

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**MODELAGEM E ANÁLISE DA DINÂMICA NÃO LINEAR DE UM CONVERSOR
CC-CC MULTIPORTAS**

PEDRO HENRIQUE DE PAULA

CAMPO GRANDE

2023

PEDRO HENRIQUE DE PAULA

**MODELAGEM E ANÁLISE DA DINÂMICA NÃO LINEAR DE UM CONVERSOR
CC-CC MULTIPORTAS**

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, como exigência para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara

CAMPO GRANDE

2023

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Eu, PEDRO HENRIQUE DE PAULA, acadêmico(a) do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia da UFMS, portador (a) do RGA Nº **202100525** certifico que a presente dissertação com o título: “**MODELAGEM E ANÁLISE DA DINÂMICA NÃO LINEAR DE UM CONVERSOR CC-CC MULTIPORTAS**” é de minha exclusiva autoria, com a orientação do Prof. Dr. **Marcio Luiz Magri Kimpara**. Outrossim, declaro que estou ciente das sanções na esfera civil, penal e ética, sujeitas, caso seja comprovado o plágio e/ou aquisição do trabalho e/ou realização por outra pessoa.

CAMPO GRANDE-MS, 2023.

Pedro Henrique de Paula

Assinatura do acadêmico

PEDRO HENRIQUE DE PAULA

**MODELAGEM E ANÁLISE DA DINÂMICA NÃO LINEAR DE UM CONVERSOR
CC-CC MULTIPORTAS**

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Prof. Dr. Raymundo Cordero Garcia
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Prof. Dr. Marcus Felipe Calori Jorgetto
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Mato Grosso do Sul

Campo Grande MS
2023

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por tudo e todos que me concedeu. A minha mãe, minha vó e minha tia, cujo carinho e amor me permitiram superar os desafios até aqui. A todos os meus professores, sem o qual o conhecimento e saber compartilhados esse trabalho seria impossível.

RESUMO

Ao longo das últimas décadas, a demanda por fontes de energia renováveis vem crescendo cada vez mais. Um dos principais fatores é a alta dependência de combustíveis fósseis e os impactos ambientais gerados por estes. Neste contexto, soluções que permitam integrar mais que uma fonte de energia renovável para diversas aplicações tornam-se bastante atraentes, dado a alta intermitência do fornecimento de potência pelas mesmas. Já existem várias topologias com essa funcionalidade na literatura, porém, as mesmas ainda possuem pouco destaque e não são abordadas do ponto de vista da dinâmica não linear, que é um comportamento presente na maioria dos conversores CC-CC. Logo, o trabalho se resume em validar o modelo de um conversor de múltiplas entradas, bem como aplicar a teoria da bifurcação para o estudo de sua dinâmica não linear, a fim de fornecer diretrizes para o projeto prático da topologia do conversor e seu controle. Por meio dos resultados de simulação obtidos, foi possível verificar uma grande faixa de estabilidade para a variação dos parâmetros físicos do conversor, bem como observar a interferência das perdas e não idealidades no seu comportamento. Ainda, foi possível comparar os prós e contras de diferentes estratégias de controle para o conversor adotado.

Palavras-chave: Bifurcação, Conversor CC-CC, Dinâmica Não Linear, Múltiplas Entradas, Multiportas.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Exemplo de uma aplicação onde pode-se empregar um conversor CC-CC multiportas.....	16
Figura 2.2: Possíveis configurações para integrar duas fontes de energia distintas: (a) Combinar a saída de conversores separados; (b) Utilizar a fonte de armazenamento diretamente como link CC; (c) Conectar uma das fontes diretamente à carga e (d) Combinar as fontes com um conversor CC-CC multiportas.....	17
Figura 2.3: Forma de onda sob um regime de período-1.....	19
Figura 2.4: Forma de onda sob um regime de período-2.....	19
Figura 2.5: Amostragem em intervalos fixos de duas formas de onda. A forma de onda em azul possui período-1 e a forma de onda em vermelho possui período-2.....	20
Figura 2.6: Exemplo de diagrama de bifurcação para a corrente do indutor de um conversor <i>Buck</i> em malha fechada.....	21
Figura 3.1: Esquemático de potência do MDIDC.....	24
Figura 3.2: Estágios de operação do MDIDC como <i>Buck-Boost</i> unidirecional: (a) contribuição de V_1 ; (b) contribuição de V_2 ; (c) contribuição de ambas as fontes e (d) roda-livre da corrente.....	25
Figura 3.3: Circuito equivalente ao primeiro estágio.....	26
Figura 3.4: Circuito equivalente ao segundo estágio.....	27
Figura 3.5: Circuito equivalente ao terceiro estágio.....	27
Figura 3.6: Circuito equivalente ao quarto estágio.....	28
Figura 3.7: Diagrama de controle da malha de corrente do MDIDC no Modo Corrente.....	31
Figura 3.8: Diagrama de controle da malha de tensão do MDIDC no Modo Corrente.....	31
Figura 3.9: Estrutura adotada para o CLF.....	32
Figura 3.10: Parâmetros do CLF análogo ao PI.....	32

Figura 3.11: Funções de pertinência para o erro de corrente.....	34
Figura 3.12: Funções de pertinência para a variação do erro de corrente.....	34
Figura 3.13: Funções de pertinência para o erro de tensão.....	34
Figura 3.14: Funções de pertinência para a variação do erro de tensão.....	35
Figura 3.15: Controle por realimentação de estados para uma planta sem integrador interno.....	36
Figura 4.1: Respostas de tensão sob condições nominais.....	38
Figura 4.2: Respostas de corrente sob condições nominais.....	39
Figura 4.3: Respostas de tensão sob variação de carga.....	39
Figura 4.4: Respostas de corrente sob variação de carga.....	40
Figura 4.5: Respostas de tensão sob variação da tensão de entrada.....	40
Figura 4.6: Respostas de corrente sob variação da tensão de entrada.....	41
Figura 4.7: Algoritmo para gerar os diagramas de bifurcação.....	42
Figura 4.8: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da tensão V_1 . Modelo ideal.....	43
Figura 4.9: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da tensão V_2 . Modelo ideal.....	43
Figura 4.10: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da resistência de carga R . Modelo ideal.....	44
Figura 4.11: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo ideal.....	44
Figura 4.12: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da capacitância C . Modelo ideal.....	45
Figura 4.13: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo ideal.....	45
Figura 4.14: Resposta de tensão para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.....	46

Figura 4.15: Resposta de corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.....	46
Figura 4.16: Detalhe da resposta de corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.....	46
Figura 4.17: Espectro harmônico da corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.....	47
Figura 4.18: Detalhe do espectro harmônico da corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.....	47
Figura 4.19: Resposta de tensão para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.....	48
Figura 4.20: Resposta de corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.....	48
Figura 4.21: Detalhe da resposta de corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.....	48
Figura 4.22: Espectro harmônico da corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.....	49
Figura 4.23: Detalhe do espectro harmônico da corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.....	49
Figura 4.24: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho integral de corrente. Modelo ideal.....	50
Figura 4.25: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de tensão. Modelo ideal.....	50
Figura 4.26: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho integral de tensão. Modelo ideal.....	51
Figura 4.27: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo com perdas no indutor.....	51
Figura 4.28: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo com perdas no capacitor.....	52
Figura 4.29: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da tensão V_l . Modelo ideal.....	53

Figura 4.30: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da tensão V_2 . Modelo ideal.....	54
Figura 4.31: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo ideal.....	54
Figura 4.32: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo ideal.....	55
Figura 4.33: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 5% da resistência de carga.....	55
Figura 4.34: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 5% da resistência de carga.....	56
Figura 4.35: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 12% da resistência de carga.....	56
Figura 4.36: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 12% da resistência de carga.....	57
Figura 4.37: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da capacitância C . Modelo ideal.....	57
Figura 4.38: Resposta de corrente do ponto de mínimo do diagrama estendido da capacitância C	58
Figura 4.39: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da capacitância C . Modelo ideal.....	58
Figura 4.40: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo ideal.....	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1: Parâmetros adotados para o MDIDC.....	25
Tabela 3.2: Tabela de regras para o controlador lógico <i>Fuzzy</i> de corrente.....	35
Tabela 3.3: Tabela de regras para o controlador lógico <i>Fuzzy</i> de tensão.....	36

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	13
1.1	Justificativa.....	14
1.2	Objetivo Geral.....	14
1.2.1	Objetivos Específicos.....	14
1.3	Organização do Trabalho.....	15
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	16
2.1	Conversores CC-CC multiportas.....	16
2.2	Comportamento não linear em conversores CC-CC.....	18
2.2.1	Visão geral.....	18
2.2.2	Análise do comportamento não linear.....	20
2.3	Modelo e simulação.....	22
2.3.1	Modelo em espaço de estados.....	22
2.3.2	Resolução das equações de estado.....	23
3	CONVERSOR CC-CC MULTIPORTAS.....	24
3.1	Visão geral.....	24
3.2	Equacionamento.....	25
3.2.1	Primeiro estágio.....	26
3.2.2	Segundo estágio.....	26
3.2.3	Terceiro estágio.....	27
3.2.4	Quarto estágio.....	28
3.2.5	Modelo linear.....	29
3.3	Projeto dos controladores.....	30
3.3.1	PI no Modo Corrente.....	31
3.3.2	Controlador Lógico <i>Fuzzy</i>	32
3.3.3	Realimentação de estados.....	36
4	RESULTADOS.....	38
4.1	Respostas dos controladores.....	38
4.2	Diagramas de bifurcação.....	41
4.2.1	Conversor ideal.....	43
4.2.2	Conversor com perdas no indutor.....	51
4.2.3	Conversor com perdas no capacitor.....	52
4.2.4	Extensão da faixa de variação dos parâmetros.....	53

5 CONCLUSÃO.....60

1 INTRODUÇÃO

A demanda por eletricidade proveniente de fontes de energia renováveis vem crescendo continuamente ao longo das últimas décadas. Há várias alternativas promissoras, como a energia solar e eólica. A expectativa é que o fornecimento de energia por meio dessas fontes continue crescendo nos anos seguintes [1, 2]. Embora renováveis, essas fontes de energia são altamente dependentes das condições climáticas. Para compensar isso, o uso de baterias, ou outros meios de armazenamento, tem sido considerados como forma de aumentar a disponibilidade para as cargas [25, 26].

Nesse contexto, são necessários vários conversores para interligar a fonte de energia e a bateria com a carga, ou, ainda, interligar várias fontes de energia com características de tensão e corrente distintas. Tradicionalmente, isto é realizado por conversores CC-CC com apenas uma entrada, sendo que as saídas ou entradas dos mesmos são combinadas em série ou em paralelo conforme a situação. Esse tipo de configuração acarreta algumas desvantagens, como maior volume, custo e complexidade, além de reduzir a eficiência geral do sistema [3, 4]. Assim, uma alternativa que ganha destaque são os conversores de múltiplas entradas, ou multiportas, pois podem integrar de forma mais eficiente e direta várias fontes de energia com especificações diferentes.

Há várias propostas de topologias com múltiplas entradas para atender esses critérios [4-12], havendo um grande interesse em aplicar esse tipo de conversor para integração de fontes de energia renováveis, em carros elétricos híbridos, dentre outros exemplos. Ressalta-se a topologia apresentada em [4], que consiste em um conversor de duas entradas capaz de operar tanto como elevador quanto como abaixador, integrando duas fontes diferentes, como uma bateria e um módulo fotovoltaico, e também capaz de operar de forma bidirecional. Desta forma, este trabalho propõe analisar o funcionamento deste conversor e comparar diferentes técnicas de controle para a regulação da sua tensão de saída.

Além disso, o comportamento dessas topologias em relação a possíveis bifurcações ainda é pouco estudado [13]. Em síntese, a teoria da bifurcação descreve a maneira como os sistemas dinâmicos se comportam na ocorrência de uma pequena perturbação nos parâmetros [14]. A aplicação dessa teoria é particularmente interessante no aperfeiçoamento do controle e desempenho de conversores CC-CC pois, geralmente, há um comportamento caótico irregular e instável, similar a ruídos. Esse fenômeno muitas vezes é ignorado, todavia essas oscilações não lineares consomem energia e reduzem a eficiência do sistema [15].

1.1 Justificativa

Maneiras de integrar diferentes fontes de energia renováveis e armazenadores de energia vem se tornando cada vez mais relevantes conforme a demanda por eletricidade proveniente de fontes não fósseis cresce. Os conversores multiportas são uma alternativa que visa maior eficiência, menor custo e menor complexidade no controle para realizar tal tipo de integração.

Nesse sentido, estudos de como modelar, projetar e implementar esses tipos de topologia já possuem uma boa difusão [4-12]. Todavia, ainda há uma grande gama de topologias e classes de conversores para o qual a investigação acerca de não linearidades e bifurcações ainda é escassa.

Apesar da existência de várias topologias, nem sempre é apresentado na literatura um estudo aprofundado da operação destes conversores, logo, propõe-se uma análise de um conversor desse tipo, por meio da modelagem e do projeto de controladores distintos para verificar seu desempenho sob diferentes condições. O critério para adoção do conversor foi seu caráter de novidade bem como a simplicidade da configuração do seu circuito. Contudo, a metodologia seguida neste trabalho pode ser aplicada a outros conversores de maneira similar.

Tendo em vista esses fatores, a fim de analisar as características de controle e não linearidade de uma topologia multiportas, procedeu-se à modelagem e simulação da mesma sob diversas condições distintas de parâmetros do sistema.

1.2 Objetivo Geral

Analisar o comportamento e desempenho de um conversor CC-CC de múltiplas entradas destinado a aplicações com fontes de energia renováveis, bem como analisar sua dinâmica não linear e possíveis bifurcações.

1.2.1 Objetivos Específicos

- Obter um modelo de simulação para o conversor de duas entradas modificado;
- Projetar e simular diferentes estratégias de controle para o mesmo;
- Comparar o desempenho dos controladores sob diferentes condições e variações de parâmetros;
- Analisar o comportamento não linear por meio dos diagramas de bifurcação da planta.

1.3 Organização do Trabalho

O capítulo 1 apresentou uma breve contextualização, seguida pela justificativa e objetivos do estudo proposto.

O objetivo do capítulo 2 é mostrar a fundamentação teórica básica do trabalho. A teoria abordada irá apresentar o conceito de um conversor CC-CC multiportas. Também será discutido como modelar e simular o conversor escolhido, bem como projetar os controladores. Além disso, apresenta-se uma visão geral do problema da bifurcação em conversores CC-CC e como analisá-lo.

No capítulo 3, o foco é o conversor CC-CC multiportas escolhido. Apresenta-se seu princípio de funcionamento e seus estágios de operação. Obtém-se um modelo adequado para projetar seu controle bem como para simulá-lo e construir diagramas de bifurcação que permitem realizar uma análise do comportamento do conversor diante das variações dos parâmetros de projeto.

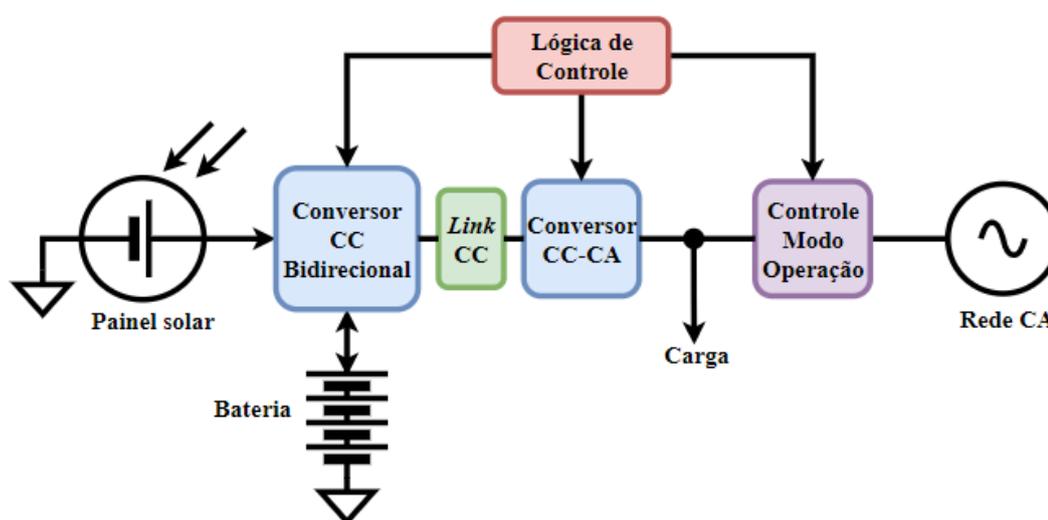
O capítulo 4 demonstra os resultados obtidos para o controle do conversor em algumas situações hipotéticas bem como os diagramas de bifurcação obtidos para a variação de diversos parâmetros. Por fim, no capítulo 5, expõe-se as conclusões tiradas do desenvolvimento teórico e dos resultados das simulações.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Conversores CC-CC multiportas

Os conversores CC-CC multiportas são uma classe de conversores que surgiram da necessidade de integrar duas ou mais fontes de energia que podem ter características de tensão e corrente distintas. A Figura 2.1 exemplifica uma aplicação onde esse tipo de circunstância pode ocorrer. A necessidade de uma bateria em conjunto do painel solar justifica-se pela intermitência desta fonte de energia, o que é característico na maioria das fontes de energia renováveis [1, 2, 25].

Figura 2.1: Exemplo de uma aplicação onde pode-se empregar um conversor CC-CC multiportas.

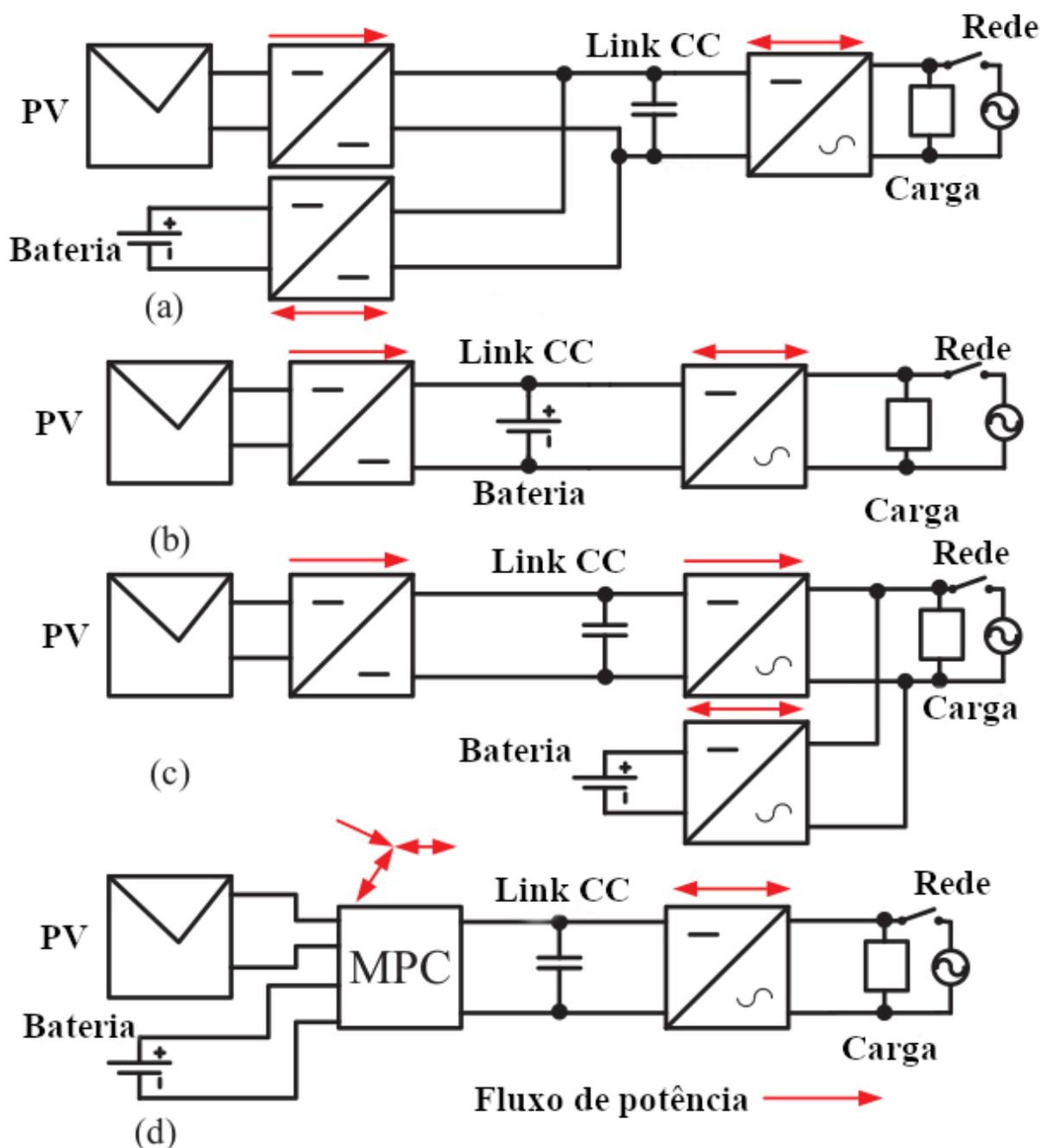


Fonte: Autor

No diagrama da Figura 2.1, o bloco *Conversor CC Bidirecional* é responsável por integrar um painel fotovoltaico e uma bateria. Uma solução simples para realizar essa função seria combinar conversores separados para integrar as diferentes fontes, ou portas. A saída desses conversores é então ligada em conjunto para alimentar o bloco *Link CC*. Embora viável, essa estratégia pode acarretar maior ineficiência e custo ao sistema, dependendo das especificações como potência, tensão, dentre outras.

