Vamos repetir essas mesmas análises para os outros conversores.

3.2 Conversor Boost

O circuito do conversor *Boost* pode ser visto na Figura 3.3. Assim como foi mencionado para o conversor anterior, o primeiro subsistema corresponde ao cenário onde a chave S_1 está fechada e S_2 aberta, enquanto o segundo estado é o inverso, com a chave S_1 aberta e a S_2 fechada.

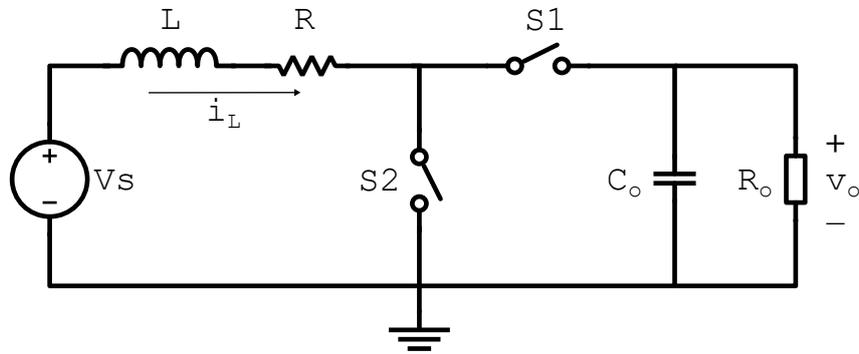


Figura 3.3: Topologia do conversor Boost

Considerando os estados apresentados na equação (3.1), podemos modelar os dois subsistemas do circuito. Verificando as duas opções de operação de estado para as chaves, podemos facilmente obter as matrizes apresentadas pelas equações em (3.4).

$$A_1 = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/R_o C_o \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C_o & -1/R_o C_o \end{bmatrix}$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

O conjunto de pontos de equilíbrio, X_e atingíveis pelo sistema, pode ser então ser determinado pela resolução da equação (2.6) para todo $\lambda \in \Lambda$.

A superfície X_e , apresentada no gráfico 3.4, foi gerado para os valores de resistência, indutância, capacitância e tensão selecionados, mas já nos permite visualizar o padrão de comportamento para esse tipo de conversor. Vemos que a superfície é uma parábola. Tal entendimento é importante para evitarmos a realização de um controle que opere após o limite de tensão do aparelho, já que a partir desse ponto estamos atingindo valores de tensão idênticos aos anteriores, porém consumindo uma quantidade muito maior de energia.

Adicionalmente, assim como realizado no conversor *Buck*, podemos determinar uma equação capaz de relacionar corrente de equilíbrio com o a tensão de saída e a alimentação. Essa equação pode ser facilmente obtida a partir de (2.5), resultando em

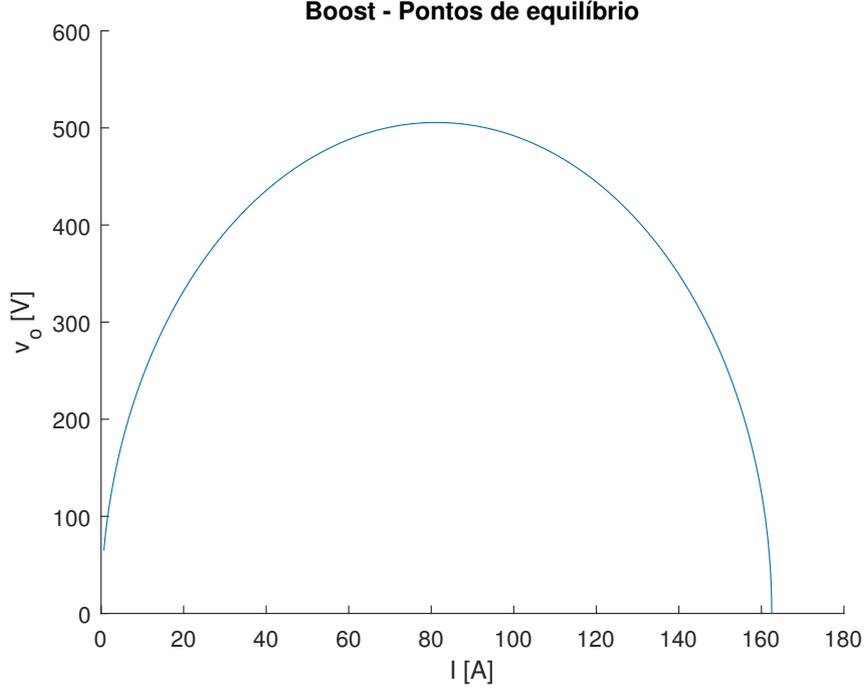


Figura 3.4: Superfície de equilíbrio X_e do conversor Boost

$$RI_e^2 - uI_e + \frac{V_e^2}{R_o} = 0 \quad (3.5)$$

Nota-se que para essa topologia, obtemos uma equação de segundo grau, o que condiz com a curva visualizada na figura 3.4. Resolvendo essa equação para I_e , obtemos

$$I_e = \frac{u \pm \sqrt{u^2 - 4R\frac{V_e^2}{R_o}}}{2R}$$

o que condiz com o efeito observado anteriormente de que uma tensão pode ser obtida por dois valores distintos de corrente. Como não é interessante operar na região com maior corrente, já que a energia está apenas sendo desperdiçada, vamos apenas considerar

$$I_e = \frac{u}{2R} - \sqrt{\frac{u^2}{4R^2} - \frac{V_e^2}{RR_o}} \quad (3.6)$$

Esse resultado nos indica que, no caso do controle baseado em PWM, talvez seja interessante limitar o Duty Cycle do sinal. Isso porque, o comportamento do conversor não é linear. A relação entre o Duty-Cycle e a tensão de saída pode ser visualizada de maneira similar ao realizado a pouco. Nota-se que o λ_1 , para todas as análises, é análogo ao Duty-Cycle, portanto podemos fazer esse paralelo e utilizar as equações já apresentadas anteriormente. Partindo de (2.5), podemos obter uma nova equação, agora relacionando o λ com a tensão de saída.

Para obtermos essa relação, precisamos resolver a equação para um valor de λ arbitrário. As 2 equações obtidas pelo sistema em espaços de estados pode ser então unidas, de maneira que a equação final dependa apenas de V_e e de λ_1 . Após a realização desses cálculos, obtemos o seguinte resultado.

$$V_e = \frac{uR_o(1 - \lambda_1)}{R + R_o(1 - \lambda_1)^2} \quad (3.7)$$

Para facilitar a visualização, pode-se observar o gráfico, o qual é apresentado na imagem 3.5. A partir disso, podemos ver que há valor de λ_1 capaz de maximizar V_o , após o qual há uma queda de tensão.

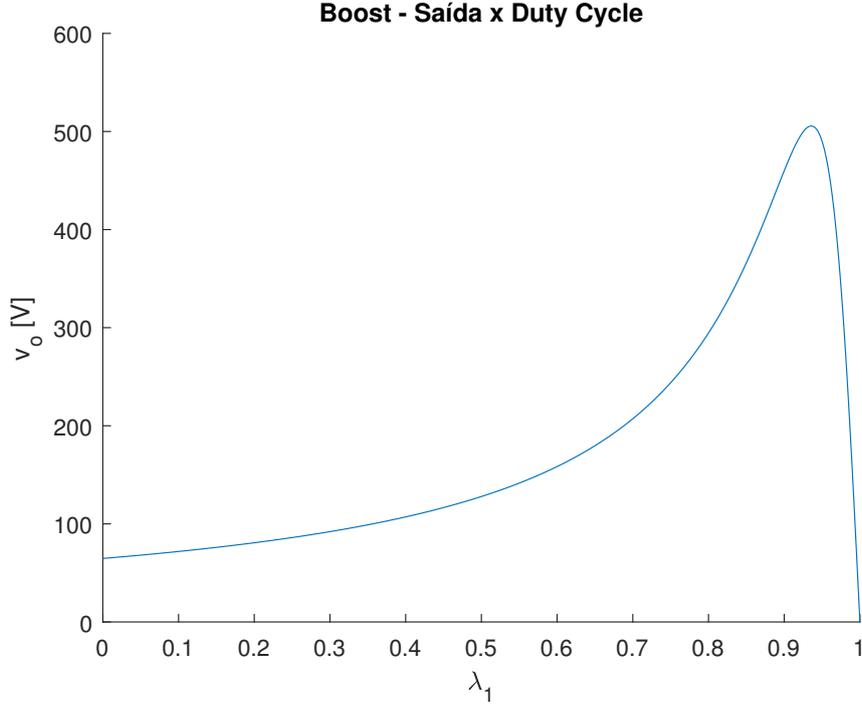


Figura 3.5: Relação entre a tensão de saída e o λ_1 para o conversor Boost

O valor de λ_1 do pico pode ser calculado por meio de (3.7), fazendo $\frac{dV_e}{d\lambda_1} = 0$. Após a realização da derivada, chegamos em

$$\lambda_1^2 - 2\lambda_1 + 1 - \frac{R}{R_o} = 0$$

o que nos permite ver que o valor de λ_1 capaz de maximizar a saída é dado por

$$\lambda_1 = 1 - \sqrt{\frac{R}{R_o}}, \quad (3.8)$$

o que também representa o maior valor de Duty-Cycle que o controlador clássico deve gerar.

Outro resultado que precisamos obter são os limites de tensão atingíveis pelo conversor. Essa informação pode ser obtida a partir da equação (3.6). A partir da qual, temos que, para que exista uma corrente de equilíbrio, a seguinte inequação deve ser obedecida

$$\frac{u^2}{4R^2} - \frac{V_e^2}{RR_o} \geq 0.$$

Com isso, podemos verificar que os limites de tensão dão dados pela equação

$$V_e^2 - \frac{u^2 R_o}{4R} = 0, \quad (3.9)$$

que pode ser facilmente resolvida, resultando em

$$V_e = \pm \frac{u}{2} \sqrt{\frac{R_o}{R}}, \quad (3.10)$$

ou seja, a tensão de equilíbrio V_e deve obedecer à

$$-\frac{u}{2} \sqrt{\frac{R_o}{R}} \leq V_e \leq \frac{u}{2} \sqrt{\frac{R_o}{R}}$$

Com isso concluímos todos os cálculos importantes para o conversor Boost. Podemos então repetir as análises para o próximo conversor.

3.3 Conversor Buck-Boost

O circuito do conversor *Buck-Boost* pode ser visto na Figura 3.6. De maneira similar ao conversor anterior, o primeiro subsistema corresponde a quando a chave S_1 está fechada e S_2 aberta, enquanto o segundo corresponde ao inverso, com S_1 aberta e S_2 fechada.

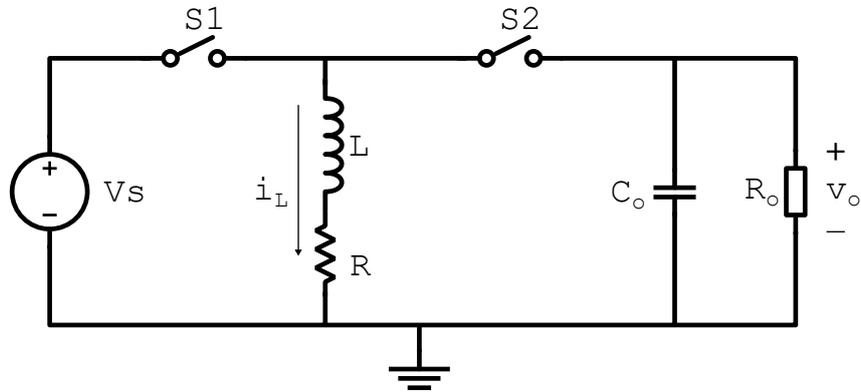


Figura 3.6: Topologia do conversor Buck-Boost

Ao se observar o circuito, fica evidente uma característica interessante desse conversor. A tensão de saída é invertida, ou seja, para obtermos tensões positivas na carga e no capacitor, as referências são invertidas, como já é demonstrado na imagem.

Podemos então seguir com a modelagem. No primeiro dos subsistemas, observamos o carregamento do indutor, que, em sequência, tem sua energia transferida para a carga. As matrizes resultantes são

$$A_1 = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/R_o C_o \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C_o & -1/R_o C_o \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

resultando nos subsistemas G_1 e G_2 .

$$G_v(s) = \frac{V_s}{LCs^2 + R_o Ls + 1} \quad (3.12)$$

Com as matrizes (3.11), podemos encontrar o conjunto de pontos de equilíbrio, X_e atingíveis pelo sistema. Resolvendo a equação (2.6) para todo $\lambda \in \Lambda$, obtemos a região apresentada em 3.7.

