



ISADORA NASCIMENTO DELLA-SÁVIA BRAGA

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM
CONJUNTO DE CONTROLE FINITO APLICADO A
CONVERSORES CC-CC**

LAVRAS – MG

2022

ISADORA NASCIMENTO DELLA-SÁVIA BRAGA

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO DE
CONTROLE FINITO APLICADO A CONVERSORES CC-CC**

Dissertação de mestrado apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte
das exigências do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Sistemas e Automação

Profa. DSc. Sílvia Costa Ferreira

Orientadora

Prof. DSc. Vinícius Miranda Pacheco

Coorientador

LAVRAS – MG

2022

**Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema de Geração de Ficha Catalográfica da Biblioteca
Universitária da UFLA, com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).**

Braga, Isadora Nascimento Della-Sávia.

Controle preditivo baseado em modelo com conjunto de
controle finito aplicado a conversores CC-CC / Isadora Nascimento
Della-Sávia Braga. - 2022.

118 p.

Orientador(a): Sílvia Costa Ferreira.

Coorientador(a): Vinícius Pacheco Miranda.

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de
Lavras, 2022.

Bibliografia.

1. Conversores CC-CC. 2. FCS-MPC. 3. VR-BESS. I. Ferreira,
Sílvia Costa. II. Miranda, Vinícius Pacheco. III. Título.

ISADORA NASCIMENTO DELLA-SÁVIA BRAGA

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO DE
CONTROLE FINITO APLICADO A CONVERSORES CC-CC**

**FINITE CONTROL SET MODEL PREDICTIVE CONTROL FOR DC-DC
CONVERTERS**

Dissertação de mestrado apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte
das exigências do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Sistemas e Automação.

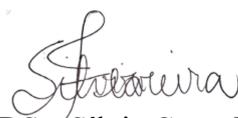
APROVADA em 15 de Junho de 2022.

Prof. DSc. Vínicius Miranda Pacheco UFLA

Prof. DSc. Daniel Augusto Pereira UFLA

Prof. DSc. Daniel Furtado Leite UAI

Prof. DSc. Ivan Paulo de Faria UNIFEI



Prof. DSc. Sílvia Costa Ferreira

Orientadora

Prof. DSc. Vínicius Miranda Pacheco

Co-Orientador

LAVRAS- MG

2022

A diferença entre quem você é e quem você quer ser é o que você faz.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus por me dar força e sabedoria para concluir esta caminhada.

Aos meus pais, Nelson e Vanda, pelo exemplo de força, dedicação e coragem. Agradeço por todo apoio, carinho, amor e incentivo. Vocês são meu alicerce!

Ao meu marido, Fernando, por toda dedicação, compreensão, amor e companheirismo. Essa vitória também é sua.

As minhas amigas pelas palavras de encorajamento, pelo apoio e por todos os momentos que vivemos juntas.

A minha família por toda torcida, apoio e oração.

A Professora Silvia Costa Ferreira, é um grande privilégio poder chama-la de orientadora. Obrigada por toda motivação, conselhos e exemplo de dedicação.

Ao Professor Vinícius Miranda Pacheco, por compartilhar o conhecimento e pelo apoio científico.

Ao Departamento de Física e a Universidade Federal de Lavras, pelo apoio e incentivo profissional e científico.

A Fapemig, pelo apoio financeiro recebido para o desenvolvimento deste trabalho.

A todos aqueles que de alguma forma participaram desta conquista.

RESUMO

A geração de energia por meio de fontes renováveis e distribuídas possui inúmeras vantagens. No entanto, devido a intermitência e volatilidade na geração, é necessário que estes sistemas sejam associadas à sistemas de armazenamento de energia ou conectadas à rede elétrica. Sendo assim, este trabalho propõe a aplicação e comparação de desempenho do Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC) perante a escolha de diferentes funções custo aplicadas a um cenário para o conversor *Buck* e a dois cenários diferentes para o conversor *Boost* e para o Sistema Regulador de Tensão - Armazenamento em Baterias (VR-BESS - *Voltage Regulator - Battery Energy Storage System*). O primeiro cenário consiste no emprego da função custo clássica (tensão) e propõe a utilização de outras duas: controle multivariável de tensão e corrente, e o controle indireto da tensão por meio de uma função custo de corrente. Neste cenário não há correções para os atrasos causados pela fase não mínima. No segundo cenário, uma nova saída de fase mínima proposta por Villarroel et al. (2019) é substituída na função custo de tensão, tanto na clássica quanto na multivariável. Os conversores são simulados no *software Matlab/Simulink*, e os resultados obtidos para o conversor *Buck* demonstram que o controle indireto da tensão de saída alcança valores em regime permanente muito próximos ao valor desejado para tensão. Além disso, a função custo multivariável apresenta o equilíbrio entre as demais funções, diminuindo os valores de erros e mantendo os valores médios mais próximos aos desejados, quando comparados aos cenários onde o controle das variáveis é feito de forma indireta. Para os conversores *Boost* e VR-BESS, os resultados mostram que o uso da função custo multivariável por si só não resolve o problema de otimização causado pela característica de fase não mínima. Entretanto, quando o sistema é controlado de forma indireta pela corrente, ou quando opera com as correções de fase não mínima (FNM), o FCS-MPC é capaz de otimizar a saída com baixos erros em regime permanente. Além disso, o uso da função custo multivariável com correção reduz as oscilações e os erros médios em regime permanente.