Tendo em vista esse problema, diversas alternativas foram propostas na literatura que combinam duas ou mais portas em um único conversor de potência, resultando nas diferentes topologias multiportas [4-12, 25]. Além das duas estratégias mencionadas, existem outras possibilidades para implementar a aplicação exemplificada na Figura 2.1. A Figura 2.2 (a) - (d) ilustra possíveis configurações que visam atingir a integração de duas fontes distintas.

Figura 2.2: Possíveis configurações para integrar duas fontes de energia distintas: (a) Combinar a saída de conversores separados; (b) Utilizar a fonte de armazenamento diretamente como *link CC*; (c) Conectar uma das fontes diretamente à carga e (d) Combinar as fontes com um conversor CC-CC multiportas.



Fonte: Modificado de [25]

Cada uma das configurações possui vantagens e desvantagens. Por exemplo, a configuração da Figura 2.2 (a) já é bem documentada e estudada na literatura, empregando conversores já estabelecidos. Todavia, o número de componentes e elementos armazenadores

é maior do que o empregado para um conversor multiportas, podendo levar a maior perdas e ineficiência. Também é necessário um controlador para cada um dos conversores CC-CC.

A configuração da Figura 2.2 (b) elimina um conversor CC-CC, diminuindo o custo, complexidade e aumentando a eficiência geral do sistema. Ela está limitada em sua implementação pelo fato de que atingir um ponto de projeto no qual uma bateria ou banco de baterias possa ser utilizado diretamente como *link CC* depende de diversas condições como potência, tensão e corrente de projeto adequadas. Tais condições nem sempre são compatíveis com o que é comercialmente disponível.

A arquitetura da Figura 2.2 (c) substitui um dos conversores CC-CC por um inversor, utilizando a bateria diretamente conectada à carga. Ela pode levar a maiores custos e complexidade de projeto devido ao fato de que, ao conectar um conversor no ponto de alimentação CA da carga, torna-se necessário adicionar circuitos auxiliares e de proteção para a fonte de armazenamento.

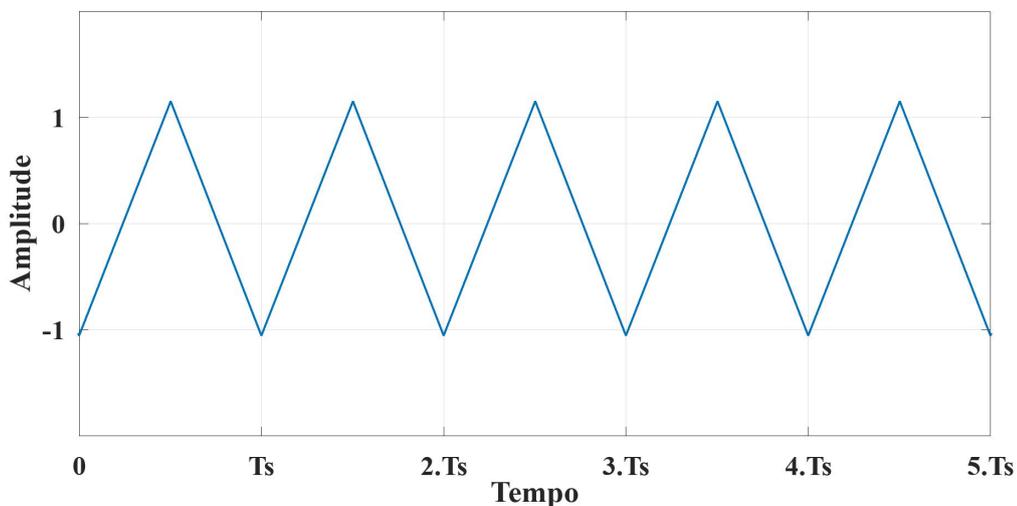
Por fim, a configuração da Figura 2.2 (d) tenta resolver algum dos problemas apresentados pelas outras arquiteturas ao empregar apenas um conversor multiportas (bloco *MPC*) para ambas as fontes de energia. Isso diminui os componentes empregados em relação à configuração da Figura 2.2 (a), bem como simplifica o sistema de controle. A tensão da fonte de armazenamento passa também a não ser crítica para o projeto como na configuração da Figura 2.2 (b), já que há um conversor para abaixar ou elevar a mesma antes de conectá-la ao *link CC*.

2.2 Comportamento não linear em conversores CC-CC

2.2.1 Visão geral

Um conversor CC-CC é projetado para operar, usualmente, em um regime específico no qual as formas de onda (sejam de tensão, corrente ou outra variável) sempre se repetem conforme a frequência do circuito de comando e seu período de chaveamento (*clock* ou *PWM*) [16]. Esse regime pode ser denominado regime de período-1, e é exemplificado na Figura 2.3.

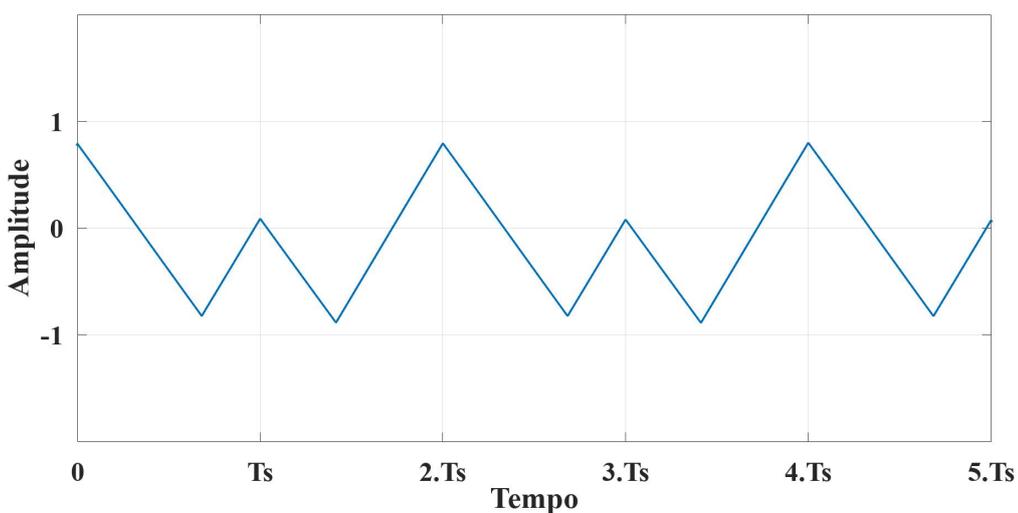
Figura 2.3: Forma de onda sob um regime de período-1.



Fonte: Autor

Todavia, nem sempre o conversor irá operar nessa região de interesse, isso devido a variação de diversos parâmetros e condições que interferem em sua dinâmica. Podem então surgir formas de onda que se repetem n vezes dentro de um período de chaveamento, conforme o exemplo da Figura 2.4. A mudança repentina de um regime de período-1 para um regime de período- n devido a variação de algum parâmetro é denominada bifurcação, e implica na instabilidade do conversor [13, 16].

Figura 2.4: Forma de onda sob um regime de período-2.



Fonte: Autor

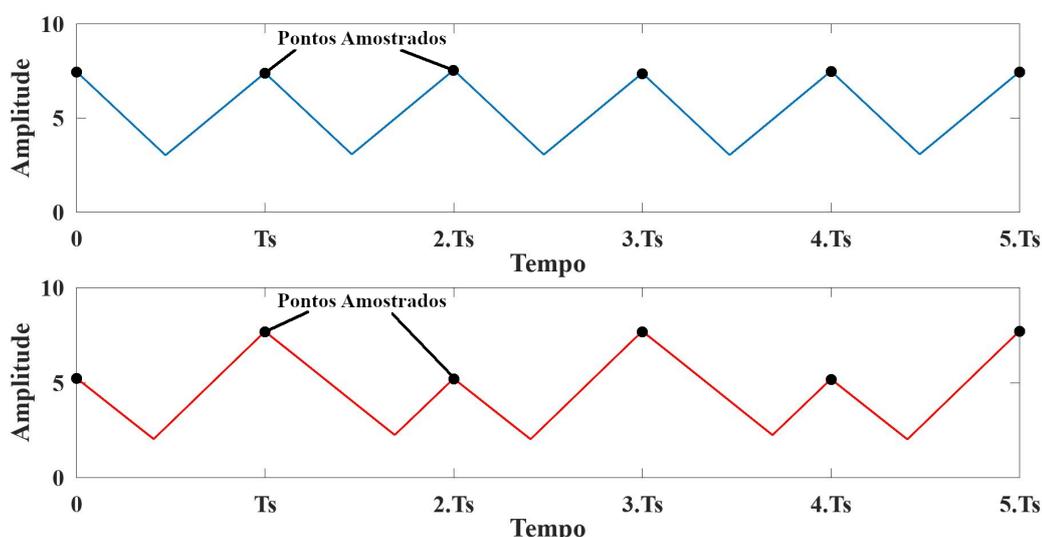
Há várias abordagens para estudar e analisar a bifurcação em determinadas topologias, sendo os conversores *Buck* e *Boost* duas configurações simples e amplamente difundidas para as quais extensiva literatura foi desenvolvida a fim de investigar como e sob quais condições esse tipo de comportamento ocorre [13], [16-20].

Um dos interesses em analisar o aparecimento deste tipo de fenômeno e sob quais condições é tentar evitar com que o conversor venha a operar sob um regime que não é desejável, onde há a presença de harmônicas de outras ordens, e para o qual as equações e suposições iniciais não são mais válidas. Isso pode implicar em maiores esforços de corrente e de tensão do que o projetado, dano aos componentes do circuito, perda de rendimento, dentre outros prejuízos e desvantagens.

2.2.2 Análise do comportamento não linear

A fim de analisar a não linearidade e bifurcação, é possível aplicar uma estratégia baseada em dados amostrados ou amostragem em intervalos fixos. Tal estratégia consiste na amostragem, seja experimental ou a partir de simulações, em intervalos de tempo fixos da variável de interesse. Essa amostragem pode ser realizada em qualquer ponto dentro do período de chaveamento, dependendo apenas de um intervalo constante (e igual ao período de chaveamento) entre amostras sucessivas. A Figura 2.5 ilustra duas formas de onda com a mesma taxa de amostragem apresentando período-1 e período-2, respectivamente.

Figura 2.5: Amostragem em intervalos fixos de duas formas de onda. A forma de onda em azul possui período-1 e a forma de onda em vermelho possui período-2.

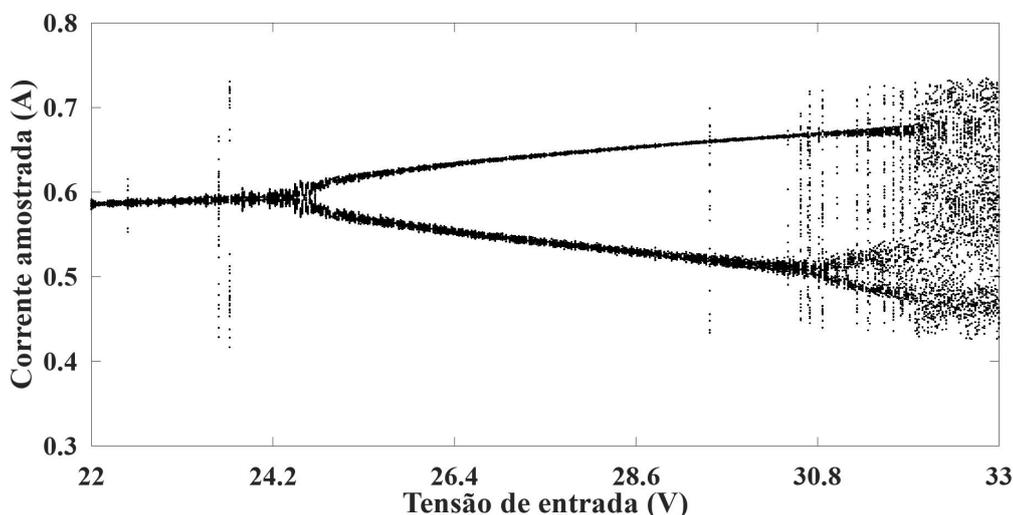


Essa estratégia de análise é computacionalmente simples de ser implementada, dependendo apenas da escolha de um intervalo de tempo adequado para a amostragem, bem como de uma frequência de controle fixa da planta. Para plantas ou conversores cuja frequência ou período de chaveamento possam variar, esse tipo de análise torna-se inadequada. Nesses casos, é necessária a utilização de retratos de fase ou seções de Poincaré para a verificação da peridiocidade do sistema [16].

O método descrito anteriormente permite verificar se a planta apresenta mais de um período em um ponto de operação específico, ou seja, para um determinado conjunto de parâmetros fixos. Todavia, necessita-se averiguar como o sistema irá se comportar conforme um ou um conjunto de parâmetros é variado. Conforme esta variação é aplicada, podem ocorrer transições repentinas de um regime de período-1 para outros tipos de comportamento, o que é denominado bifurcação.

Um diagrama de bifurcação é um gráfico que relaciona o comportamento de uma determinada variável com a variação de um ou mais parâmetros do sistema. A Figura 2.6 exemplifica o diagrama de bifurcação da corrente do indutor de um conversor *Buck* em malha fechada no modo tensão conforme sua tensão de entrada é variada.

Figura 2.6: Exemplo de diagrama de bifurcação para a corrente do indutor de um conversor *Buck* em malha fechada.



Fonte: Autor

Para gerar um diagrama de bifurcação, primeiro é necessário modelar adequadamente o sistema (o que irá variar de planta para planta), ou, obter uma série temporal de valores da variável de interesse para um conjunto fixo de parâmetros. Descartam-se então os valores associados ao regime transitório. Aplica-se então uma pequena variação em determinado parâmetro escolhido, repetindo-se os passos anteriores. Essas variações de valor fixo do

parâmetro são iteradas dentro de uma faixa de interesse. Por fim, plotam-se os valores da variável escolhida em função de cada valor do parâmetro variado, resultando no tipo de diagrama da Figura 2.6.

2.3 Modelo e simulação

2.3.1 Modelo em espaço de estados

Uma das possibilidades para descrever ou modelar um conversor é por meio da representação em espaço de estados [21, 22]. Assumindo que uma determinada topologia possua N sequências topológicas ou estágios, ou seja, as diferentes configurações de seu circuito possam ser modeladas por N equações diferenciais dentro de um período de chaveamento, seu espaço de estados pode ser escrito da seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u; & t_n < t < t_n + d_1 T \\ \vdots \\ \dot{x} = A_j x + B_j u; & t_n + (d_1 + \dots + d_{j-1}) T < t < t_n + (d_1 + \dots + d_j) T \\ \vdots \\ \dot{x} = A_N x + B_N u; & t_n + (1 - d_N) T < t < t_{n+1} \end{cases} \quad (2.1)$$

Onde x é o vetor que contém as variáveis de estado, sendo \dot{x} sua derivada em relação ao tempo. A_j e B_j são as matrizes que descrevem a configuração do j -ésimo estágio, sendo d_j a razão cíclica do mesmo. O termo u representa as entradas do conversor, e T o período de chaveamento do mesmo. t_n é o instante de tempo no qual se inicia o n -ésimo ciclo de operação do conversor.

É possível simplificar ainda mais o modelo anterior por meio do espaço de estados médio, que em suma consiste em tirar uma média ponderada das N equações com base na razão cíclica de cada estágio. Matematicamente, para um conversor no Modo de Condução Contínua, tem-se:

$$\dot{x} = A_m x + B_m u \quad (2.2)$$

Onde:

$$A_m = \sum_{j=1}^N d_j A_j \quad (2.3)$$

$$B_m = \sum_{j=1}^N d_j B_j \quad (2.4)$$

A representação média do espaço de estados é muito útil no projeto de controladores, como discutido em [21], além de ser menos custoso para simular do ponto de vista computacional. Todavia, ela possui limitações pois retira toda a dinâmica dentro dos períodos de chaveamento, sendo sensível apenas a variações do valor médio das variáveis entre períodos de chaveamento. Diz-se que a validade do modelo médio é restrita para dinâmicas e fenômenos cuja frequência é até dez vezes menor que a frequência de chaveamento [21].

Caso seja necessário ou se deseje investigar dinâmicas da planta que apareçam em frequências maiores, é necessário manter o modelo completo de (2.1) ou partir para outros métodos de modelagem conforme descrito em [16], [18] e [20].

2.3.2 Resolução das equações de estado

Para simular um conversor descrito pelo conjunto de equações (2.1), pode-se aplicar um método de integração digital das equações diferenciais de cada estágio, de forma que o valor inicial das variáveis de estado para cálculo da dinâmica do j -ésimo estágio será o valor final do vetor de estados calculado para o estágio anterior.

A forma genérica de uma equação diferencial que descreve a dinâmica da i -ésima variável de estado de um estágio qualquer representado em (2.1) é:

$$\frac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_{ij}x_j + \sum_{j=1}^m b_{ij}u_j \quad (2.5)$$

Onde n é o número de variáveis de estado e m o número de entradas da planta. Os termos a_{ij} e b_{ij} representam, respectivamente, os valores dos elementos das matrizes A e B da i -ésima linha e j -ésima coluna de um estágio qualquer. Ao aplicar-se o método de Euler na relação (2.5), passando-a para o domínio discreto, obtém-se a seguinte equação à diferenças:

$$\frac{x_i^{k+1} - x_i^k}{\Delta t} = \sum_{j=1}^n a_{ij}x_j^k + \sum_{j=1}^m b_{ij}u_j^k \quad (2.6)$$

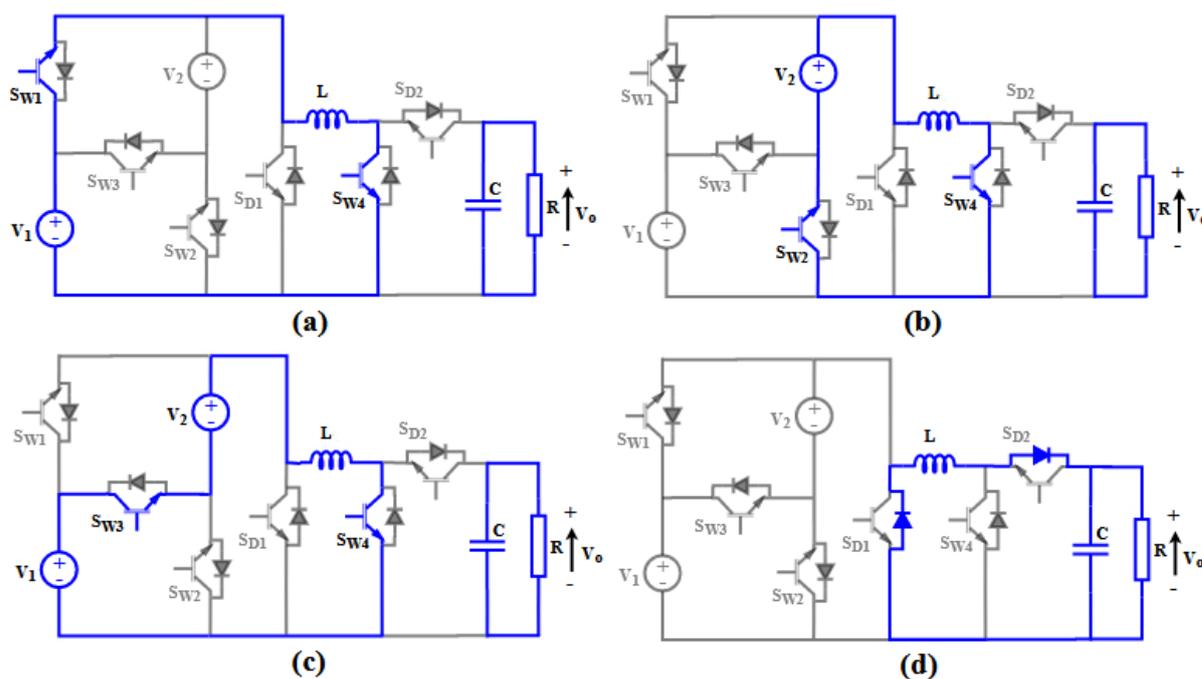
Onde Δt é o intervalo de tempo entre amostras discretas e o índice k denota a k -ésima amostra de tempo. Rearranjando-se (2.6):

$$x_i^{k+1} = \left(\sum_{j=1}^n a_{ij}x_j^k + \sum_{j=1}^m b_{ij}u_j^k \right) \Delta t + x_i^k \quad (2.7)$$

O que fornece uma expressão para o cálculo discreto das variáveis de estado de todos os estágios, conhecido o valor inicial do vetor de estados. A relação (2.7) aproxima-se de (2.5) quanto menor for o intervalo Δt .