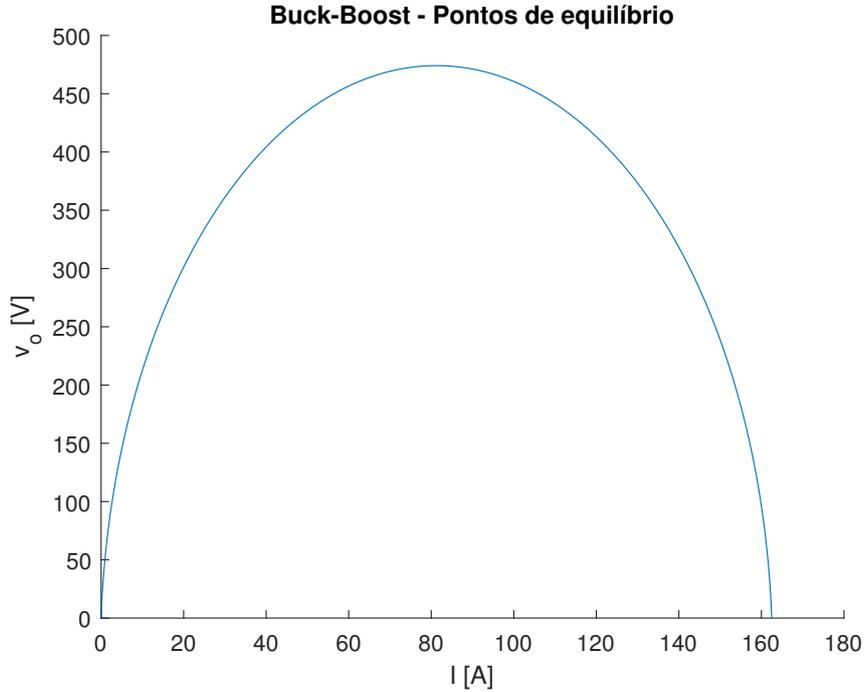


Figura 3.7: Superfície de equilíbrio X_E do conversor Buck-Boost

Podemos também determinar a equação dessa curva, relacionando a tensão e a corrente dos pontos de equilíbrio X_e . Ao resolvermos (2.5) para um $\lambda \in \Lambda$, podemos obter a seguinte equação.

$$RI_e^2 - uI_e + \frac{V_e}{R_o}(V_e + u) = 0 \quad (3.13)$$

Vemos que, assim como o conversor Boost, obtivemos uma equação de segundo grau relacionando as variáveis. Resolvendo-a, podemos encontrar a seguinte relação com a qual, a partir de uma tensão, pode-se determinar a corrente de equilíbrio.

$$I_e = \frac{u \pm \sqrt{u^2 - 4R \frac{V_e(V_e + u)}{R_o}}}{2R}$$

Desconsiderando a região de correntes mais elevadas, onde há um consumo desnecessário de energia, obtemos

$$I_e = \frac{u}{2R} - \sqrt{\frac{u^2}{4R^2} - \frac{V_e(V_e + u)}{RR_o}} \quad (3.14)$$

Nota-se que esse resultado é bastante similar ao observado no conversor Boost. Novamente há um valor de Duty-Cycle capaz de maximizar a saída de tensão do conversor, a partir do qual observa-se um aumento de corrente e queda na tensão. Novamente, esse valor pode ser encontrado por meio da relação (3.15), a qual é obtida por meio de (2.5).

$$V_e = \frac{uR_o\lambda_1(1 - \lambda_1)}{R + R_o(1 - \lambda_1)^2} \quad (3.15)$$

Essa relação pode ser melhor visualizada no gráfico apresentado em 3.8.

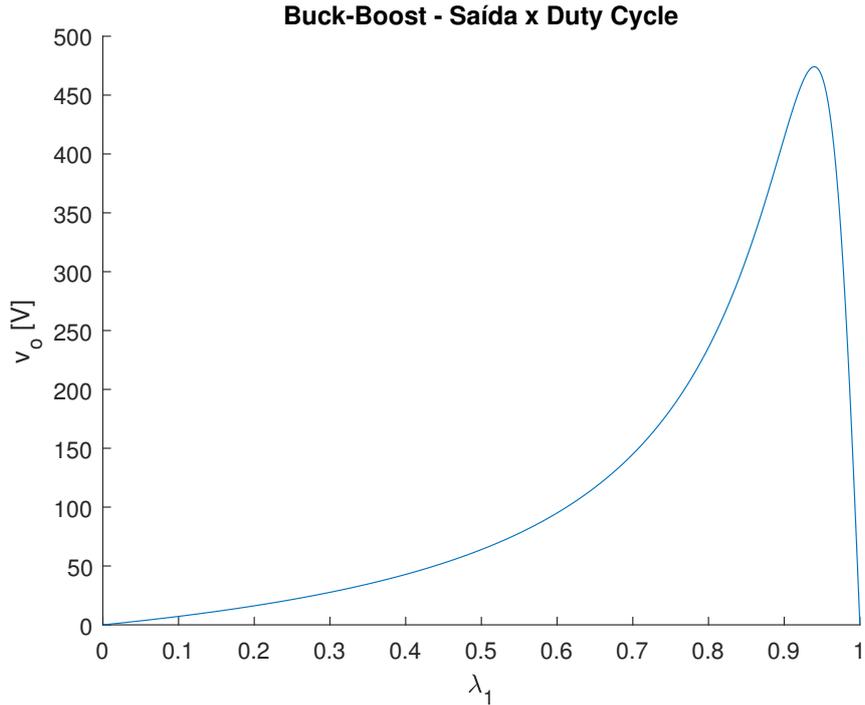


Figura 3.8: Relação entre a tensão de saída e o λ_1 para o conversor Buck-Boost

Novamente, observamos um pico. O valor de λ_1 do pico pode ser obtido por meio da derivada de (3.15), com $\frac{dV_e}{d\lambda_1} = 0$, a qual resulta em

$$\lambda_1^2 - 2\left(\frac{R}{R_o} + 1\right)\lambda_1 + 1 + \frac{R}{R_o} = 0$$

a partir da qual podemos determinar que o valor de $\lambda_1 \in \Lambda$ capaz de gerar a maior tensão de saída é de

$$\lambda_1 = \frac{R}{R_o} + 1 - \sqrt{\frac{R}{R_o}\left(1 + \frac{R}{R_o}\right)} \quad (3.16)$$

o que também representa o maior valor de Duty-Cycle que o controlador clássico deve gerar.

Outro resultado que precisamos obter são os limites de tensão atingíveis pelo conversor. Essa informação pode ser obtida a partir da equação (3.14). A partir da qual, temos que, para que exista uma corrente de equilíbrio, a seguinte inequação deve ser obedecida

$$\frac{u^2}{4R^2} - \frac{V_e(V_e + u)}{RR_o} \geq 0.$$

Com isso, podemos verificar que os limites de tensão dão dados pela equação

$$V_e^2 + V_e u - \frac{u^2 R_o}{4R} = 0, \quad (3.17)$$

que pode ser facilmente resolvida, resultando em

$$V_e = -\frac{u}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 + \frac{R_o}{R}} \right), \quad (3.18)$$

ou seja, a tensão de equilíbrio V_e deve obedecer à

$$-\frac{u}{2} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{R_o}{R}} \right) \leq V_e \leq -\frac{u}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{R_o}{R}} \right)$$

Com isso concluímos todos os cálculos importantes para o conversor Buck-Boost.

Capítulo 4

Controle

COM as modelagens dos conversores completas, podemos focar os esforços no projeto de seus respectivos controladores. O objetivo do controle é manter o sistema estável em um ponto de equilíbrio escolhido. Há diversas maneiras de atingirmos esse resultado, porém focaremos em apenas 2 métodos. O primeiro, e mais comum, consiste no uso de um controle em malha fechada com realimentação de saída (controle clássico) para gerar o *Duty-Cycle* do sinal PWM utilizado no chaveamento. Já o segundo método (Controle via Realimentação de Estados) utiliza o critério de Lyapunov para determinar, a cada instante de tempo, qual deve ser o chaveamento realizado. O desenvolvimento de ambos é apresentado.

4.1 Controle Clássico

O chaveamento por meio desse tipo de controle é possível, porém é limitado a sistemas com no máximo 2 subsistemas. Essa técnica utiliza um PI, o qual controla o *Duty-Cycle* de um sinal PWM, o qual é então responsável por realizar a comutação.

Esse tipo de técnica funciona a partir de uma regra de chaveamento do tipo

$$\sigma(t) = \begin{cases} 1, & t \leq (k + D)T \\ 2, & t > (k + D)T \end{cases} \quad (4.1)$$

com $kT \leq t < (k + 1)T$ e $T \in \mathbb{R}$, sendo T e $D \in [0, 1]$ o período e o *Duty-Cycle* da onda gerada, respectivamente. Com o modelo da regra de chaveamento definido, o problema pode então ser simplificado na determinação de um controlador $C(s)$ capaz de otimizar a performance do sistema. Como estamos projetando um PI, o controlador pode ser escrito no domínio da frequência contínuo como

$$C(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (4.2)$$

onde k_p , k_i e k_d são as constantes de ganho proporcional, integral e derivativo, respectivamente.

O fato de o sistema ser chaveado, dificulta o projeto do controlador. Como esse não é um problema LIT (Linear Invariante no Tempo), as técnicas comumente utilizadas para o projeto, tais como a realização do lugar das raízes, o diagrama de Bode ou o diagrama de Nyquist, não podem mais ser diretamente aplicadas, portanto precisamos primeiramente obter um sistema médio LIT.

Como a modelagem desses conversores não é o foco do estudo, apenas utilizaremos os modelos já apresentados e demonstrados na literatura. Os sistemas serão todos apresentados como funções de transferência. Para os conversores Buck e Buck-Boost, são utilizadas as funções de transferência de tensão, já para o Boost, assim como é geralmente realizado, é utilizada a função de transferência de corrente, sendo implementada uma malha dupla de controle.

Existem algumas técnicas distintas para a obtenção desse sistema, porém em geral consistem na solução da equação (2.4) para um λ específico. Ao fazer isso, o problema pode ser tratado como um sistema LIT comum, conseqüentemente possibilitando a utilização das ferramentas de projeto já conhecidas. O valor de λ escolhido para essa análise geralmente é de 0.5, já que muitas vezes ele representa bem o sistema de forma média. Por meio dessa aproximação, obtém-se funções de transferência, a partir das quais os controladores podem ser projetados por meio do lugar das raízes.

4.2 Controle via Realimentação de Estados

Técnicas mais recentes de controle, baseadas em realimentação de estados também podem ser aplicadas para esse tipo de problema. Temos que o controlador ótimo é aquele capaz de minimizar a equação do custo (4.3).

$$\min_{\sigma} \int_0^{\infty} (z - C_{\sigma}x_e)'(z - C_{\sigma}x_e)dt, \quad (4.3)$$

Não é possível conhecer previamente o custo de um controlador, para se ter uma precisão da qualidade do controle ainda em tempo de projeto, criou-se também o conceito do custo garantido, que representa o maior custo possível. Temos então que

$$\int_0^{\infty} (z - C_{\sigma}x_e)'(z - C_{\sigma}x_e)dt < (x_0 - x_e)'P(x_0 - x_e) \quad (4.4)$$

onde $(x_0 - x_e)'P(x_0 - x_e)$ representa o custo garantido. A equação (4.4) guia o desenvolvimento de projetos desse tipo controlador. Há algumas maneiras de se resolver o problema de otimização apresentado em (4.3), o método mais comumente aplicado e que gera melhores resultados é baseado na equação de Lyapunov, a qual pode ser definida como

$$v(x) = x'Px \quad (4.5)$$

Projetada para sistemas com entrada nula, ela representa, em um determinado instante de tempo, a distância dos estados até o ponto de equilíbrio. Para que um sistema seja assintoticamente estável, deve-se garantir que sua derivada temporal seja negativa, ou seja, $\dot{v}(x) < 0 \forall x \neq 0$.

$$\begin{aligned} \dot{v}(x) &= \dot{x}'Px + x'P\dot{x} \\ &= x'(A'P + PA)x \end{aligned}$$

Com isso, podemos reduzir o problema do projeto do controle à determinação de uma matriz simétrica $P > 0$ capaz de satisfazer a condição de estabilidade $A'_{\lambda}P + PA_{\lambda} < 0$ e, idealmente, capaz de minimizar a equação (4.3). Há algumas maneiras de abordarmos e resolvermos esse problema, nesse estudo focaremos em dois métodos comumente utilizadas, os quais serão apresentados nas subseções 4.2.1 e 4.2.2.

4.2.1 Regra de Chaveamento 1

Considerando o sistema (2.3), com $u(t) = u$ para todo $t \geq 0$ e um dado $x_e \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ que satisfaça a equação (2.7). Se existir uma matriz simétrica e positiva $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$, tal que

$$A'_\lambda P + P A_\lambda + Q_\lambda \leq 0 \quad (4.6)$$

$$A_\lambda x_e + B_\lambda u = 0. \quad (4.7)$$

Então, como já foi provado em [3], a regra de chaveamento apresentada em (4.8), onde $\xi = x - x_e$, é capaz de tornar o sistema globalmente assintoticamente estável.

$$\sigma(x) = \arg \min_{i \in \mathbb{K}} \xi(Q_i \xi + 2P(A_i x + B_i u)) \quad (4.8)$$

Para a realização desse controle, além do espaço de estados do sistema, precisamos conhecer as matrizes Q e P . Temos que Q_i é dada por $Q_i = C'_i C_i$, enquanto a matriz P pode ser determinada por meio da resolução da LMI apresentada em (4.7). Após a realização desses cálculos, obtém-se todos os dados necessários para a realização da regra de chaveamento.

É importante ressaltar que a estabilidade é garantida apenas para $x_e = A_\lambda^{-1} B_\lambda u$ para λ selecionado, ou seja, o controlador é capaz de levar o sistema apenas para o ponto de equilíbrio de projeto, sendo que seu funcionamento não é garantido para outros pontos. Essa restrição pode ser um problema para a utilização em conversores de potência, já que para a maioria das aplicações, é desejável a possibilidade de operar em múltiplos níveis de tensão.

Além desse problema óbvio, essa limitação também pode representar um problema bastante considerável para cenários onde, por algum motivo, o comportamento dinâmico da carga ou mesmo da fonte de alimentação sofra alguma alteração. Apesar de ser uma regra bastante eficiente no quesito de controle, sua aplicação prática parece ser bastante limitada e ainda representar um risco de instabilidade.

4.2.2 Regra de Chaveamento 2

Novamente considerando o sistema (2.3), com $u(t) = u$ para todo $t \geq 0$ e um dado $x_e \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ que satisfaça a equação (2.7). Se existir uma matriz simétrica e positiva $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$, tal que

$$A'_i P + P A_i + Q_i \leq 0 \quad (4.9)$$

$$A_i x_e + B_i u = 0 \quad (4.10)$$

para todo $i \in \mathbb{K}$ então, como já foi provado em [3], a regra de chaveamento apresentada em (4.11), onde $\xi = x - x_e$, é capaz de tornar o sistema globalmente assintoticamente estável e o custo garantido (4.4) é satisfeito.

$$\sigma(x) = \arg \min_{i \in \mathbb{K}} \xi^t P (A_i x_e + B_i u) \quad (4.11)$$

Nota-se que, a equação (4.10) consiste em um problema linear, portanto, ao determinarmos P capaz de satisfazer a inequação para todo $i \in \mathbb{K}$, temos que garantimos a estabilidade em todos os vértices do problema. Com isso em vista, a matriz P encontrada dessa forma é capaz de estabilizar o sistema para todo $\lambda \in \Lambda$.