Palavras-chave: Conversores CC-CC. Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito. VR-BESS.

ABSTRACT

The generation of energy through renewable and distributed sources has numerous advantages. However, due to intermittence and volatility, it is necessary that these systems be associated with energy storage systems or connected to the electrical grid. This work proposes the application and performance comparison of the FCS-MPC control in face of the choice of different cost functions applied to a scenario of Buck converter and to two different scenarios of Boost converter and Voltage Regulator - Battery Energy Storage System (VR-BESS). The first scenario consists on the use of a classical cost function (voltage) and proposes the use of two others: multivariable voltage and electrical current control; And indirect voltage control through a current cost function. In this scenario there are no corrections for the delays caused by non-minimum phase (NMP). In the second scenario, a new minimum phase output is replaced on the voltage cost function, both classical and multivariable. The converters are simulated in Matlab/Simulink and the results obtained for the Buck converter demonstrate that the indirect control of the output voltage reaches steady-state values very close to the desired value for voltage. In addition, the multivariable cost function presents a balance between the other functions, reducing the error values and keeping the average values closer to the desired ones, when compared to the scenarios where the control of the variables is done indirectly. For the Boost and VR-BESS converters, the results show that the use of the multivariable cost function alone does not solve the optimization problem caused by the non-minimum phase characteristic. However, when the system is indirectly controlled by current, or when operating with NMP corrections, the FCS-MPC is able to optimize the output with low steady-state errors. In addition, the use of the multivariable cost function with correction reduces steady-state oscillations and mean errors.

Keywords: DC-DC Converters. Model-Based Predictive Control with Finite Control Set. VR-BESS.

SUMÁRIO

1	Introdução	8
1.1	Objetivos e Contribuições	11
1.2	Organização	12
2	REFERENCIAL TEÓRICO	13
2.1	Microrredes	13
2.2	Conversores em Microrredes	15
2.2.1	Conversores CC-CC	15
2.2.2	Conversor <i>Buck</i>	15
2.2.3	Conversor <i>Boost</i>	18
2.3	Sistemas de Fase Não Mínima (SFNM)	21
2.3.1	Fase não mínima para conversor <i>Boost</i>	21
2.4	Conversores CC-CC aplicados à sistemas geração distribuída com armazenamento de energia	23
2.4.1	Conversores CC-CC de três portas	24
2.4.2	Sistema Regulador de Tensão com Armazenamento de Energia em Baterias	26
2.4.3	Descrição do sistema	26
2.4.4	Princípio de funcionamento do VR-BESS	28
2.5	Controle de Conversores Eletrônicos	36
2.5.1	Controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC)	37
3	FCS-MPC para conversores <i>Buck</i> e <i>Boost</i>	40
3.1	Aplicação do FCS-MPC - Conversor <i>Buck</i>	40
3.1.1	Modelo matemático do conversor <i>Buck</i>	42
3.1.2	Modelo matemático discreto em função do estado de chaveamento S	43
3.1.3	Definição da função custo	43
3.2	Resultados de simulação	45
3.3	Aplicação do FCS-MPC - Conversor <i>Boost</i>	49
3.4	Modelo matemático do conversor <i>Boost</i>	49
3.5	Comportamento de fase não mínima	50
3.5.1	Nova saída de fase mínima	52
3.6	Definição da função custo	53