Para as simulações, foi utilizada uma modulação por largura de pulso – *PWM* - com uma portadora dente de serra de 1 V de pico e uma frequência de chaveamento de 20 kHz. Os demais parâmetros mostrados na Figura 3.1 foram definidos conforme a Tabela 3.1, de maneira a replicar as mesmas condições de [4].

Figura 3.2: Estágios de operação do MDIDC como *Buck-Boost* unidirecional: (a) contribuição de V_1 ; (b) contribuição de V_2 ; (c) contribuição de ambas as fontes e (d) roda-livre da corrente.



Fonte: Autor

TABELA 3.1 - PARÂMETROS ADOTADOS PARA O MDIDC

Parâmetro	Valor
V_1	24 V
V_2	30 V
V_o	48 V
R	46,08 Ω
L	3 mH
C	470 μ F

Fonte: Autor

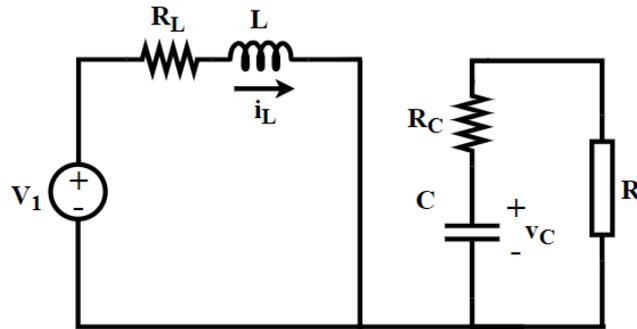
3.2 Equacionamento

Nas equações a seguir, foram consideradas as resistências em série tanto do capacitor quanto do indutor. O intuito é generalizar as análises posteriores caso se deseje verificar como as não idealidades interferem no surgimento de comportamentos não lineares do conversor.

3.2.1 Primeiro estágio

A operação no primeiro estágio é mantida quando apenas a fonte V_1 fornece potência ao indutor L e o capacitor C alimenta a carga R . Pode-se reduzir o circuito da Figura 3.1 ao equivalente da Figura 3.3.

Figura 3.3: Circuito equivalente ao primeiro estágio.



Fonte: Autor

Dessa simplificação, segue-se que as equações diferenciais do conversor no primeiro estágio são:

$$\begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{(R+R_C)C} v_C \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_1 - \frac{R_L}{L} i_L \end{cases} \quad (3.1)$$

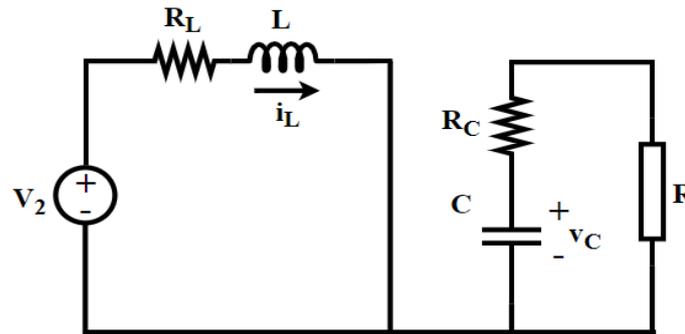
Em forma matricial:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ (R+R_C)C & -R_L/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dv_C}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.2.2 Segundo estágio

A operação no segundo estágio ocorre quando a fonte V_2 carrega o indutor e o capacitor continua fornecendo energia à carga. Pode-se reduzir o circuito da Figura 3.1 ao equivalente da Figura 3.4.

Figura 3.4: Circuito equivalente ao segundo estágio.



Fonte: Autor

Logo, as equações diferenciais do conversor no segundo estágio são:

$$\begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{(R+R_C)C} v_C \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_2 - \frac{R_L}{L} i_L \end{cases} \quad (3.3)$$

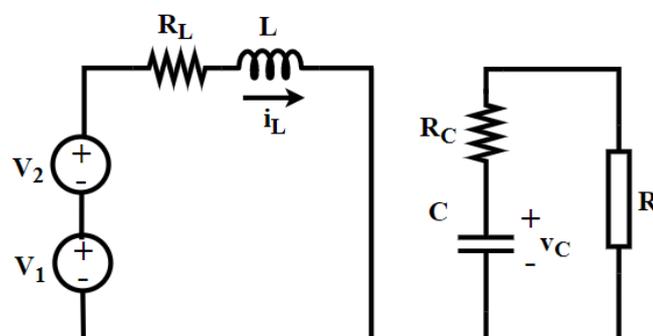
Em forma matricial:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u = \begin{bmatrix} \frac{-1}{(R+R_C)C} & 0 \\ 0 & \frac{-R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dv_C}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.2.3 Terceiro estágio

Já para o terceiro estágio, ambas as fontes V_1 e V_2 fornecem energia ao indutor enquanto o capacitor mantém-se alimentando a carga. O circuito equivalente é dado pela Figura 3.5.

Figura 3.5: Circuito equivalente ao terceiro estágio.



Fonte: Autor

Segue-se que as equações diferenciais do conversor no terceiro estágio são:

$$\begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{(R+R_C)C} v_C \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_1 + \frac{1}{L} V_2 - \frac{R_L}{L} i_L \end{cases} \quad (3.5)$$

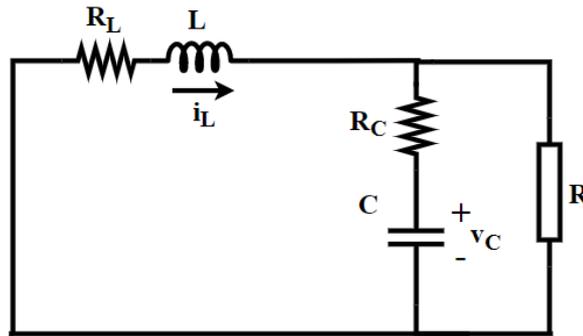
Em forma matricial:

$$\dot{x} = A_3 x + B_3 u = \begin{bmatrix} \frac{-1}{(R+R_C)C} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dv_C}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.2.4 Quarto estágio

Por fim, no quarto estágio, ambas as fontes são desconectadas e apenas o indutor fornece potência ao capacitor e à carga. O circuito equivalente é dado pela Figura 3.6.

Figura 3.6: Circuito equivalente ao quarto estágio.



Fonte: Autor

As equações diferenciais do conversor no quarto estágio são:

$$\begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{(R+R_C)C} v_C + \frac{R}{(R+R_C)C} i_L \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{-R}{(R+R_C)L} v_C - \left(\frac{R_L}{L} + \frac{R \cdot R_C}{(R+R_C)L} \right) i_L \end{cases} \quad (3.7)$$

Em forma matricial:

$$\dot{x} = A_4 x + B_4 u = \begin{bmatrix} \frac{-1}{(R+R_C)C} & \frac{R}{(R+R_C)C} \\ \frac{-R}{(R+R_C)L} & -\left(\frac{R_L}{L} + \frac{R \cdot R_C}{(R+R_C)L} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dv_C}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

3.2.5 Modelo linear

A obtenção de um modelo linear do conversor foi feita com base nos métodos discutidos na seção 2.3 e em [21]. Algumas suposições foram feitas antes da aplicação desses métodos: a razão cíclica do conversor foi definida como uma entrada única. A razão cíclica de cada interruptor é então definida como uma proporção fixa do tempo total de carregamento do indutor. Para o carregamento do indutor, somente o segundo e terceiro estágios (Figuras 3.2b e 3.2c) foram considerados (como em [4]), logo:

$$d(t) = d_{s1}(t) + d_{s2}(t) + d_{s3}(t) \quad (3.9)$$

$$d_{s1}(t) = 0 \quad (3.10)$$

$$d_{s2}(t) = 0,25 d(t) \quad (3.11)$$

$$d_{s3}(t) = 0,75 d(t) \quad (3.12)$$

Onde $d(t)$ é o sinal da razão cíclica total e $d_{s1}(t)$, $d_{s2}(t)$ e $d_{s3}(t)$ são os sinais associados aos interruptores S_{w1} , S_{w2} e S_{w3} respectivamente. Além disso, todas as perdas foram desconsideradas, ou seja, os interruptores, diodos, elementos armazenadores e fontes foram modelados como componentes ideais. O modelo médio obtido a partir das considerações anteriores e por meio de (2.3) e (2.4) é o seguinte:

$$\dot{x} = A_m x + B_m u = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R.C} & \frac{1-d(t)}{C} \\ \frac{d(t)-1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0,75 \cdot d(t) & \frac{d(t)}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Os valores quiescentes ou de regime permanente das variáveis médias são obtidos igualando-se a dinâmica do sistema a zero:

$$\dot{x} = 0 = A_m X + B_m U \quad (3.14)$$

$$A_m X = -B_m U \quad (3.15)$$

$$X = -A_m^{-1} B_m U = - \begin{bmatrix} \frac{-1}{R.C} & \frac{1-D}{C} \\ \frac{D-1}{L} & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0,75 \cdot D & \frac{D}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$X = \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0,75 D \cdot V_1 + D \cdot V_2}{1-D} \\ \frac{0,75 D \cdot V_1 + D \cdot V_2}{R(1-D)^2} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Sendo que a igualdade entre V_C e a tensão de saída desejada V_o fornece uma expressão para o cálculo da razão cíclica média em regime permanente:

$$V_o = V_C = \frac{0,75 D \cdot V_1 + D \cdot V_2}{1 - D} \quad (3.18)$$

$$V_o - D \cdot V_o = 0,75 D \cdot V_1 + D \cdot V_2 \quad (3.19)$$

$$0,75 D \cdot V_1 + D \cdot V_2 + D \cdot V_o = D(0,75 V_1 + V_2 + V_o) = V_o \quad (3.20)$$

$$D = \frac{V_o}{0,75 V_1 + V_2 + V_o} \quad (3.21)$$

Finalmente, obtém-se o modelo linear do sistema a partir de (3.13) e aplicando-se a técnica de linearização via método de Taylor, conforme a relação (3.22).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widehat{v}_C \\ \widehat{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R \cdot C} & \frac{1-D}{C} \\ \frac{D-1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{v}_C \\ \widehat{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-I_L}{C} \\ \frac{0,75 \cdot V_1 + V_2 + V_o}{L} \end{bmatrix} \widehat{d} \quad (3.22)$$

Onde \widehat{v}_C e \widehat{i}_L são as perturbações de pequenos sinais da tensão do capacitor e da corrente do indutor, respectivamente. \widehat{d} é a perturbação de pequeno sinal da razão cíclica, enquanto C e L são os valores da capacitância e da indutância, respectivamente. R é a resistência de carga equivalente e D representa a razão cíclica quiescente. I_L , V_1 , V_2 e V_o são as correntes e tensões em regime permanente.

A partir de (3.22), calculam-se as funções de transferência da planta com base na metodologia de [22]:

$$G_{vd}(s) = \frac{-4433s + 3,404 \cdot 10^7}{s^2 + 46,17s + 1,773 \cdot 10^5} \quad (3.23)$$

$$G_{id}(s) = \frac{3,2 \cdot 10^4 s + 2,216 \cdot 10^6}{s^2 + 46,17s + 1,773 \cdot 10^5} \quad (3.24)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)} = \frac{-4433s + 3,404 \cdot 10^7}{3,2 \cdot 10^4 s + 2,216 \cdot 10^6} \quad (3.25)$$

Onde $G_{vd}(s)$ relaciona a variação da tensão de saída com a variação da razão cíclica, $G_{id}(s)$ relaciona a variação da corrente do indutor com a variação da razão cíclica e $G_{vi}(s)$ relaciona a variação de tensão com a variação de corrente.

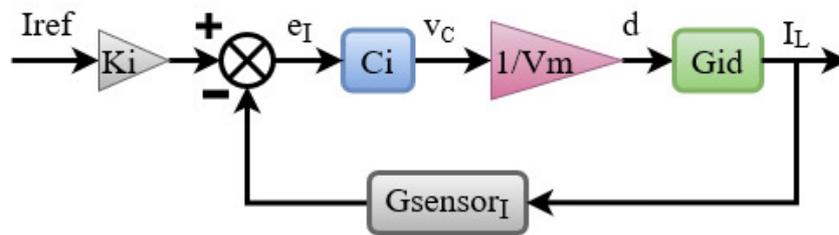
3.3 Projeto dos controladores

A fim de averiguar a validade dos modelos obtidos anteriormente, bem como comparar diferentes estratégias de controle para o conversor, foram projetados três controladores distintos para o mesmo.

3.3.1 PI no Modo Corrente

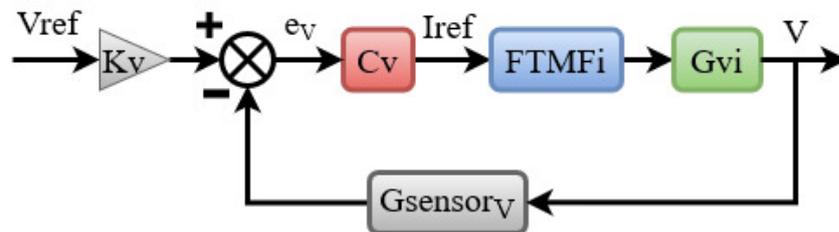
No primeiro projeto, empregaram-se dois controladores Proporcional-Integral - PI - no Modo Corrente, baseados na metodologia de [21]. Optou-se por esta estratégia de controle devido à presença de um zero no semiplano direito da função de transferência (3.23). A Figura 3.7 e a Figura 3.8 ilustram os diagramas de controle. Os ganhos de laço aberto das malhas de corrente e tensão associados estão presentes em (3.26) e (3.27).

Figura 3.7: Diagrama de controle da malha de corrente do MDIDC no Modo Corrente.



Fonte: Autor

Figura 3.8: Diagrama de controle da malha de tensão do MDIDC no Modo Corrente.



Fonte: Autor

$$\frac{C_i}{V_m} * G_{id} * G_{sensor_I} * K_i \quad (3.26)$$

$$C_v * FTMF_i * G_{vi} * G_{sensor_v} * K_v \quad (3.27)$$

Onde C_i representa o controlador de corrente e V_m é o ganho do modulador *PWM*. G_{sensor_I} é a função de transferência do sensor de corrente e K_i o ganho estático do mesmo. C_v representa o controlador de tensão e $FTMF_i$ é a função de transferência equivalente em malha fechada de (3.17). G_{sensor_v} é a função de transferência do sensor de tensão e K_v o ganho estático do mesmo.

A fim de simplificar as malhas de corrente e tensão, G_{sensor_I} e G_{sensor_v} foram substituídos pelos seus ganhos estáticos K_i e K_v (um décimo cada), desprezando-se o ganho em frequência dos sensores. O controlador de corrente foi projetado para uma frequência de cruzamento de ganho de 25.000 radianos por segundo, aproximadamente um quinto da frequência de chaveamento, com uma margem de fase de 89 graus:

$$C_i = 3300 \frac{(0,0024s+1)}{s} \quad (3.28)$$

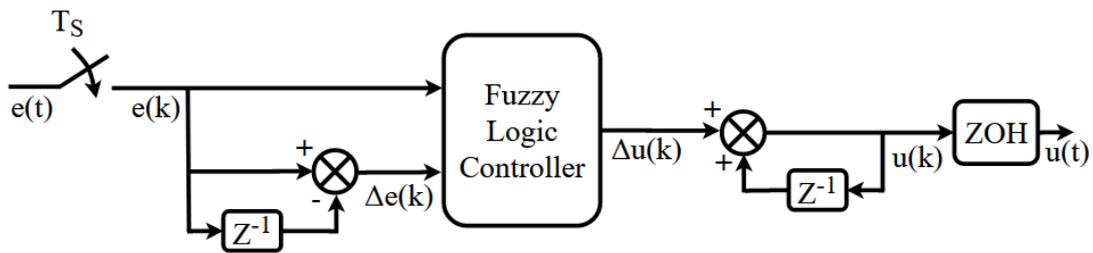
Já o controlador de tensão foi projetado para uma frequência de cruzamento de ganho menor que a da malha de corrente, adotando-se um valor de 770 radianos por segundo com uma margem de fase de 83,3 graus:

$$C_v = 50 \frac{(0,014s+1)}{s} \quad (3.29)$$

3.3.2 Controlador Lógico *Fuzzy*

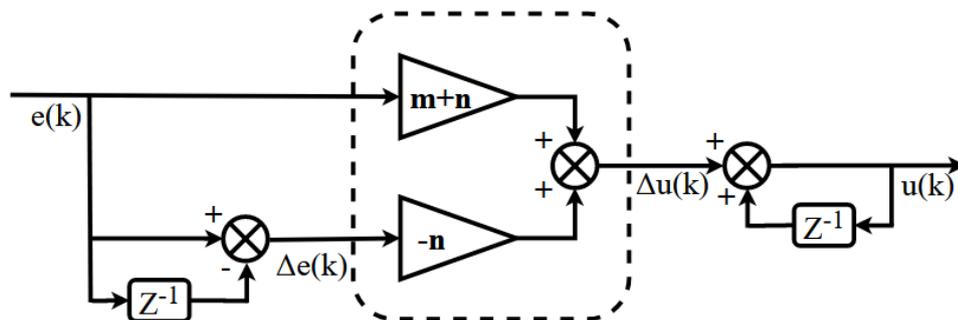
Partiu-se então para o projeto do controlador lógico *Fuzzy* – CLF com base no método de [23], no qual é apresentada uma estrutura capaz de emular um controlador PI da forma de (3.19) e (3.20). A estrutura está representada nos diagramas da Figura 3.9 e Figura 3.10.

Figura 3.9: Estrutura adotada para o CLF.



Fonte: Autor

Figura 3.10: Parâmetros do CLF análogo ao PI.



Fonte: Autor

A ideia é que os parâmetros do controlador digital sejam calculados a partir do projeto do controlador PI no domínio contínuo. Garantindo que o CLF atenda determinados requisitos, pode-se provar matematicamente que sua resposta em frequência será idealmente idêntica à do PI. Dado um controlador da forma (3.30):

$$C(s) = G \frac{(a \cdot s + 1)}{s} \quad (3.30)$$

Onde G é o ganho e a é a frequência do zero. Os parâmetros m e n são calculados por meio da aplicação da transformada bilinear conforme as seguintes expressões:

$$m = G \left(a + \frac{T_s}{2} \right) \quad (3.31)$$

$$n = G \left(\frac{T_s}{2} - a \right) \quad (3.32)$$

Onde T_s é o período de amostragem do controle digital, tendo sido adotado um valor de $1 \mu\text{s}$ para o mesmo. Substituindo (3.28) e (3.29) em (3.31) e (3.32) obtém-se:

$$m_I = 3300 \left(0,0024 + \frac{10^{-6}}{2} \right) = 7,8388 \quad (3.33)$$

$$n_I = 3300 \left(\frac{10^{-6}}{2} - 0,0024 \right) = -7,8355 \quad (3.34)$$

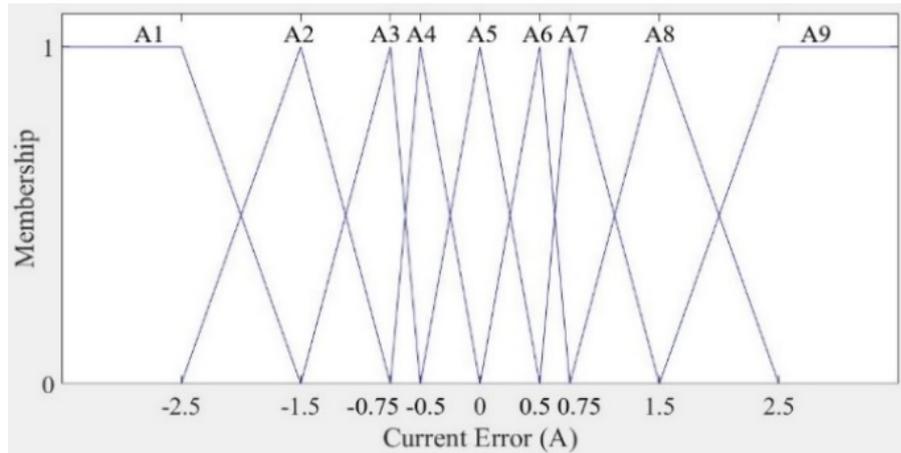
$$m_V + n_V = 50 \left(\frac{2 \cdot 10^{-6}}{2} \right) = 5 \cdot 10^{-5} \quad (3.35)$$

$$n_V = 50 \left(\frac{10^{-6}}{2} - 0,014 \right) = -0,7143 \quad (3.36)$$

Onde m_I e n_I são associados com o PI de corrente e m_V e n_V são associados com o PI de tensão. Tanto as funções de pertinência quanto os ganhos do CLF de corrente e de tensão foram ajustados por tentativa e erro e de acordo com as regras e diretivas apresentadas em [23]. Todas as funções de entrada empregadas podem ser conferidas nas Figuras 3.11, 3.12, 3.13 e 3.14.