4.2.3 Correção de erros

Essa técnica de controle, apesar de permitir um melhor controle da trajetória de controle e ter a promessa de apresentar melhores resultados que técnicas baseadas no controle clássico, possui um grande problema que reduz sua aplicabilidade. Como as regras de chaveamento são baseadas nas equações dinâmicas dos subsistemas, o controle é sensível à divergências entre o modelo e a planta real.

Mesmo para os casos de conversores projetados em paralelo com o controlador, as incertezas dos componentes podem representar pequenas divergências com relação ao modelo e impedir que o sistema atinja o regime permanente sem a existência de nenhum erro. Um problema ainda maior ocorre quando pensamos na carga e na alimentação. A fonte de alimentação nem sempre é muito confiável, podendo sofrer leves variações de tensão. Com relação à carga sendo alimentada, seu comportamento pode variar ao longo do tempo ou devido à efeitos externos como a temperatura.

Para que o conversor possa ser utilizado em situações reais, o controle deve ser robusto o suficiente para garantir o funcionamento do aparelho mesmo frente à essas variações. Idealmente a variação deve possuir o menor efeito possível na tensão de saída.

Alguns artigos já tentaram resolver esse problema. Recentemente, o artigo [9] contou esse problema com o uso de uma malha de controle externa. Essa segunda malha, complementar à regra de chaveamento, utiliza um PI para atualizar o valor do ponto de equilíbrio. O controlador atualiza o valor de V_e com base no valor de $v(t)$ e no de V_{ref} , onde V_{ref} é a tensão desejada na saída. A corrente, que como será mais visto a frente, também é utilizada no controle, é calculada a partir do valor de V_e resultante.

A solução implementada é baseada na demonstrada em [9]. A implementação no Matlab pode ser vista na Figura 4.1.

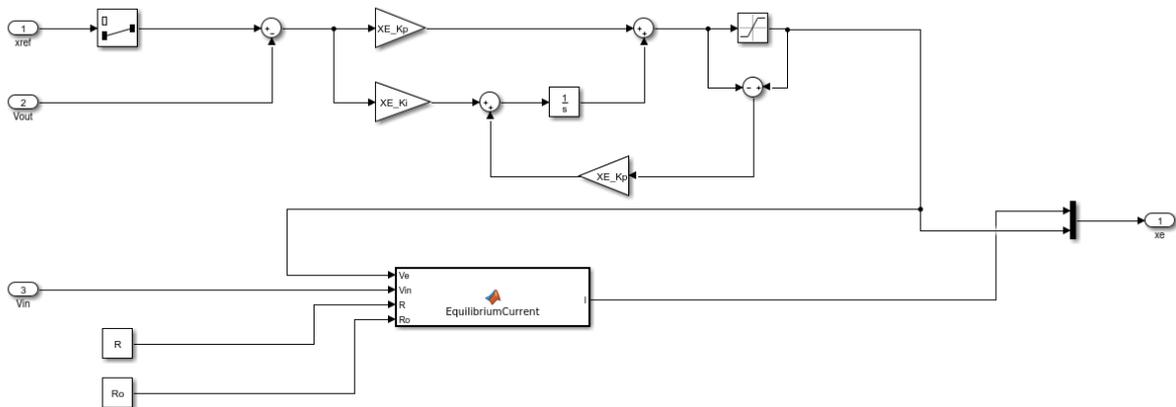


Figura 4.1: Controlador PI responsável pelo ajuste do ponto de equilíbrio

Os controladores projetados com as regras de chaveamento apresentadas tanto em (4.8), quanto em (4.11), podem ser então alterados para obtermos a robustez desejada. Deve-se notar, no entanto, que essa mudança vai acarretar em uma maior lentidão no transitório, sendo que o maior responsável pelo tempo de estabilização passa a ser o PI utilizado.

Capítulo 5

Projeto e Simulações

COMO o objetivo de nosso estudo é verificar a aplicação de novas técnicas controle de sistemas chaveados, vamos projetar diversos controladores distintos. Todas as técnicas já foram devidamente apresentadas no capítulo 4. Os detalhes dos projetos serão todos apresentados aqui. Como o objetivo é verificar a aplicabilidade e qualidade dessas técnicas, o controle clássico será projetado como base de comparação.

Após o projeto, todos os controladores serão testados por meio de simulações numéricas no programa *Matlab Simulink*®. Os controladores serão testados em múltiplos níveis de tensão, de maneira a possibilitar um melhor entendimento de seu comportamento.

Para o conversor Buck, as simulações serão realizadas com

$$V_e = [5 \quad 10 \quad 15 \quad \dots \quad 50].$$

Para o conversor Boost, as simulações serão realizadas com

$$V_e = [80 \quad 100 \quad 120 \quad \dots \quad 200].$$

Para o conversor Buck-Boost, as simulações serão realizadas com

$$V_e = [10 \quad 30 \quad 50 \quad \dots \quad 170].$$

Além de observarmos o transitório e regime permanente dos conversores, para cada um dos controladores, vamos verificar a robustez dos mesmos. Para entendermos o que ocorre no caso de um distúrbio, 2 cenários distintos foram simulados.

O primeiro caso consiste em uma mudança na carga durante a operação do dispositivo. Após o sistema atingir o regime permanente, vamos alterar o valor de R_o , reduzindo-o repentinamente em 50%, de $96,8 \Omega$ para $48,4 \Omega$.

O segundo teste irá verificar o comportamento do controlador frente uma variação na tensão de alimentação. Nesse caso, a alteração será realizada na tensão de alimentação V_s , a qual, durante a operação do dispositivo, será reduzida de $65 V$, para $55 V$.

Para facilitar a visualização, essas simulações serão realizadas com apenas um nível de tensão. Para o conversor Buck a referência utilizada é de $40 V$, $90 V$ para o Boost e $65 V$ para o Buck-Boost.

5.1 Controle Clássico

Os controladores utilizados para esse projeto são todos PI's, sujeitos à função de transferência contínua apresentada em (4.2). Os ganhos serão projetados separadamente para

cada conversor. Não iremos utilizar um controlador comum para termos uma melhor base de comparação, já que os controladores projetados pelos outros métodos serão únicos.

O controlador do projetado para o Buck possui os ganhos $k_p = 0.01$ e $k_i = 1$. Na figura 5.1 podemos ver o resultado de sua utilização e ainda observar a trajetória realizada pelas variáveis de estado.

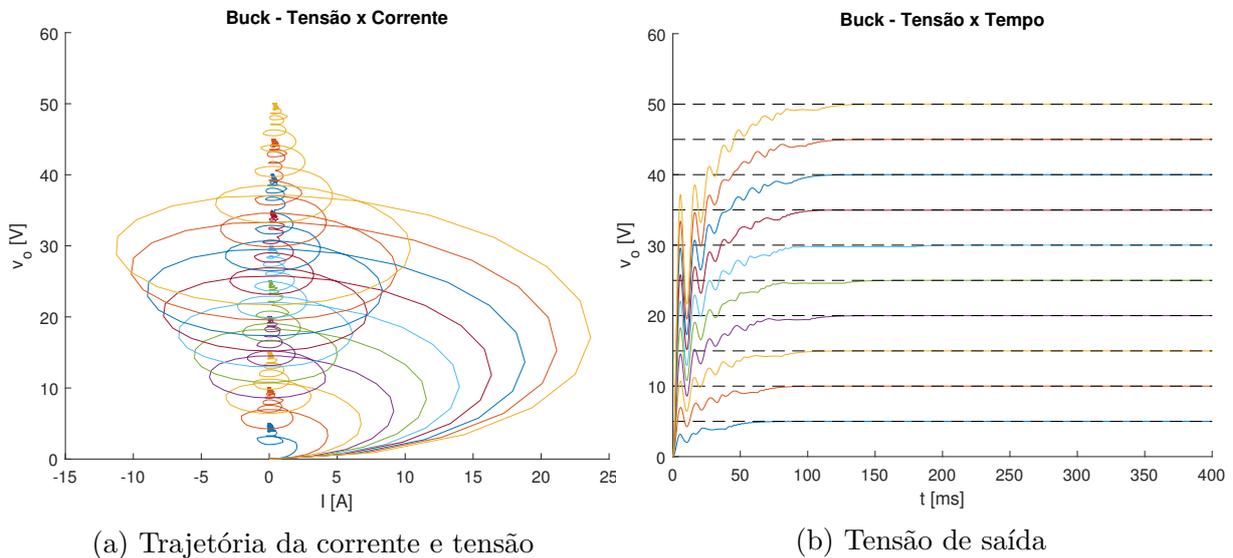


Figura 5.1: Conversor Buck com o controlador clássico

Para o Boost, foram utilizadas 2 malhas de controle. Para a malha interna, responsável por controlar a corrente, os ganhos utilizados foram $k_p = 0.0203$ e $k_i = 4.77$. Para o controle da tensão, os ganhos foram $k_p = 0.316$ e $k_i = 3.23$. Na figura 5.2 podemos ver o resultado de sua utilização e sua respectiva trajetória.

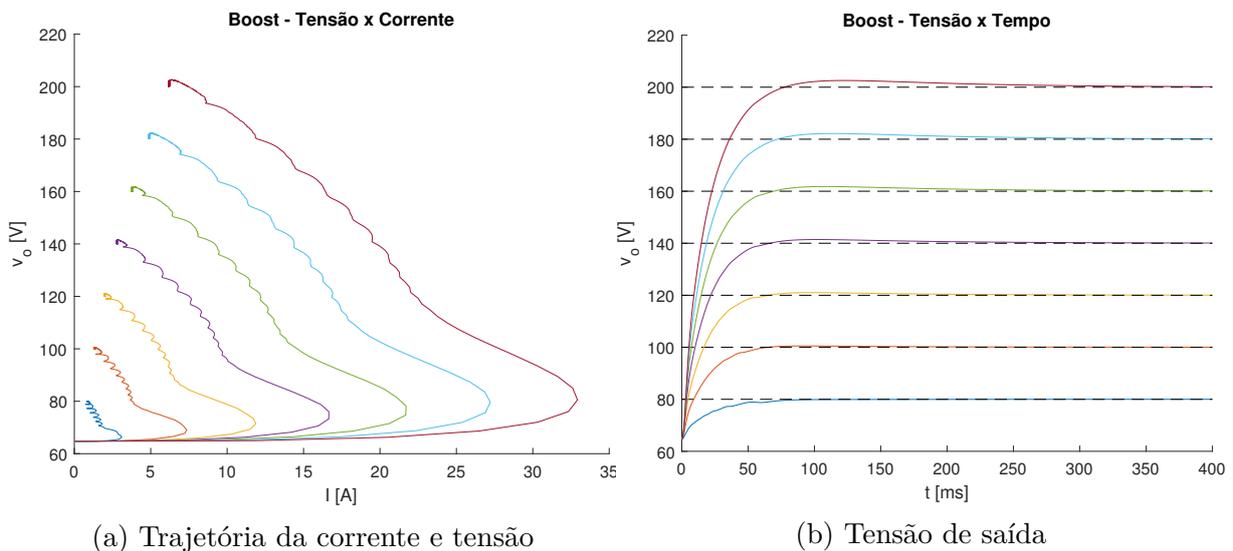


Figura 5.2: Conversor Boost. Controlador clássico.

Por fim, Para o Buck-Boost, os ganhos utilizados foram $k_p = 0.0020$ e $k_i = 0.2$. Na figura 5.3 podemos ver o resultado de sua utilização e sua respectiva trajetória.

As imagens 5.1, 5.2 e 5.3 nos apresentam o comportamento do controlador sobre uma situação de operação sem nenhuma perturbação, o que não ocorre na realidade. É

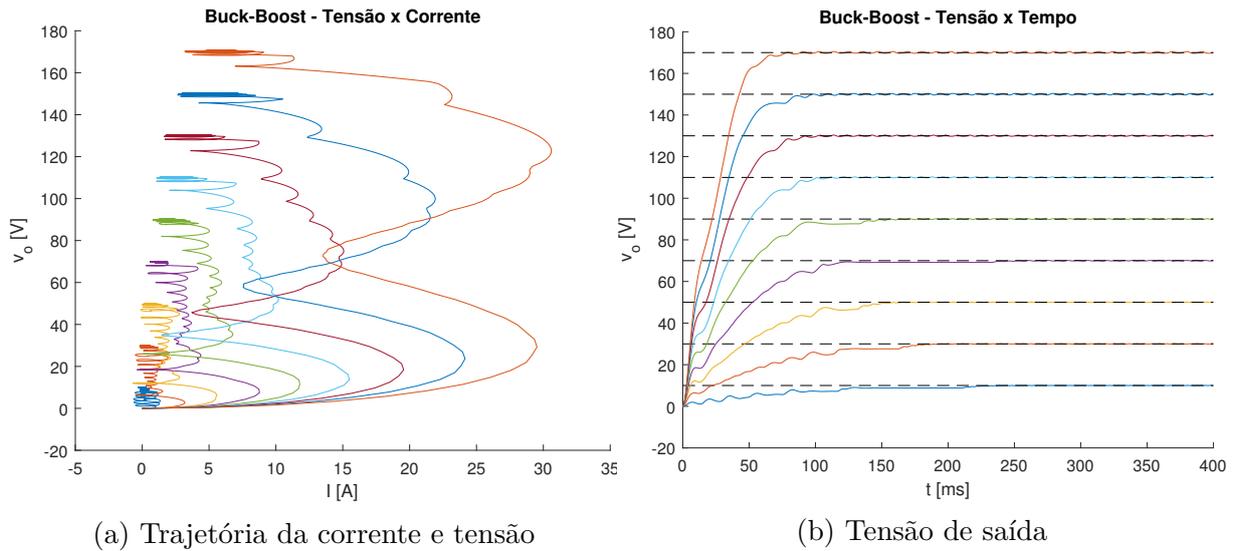


Figura 5.3: Conversor Buck-Boost. Controlador clássico.

importante também verificarmos seu comportamento frente a situações adversas. Para todos os conversores, foi simulada também a mudança repentina na tensão de alimentação e também na resistência da carga sendo alimentada pelo conversor.