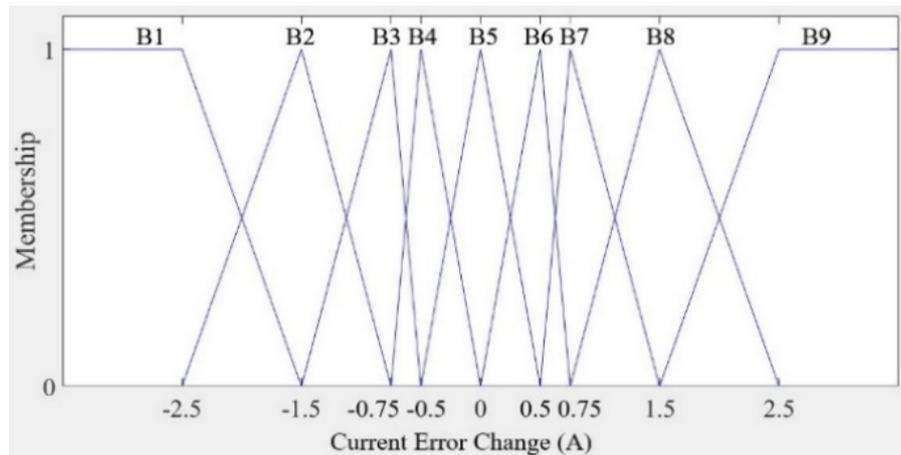
Como os CLFs são do tipo Sugeno, as funções de pertinência de saída de ambos são *singletons*, ou seja, valores *crisp* ou escalares, e foram definidas de acordo com o método empregado em [23]. A Tabela 3.2 e a Tabela 3.3 contém as regras para as variações nas saídas de cada controlador.

Figura 3.11: Funções de pertinência para o erro de corrente.



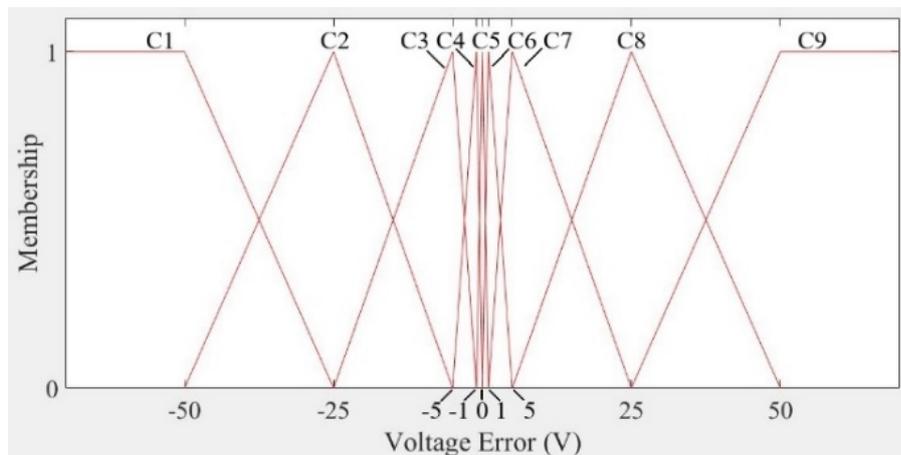
Fonte: Autor

Figura 3.12: Funções de pertinência para a variação do erro de corrente.



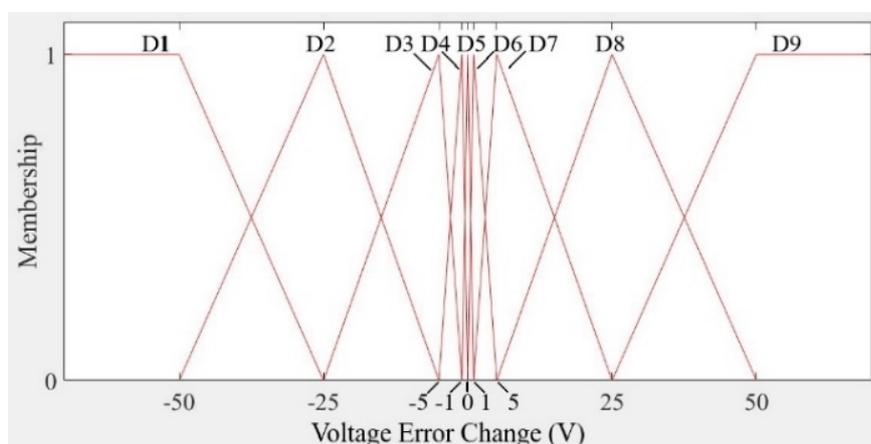
Fonte: Autor

Figura 3.13: Funções de pertinência para o erro de tensão.



Fonte: Autor

Figura 3.14: Funções de pertinência para a variação do erro de tensão.



Fonte: Autor

TABELA 3.2 - TABELA DE REGRAS PARA O CONTROLADOR LÓGICO FUZZY DE CORRENTE

	Variação do Erro								
	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	B_9
A_1	-19,5971	-11,7615	-5,8849	-3,9260	-0,0083	3,9095	5,8684	11,7450	19,5806
A_2	-19,5938	-11,7582	-5,8816	-3,9227	-0,0050	3,9128	5,8717	11,7483	19,5839
A_3	-19,5913	-11,7558	-5,8791	-3,9202	-0,0025	3,9153	5,8742	11,7508	19,5863
A_4	-19,5905	-11,7549	-5,8783	-3,9194	-0,0017	3,9161	5,8750	11,7516	19,5872
A_5	-19,5888	-11,7533	-5,8766	-3,9178	0	3,9178	5,8766	11,7533	19,5888
A_6	-19,5872	-11,7516	-5,8750	-3,9161	0,0017	3,9194	5,8783	11,7549	19,5905
A_7	-19,5863	-11,7508	-5,8742	-3,9153	0,0025	3,9202	5,8791	11,7558	19,5913
A_8	-19,5839	-11,7483	-5,8717	-3,9128	0,0050	3,9227	5,8816	11,7582	19,5938
A_9	-19,5938	-11,7450	-5,8684	-3,9095	0,0083	3,9260	5,8849	11,7615	19,5971

Fonte: Autor

TABELA 3.3 - TABELA DE REGRAS PARA O CONTROLADOR LÓGICO FUZZY DE TENSÃO

	Variação do Erro								
	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8	D_9
C_1	-35,7155	-17,8590	-3,5738	-0,7168	-0,0025	0,7118	3,5688	17,8540	35,7105
C_2	-35,7143	-17,8578	-3,5726	-0,7155	-0,0012	0,7130	3,5701	17,8553	35,7118
C_3	-35,7133	-17,8568	-3,5716	-0,7145	-0,0003	0,7140	3,5711	17,8563	35,7128
C_4	-35,7131	-17,8566	-3,5714	-0,7143	0	0,7142	3,5713	17,8565	35,7130
C_5	-35,7130	-17,8565	-3,5713	-0,7143	0	0,7143	3,5713	17,8565	35,7130
C_6	-35,7130	-17,8565	-3,5713	-0,7142	0	0,7143	3,5714	17,8566	35,7131
C_7	-35,7128	-17,8563	-3,5711	-0,7140	0,0003	0,7145	3,5716	17,8568	35,7133
C_8	-35,7118	-17,8553	-3,5701	-0,7130	0,0012	0,7155	3,5726	17,8578	35,7143
C_9	-35,7105	-17,8540	-3,5688	-0,7118	0,0025	0,7168	3,5738	17,8590	35,7155

Fonte: Autor

3.3.3 Realimentação de estados

Por fim, projetou-se um controlador por realimentação de estados. Como a planta não possui integrador próprio, conforme visto em (3.23), (3.24) e (3.25), foi necessário alocar um polo adicional para rastrear a referência de tensão. A topologia adotada é baseada na Figura 3.15 [24].

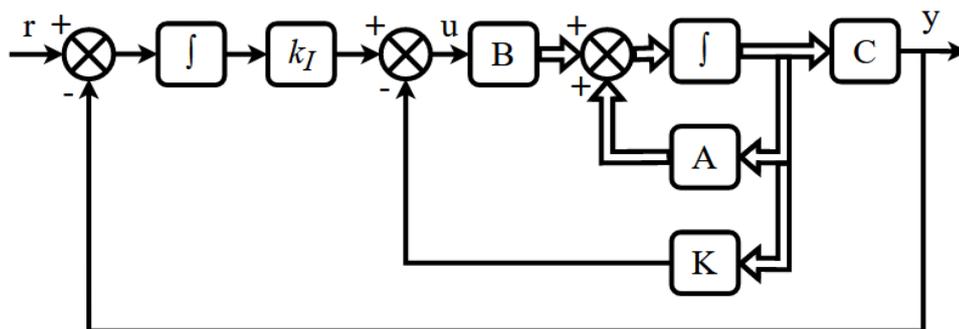
As matrizes A e B já são conhecidas por meio de (3.22). Como a metodologia empregada não permite o controle de duas variáveis, a matriz C deve ser definida de forma a conter apenas a saída de tensão. Os polos de malha fechada foram definidos a fim de se obter um tempo de assentamento de 0,05 segundos e *overshoot* de cinco por cento:

$$s_1 = -80 - j83,9 \quad (3.37)$$

$$s_2 = -80 + j83,9 \quad (3.38)$$

$$s_3 = -1600 \quad (3.39)$$

Figura 3.15: Controle por realimentação de estados para uma planta sem integrador interno.



Fonte: Autor

Sendo que s_1 e s_2 são os polos dominantes e s_3 é o polo não dominante, selecionado de forma a minimizar seu efeito na resposta transitória. A equação característica é dada por:

$$\phi(A_m) = (A_m - s_1 I)(A_m - s_2 I)(A_m - s_3 I) \quad (3.40)$$

Onde I representa a matriz identidade e a matriz A_m é calculada da seguinte maneira:

$$A_m = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -46,2 & 1063,8 & 0 \\ -166,7 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Aplica-se então a relação de Ackermann [24] para se obter a matriz de realimentação K e o ganho k_I do integrador:

$$M_c = [A_m \quad A_m B_m \quad A_m^2 B_m] \quad (3.42)$$

$$B_m = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -4433 \\ 32000 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$K_m = [0 \quad 0 \quad 1] M_c^{-1} \phi(A_m) \quad (3.44)$$

$$K_m = [K \quad -k_I] \quad (3.45)$$

$$K_m = [-0,0007 \quad 0,0535 \quad -0,6316] \quad (3.46)$$

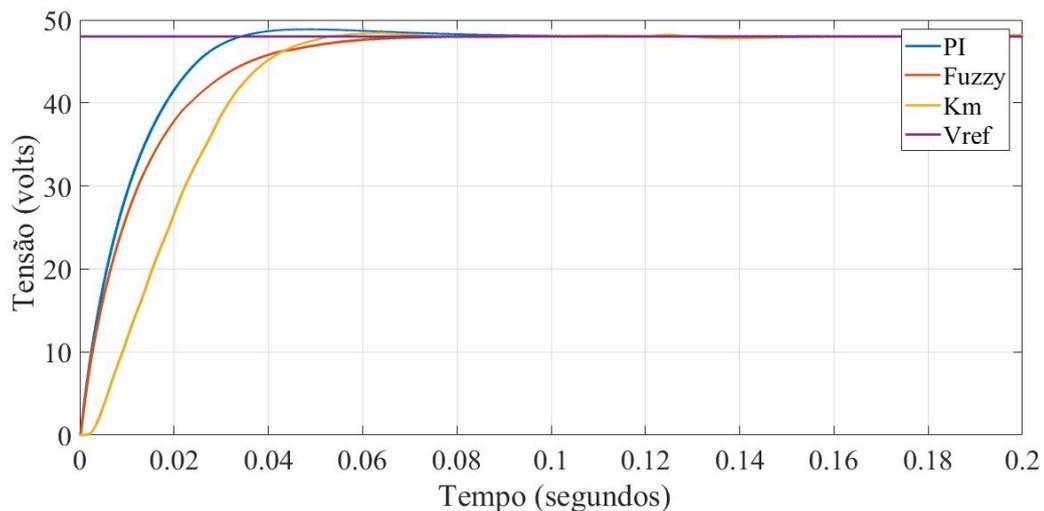
4 RESULTADOS

4.1 Respostas dos controladores

Com o intuito de averiguar o desempenho de cada um dos controladores, simularam-se alguns cenários sob condições nominais e variações em degrau durante a operação do conversor. O software adotado para essas simulações foi o MATLAB/*Simulink*.

No primeiro caso, o conversor foi inicializado com carga nominal e todos os outros parâmetros conforme a seção 3.1. A Figura 4.1 ilustra as respostas de tensão. O PI apresentou o maior *overshoot* nesse caso. A realimentação de estados apresentou um *overshoot* e tempo de assentamento congruentes com os critérios de projeto, embora a resposta apresente uma leve discrepância quando comparada com uma resposta de segunda ordem. O CLF apresentou o melhor desempenho.

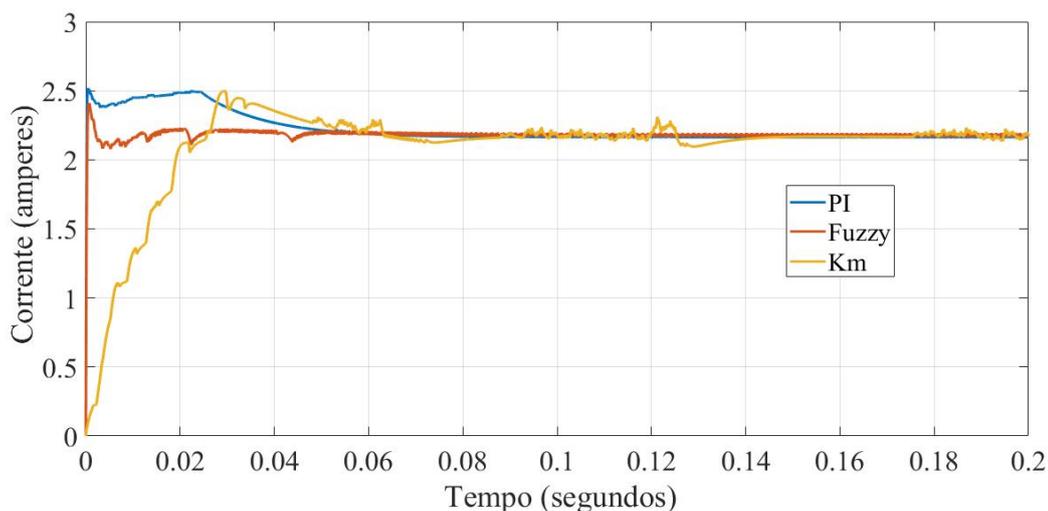
Figura 4.1: Respostas de tensão sob condições nominais.



Fonte: Autor

A Figura 4.2 apresenta as correntes médias do indutor no primeiro caso. Nota-se que a corrente apresenta grandes oscilações em regime permanente para a realimentação de estados. Também é possível observar a presença de harmônicas de alta frequência no caso do CLF, provavelmente associadas ao período de amostragem do controlador digital.

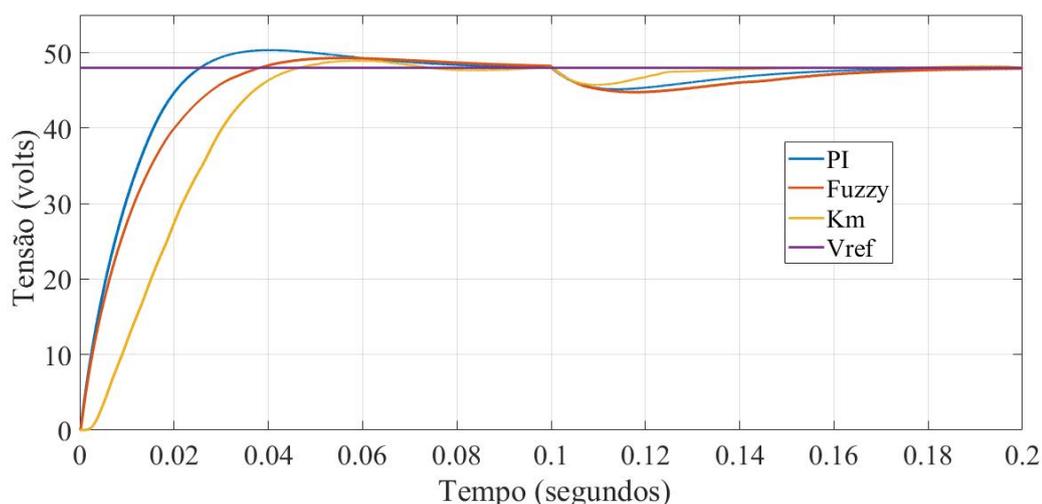
Figura 4.2: Respostas de corrente sob condições nominais.



Fonte: Autor

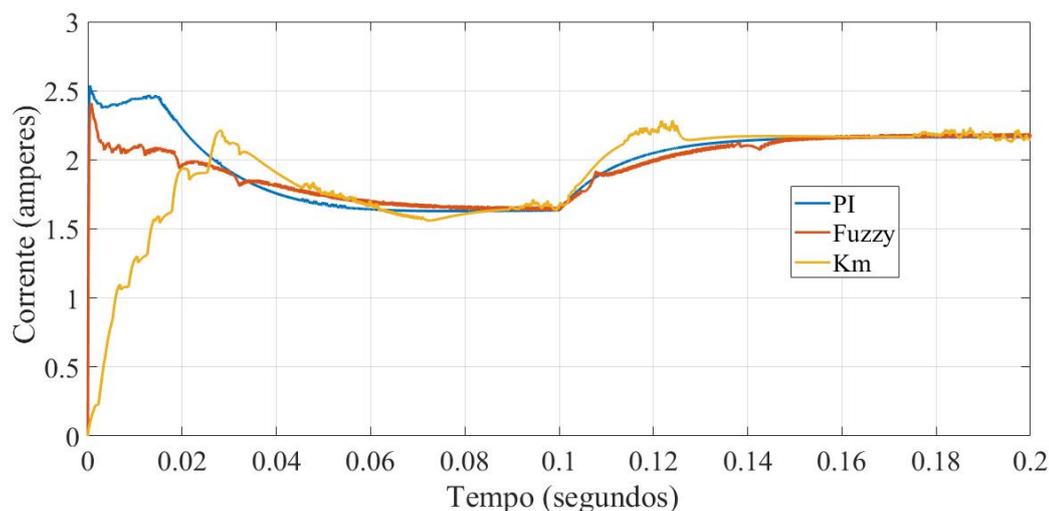
Em outro cenário, o circuito de potência foi modificado para iniciar com 75% da carga total e então solicitar a carga máxima na metade do tempo de simulação. A Figura 4.3 ilustra as respostas de tensão. Na inicialização, o CLF apresentou um *overshoot* menor que o do PI, embora maior que o da realimentação de estados. O PI apresentou uma resposta um pouco mais rápida que o CLF no degrau de carga total. A realimentação de estados apresentou a resposta mais rápida para o degrau de carga total. A Figura 4.4 apresenta as correntes médias do indutor considerando o segundo caso.

Figura 4.3: Respostas de tensão sob variação de carga.



Fonte: Autor

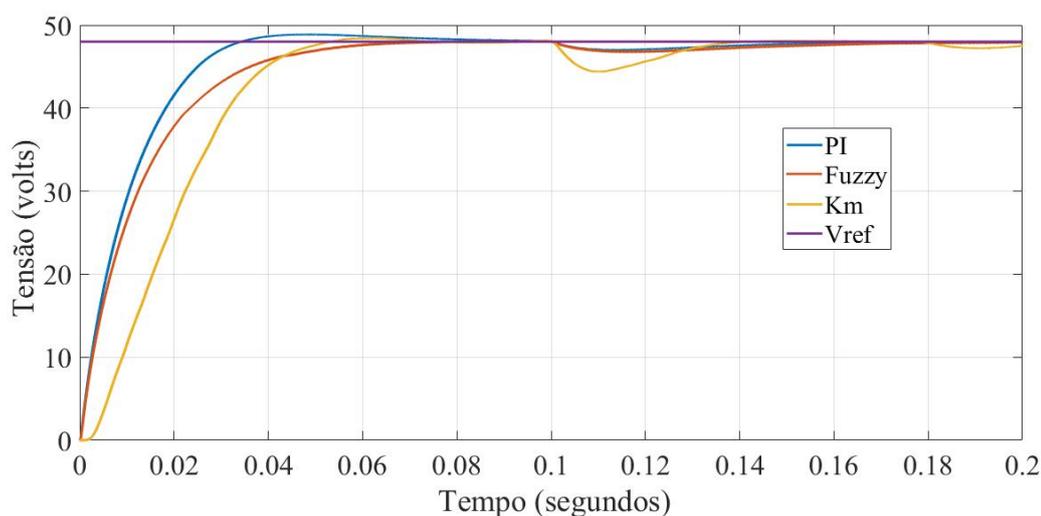
Figura 4.4: Respostas de corrente sob variação de carga.



Fonte: Autor

Finalmente, o conversor foi inicializado com carga e parâmetros nominais, sendo que a fonte de tensão V_2 foi configurada para fornecer 75% do seu valor nominal na metade do tempo de simulação. A Figura 4.5 apresenta as respostas de tensão nessas condições. Nesse caso, a realimentação de estados não foi mais rápida que os outros controladores ao perturbar-se a fonte de tensão. O PI e o CLF apresentaram um comportamento muito similar para o distúrbio de pequeno sinal da fonte.

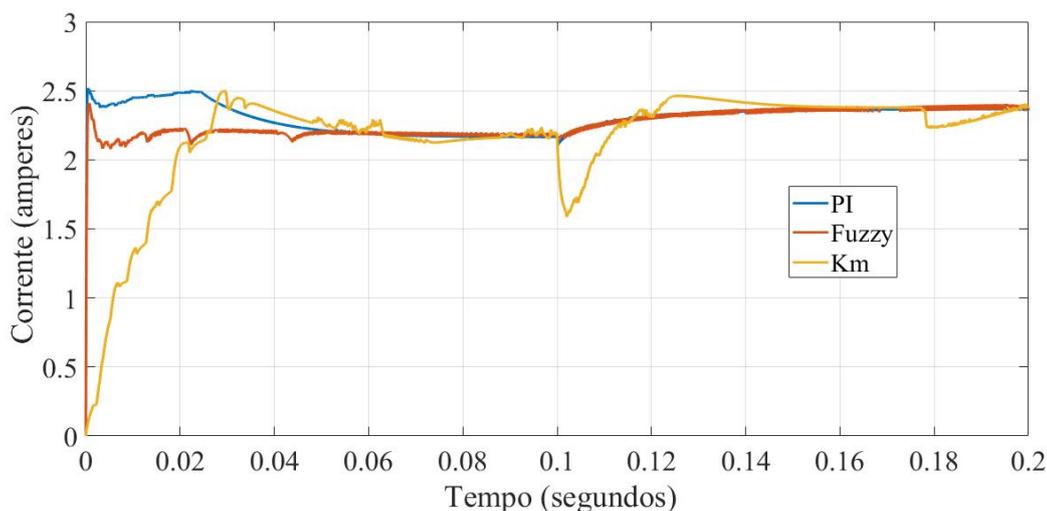
Figura 4.5: Respostas de tensão sob variação da tensão de entrada.



Fonte: Autor

A Figura 4.6 apresenta as correntes médias do indutor considerando o terceiro caso. Grandes oscilações são observadas tanto em regime transitório quanto permanente para a realimentação de estados. Além disso, o PI e o CLF aparentam ser mais resistentes à variação da tensão de entrada.

Figura 4.6: Respostas de corrente sob variação da tensão de entrada.



Fonte: Autor

Os três controladores apresentaram uma regulação de tensão aceitável para os diferentes cenários de inicialização e perturbação de parâmetros. O controlador por realimentação de estados apresentou uma alta oscilação para as respostas de corrente todavia. O CLF apresentou uma resposta melhor que o PI apenas para variações de grande sinal. Tendo em vista a maior difusão e facilidade de implementação, escolheu-se o PI como controlador para o modelo dos diagramas de bifurcação.

4.2 Diagramas de bifurcação

Procedeu-se então a gerar os diagramas de bifurcação do conversor para a variação de diversos parâmetros. Para uma análise inicial, apenas o controle PI no modo corrente foi considerado. O conversor foi simulado através da integração digital do conjunto de equações de estado obtido na seção 3.2, aplicando-se o método descrito na seção 2.3.

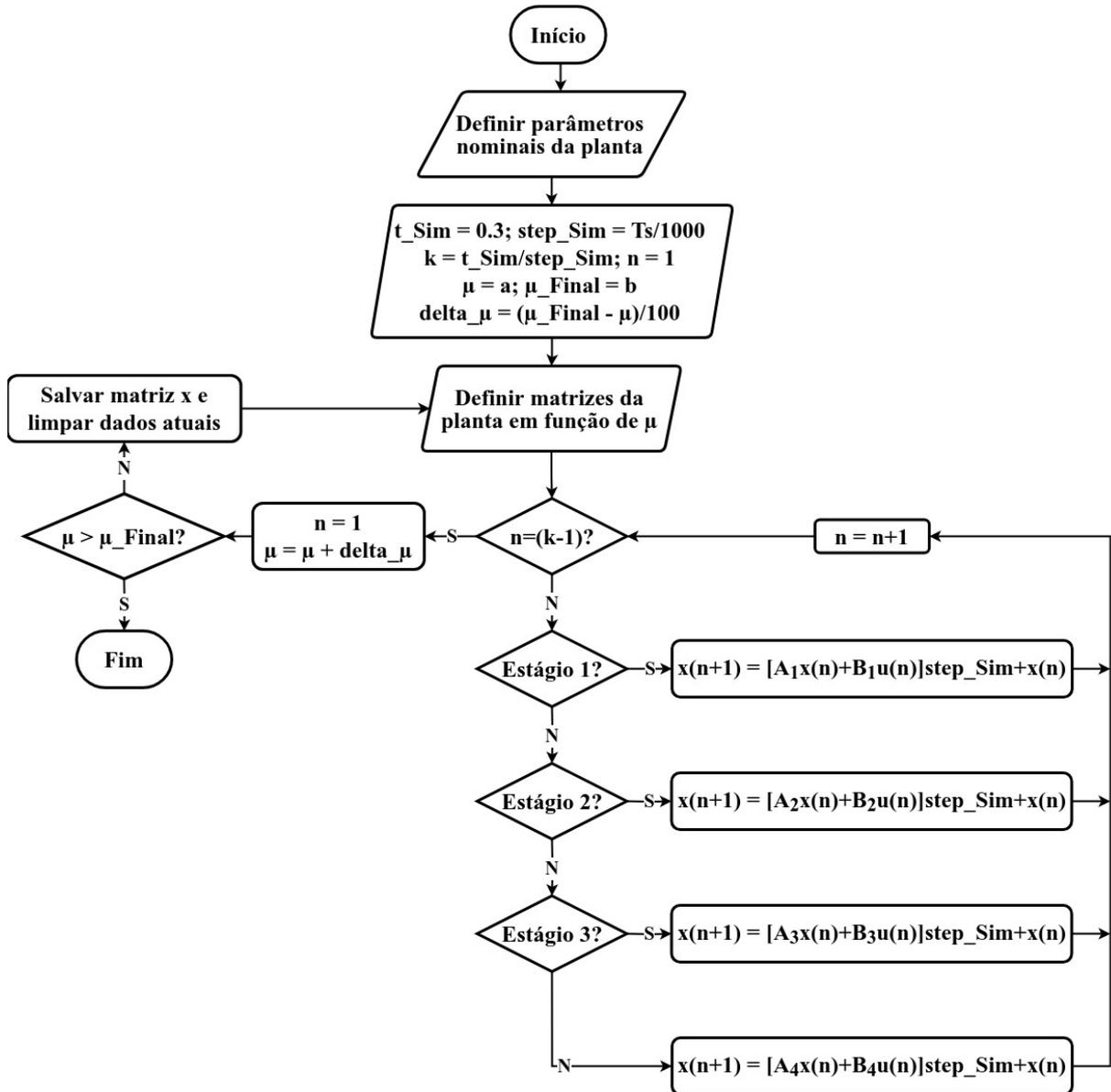
Em suma, para cada valor do parâmetro analisado, foi realizada a integração digital das equações de estado partindo de condições iniciais nulas até o sistema atingir o regime permanente. Descartam-se os valores associados ao regime transitório e plotam-se então os pontos da variável de interesse (amostrados em intervalos fixos) em função do parâmetro escolhido.

Para o presente trabalho, adotou-se a amostragem dos pontos do início do período de chaveamento da corrente do indutor, sendo escolhidos os 50 pontos finais do tempo de simulação total. A escolha da corrente do indutor como variável de interesse foi arbitrária pois, para a planta considerada, devido as suas características, a bifurcação da corrente

implica na bifurcação de tensão e vice-versa. Isso nem sempre é verdade dependendo do tipo de conversor ou planta [16].

A Figura 4.7 ilustra o fluxograma que representa o algoritmo para a obtenção dos diagramas de bifurcação. A variável μ representa um parâmetro genérico da planta que foi escolhido para ser variado. Adotou-se o *Octave* para essas simulações.

Figura 4.7: Algoritmo para gerar os diagramas de bifurcação.



Fonte: Autor

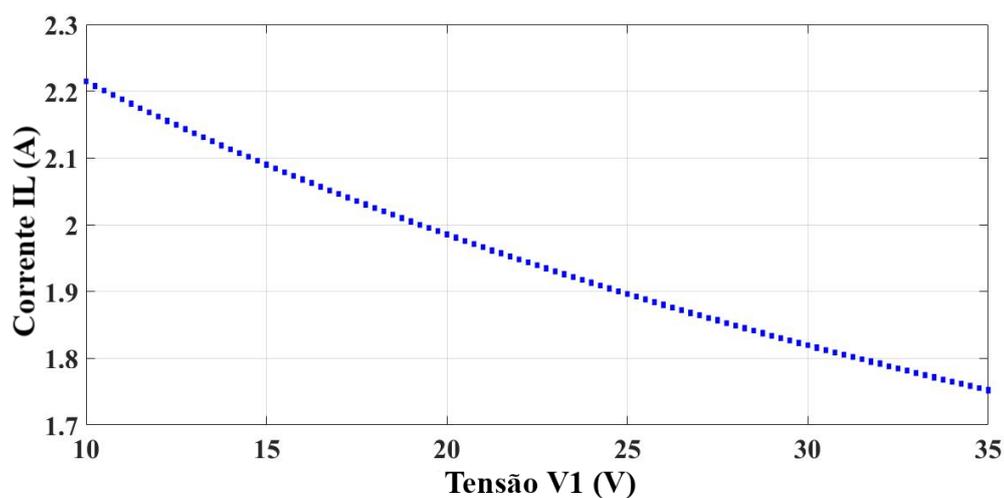
4.2.1 Conversor ideal

Inicialmente, o conversor foi considerado ideal, de forma que:

$$R_L = R_C = 0 \quad (4.1)$$

A Figura 4.8 ilustra a corrente do indutor em função da tensão de entrada V_1 . Esse tipo de condição onde a tensão de entrada varia é comum em fontes de energia renováveis devido a sua intermitência. Não há bifurcação aparente para a faixa de tensão analisada.

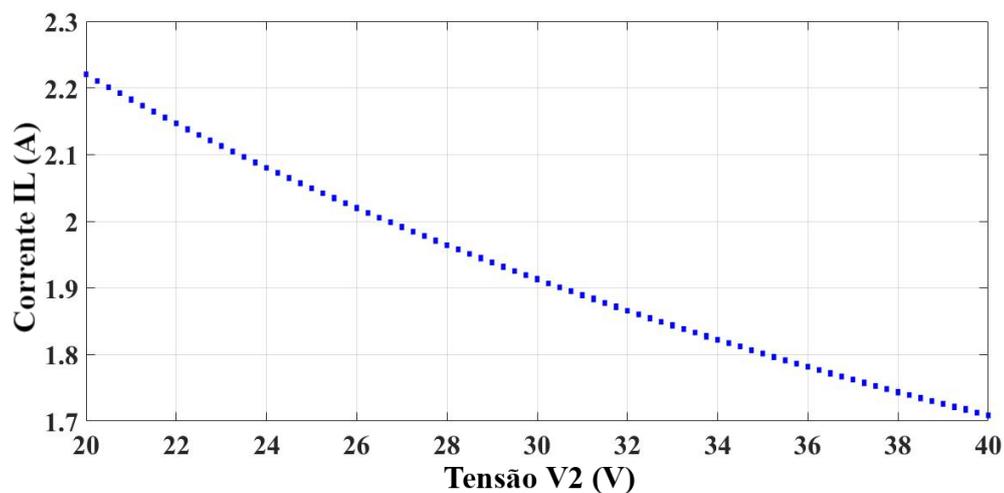
Figura 4.8: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da tensão V_1 . Modelo ideal.



Fonte: Autor

Analogamente, a Figura 4.9 mostra a corrente do indutor em função da tensão de entrada V_2 . O comportamento é similar ao do diagrama anterior.

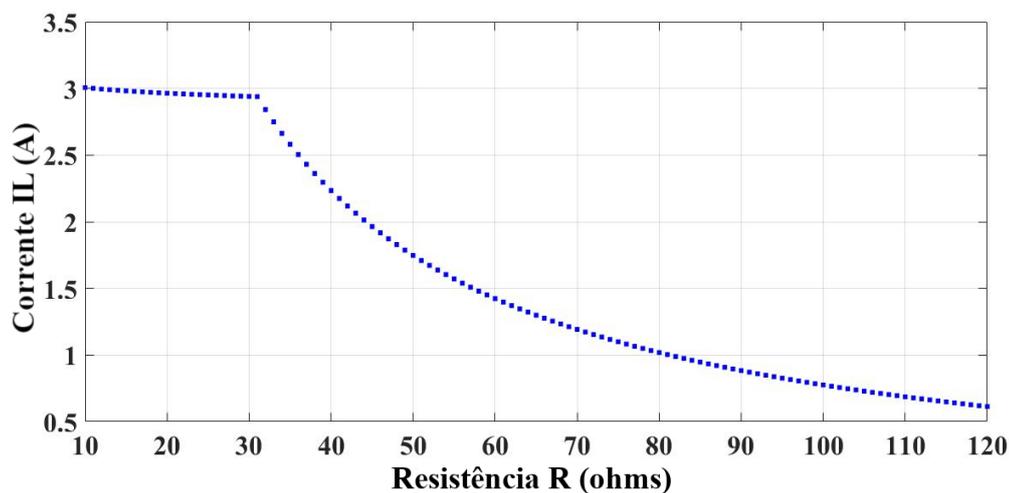
Figura 4.9: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da tensão V_2 . Modelo ideal.



Fonte: Autor

A Figura 4.10 ilustra a corrente do indutor em função da carga do conversor. Embora haja uma mudança qualitativa de comportamento na variação da corrente, percebe-se que a variação da carga não implica em nenhuma bifurcação ou comportamento não linear aparente.

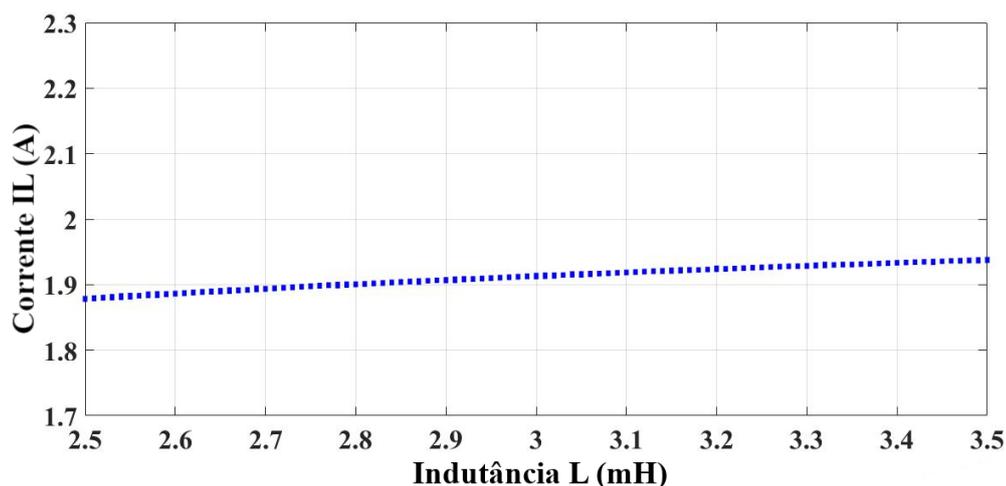
Figura 4.10: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da resistência de carga R . Modelo ideal.



Fonte: Autor

A Figura 4.11 ilustra a corrente do indutor em função do valor da indutância. A variação deste parâmetro também não apresenta nenhuma bifurcação aparente para a faixa de indutância testada.

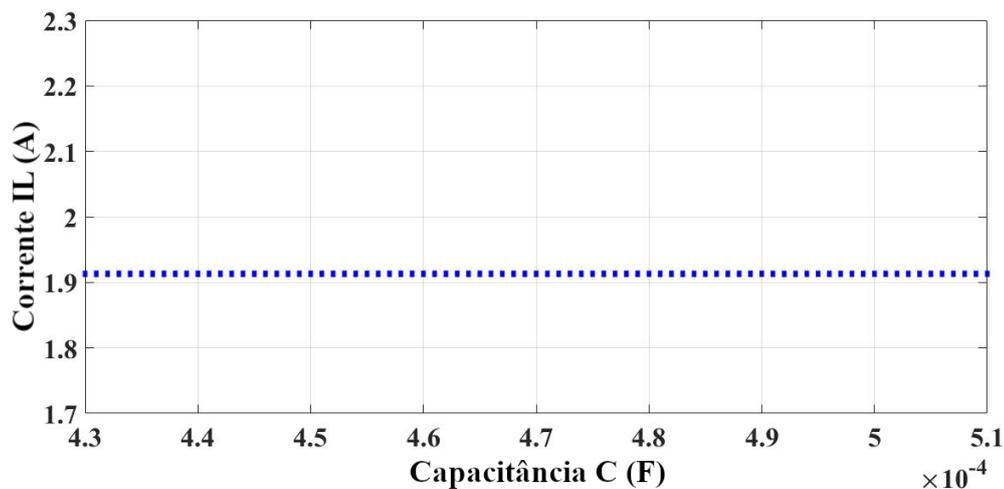
Figura 4.11: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo ideal.



Fonte: Autor

A Figura 4.12 ilustra a corrente do indutor em função do valor de capacitância. O mesmo não possui nenhum efeito apreciável sobre o comportamento em regime permanente da corrente do indutor.

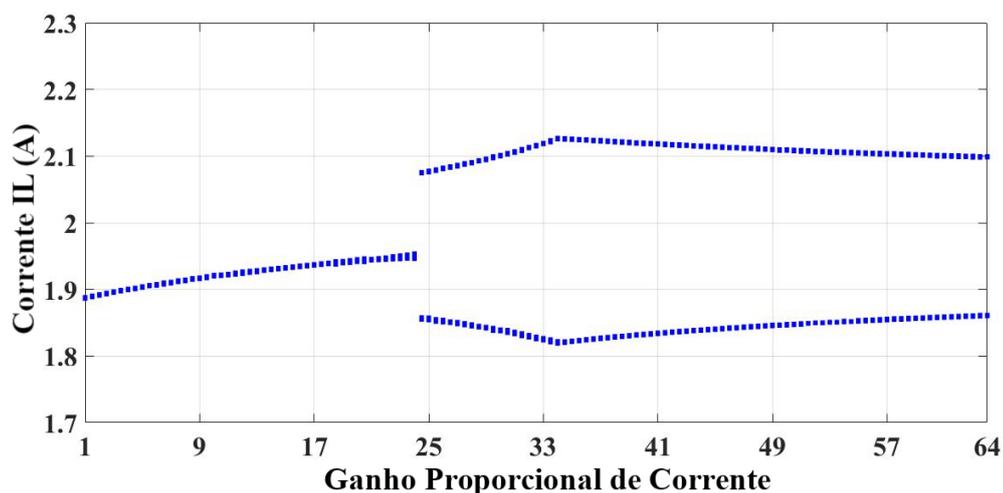
Figura 4.12: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função da capacitância C . Modelo ideal.