O resultado dessas perturbações pode ser visto nas figuras 5.4 e 5.5. Apesar das oscilações nos gráficos, é fácil ver que as alterações, as quais ocorrem em 100 ms , interferem muito pouco no funcionamento do aparelho, sem que haja uma considerável mudança no equilíbrio.

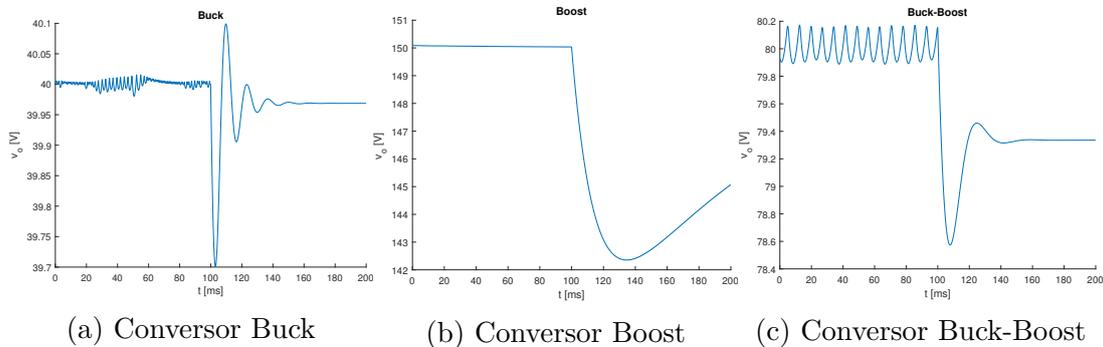


Figura 5.4: Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador clássico.

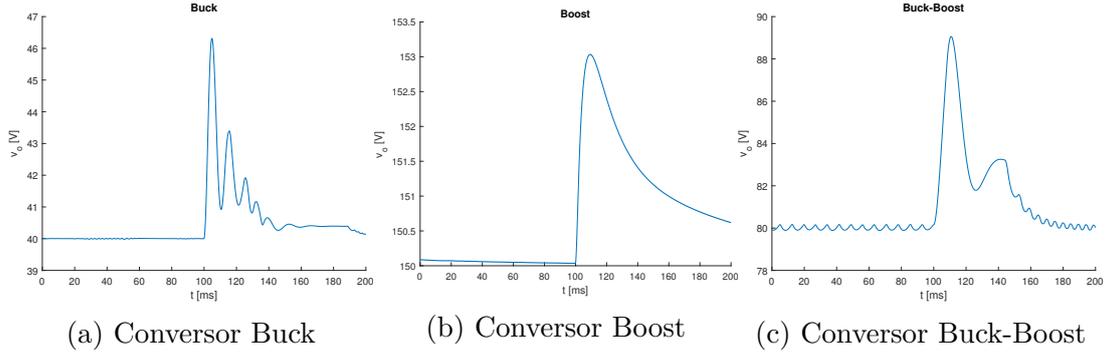


Figura 5.5: Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador clássico.

5.2 Controle via Realimentação de estados

5.2.1 Regra de Chaveamento 1

Para a implementação da regra de chaveamento apresentada em (4.8), precisa-se primeiramente definir os valores de tensão desejados. Deve-se lembrar que o controlador obtido por essa técnica garante estabilidade apenas para o ponto de equilíbrio de projeto, ou seja, teremos que projetar um controlador distinto para cada nível de tensão desejado.

O nível de tensão pode ser então utilizado para determinarmos o λ correspondente. Essa correlação pode ser obtida matematicamente, por meio das equações obtidas em (3.7) e (3.15), ou por com o auxílio das curvas apresentadas nas Figuras 3.5 e 3.8. Independentemente de como forem obtidos, os valores de λ nos permitem determinar as matrizes do sistema médio (A_λ , B_λ e Q_λ).

Após isso, basta apenas determinar a matriz P para cada controlador sendo projetado. Ela deve minimizar o custo garantido $(x_0 - x_e)'P(x_0 - x_e)$ enquanto está sujeita às seguintes LMIs.

$$A'_\lambda P + P A_\lambda + Q_\lambda < 0 \quad (5.1)$$

$$P > 0 \quad (5.2)$$

Com a resolução desse problema, temos então todas as matrizes necessárias para o equacionamento da regra de chaveamento.

$$P = 10^{-5} \begin{bmatrix} 4.5236 & 0.9585 \\ 0.9585 & 5.6602 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$P = 10^{-5} \begin{bmatrix} 4.4851 & 2.2211 \\ 2.2211 & 7.6339 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$P = 10^{-5} \begin{bmatrix} 4.4892 & 2.1273 \\ 2.1273 & 7.4298 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Nas figuras 5.6, 5.7 e 5.8 podemos verificar o resultado da aplicação dessa técnica de controle. São apresentados tanto a trajetória, quanto o valor da tensão na saída. Os

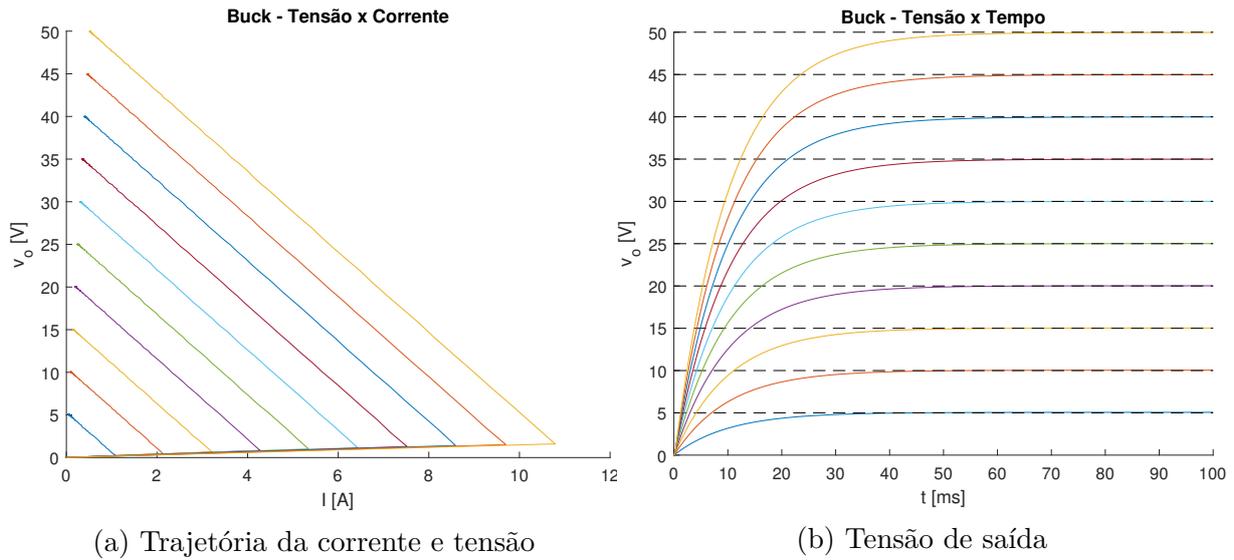


Figura 5.6: Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 1.

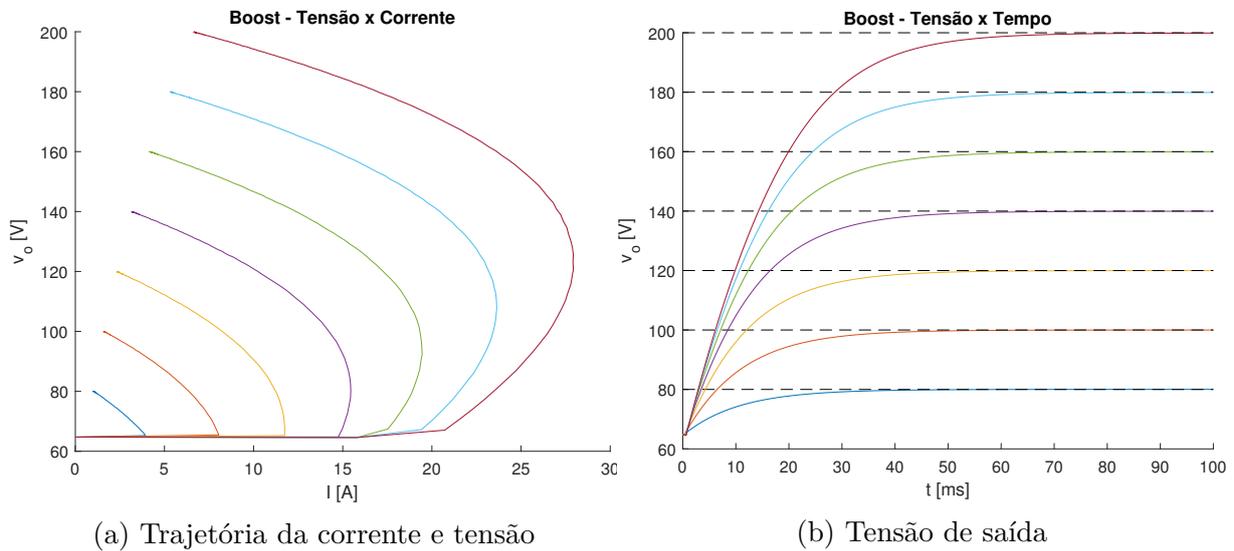


Figura 5.7: Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 1.

gráficos permitem a visualização tanto dos transitórios quanto dos regimes permanentes, os quais são rapidamente atingidos.

Seguimos então para a verificação da robustez para variações na carga e na alimentação. As perturbações são as mesmas apresentadas anteriormente.

Os resultados podem ser vistos nas Figuras 5.9 e 5.10. Para todos ambos os casos e todos os conversores, observa-se um claro degrau na tensão, porém deve-se notar que o degrau é bastante pequeno, sendo praticamente irrelevante, ainda mais quando considerado a escala da variação realizada.

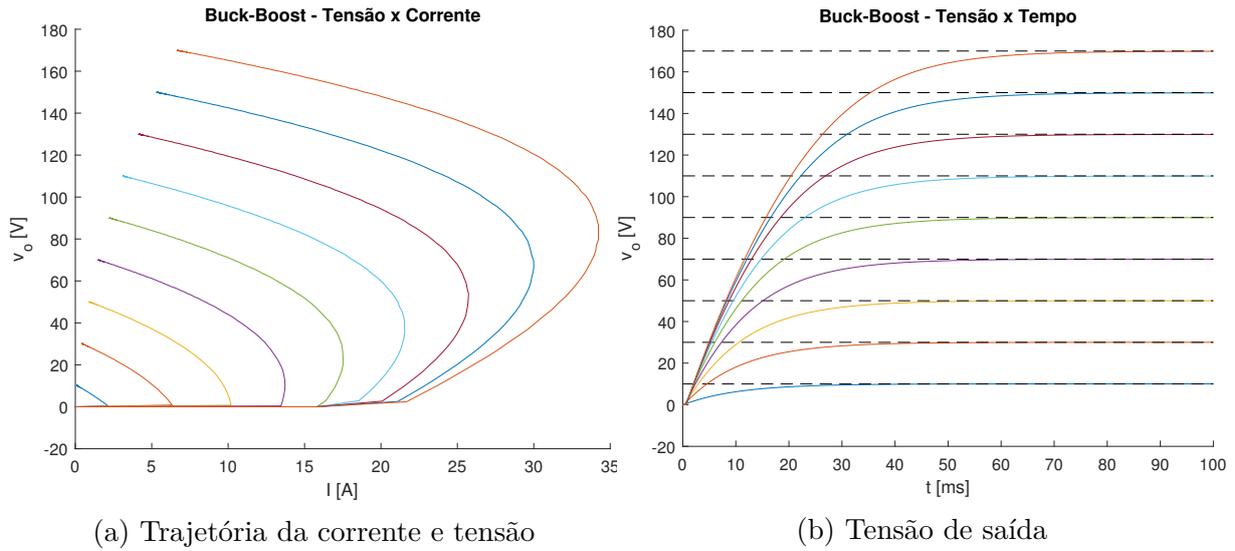


Figura 5.8: Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 1.

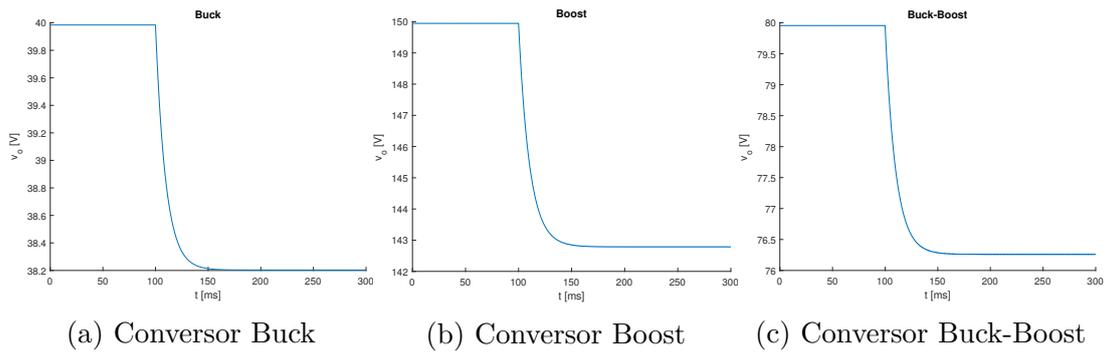


Figura 5.9: Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador chaveado pela regra 1.