Fonte: Autor

A Figura 4.13 ilustra a corrente do indutor em função do ganho proporcional do controlador da malha de corrente. Percebe-se uma bifurcação da corrente a partir de uma determinada faixa de ganho. Ou seja, a partir de determinado valor para o ganho proporcional, o comportamento do conversor torna-se não linear, apresentando dois valores de pico ou períodos para a corrente do indutor.

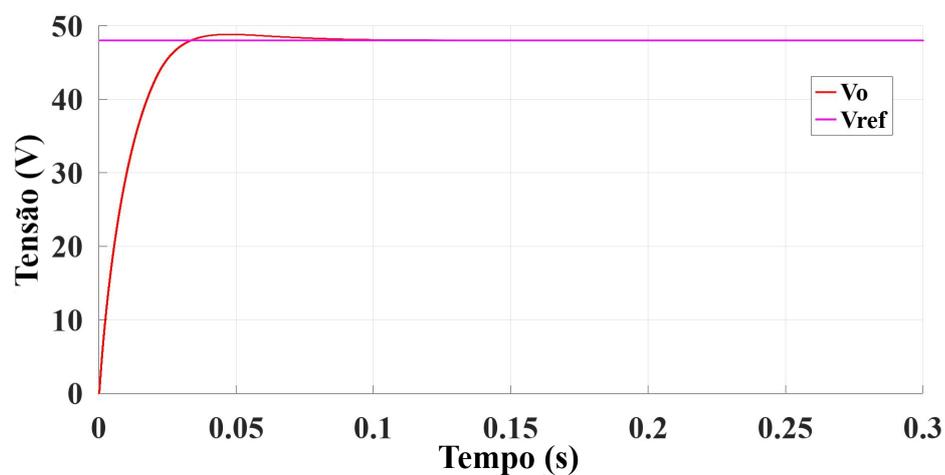
Figura 4.13: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo ideal.



Fonte: Autor

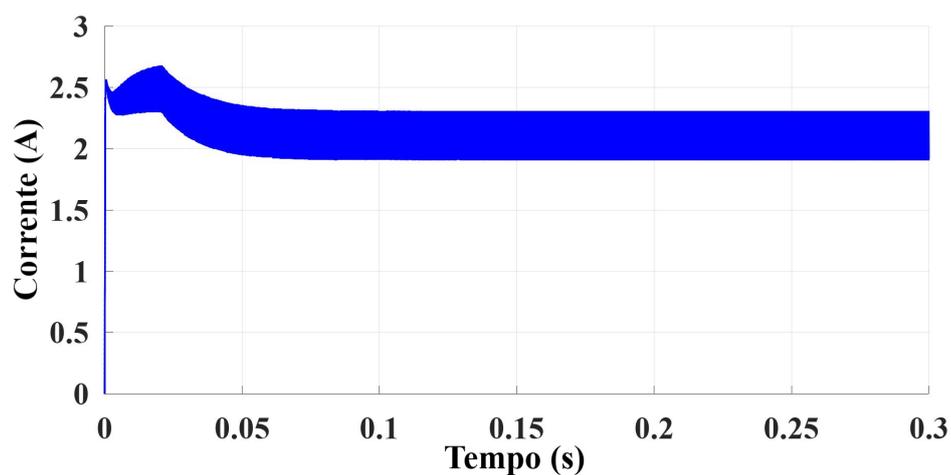
A Figura 4.14 apresenta a resposta de tensão do conversor para o valor nominal do ganho de corrente proporcional conforme a equação (3.28). As Figuras 4.15 e 4.16 apresentam as formas de onda da corrente para este caso. O resultado da análise do espectro harmônico da corrente pode ser conferido nas Figuras 4.17 e 4.18.

Figura 4.14: Resposta de tensão para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.



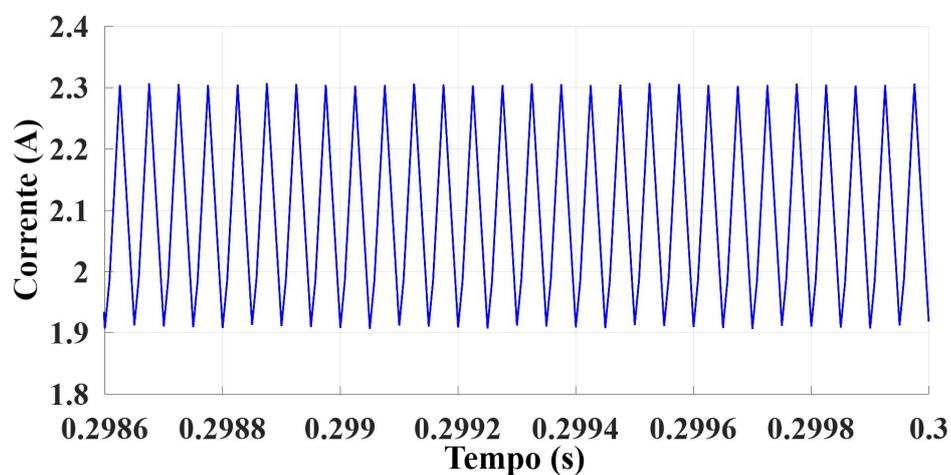
Fonte: Autor

Figura 4.15: Resposta de corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.



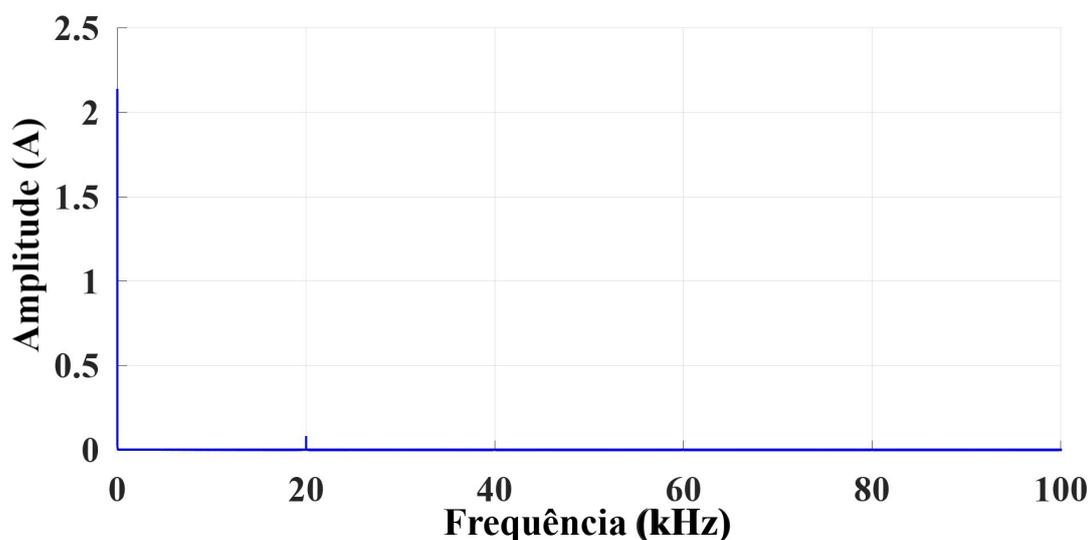
Fonte: Autor

Figura 4.16: Detalhe da resposta de corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.



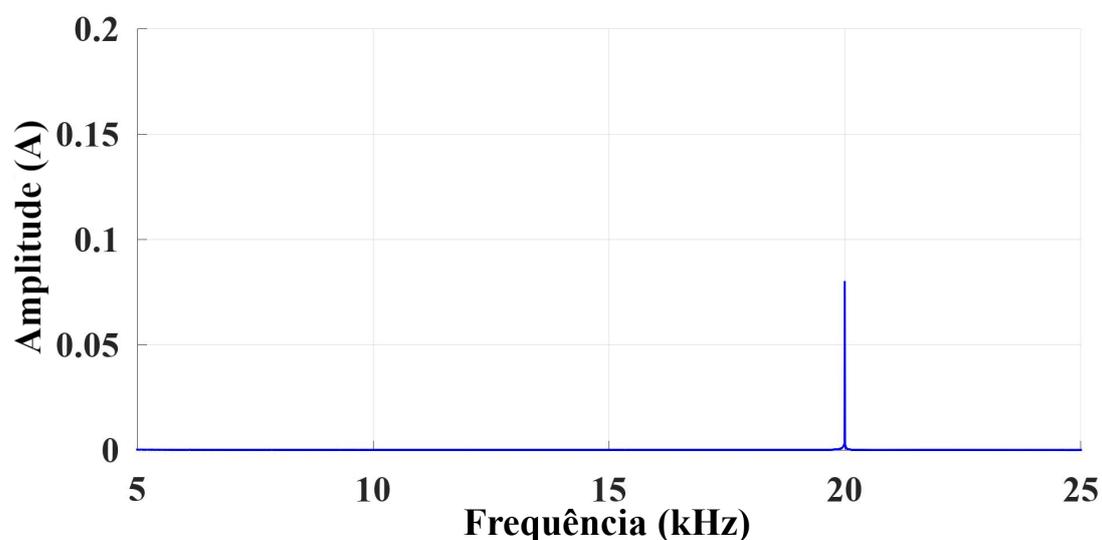
Fonte: Autor

Figura 4.17: Espectro harmônico da corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.



Fonte: Autor

Figura 4.18: Detalhe do espectro harmônico da corrente para o valor nominal do ganho de corrente proporcional. Modelo ideal.

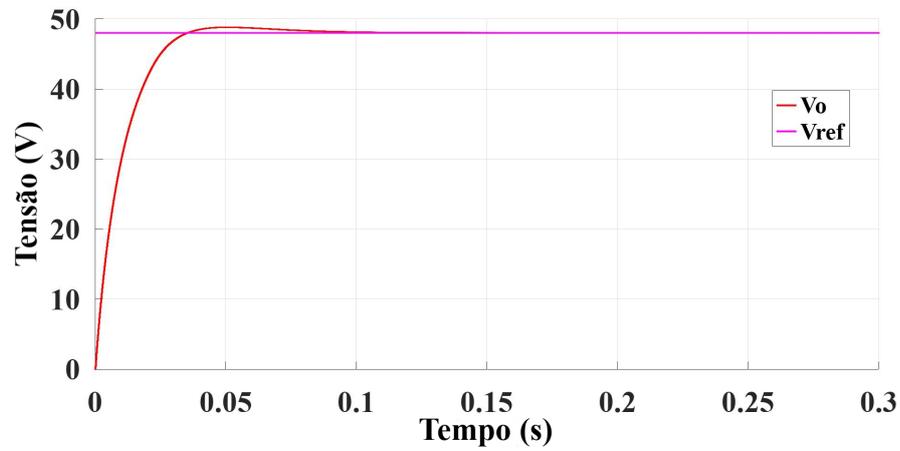


Fonte: Autor

Verifica-se que a tensão de saída se manteve regulada e a corrente do indutor apresentou uma periodicidade compatível com a frequência de chaveamento de 20 kHz.

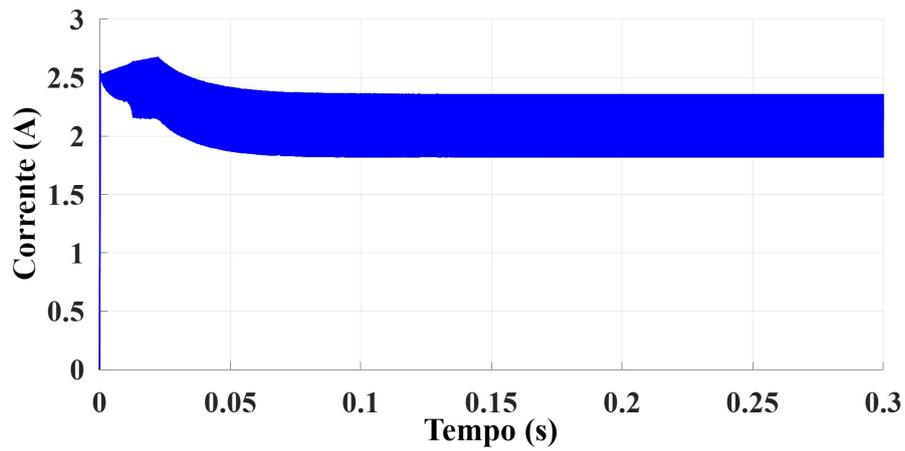
Já as Figuras 4.19, 4.20 e 4.21 ilustram as respostas de tensão e de corrente com um ganho proporcional de corrente 4,5 vezes maior que o valor nominal. O espectro harmônico da corrente sob essas condições pode ser conferido nas Figuras 4.22 e 4.23.

Figura 4.19: Resposta de tensão para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.



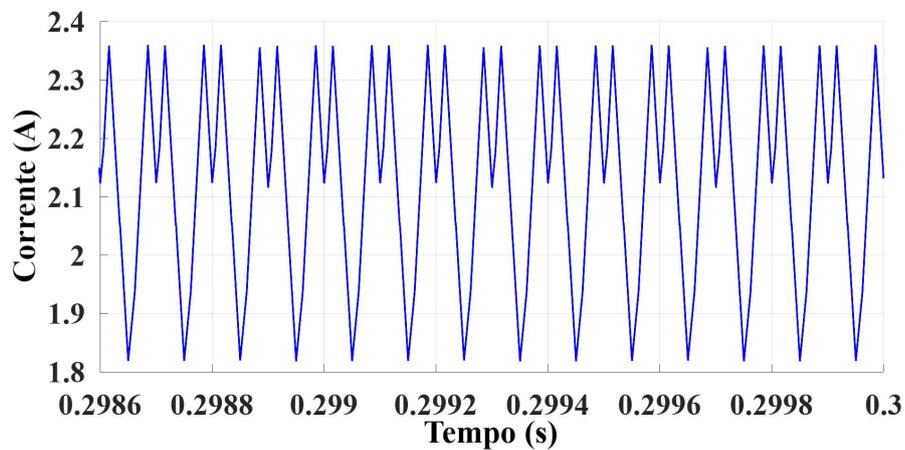
Fonte: Autor

Figura 4.20: Resposta de corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.



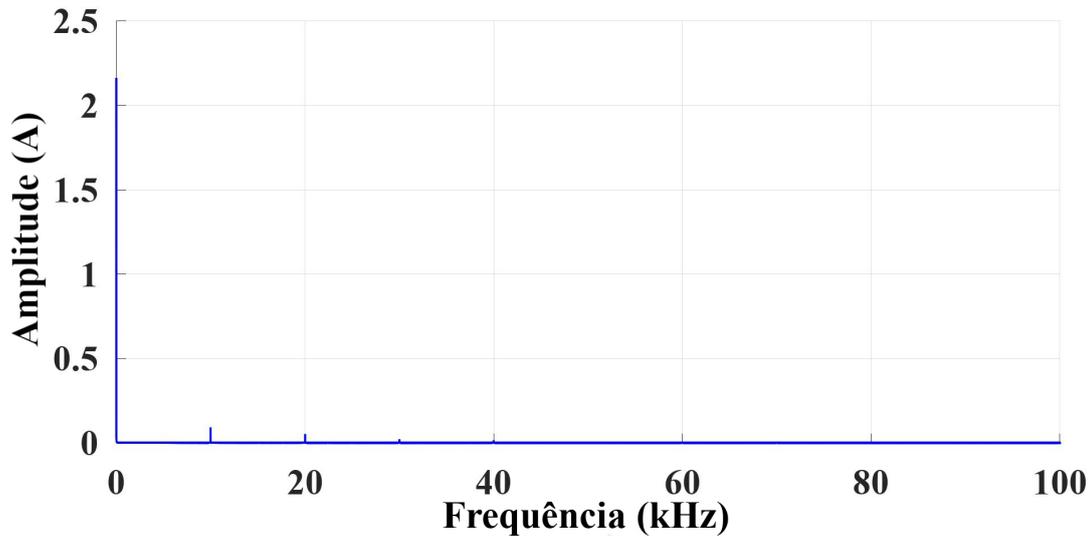
Fonte: Autor

Figura 4.21: Detalhe da resposta de corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.



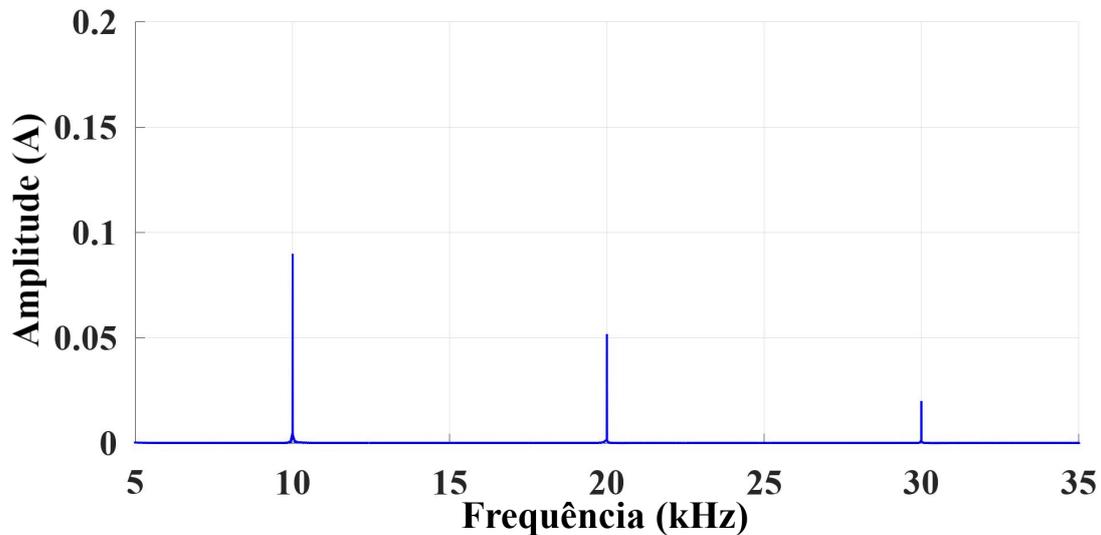
Fonte: Autor

Figura 4.22: Espectro harmônico da corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.



Fonte: Autor

Figura 4.23: Detalhe do espectro harmônico da corrente para um ganho de corrente proporcional 4,5 vezes maior que o nominal. Modelo ideal.



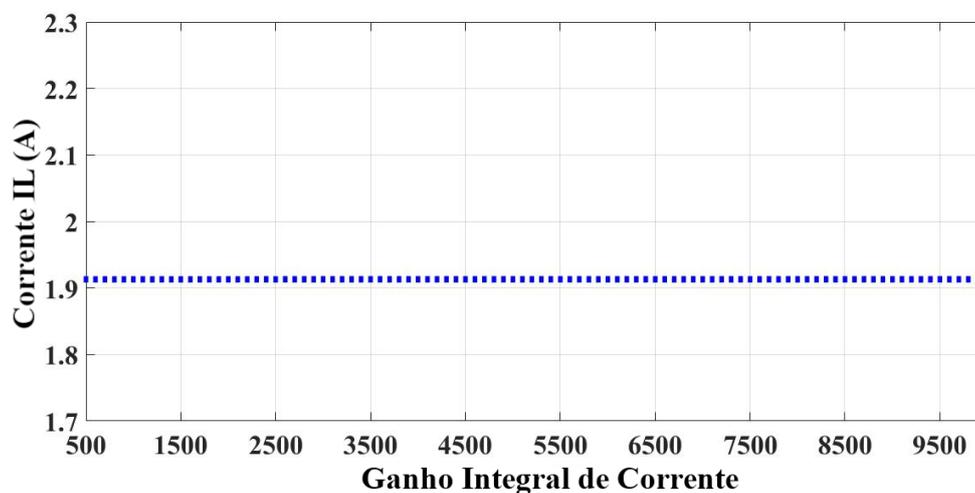
Fonte: Autor

Nota-se que com o novo valor de ganho proporcional do controlador, a resposta da tensão de saída continua com boa performance, mostrando que o valor utilizado para o ganho poderia ser adotado durante o projeto por tentativa e erro. Contudo, tal valor levaria o conversor a operar em regime de período-2. Conforme observado pela análise em frequência, existem componentes adicionais, que podem ser traduzidas em maiores perdas, interferência e dificuldades para o sensoriamento na leitura de corrente.

A Figura 4.24 ilustra a corrente do indutor em função do ganho integral do controlador da malha de corrente. O mesmo não possui nenhum efeito apreciável sobre o comportamento

em regime permanente da corrente do indutor.

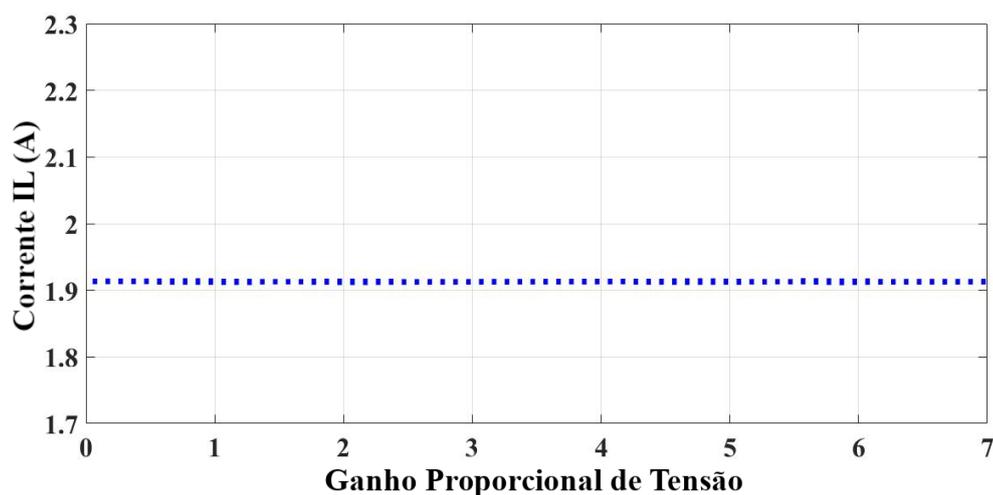
Figura 4.24: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho integral de corrente. Modelo ideal.



Fonte: Autor

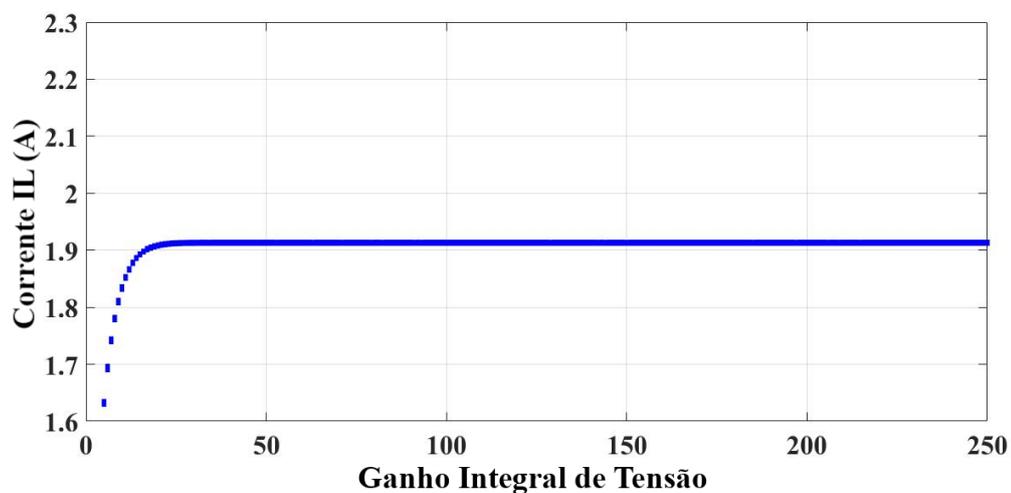
Já as figuras 4.25 e 4.26 ilustram a corrente do indutor em função dos ganhos do controlador da malha de tensão. Embora haja uma mudança na corrente em regime permanente para o ganho integral, não se percebe nenhum tipo de comportamento não linear em ambos os casos.

Figura 4.25: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de tensão. Modelo ideal.



Fonte: Autor

Figura 4.26: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho integral de tensão. Modelo ideal.



Fonte: Autor

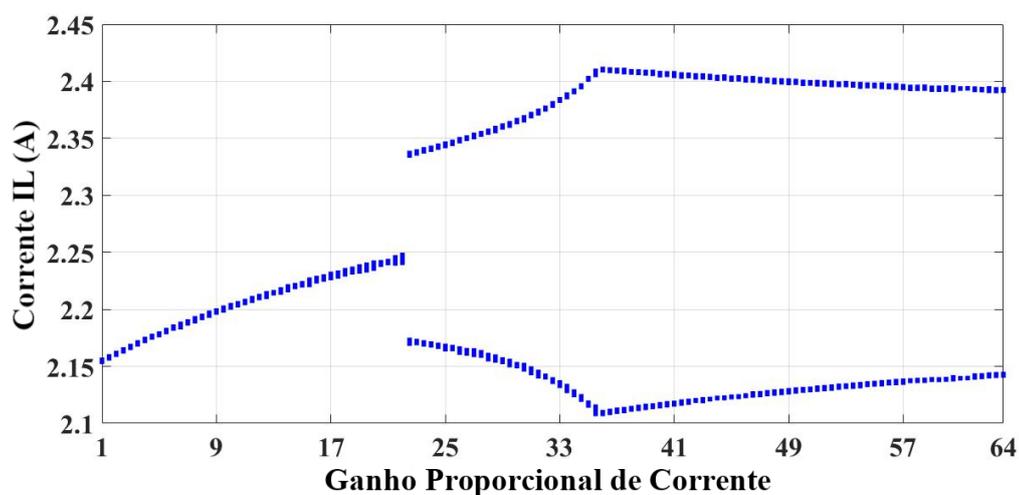
4.2.2 Conversor com perdas no indutor

Posteriormente, o conversor foi simulado de acordo com a seguinte relação:

$$\begin{cases} R_L = 5\% \text{ de } R \\ R_C = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

A Figura 4.27 ilustra a corrente do indutor em função do ganho proporcional do controlador da malha de corrente.

Figura 4.27: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo com perdas no indutor.



Fonte: Autor

Observa-se um leve deslocamento do ponto a partir do qual a corrente do indutor bifurca em relação ao diagrama do modelo ideal. Percebe-se que, ao considerar-se as perdas do indutor, a corrente apresenta um período-2 a partir de um ganho menor.

Não houveram mudanças qualitativas ou quantitativas significativas para a variação dos demais parâmetros analisados anteriormente com o modelo ideal.

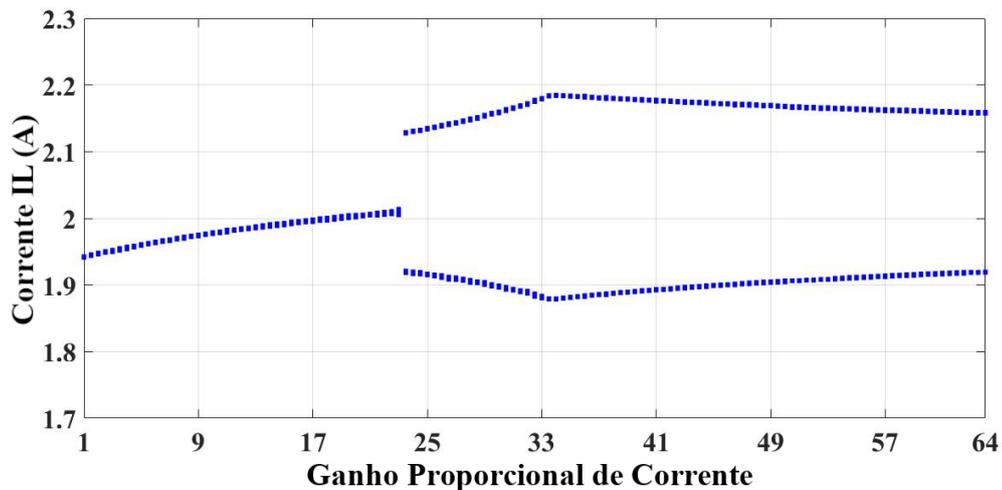
4.2.3 Conversor com perdas no capacitor

Em seguida, o conversor foi simulado de acordo com a seguinte relação:

$$\begin{cases} R_L = 0 \\ R_C = 5\% \text{ de } R \end{cases} \quad (4.3)$$

A Figura 4.28 ilustra a corrente do indutor em função do ganho proporcional do controlador da malha de corrente.

Figura 4.28: Diagrama de bifurcação para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo com perdas no capacitor.



Fonte: Autor

Nota-se um pequeno deslocamento vertical e horizontal do diagrama em comparação com o modelo ideal, porém, essa diferença é menor que aquela observada para o modelo com perdas no indutor.

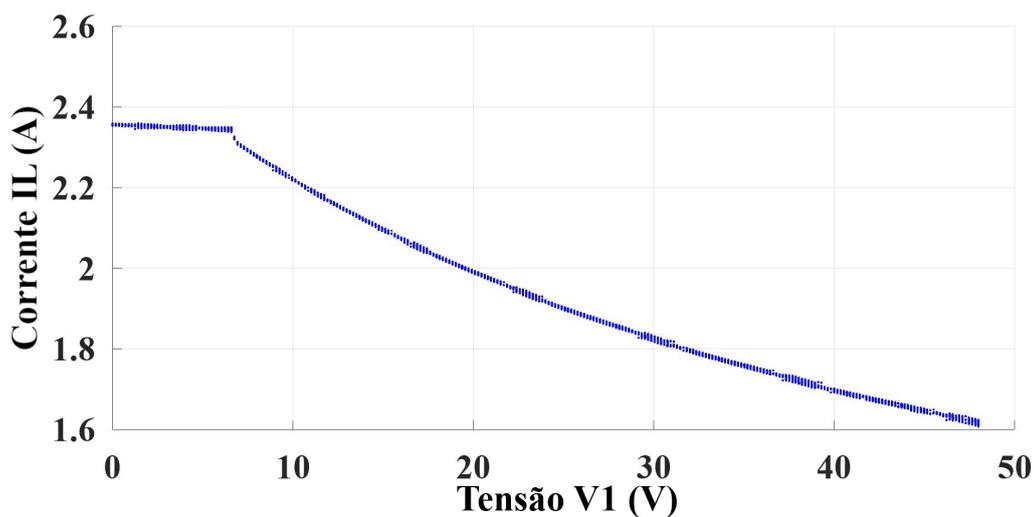
Novamente, não houveram mudanças qualitativas ou quantitativas significativas para a variação dos demais parâmetros analisados em relação ao caso do modelo ideal.

4.2.4 Extensão da faixa de variação dos parâmetros

Posteriormente, a faixa de variação de determinados parâmetros foi estendida, a fim de validar o comportamento do conversor para uma maior gama de possíveis pontos de operação e projeto. Para tanto, foi necessário aumentar o intervalo de integração para um valor cinco vezes maior (ou diminuir a taxa de amostragem digital para um valor cinco vezes menor) que o adotado anteriormente. Isso gera uma maior imprecisão no cálculo das variáveis de estado, porém, permite manter o mesmo peso computacional para um número maior de simulações.

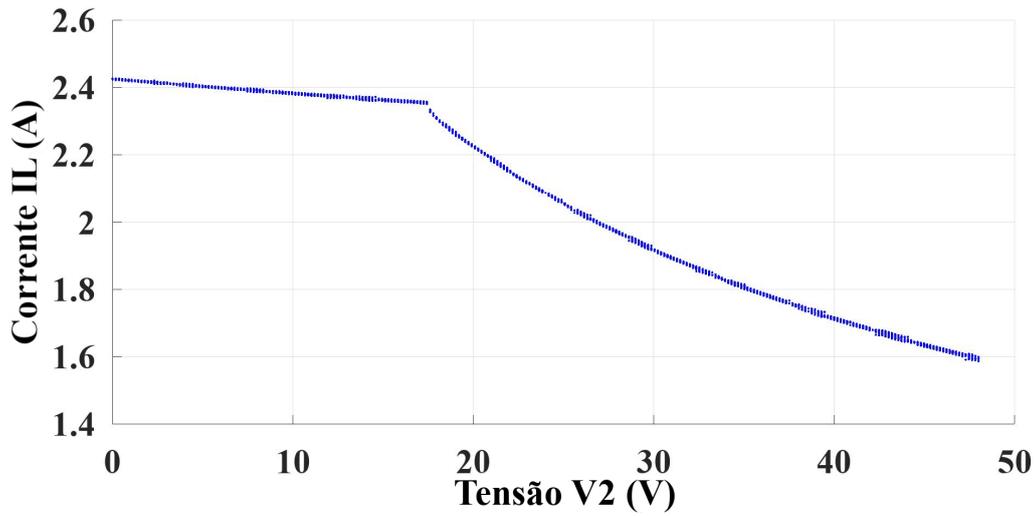
Nos diagramas a seguir, adotou-se o modelo ideal. As Figuras 4.29 e 4.30 ilustram os diagramas estendidos das tensões de entrada. O valor máximo da faixa analisada foi escolhido para coincidir com a tensão nominal de saída do conversor.

Figura 4.29: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da tensão V_I . Modelo ideal.



Fonte: Autor

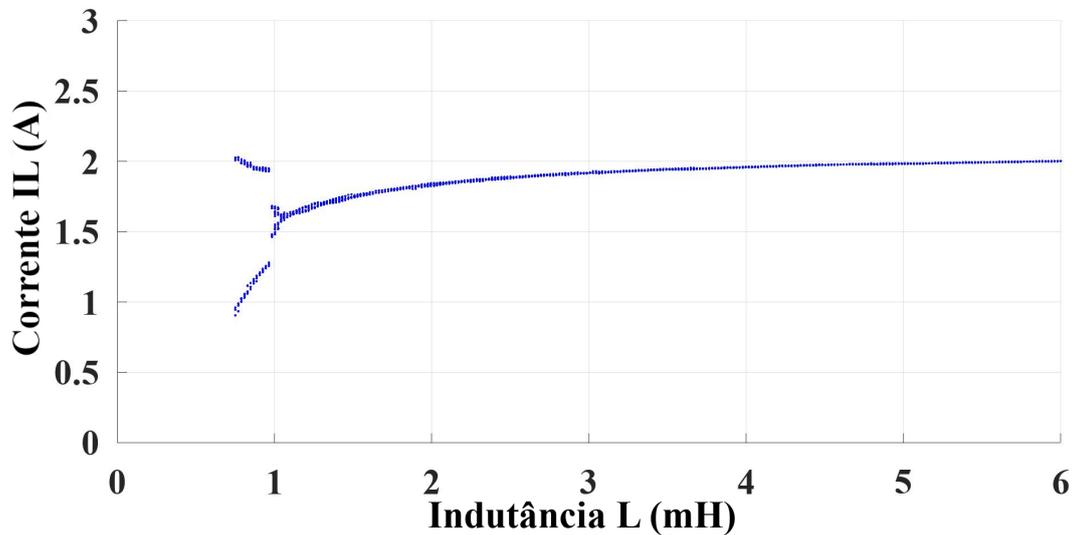
Figura 4.30: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da tensão V_2 . Modelo ideal.



Fonte: Autor

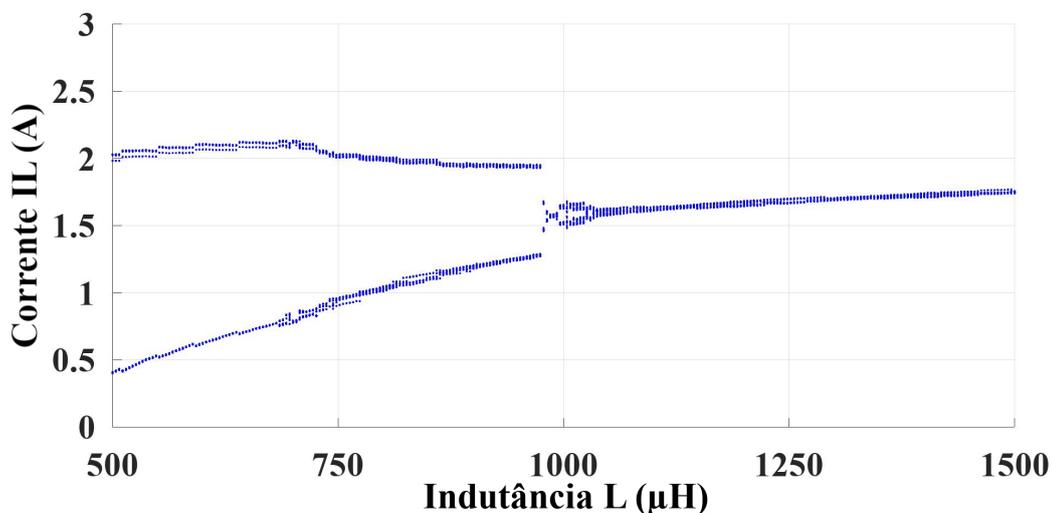
A Figura 4.31 apresenta o diagrama estendido da indutância. Percebe-se o aparecimento de uma bifurcação para valores de indutância abaixo do valor nominal dimensionado. A Figura 4.32 mostra em maior detalhes a forma da bifurcação.

Figura 4.31: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo ideal.



Fonte: Autor

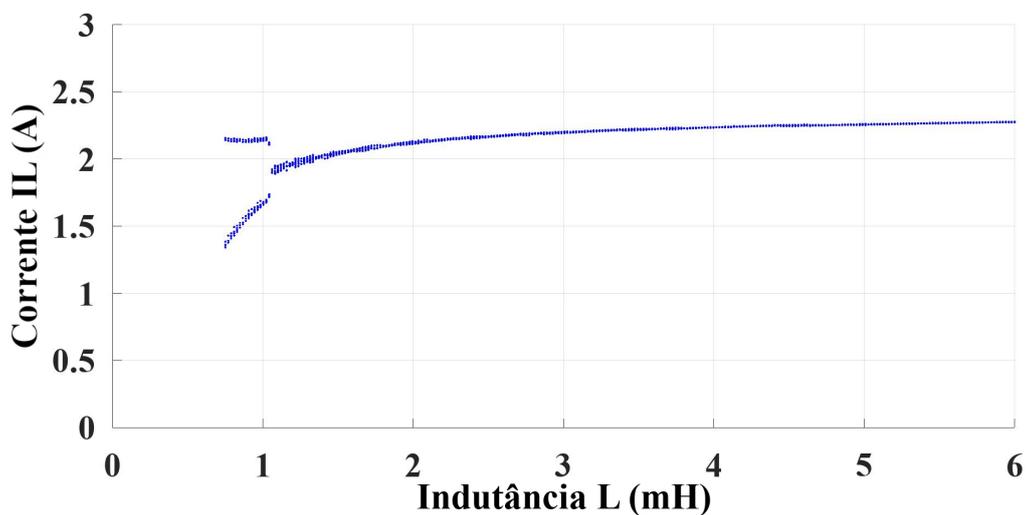
Figura 4.32: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo ideal.



Fonte: Autor

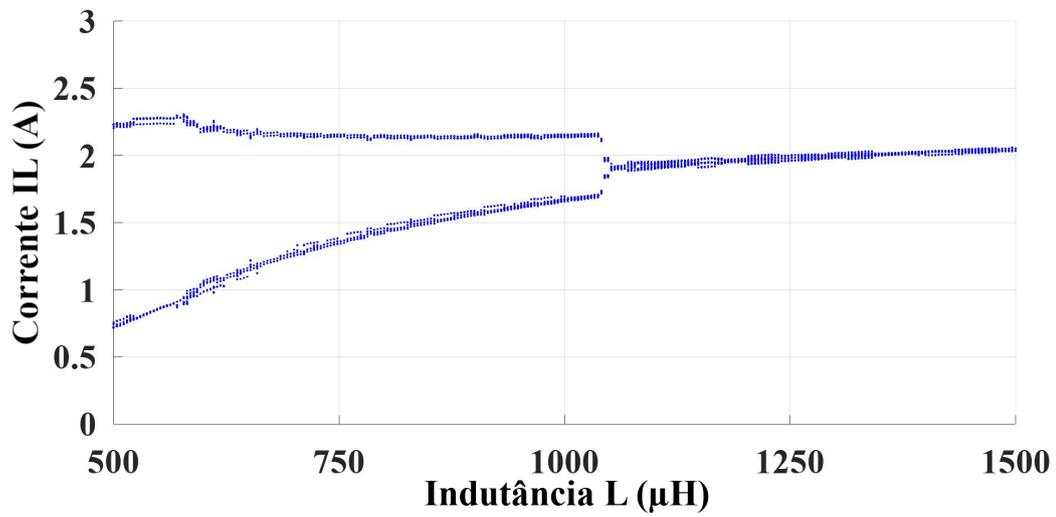
Com o intuito de analisar o efeito das não idealidades do conversor sob a forma dos dois diagramas anteriores, gerou-se os mesmos diagramas para valores de resistência do indutor equivalentes a 5% e 12% do valor nominal da resistência de carga. Os resultados podem ser conferidos nas Figuras 4.33 até 4.36.