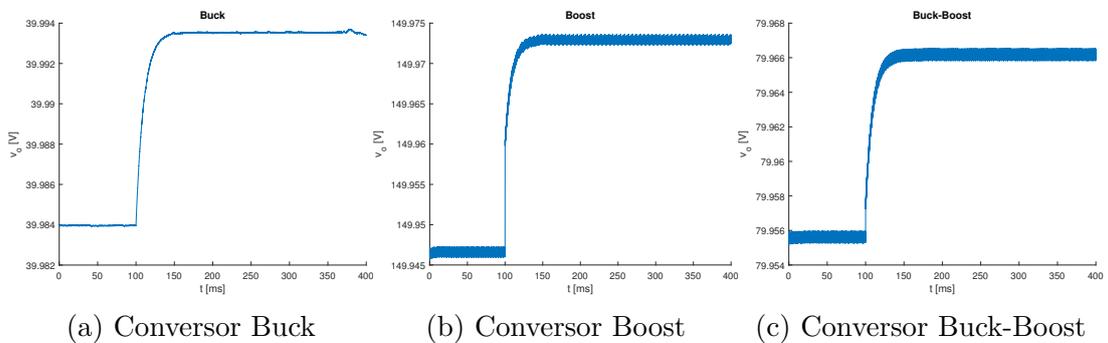


Figura 5.10: Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador chaveado pela regra 1.

5.2.2 Regra de Chaveamento 2

O procedimento para a realização das regras de chaveamento é bastante similar ao utilizado para o projeto com a regra de chaveamento 1. Como já foi mencionado, essa técnica se distingue da anterior principalmente por garantir estabilidade para todos os subsistemas.

Para esse projeto, além das informações já conhecida dos conversores, para a implementação da regra de chaveamento, precisamos obter a matriz P e o ponto de equilíbrio x_e para qual o sistema deve convergir.

A matriz P , assim como anteriormente, pode ser obtida por meio da resolução de LMIs. Nesse caso, como queremos garantir a estabilidade para todos os subsistemas, teremos as seguintes inequações como condições

$$A_i'P + PA_i + Q_i < 0 \quad (5.6)$$

$$P > 0 \quad (5.7)$$

onde $i \in \mathbb{K}$. A otimização novamente será realizada sobre o custo garantido $(x_0 - x_e)'P(x_0 - x_e)$. Com isso a matriz P pode ser determinada.

Resta obter o ponto de equilíbrio x_e para as tensões desejadas. Como a única informação faltando é a corrente I_e , esse dado pode ser facilmente obtido com o uso das equações (3.3), (3.6) e (3.14) para seus respectivos conversores.

$$P = 10^{-5} \begin{bmatrix} 4.5236 & 0.9585 \\ 0.9585 & 5.6602 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$P = 10^{-5} \begin{bmatrix} 97.158 & 0.0497 \\ 0.0497 & 0.0011 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$P = 10^{-5} \begin{bmatrix} 97.203 & 0.0507 \\ 0.0507 & 0.0011 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Temos então todas as informações necessárias para a realização das simulações, cujos resultados podem ser visualizados em 5.11, 5.12 e 5.8.

Nas figuras 5.11, 5.12 e 5.8 observamos o comportamento dessa técnica de controle operando e podemos visualizar o transitório e sua trajetória. Nota-se que o circuito sendo simulado é exatamente igual ao modelo utilizado para o projeto, o que muitas vezes não ocorre na realidade. Sabemos que o controlador funciona para qualquer ponto de equilíbrio $x_e \in X_e$, resta então verificar se ele funciona corretamente frente a distúrbios na carga ou na tensão de alimentação.

Para o primeiro teste, com a variação na carga, vemos que apenas o conversor Buck teve uma variação pequena na tensão de saída. Os outros dois conversores tiveram um resultado muito menos adequado. A saída do Boost sofreu uma queda de aproximadamente 20% e no Buck-Boost a queda foi ainda maior, quase de 40%. Essas variações são grandes demais para serem ignoradas, ainda mais porque o controlador não consegue se recuperar e retornar para o valor desejado.

Já no cenário com o aumento na tensão de alimentação, vemos que os resultados são similares. Apenas para o Buck o degrau na saída foi pequeno. Para o Boost, o aumento

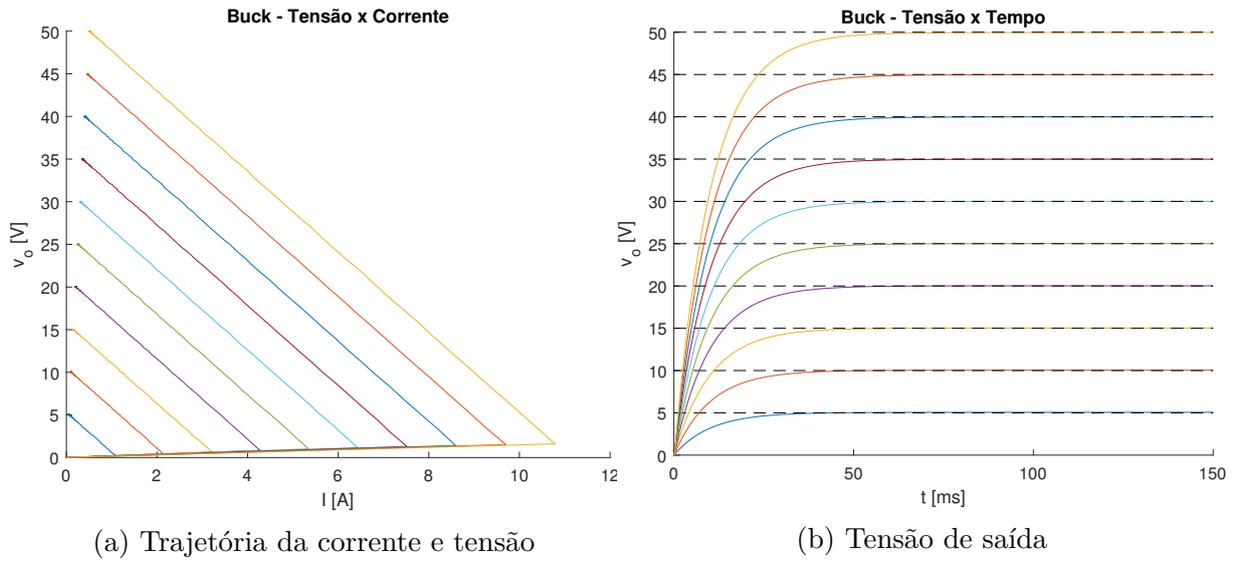


Figura 5.11: Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 2.

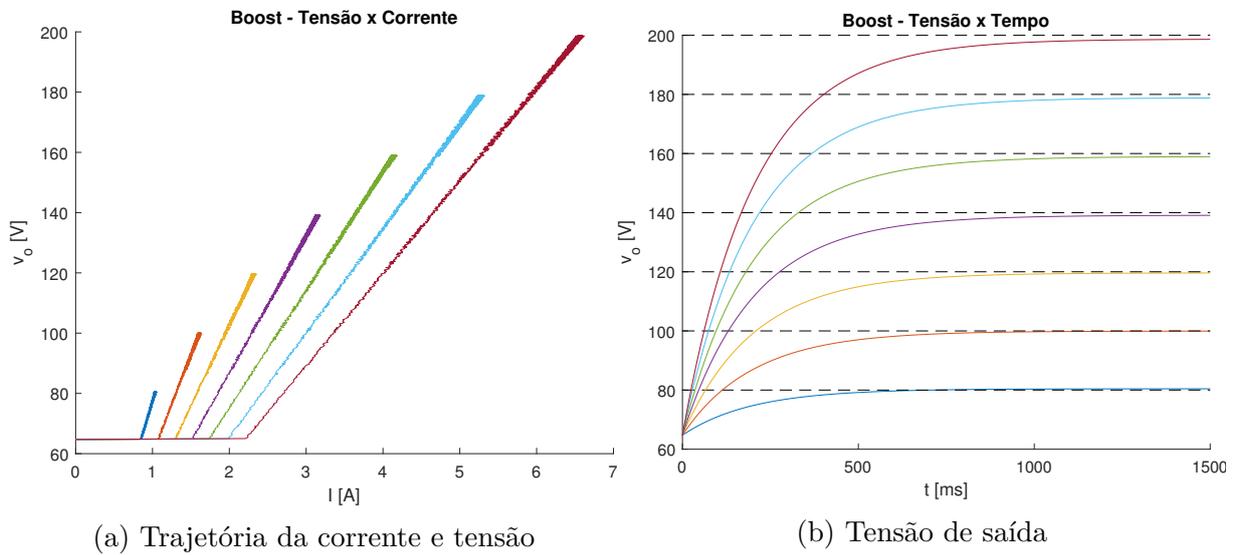


Figura 5.12: Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 2.

de 20% na alimentação foi repassado totalmente para a carga. No Buck-Boost houve um aumento de aproximadamente 10%, que também não pode ser ignorado. Outro aspecto importante é que novamente existe um degrau, ou seja, a regra de chaveamento não está sendo capaz de corrigir o erro.

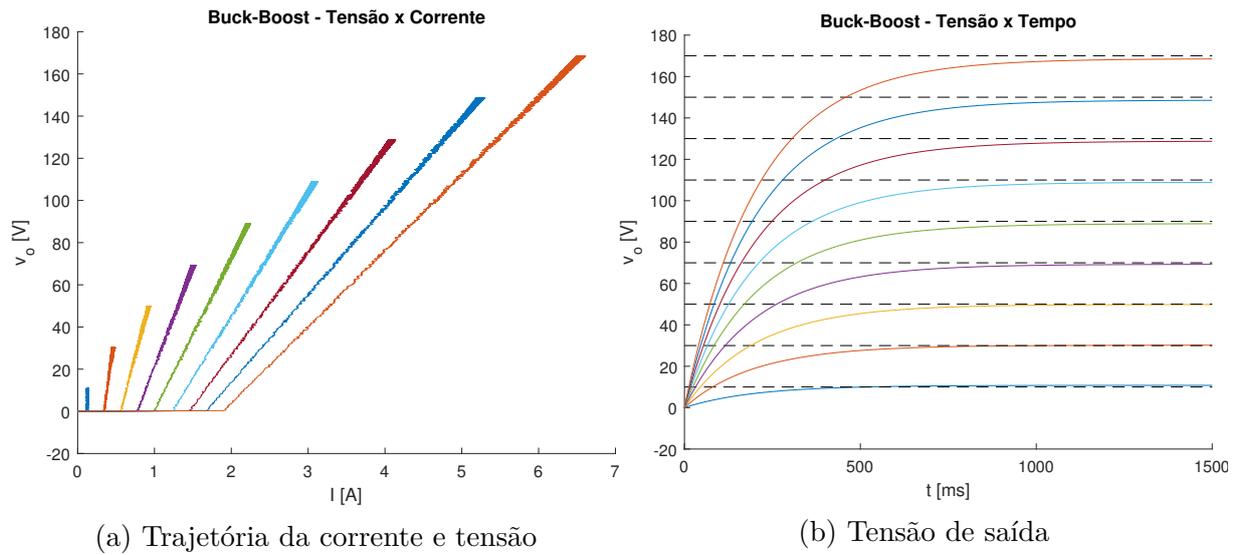


Figura 5.13: Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 2.

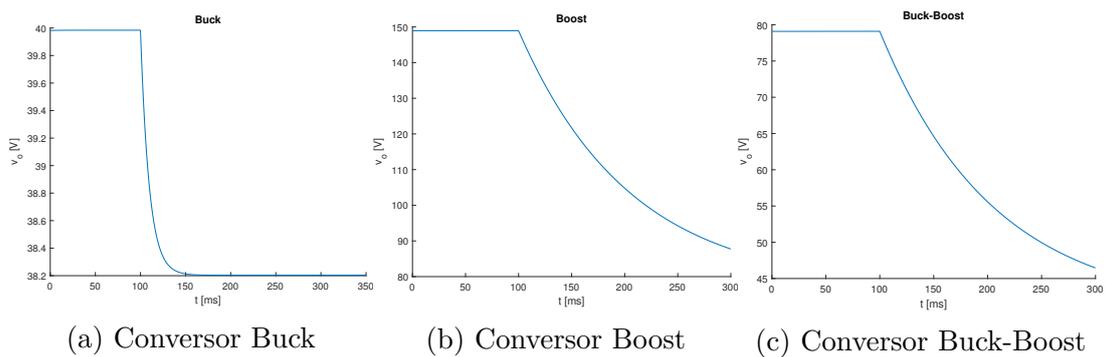


Figura 5.14: Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador chaveado pela regra 2.

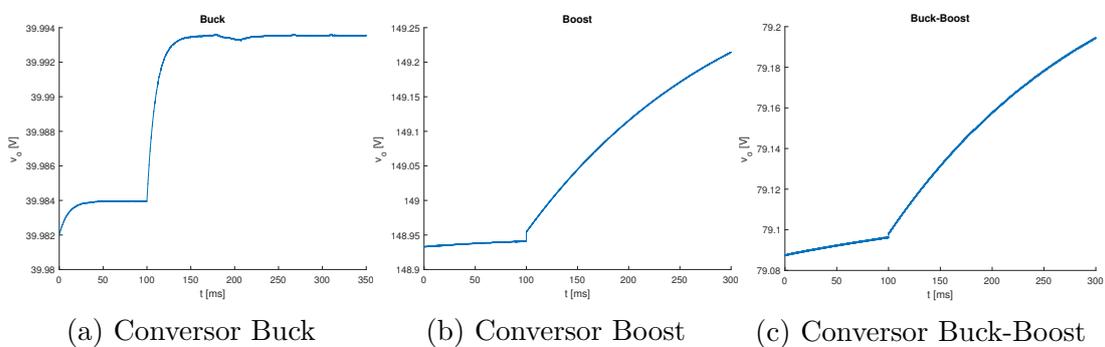


Figura 5.15: Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador chaveado pela regra 2.

5.2.3 Regra de Chaveamento 2 com o controlador externo

Esse projeto consiste basicamente em complementar o controlador chaveado pela regra 2 com uma malha de controle PI externa, a qual será responsável por atualizar os valores do ponto de equilíbrio com base na tensão de referência desejada. A configuração da malha é apresentada na figura 4.1.

O controlador PI é responsável por atualizar o valor da tensão de equilíbrio e possui a função de transferência $C(s) = k_p + k_i \frac{1}{s}$, onde k_p e k_i são os ganhos e distintos para cada topologia. A informação do ponto de equilíbrio é então completada com a corrente, a qual é calculada com base nas equações apresentadas nas equações (3.3), (3.6) e (3.14) para os conversores Buck, Boost e Buck Boost, respectivamente.

Os controladores chaveados utilizados são os mesmos que foram obtidos na subseção 5.2.2.

Ao aplicarmos essa malha de correção do ponto de equilíbrio em conjunto com a regra de chaveamento 2, obtemos os resultados apresentados nas Figuras 5.16, 5.17 e 5.18.

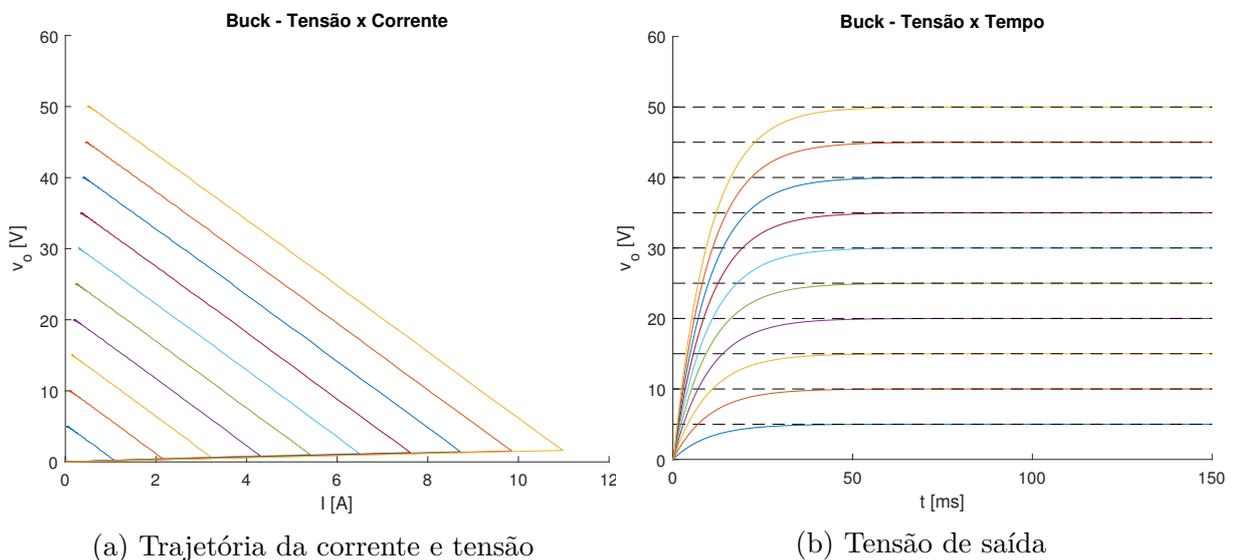


Figura 5.16: Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.

Nas figuras 5.11, 5.12 e 5.8 observamos o comportamento dessa técnica de controle operando e podemos visualizar o transitório e sua trajetória. Vemos que houve uma pequena queda na qualidade do controle, o qual está mais lento que a regra 2 sem a atualização de referência, sendo que em alguns casos até observamos uma pequena sobrelevação.

O objetivo dessa malha adicional era corrigir o problema em caso de divergência na carga real com a de projeto. Nestas simulações, nota-se que o PI foi capaz de corrigir o pequeno erro de regime que o controlador possuía. Resta então verificar se o controlador foi capaz de resolver o problema da variação na carga e na alimentação.

Quando comparado com o resultado demonstrado em 5.14, os resultados visualizados na figura 5.19 são muito melhores. Além da solução do pequeno erro de regime permanente antes da mudança na carga, a queda de tensão instantânea é consideravelmente menor. O aspecto mais importante é a velocidade com que o sistema é capaz de retornar ao ponto de equilíbrio desejado. Em aproximadamente 100 ms, o sistema já atinge um novo ponto de equilíbrio.

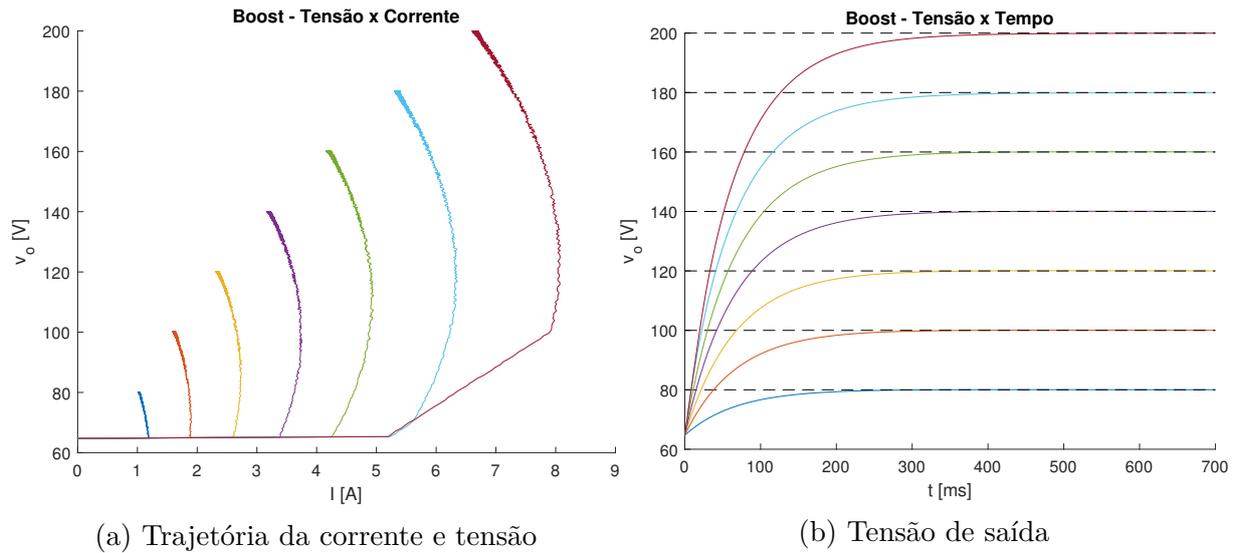


Figura 5.17: Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.

Para o cenário da variação na alimentação, nota-se que o resultado foi ainda melhor. A variação sequer se aproxima de 1 V no pior dos testes. O pico de tensão na saída é bastante pequeno para todas as topologias, além disso a recuperação ainda é bastante rápida.

Esse resultado nos demonstra que essa malha de controle realmente é capaz de adicionar bastante robustez ao sistema. Esses dados são ainda mais interessante se considerarmos uma situação real, onde a variação na carga dificilmente vai se dar de forma tão abrupta, ou seja, as oscilações serão ainda menores.

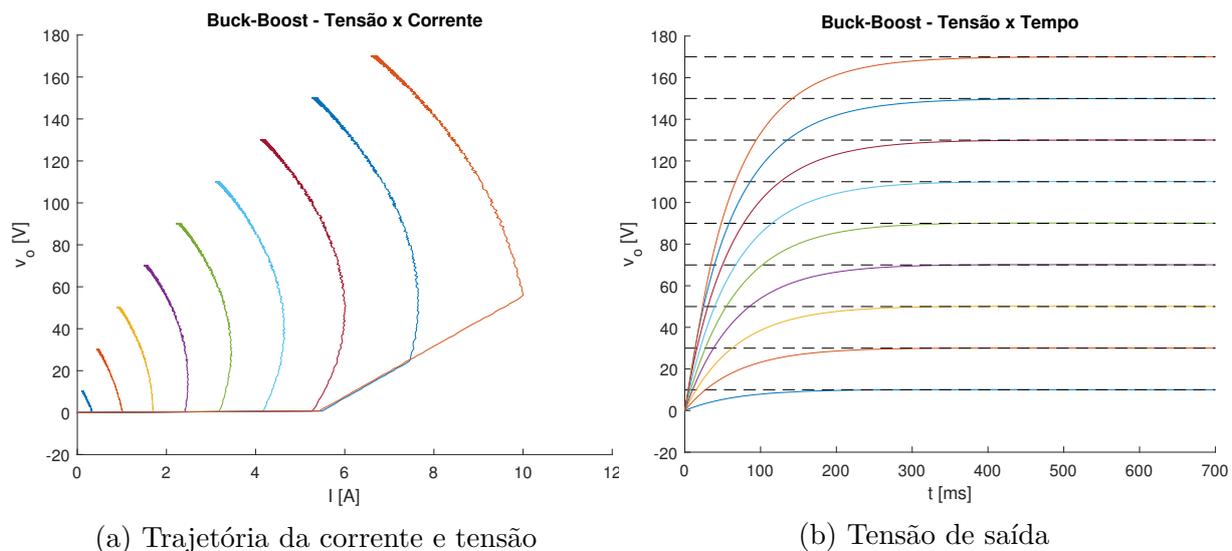


Figura 5.18: Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.

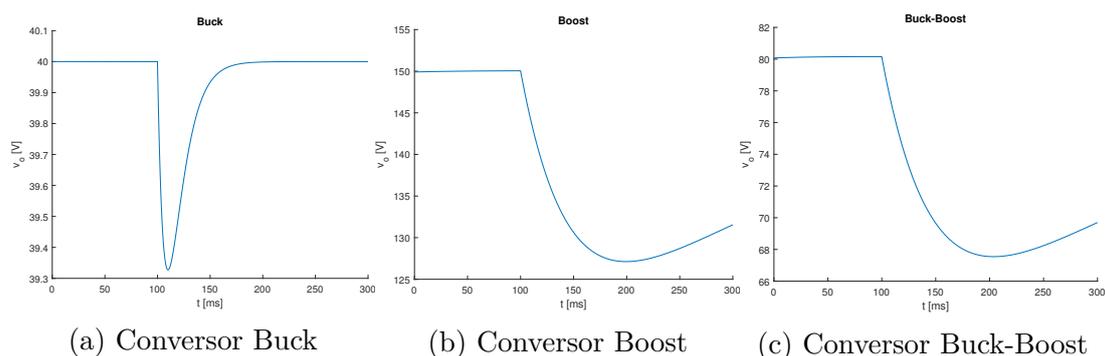


Figura 5.19: Efeito de uma queda de 50% na resistência da carga. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.

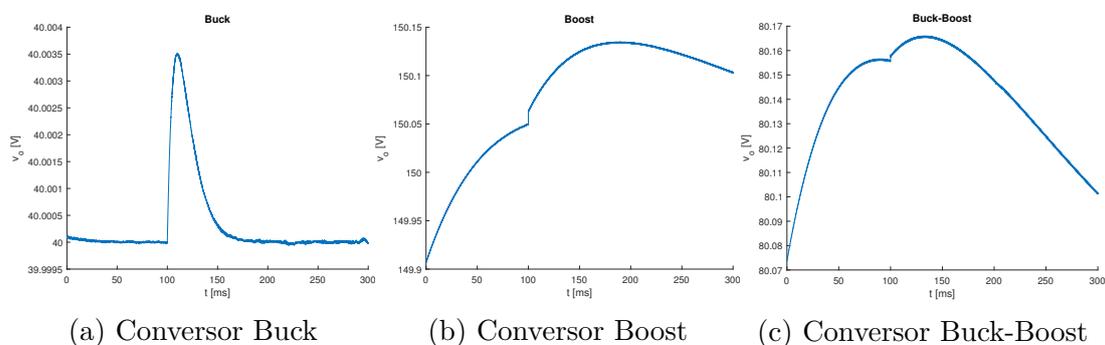


Figura 5.20: Efeito de um aumento de 20% na tensão de alimentação. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo.

Capítulo 6

Experimento

PARA validar os resultados observados nas simulações foi montada uma bancada para a realização de testes experimentais. Foi realizada a montagem do conversor e de um circuito de controle, o qual foi feito com o uso de um microcontrolador. Para a operação do dispositivo, o sistema também conta com uma interface homem máquina (IHM) capaz de monitorar e comandar o conversor. Nas próximas seções abordaremos cada uma das etapas em mais detalhes.

6.1 Conversor

O circuito de potência foi montado de maneira a possibilitar os testes dos 3 conversores. Para a obtenção dessa flexibilidade, ao invés de 2, são utilizadas 4 chaves (Fig. 6.1), de maneira similar ao circuito do conversor Buck-Boost não-inversor bidirecional. O modo de operação para a obtenção de cada um dos conversores pode ser descrito da seguinte maneira:

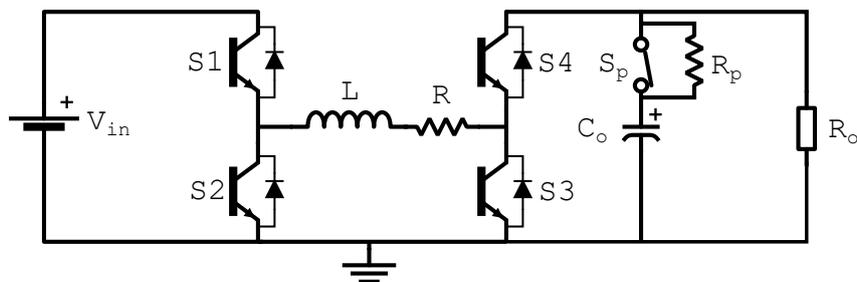


Figura 6.1: Circuito de potência implementado.

- **Buck:** Chave $S4$ se mantém ativada e $S3$ desativada. O chaveamento ocorre nas em $S1$ e $S2$.
- **Boost:** Chave $S1$ se mantém ativada e $S2$ desativada. O chaveamento ocorre nas em $S4$ e $S3$.
- **Buck-Boost:** Todas as chaves são utilizadas para o chaveamento. Em um estado as chaves $S1$ e $S3$ ficam ativas, no outro $S2$ e $S4$ são acionadas.