Figura 4.33: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 5% da resistência de carga.



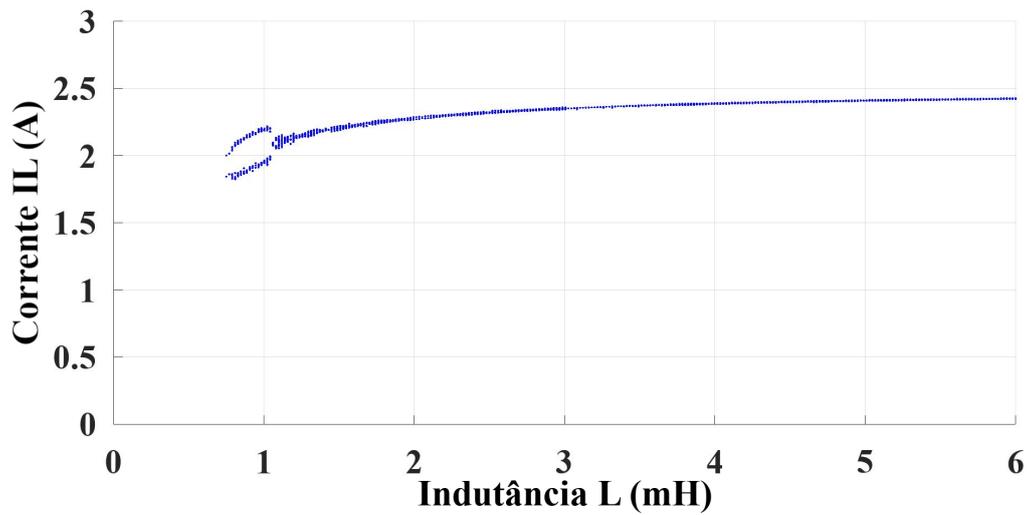
Fonte: Autor

Figura 4.34: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 5% da resistência de carga.



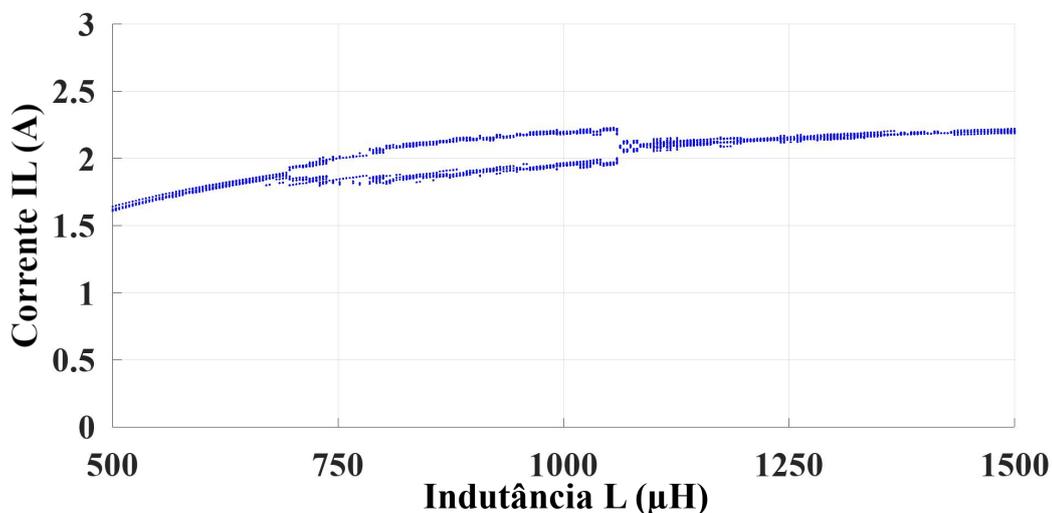
Fonte: Autor

Figura 4.35: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 12% da resistência de carga.



Fonte: Autor

Figura 4.36: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância L . Modelo com resistência do indutor igual a 12% da resistência de carga.

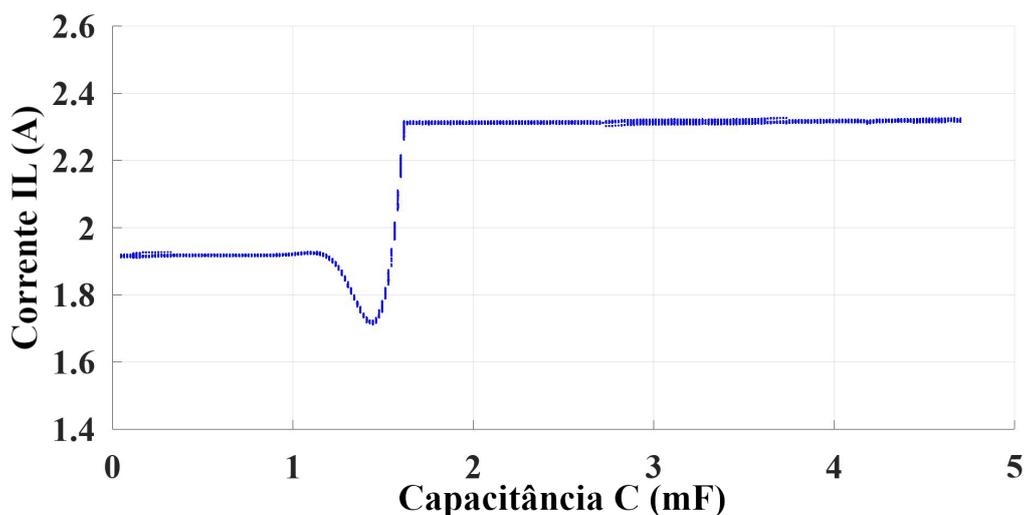


Fonte: Autor

Pelos diagramas anteriores, nota-se que a resistência do indutor possui grande influência na forma do diagrama de bifurcação, porém, o ponto de projeto para o qual a corrente bifurca não possui grande sensibilidade para este parâmetro.

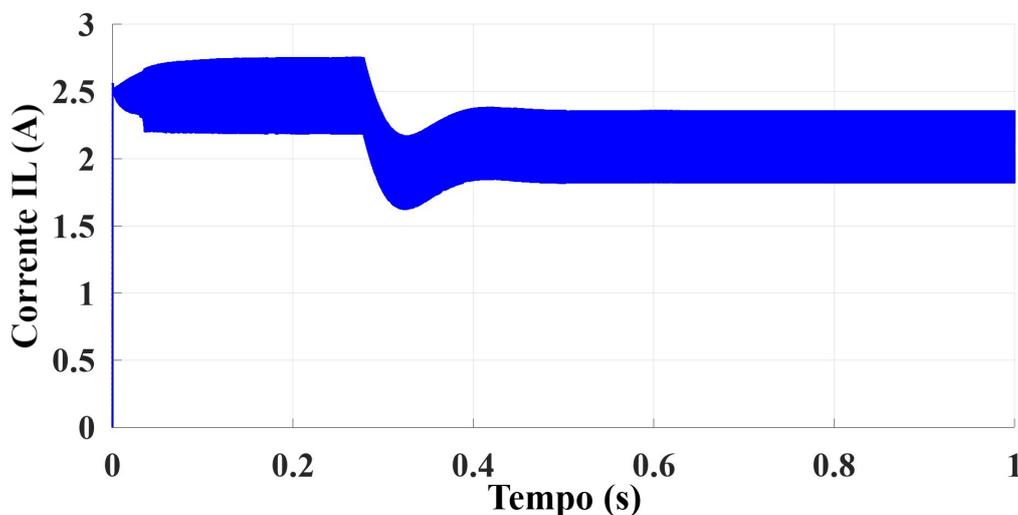
A Figura 4.37 apresenta o diagrama estendido da capacitância. Percebe-se um comportamento bem distinto daquele observado no diagrama anterior do mesmo parâmetro (conferir Figura 4.12). A Figura 4.38 ilustra a resposta de corrente para o ponto de operação que coincide com o ponto de mínimo do diagrama da Figura 4.37.

Figura 4.37: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância C . Modelo ideal.



Fonte: Autor

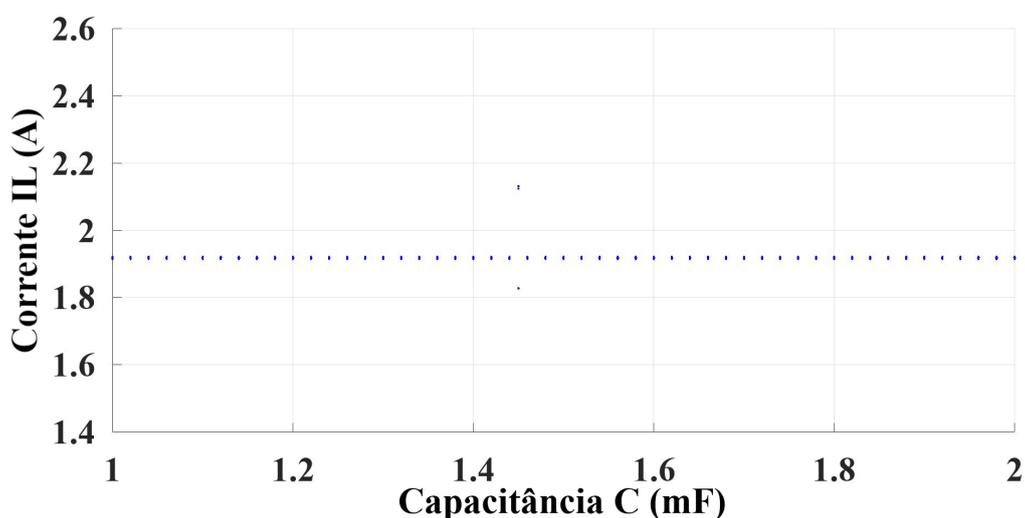
Figura 4.38: Resposta de corrente do ponto de mínimo do diagrama estendido da capacitância C .



Fonte: Autor

A fim de investigar o comportamento apresentado entre a faixa de capacitância que vai de 1 mF até 2 mF, gerou-se o diagrama novamente somente para esta faixa, porém, o tempo de simulação de cada ponto foi aumentado para um segundo, como na Figura 4.38. Para compensar tal aumento, o número de pontos do parâmetro analisado foi reduzido a um terço para manter o mesmo peso computacional. O resultado pode ser conferido na Figura 4.39.

Figura 4.39: Detalhe do diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função da indutância C . Modelo ideal.



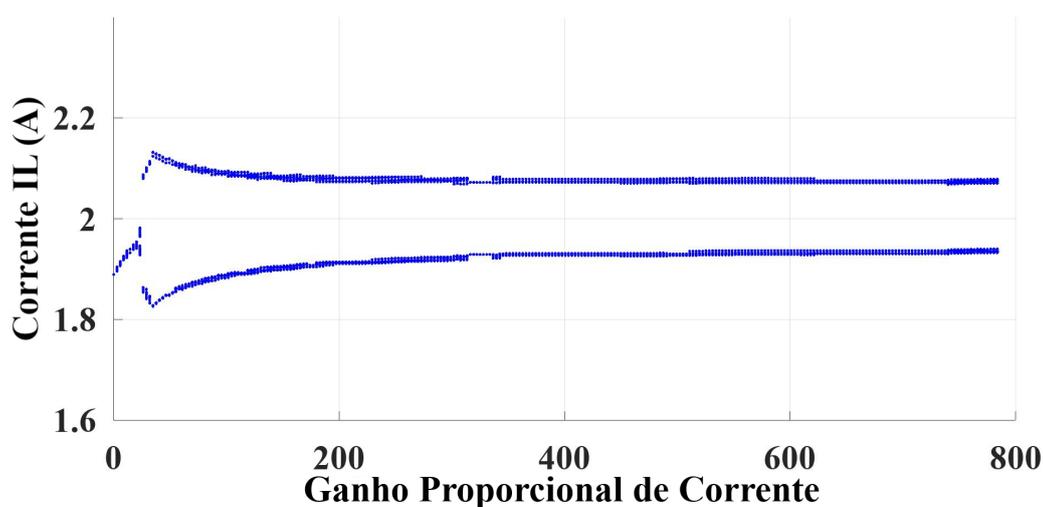
Fonte: Autor

Pode-se verificar que a forma é mais semelhante àquela apresentada na Figura 4.12. A diferença entre as formas da Figura 4.37 e 4.39 pode ser explicada pelo maior tempo de assentamento que a variação da capacitância insere na planta, o que é validado pela resposta de corrente da Figura 4.38. Nota-se, todavia, que entre a faixa de 1,4 mF até 1,6 mF há uma

tendência do sistema em bifurcar. Verifica-se que, na resolução adotada, o conversor apresenta período-2 apenas em um ponto de simulação que corresponde a um valor de capacitância de 1.45 mF.

Por fim, estendeu-se a faixa de análise do ganho proporcional de corrente. O diagrama é apresentado na Figura 4.40. Não há o surgimento de períodos diferentes de 2 para a faixa testada.

Figura 4.40: Diagrama de bifurcação estendido para a corrente do indutor em função do ganho proporcional de corrente. Modelo ideal.



Fonte: Autor

Pode-se observar que mesmo ao extender-se a faixa de variação dos parâmetros físicos do conversor, ainda há uma grande margem de estabilidade na qual o conversor opera sem mudanças de regime ou comportamento qualitativo. Além disso, mesmo quando observa-se a presença de uma bifurcação, o controlador PI pode ser capaz de manter a tensão regulada a depender da precisão e sensibilidades requisitadas pela aplicação ou carga.

5 CONCLUSÃO

O presente trabalho abordou um conversor multiportas de recente introdução na literatura, cujos estudos sobre seu comportamento, modelagem e não linearidades ainda são escassos. Obtido um modelo para o mesmo, foi possível analisar algumas dessas características. Projetaram-se diferentes estratégias de controle e seu comportamento foi simulado sob diversas circunstâncias de operação.

Comparando-se o desempenho dos controladores, nota-se que o PI e o CLF apresentaram respostas muito similares quando sujeitos a pequenas variações de parâmetros da planta. Isso é esperado dadas as considerações feitas nos projetos de ambos. A resposta levemente mais rápida do PI provavelmente está associada com sua característica contínua. Todavia, para condições nominais, o CLF apresentou um melhor desempenho.

A realimentação de estados apresentou um desempenho satisfatório para a resposta de tensão, mas ao custo de uma resposta de corrente com maiores oscilações. Isso provavelmente é causado pela limitação da estrutura empregada, que pode apenas rastrear uma variável de estado.

Para o comportamento não linear do conversor, pode-se observar que a maioria dos parâmetros possui uma ampla faixa de estabilidade. Apenas a variação do ganho do controlador de corrente e da indutância implicaram em bifurcações. As não idealidades modeladas (resistências do capacitor e indutor) também aparentam não possuir muita influência no aparecimento desse tipo de comportamento. Todavia, elas modificaram a faixa de estabilidade e a forma dos diagramas para os parâmetros que apresentaram bifurcação.

Para trabalhos futuros, sugere-se verificar como os outros dois métodos de controle abordados interferem nos diagramas obtidos, bem como verificar o comportamento do conversor para operações como *buck* ou *boost* e também validar seu modo bidirecional. Adicionalmente, a implementação prática do converor permitiria a observação experimental dos resultados obtidos via simulação.

REFERÊNCIAS

- [1] HALKOS, George E.; GKAMPOURA, Eleni-Christina. Reviewing usage, potentials, and limitations of renewable energy sources. *Energies*, v. 13, n. 11, p. 2906, 2020.
- [2] T. Kurbatova and T. Perederii, "Global trends in renewable energy development," 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2020, pp. 260-263, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250098.
- [3] Khosrogorji, Soheil & Ahmadian, Mohammad & Torkaman, Hossein & Soori, S.. (2016). Multi-input DC/DC converters in connection with distributed generation units – A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 66. 360-379. 10.1016/j.rser.2016.07.023.
- [4] ATHIKKAL, Sivaprasad; SUNDARAMOORTHY, Kumaravel; SANKAR, Ashok. A modified dual input DC-DC converter for Hybrid Energy Application. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, v. 8, n. 1, p. 81, 2017.
- [5] CHIU, Huang-Jen et al. A multiple-input DC/DC converter for renewable energy systems. In: 2005 IEEE International Conference on Industrial Technology. IEEE, 2005. p. 1304-1308.
- [6] NEJABATKHAH, Farzam et al. Modeling and control of a new three-input DC–DC boost converter for hybrid PV/FC/battery power system. *IEEE Transactions on power electronics*, v. 27, n. 5, p. 2309-2324, 2011.
- [7] A. D. Napoli, et al., “Multiple input DC-DC Converter for fuel cell powered hybrid vehicles,” *PEC 2002 Annual 33rd Conference*, vol. 4, pp. 1685-1690, 2002.
- [8] A. Sivaprasad, et al., Design and analysis of a dual input DC-DC converter for hybrid electric vehicle,” *Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES)*, 2015 IEEE International Conference on, Kozhikode, pp. 1-5, 2015.
- [9] Jiang, W.; Fahimi, B. Multiport Power Electronic Interface—Concept, Modeling, and Design. *IEEE Trans. Power Electron.* 2011, 26, 1890–1900.

- [10] Khaligh, A.; Cao, J.; Lee, Y.J. A Multiple-Input DC–DC Converter Topology. *IEEE Trans. Power Electron.* 2009, 24, 862–868.
- [11] Kumar, L.; Jain, S. Multiple-input DC-DC converter topology for hybrid energy system. *IET Power Electron.* 2013, 6, 1483–1501.
- [12] Chen, Y.M.; Liu, Y.C.; Wu, F.Y. Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2002, 38, 1096–1104.
- [13] C. M. F. S. Reza and D. D. -C. Lu, "Recent Progress and Future Research Direction of Nonlinear Dynamics and Bifurcation Analysis of Grid-Connected Power Converter Circuits and Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3193-3203, Dec. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2961713.
- [14] Meinhardt H.I. (2002) An Overview of Bifurcation Theory. In: *Cooperative Decision Making in Common Pool Situations. Lecture Notes in Economics and Mathematical Systems*, vol 517. Springer, Berlin, Heidelberg. Available in: https://doi.org/10.1007/978-3-642-56136-8_8
- [15] Cheng-Biao Fu, An-Hong Tian, Kuo-Nan Yu, Yi-Hung Lin, Her-Terng Yau, "Analyses and Control of Chaotic Behavior in DC-DC Converters", *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2018, Article ID 7439137, 13 pages, 2018. <https://doi.org/10.1155/2018/7439137>
- [16] TSE, Chi Kong. *Complex behavior of switching power converters*. CRC press, 2003.
- [17] BANERJEE, S. Coexisting attractors, chaotic saddles, and fractal basins in a power electronic circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 44, n. 9, p. 847-849, 1997.
- [18] DI BERNARDO, Mario; VASCA, Francesco. Discrete-time maps for the analysis of bifurcations and chaos in DC/DC converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 47, n. 2, p. 130-143, 2000.

- [19] FOSSAS, Enric; OLIVAR, Gerard. Study of chaos in the buck converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 43, n. 1, p. 13-25, 1996.
- [20] HAMILL, David C.; DEANE, Jonathan HB; JEFFERIES, David J. Modeling of chaotic DC-DC converters by iterated nonlinear mappings. *IEEE transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 1, p. 25-36, 1992.
- [21] ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [22] NISE, Norman S. *Control systems engineering*. John Wiley & Sons, 2020.
- [23] PERRY, Alexander G. et al. A design method for PI-like fuzzy logic controllers for DC-DC converter. *IEEE transactions on industrial electronics*, v. 54, n. 5, p. 2688-2696, 2007.
- [24] ACKERMANN, Jürgen. *Sampled-data control systems: analysis and synthesis, robust system design*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [25] BHATTACHARJEE, Amit Kumar; KUTKUT, Nasser; BATARSEH, Issa. Review of multiport converters for solar and energy storage integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 2, p. 1431-1445, 2018.
- [26] COSTA, Yáscara FF; BORTONI, Silva1 Edson C. *Sistemas de armazenamento de energia elétrica em redes inteligentes: Características, oportunidades e barreiras*. 2016.