Quando o conversor opera como boost, é necessário realizar uma pré-carga no capacitor, de maneira a evitar uma corrente de pico no início da operação. Para isso foi

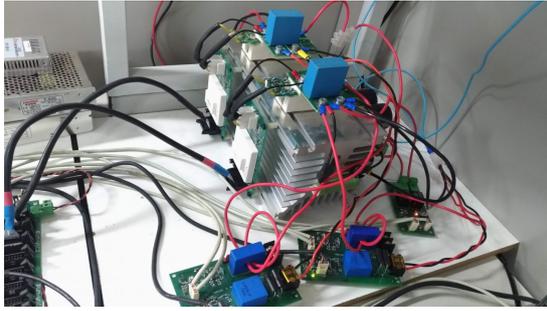
adicionado um relé S_p e uma resistência R_p . Durante a pré-carga, a chave se mantém aberta, evitando um curto circuito no capacitor. Quando a tensão V_o se aproxima da V_{in} , a chave é fechada e o conversor pode iniciar a operação.

Definida a topologia do circuito de potência, sua montagem foi realizada. Os principais componentes utilizados são listados na Tabela 6.1. É importante notar que as chaves utilizadas foram IGBTs com diodos em antiparalelo, similar ao visto na Fig. 6.1). Os diodos são importantes para garantir que o indutor não forme um arco elétrico e queime as chaves. A chave de pré-carga, S_p , consiste em um relé. Para a eventual realização de testes de degrau de carga, foi adicionada uma resistência R_{o2} em paralelo com R_o , sendo que R_{o2} é acionado por meio de uma contatora DC, cuja operação é controlada por meio de um relé.

Tabela 6.1: Principais componentes do conversor experimental

Componente	Especificação
Alimentação	Fonte CC FA-3050
Chaves	IGBT SKM150GB12T4
Drivers	SKHI 21A
Sensores de Corrente	LEM LA 55-P
Sensores de Tensão	LEM LV 20-P
Relés	AX1R C2
Contatora DC	T92P7A52-120
Indutor (mH)	2
Capacitor Eletrolítico (μF)	2250
Resistência de pré-carga (Ω)	180
Carga Resistiva (Ω)	96,8
Carga Resistiva Adicional (Ω)	96,8

Para evitar um sobreaquecimento das chaves, o sistema foi montado sobre um dissipador de calor. O resultado final da montagem pode ser visto na Fig. 6.2.



(a) Visão geral do conversor, sensores e chaves.



(b) Circuito de potência



(c) Fonte de alimentação e carga.

Figura 6.2: Conversor montado.

6.2 Sensoriamento

Para que a operação do conversor seja possível é necessário o uso de sensores. As principais variáveis a serem medidas são a tensão sobre a carga, a tensão na alimentação e a corrente no indutor. Além disso, será medido também a corrente sendo transmitida para a carga. Para o monitoramento dessas variáveis em tempo real, foram usados 4 sensores de efeito Hall, sendo dois de corrente (*LEM LA 55-P*) e outros dois de tensão (*LEM LV 20-P*).

Os sinais gerados pelos sensores são condicionados de maneira a gerar uma saída analógica de $0 - 3V$. Esse condicionamento é muito importante, a partir dele é ajustada a escala da medição, garantindo que, para as condições de operação, o microcontrolador seja capaz de medir corretamente o sinal.

6.3 Circuito de Controle

Além do circuito de potência, também é utilizado um circuito auxiliar. Este é responsável por fazer a aquisição dos sinais dos sensores, o acionamento das chaves e comunicação com a interface.

O sistema de controle é composto por uma placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*. Esse microcontrolador foi escolhido devido à sua capacidade de processamento. Ele opera em $200MHz$ e possui 2 CPUs e 2 CLAs, além de uma unidade para cálculos de ponto flutuante. Assim os cálculos matriciais podem ser realizados mais rapidamente, além de possibilitar a dedicação de um núcleo para o sensoriamento e controle, movendo para o outro núcleo todas as funções adicionais, como por exemplo a comunicação.

O microcontrolador foi usado em conjunto com uma placa de condicionamento de

sinais. Esta é utilizada para facilitar a interface da placa de desenvolvimento com os sensores e acionadores. Além disso, a placa também é utilizada como uma camada de proteção adicional, evitando que o controlador sofra danos em um eventual sobressinal.



Figura 6.3: Placa utilizada para aquisição de dados e controle.

Para a operação do microcontrolador, foi desenvolvido um código em C++ em bare metal (sem um RTOS). Esse programa é responsável por calcular a regra de chaveamento, fazer a medição dos sensores, comunicar com a IHM, atuar sobre as chaves, ativar proteções e outras tarefas secundárias. Nota-se que para a execução do controle chaveado, o sistema deve conhecer o modelo em espaço de estados do sistema, portanto esses modelos também foram adicionados ao programa.

A implementação da rotina de controle foi realizada por meio de interrupções. Ao fim da conversão do ADC (Analogic Digital Converter), uma interrupção é gerada, na qual, com base nos dados lidos dos sensores, o controle é realizado. A frequência da conversão e, conseqüentemente do controle, foi de $20kHz$. Essa frequência foi limitada pelos gates utilizados, os quais possuem uma frequência de chaveamento limite de $20kHz$. Para a operação com o controlador clássico, o sinal PWM também foi gerado com a mesma frequência.

6.4 Interface

Para facilitar a operação do conversor e, permitir a realização de todos os testes com maior facilidade, foi implementada uma IHM por meio do *LabView*. Esse software foi escolhido por ser largamente utilizado e pela facilidade de implementação.

A partir da interface o usuário é capaz de operar o conversor, além de poder monitorar todas as variáveis relevantes. Há a opção de ajustar a tensão de referência do controle, além de acionar o degrau de carga. Em relação ao monitoramento, a interface apresenta as tensões de alimentação e de saída, além do valor na corrente na carga e no indutor.

A comunicação entre o *LabView* e o microcontrolador é realizada por meio de uma conexão RS232. O envio de dados para a IHM é realizado a cada $0,1 s$, possibilitando um acompanhamento em tempo real do funcionamento do aparelho. Os comandos realizados

pela interface, são enviados no momento em que os botões são pressionados, evitando um atraso de controle muito grande.

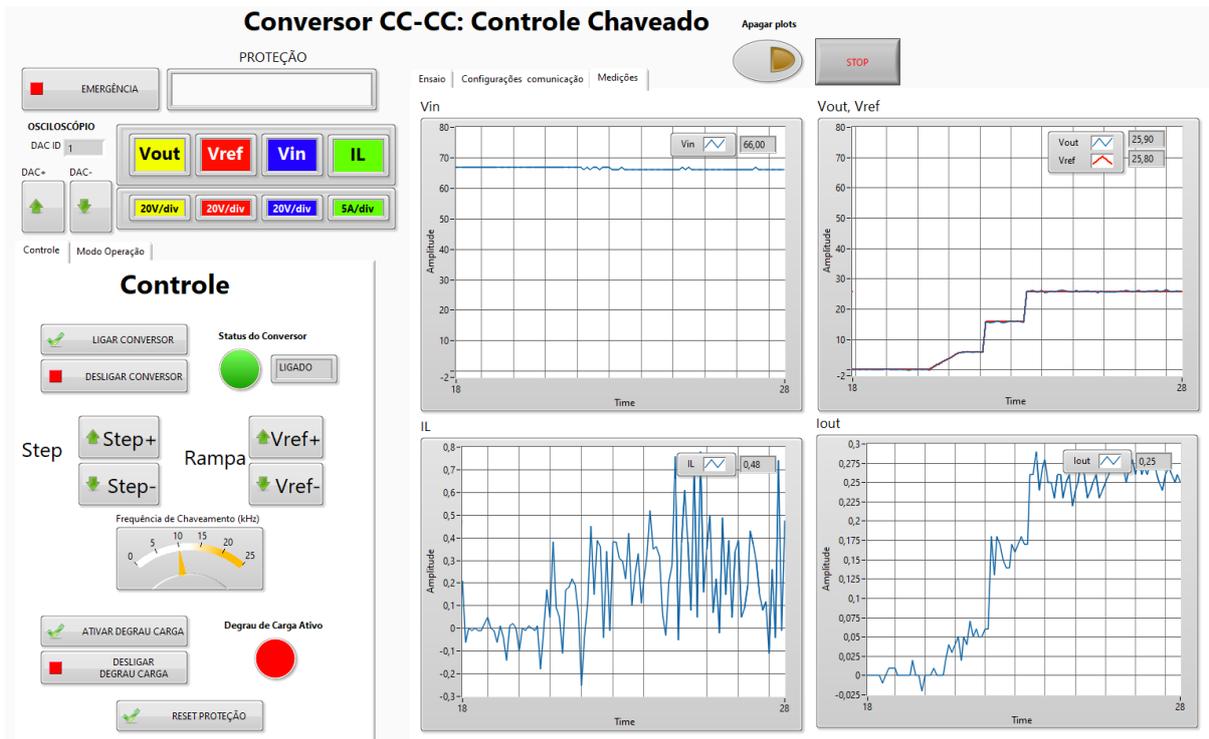


Figura 6.4: Interface desenvolvida para a operação do conversor.

6.5 Resultados

Com o conversor operacional, pôde-se realizar testes para validar os resultados observados nas simulações. Para que o trabalho não se estenda por demasiado, vamos focar no controle clássico e no controle chaveado que apresentou os melhores resultados (Regra de chaveamento 2 com a correção da referência). Assim como realizado nas simulações, os 3 conversores foram testados. Os controladores utilizados são idênticos aos utilizados na simulação, com exceção dos controladores clássicos, os quais foram discretizados por meio da técnica de *tustin*.

Os testes realizados foram focados na verificação da resposta ao degrau. Para os conversores Buck e Buck-Boost, o sistema que estava inicialmente inoperante, é apresentado com um degrau de 30V de referência. No caso do Boost a tensão foi elevada para 90V, isso porque o sistema inicia a operação com uma pré-carga, a qual já eleva a tensão na saída para um valor próxima ao da alimentação.

Nos testes com o controle clássico (Fig. 6.5, 6.6 e 6.7), os conversores operaram corretamente. Em todos os casos a referência de tensão foi seguida sem nenhum erro de regime. Em relação ao transitório, quase nenhuma sobrelevação é observada. Os sistemas rapidamente atingem o equilíbrio e se mantêm.

Nos testes com o controle chaveado (Fig. 6.8, 6.9 e 6.10), os conversores também operaram corretamente. Em todos os casos a referência de tensão foi seguida sem nenhum erro de regime. Em relação ao transitório, em todos os casos foi observada uma sobrelevação, a qual provavelmente é causada pelo PI que ajusta o valor da referência. No caso

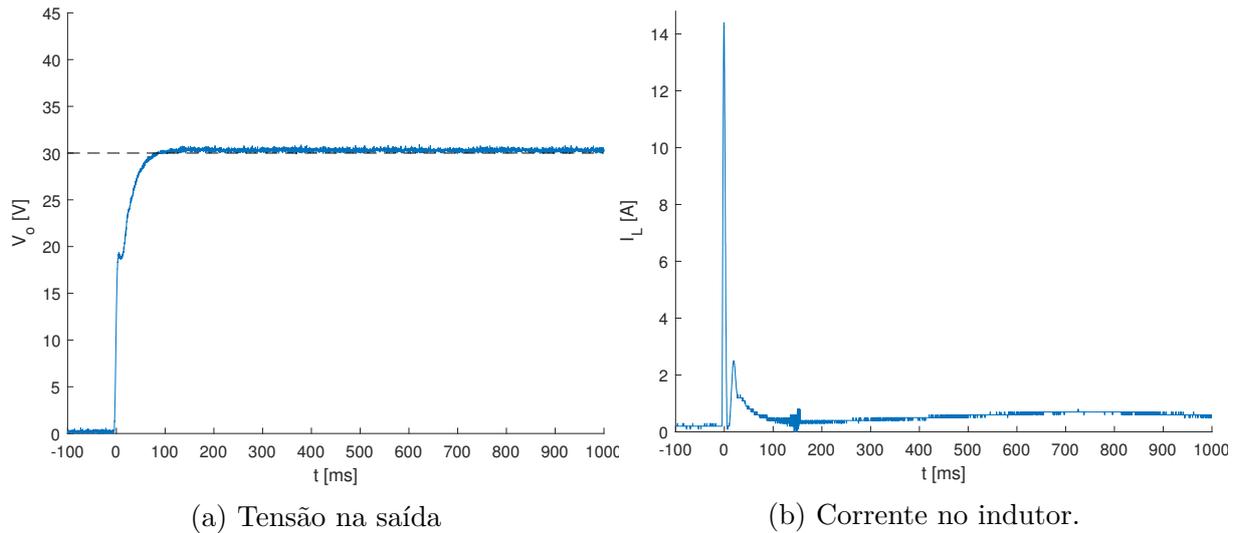


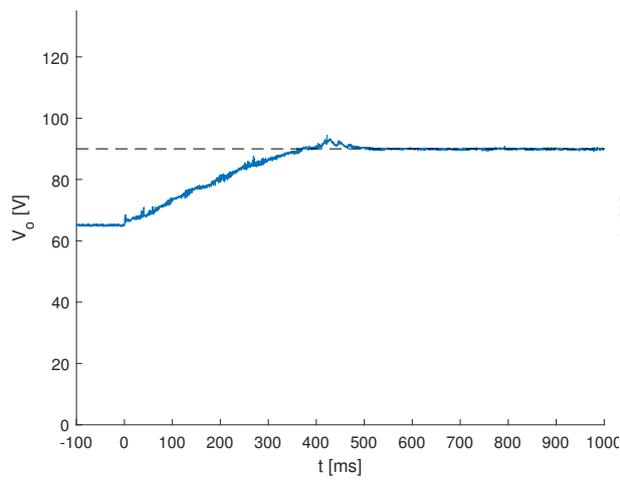
Figura 6.5: Conversor Buck. Controlador clássico. Resultado experimental.

do buck, o tempo de estabilização foi menor que o observado com o PWM. Os outros conversores tiveram um tempo de estabilização maior, devido à sobrelevação. Provavelmente esse resultado poderia ser aprimorado com um melhor ajuste do controlador.

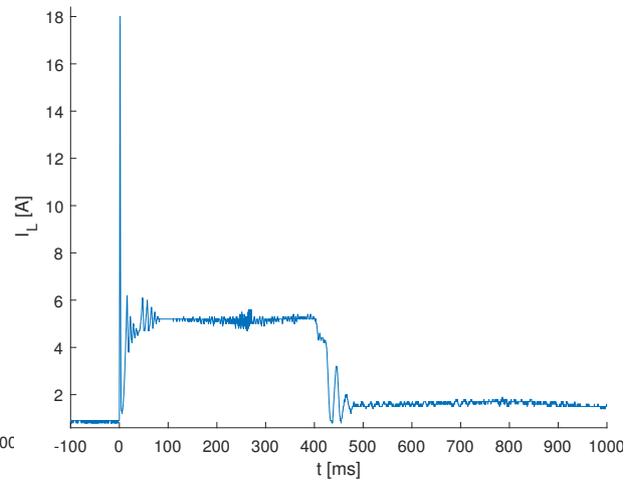
Com relação aos comportamentos no transitório, os conversores baseados em controle clássico parecem apresentar uma resposta melhor do que o controle chaveado. No entanto, quando mudamos o foco para o regime permanente, os papéis se invertem. Uma característica muito impressionante do controle chaveado é não ter uma frequência de chaveamento fixa. Esse comportamento permite que o conversor opere em frequências diferentes para cada tensão de referência desejada, assim reduzindo as perdas com o chaveamento, sem que hajam impactos significativos na qualidade da resposta. Na Tabela 6.2, verifica-se que a redução no chaveamento é bastante significativo, o que resultaria em uma redução considerável nas perdas do conversor.

Tabela 6.2: Frequência de chaveamento média em regime permanente

Controlador	Frequência de Chaveamento (kHz)		
	<i>Buck</i>	<i>Boost</i>	<i>Buck-Boost</i>
PWM	20	20	20
Regra 2 com PI	9,2	10,5	11,9

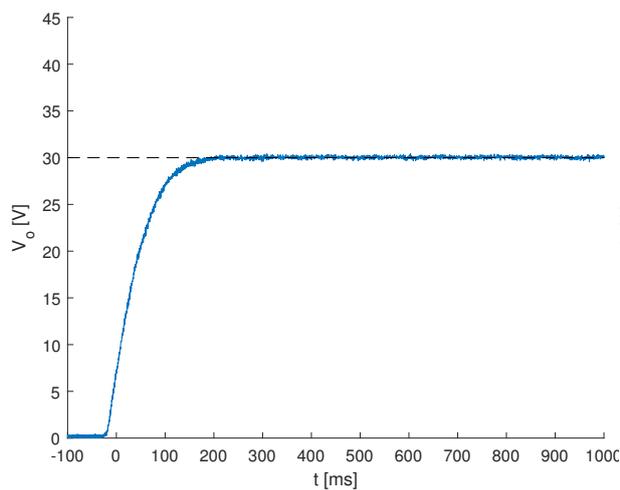


(a) Tensão na saída

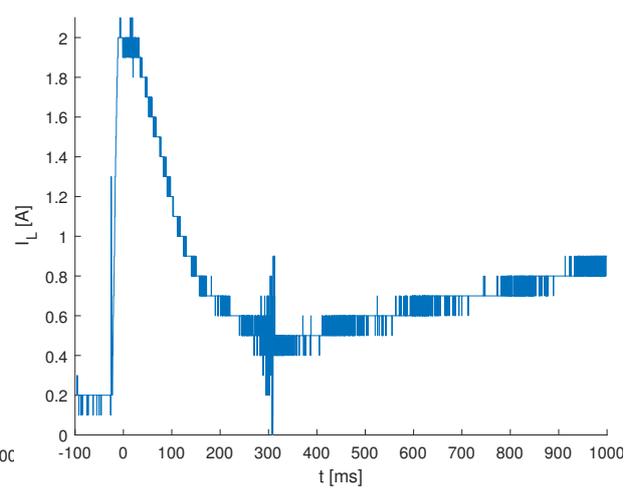


(b) Corrente no indutor.

Figura 6.6: Conversor Boost. Controlador clássico. Resultado experimental.

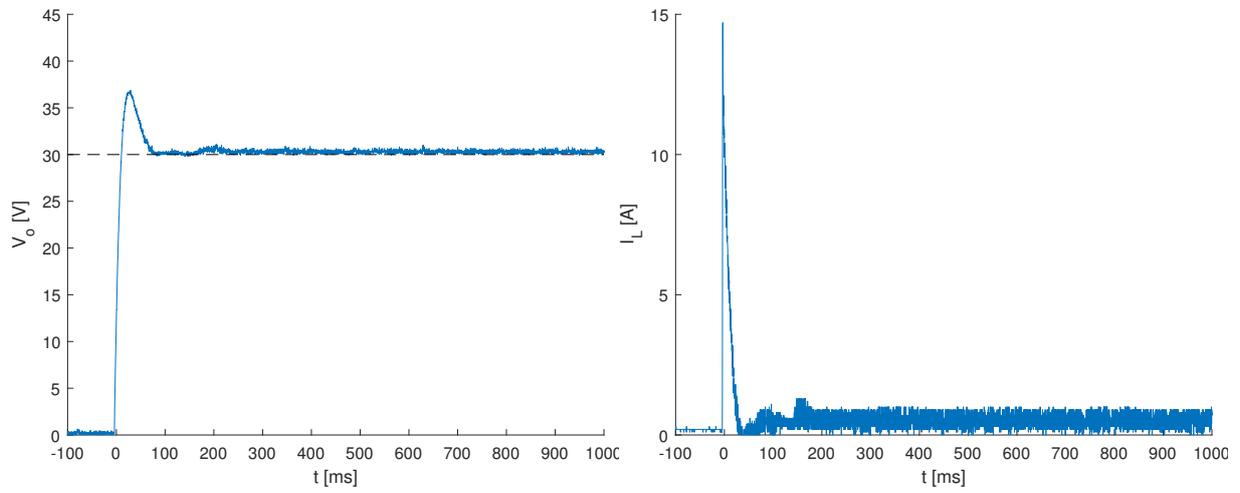


(a) Tensão na saída



(b) Corrente no indutor.

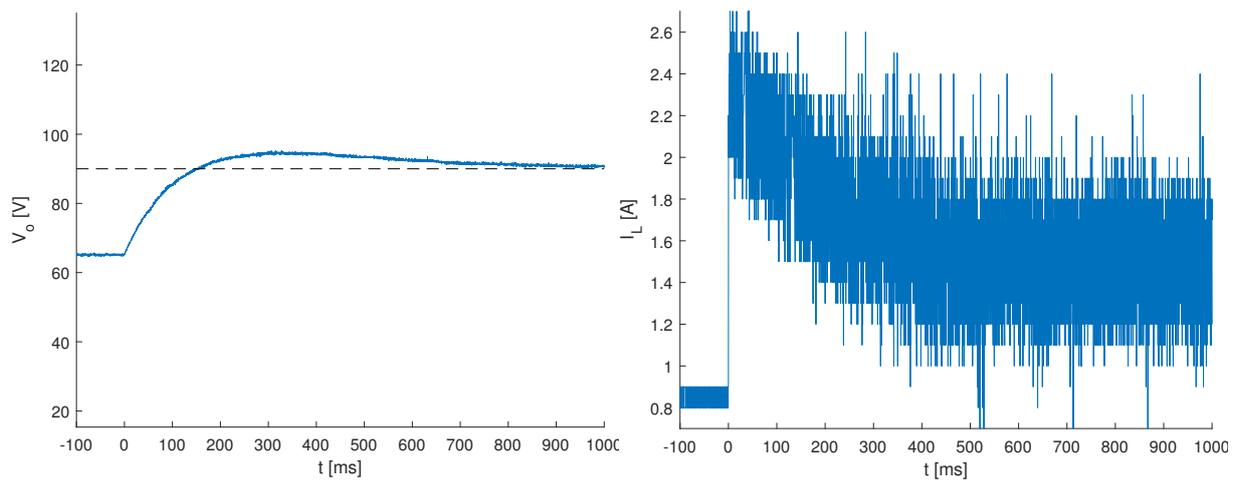
Figura 6.7: Conversor Buck-Boost. Controlador clássico. Resultado experimental.



(a) Tensão na saída

(b) Corrente no indutor.

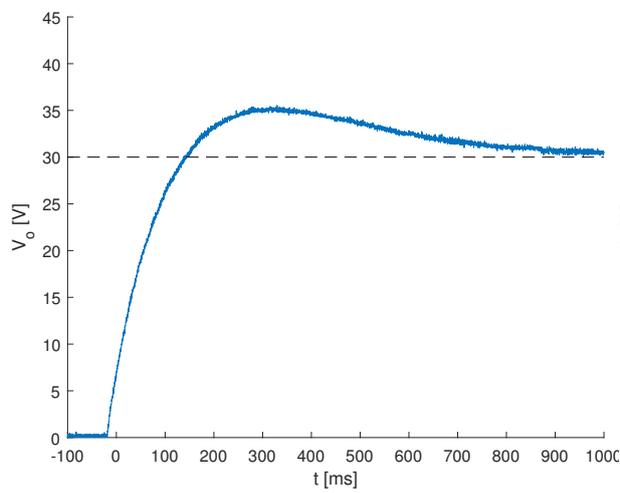
Figura 6.8: Conversor Buck. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo. Resultado experimental.



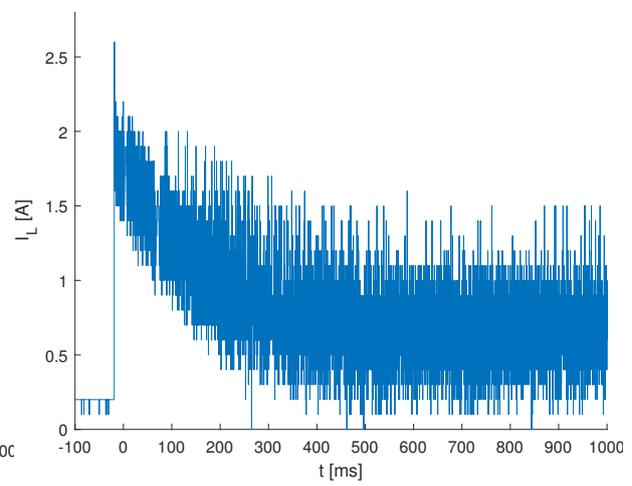
(a) Tensão na saída

(b) Corrente no indutor.

Figura 6.9: Conversor Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo. Resultado experimental.



(a) Tensão na saída



(b) Corrente no indutor.

Figura 6.10: Conversor Buck-Boost. Controlador chaveado pela regra 2 com o PI externo. Resultado experimental.

Capítulo 7

Conclusão

NESSE estudo, foram aplicadas novas técnicas de projeto de controle para sistemas chaveados. Como havia o interesse de se verificar a aplicabilidade dessas técnicas e comparar os seus resultados com os métodos mais utilizados, 4 esquemas de controle foram testados, sendo um deles o já aplicado, enquanto os outros 3 são mais modernos e basados em realimentação de estados. Os sistemas chaveados utilizados foram conversores de potência CC-CC, mais especificamente no *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*.

A aplicabilidade do controle foi amplamente demonstrada, tanto por meio de simulações quanto por experimentos. Os controladores foram comparados, sendo realizado um breve levantamento das vantagens e desvantagens de cada um dos métodos. O controle clássico já é bastante conhecido e não demanda de hardware muito potente para ser implementado, porém a performance do controlador é muito dependente da habilidade do projetista e a frequência de chaveamento é constante para qualquer tensão de operação. Em compensação, os controladores chaveados conseguem ajustar o chaveamento de acordo de acordo com a tensão de saída, reduzindo perdas, porém o hardware para o controle precisa ser mais rápido para realizar os cálculos matriciais da regra de chaveamento.

Apesar de ser necessária a realização de mais pesquisas de maneira a melhorar a robustez do controle chaveado, nos casos onde há mudança na carga, essas novas técnicas já são capazes de operar conversores CC-CC, ainda mais com o uso de um controlador para a realização do ajuste do ponto de equilíbrio.

Referências Bibliográficas

- [1] AGOSTINELLI, M., PRIEWASSER, R., MARSILI, S., AND HUEMER, M. Fixed-frequency pseudo sliding mode control for a buck-boost DC-DC converter in mobile applications: A comparison with a linear PID controller. In *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems* (2011), pp. 1604–1607.
- [2] FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D., AND EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems Sixth Edition*. 2010.
- [3] GARCIA, F., DEAECTO, G., POMILIO, J., AND GEROMEL, J. Switched affine systems control design with application to DC-DC converters. *IET Control Theory & Applications* 4, 7 (jul 2010), 1201–1210.
- [4] GARCIA, F. S., POMILIO, J. A., DEAECTO, G. S., AND GEROMEL, J. C. Analysis and control of DC-DC converters based on Lyapunov Stability Theory. *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009* (sep 2009), 2920–2927.
- [5] LIPING GUO. Implementation of Digital PID Controllers for DC-DC Converters using Digital Signal Processors.
- [6] LIPING GUO, HUNG, J., AND NELMS, R. PID controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters. 381–388.
- [7] MARTINEZ-SALAMERO, L., GARCIA, G., ORELLANA, M., LAHORE, C., AND ESTIBALS, B. Start-up control and voltage regulation in a boost converter under sliding-mode operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60, 10 (2013), 4637–4649.
- [8] NED MOHAN, TORE M. UNDERLAND, AND WILLIAN P. ROBBINS. *Power Electronics*.
- [9] SFERLAZZA, A., MARTÍNEZ-SALAMERO, L., ALBEA-SANCHEZ, C., GARCÍA, G., AND ALONSO, C. Min-Type Control Strategy of a DC-DC Synchronous Boost Converter.
- [10] SHI, T., GUO, Y., SONG, P., AND XIA, C. A New Approach of Minimizing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57, 10 (oct 2010), 3483–3490.
- [11] WALKER, G., AND SERNIA, P. Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Power Electronics* 19, 4 (jul 2004), 1130–1139.

- [12] ZHAI, G. Quadratic stabilizability of discrete-time switched systems via state and output feedback. In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control* (2001), vol. 3, IEEE, pp. 2165–2166.