3.7	Resultados de simulação	55
3.7.1	Considerações finais	59
4	Aplicação do FCS-MPC - Conversor VR-BESS	60
4.1	Princípio básico de operação do FCS-MPS aplicado ao VR-BESS	61
4.2	Definição geral das funções custo	64
4.3	Modo de operação 1	66
4.3.1	Modelo matemático - Modo 1	67
4.3.2	Definição das referências de controle - Modo 1	69
4.3.3	Definição das funções custo - Modo 1	70
4.3.4	Resultados de simulação	71
4.4	Modo de operação 2	76
4.4.1	Modelo matemático - Modo 2	76
4.4.2	Definição das referências de controle - Modo 2	77
4.4.3	Definição da função custo - Modo 2	78
4.4.4	Resultado de simulação	79
4.5	Modo de operação 3	82
4.5.1	Modelo matemático - Modo 3	82
4.5.2	Obtenção das Referências de Controle - Modo 3	84
4.5.3	Definição das funções custo - Modo 3	84
4.5.4	Resultados de simulação	86
4.6	Modo de operação 4	90
4.6.1	Modelo matemático - Modo 4	90
4.6.2	Obtenção das referências de controle e das funções custo - Modo 4	91
4.6.3	Resultado de simulação	92
4.6.4	Considerações finais	97
5	Conclusão	99
5.1	Trabalhos Futuros	100
5.2	Publicações	101
	REFERÊNCIAS	110
	APENDICE A – Diagramas de simulação	113

1 INTRODUÇÃO

Apesar da matriz elétrica mundial ser majoritariamente constituída por fontes não renováveis, o Brasil possui uma matriz energética predominantemente limpa devido à geração hidroelétrica. No entanto, os impasses relacionados à expansão da geração hidroelétrica, as constantes baixas dos reservatórios e preocupação com a sustentabilidade impulsionaram a busca por novas oportunidades para a utilização de outras fontes de energia renovável, tais como a fotovoltaica e a eólica.

A geração de energia por meio de fontes renováveis e distribuídas possui inúmeras vantagens, dentre elas, mínimos danos ambientais, inesgotabilidade de recursos, melhoria da confiabilidade e possível redução de sobrecargas em sistemas de transmissão e distribuição. Entretanto, estas fontes possuem como principal característica a intermitência e volatilidade na geração. Por este motivo, em grande parte das aplicações são associadas à sistemas de armazenamento de energia ou conectadas à rede elétrica.

O conceito de microrredes foi desenvolvido visando controlar e facilitar os estudos relacionados aos impactos deste tipo de geração. Uma microrrede é uma porção bem delimitada de uma rede elétrica que possui sistemas de geração distribuída (GD), com ou sem armazenamento e cargas locais (JUSTO et al., 2013). Ela pode compor sistemas de energia com capacidade de auto-abastecimento e ilhamento que devem gerar, distribuir e regular o fluxo de eletricidade para cargas. Devido às características das GDs proveniente de fontes de energia renovável, a microrrede deve ser confiável e capaz de controlar e monitorar falhas. Logo é um desafio desenvolver e aprimorar componentes associados a esse sistema.

A classificação das microrredes pode ser feita de diversas formas, porém destaca-se a classificação baseada nas grandezas elétricas usadas na transmissão e distribuição da energia, podendo ser de corrente alternada (CA), de corrente contínua (CC) ou híbrida (LOTFI; KHO-DAEI, 2015). Apesar do tradicional sistema de energia ter sido projetado para operar em corrente alternada, microrredes CC já têm sido utilizadas e aprimoradas. Isto é resultado do aumento no uso de aparelhos eletrônicos aliado ao alto custo e as limitações envolvidas na construção de novas usinas.

Os conversores baseados em eletrônica de potência são componentes fundamentais da infraestrutura de uma microrrede. Os conversores CC-CC, em específico, possuem função importante no controle dos níveis de tensão e corrente, provendo regulação ao barramento CC no qual as cargas ou outros conversores serão conectados. Dentre eles, destacam-se os conversores

Buck e Boost, que são bastante utilizados e estudados para uso em microrredes CC e na interface de fontes de geração de energia CC, devido à sua simplicidade e capacidade de conversão.

Quando as fontes de energia CC são intermitentes e utilizadas em conjunto com sistemas de armazenamento, é necessária a associação de dois ou mais conversores ou outras topologias para garantir correto fluxo de potência entre fonte, carga e o sistema de armazenamento. Um dos conversores CC-CC que tem ganhado destaque para estas aplicações são os conversores três portas. Esta topologia é capaz de substituir a associação de dois ou mais conversores. Ela possui o diferencial da incorporação do sistema de armazenamento de energia em uma porta adicional. Além disso, possui menos estágios de conversão, resultando em maior eficiência e simplicidade de controle (JIBHKATE et al., 2016). Zhang, Sutanto e Muttaqi (2016), apresentam uma breve revisão sobre os conversores CC-CC de três portas propostos por diversos grupos de pesquisa. Eles são comparados em relação ao número de componentes, eficiências relatadas e algumas características como tamanho, potência, operação, dentre outras.

Dentro desta classe de conversores, Pacheco et al. (2002) propôs o Sistema Regulador de Tensão com Armazenamento de Energia em Baterias (VR-BESS - *Voltage Regulator - Battery Energy Storage System*). Este sistema é composto por um conversor CC-CC de três portas, uma fonte de energia, renovável ou não, e uma unidade de armazenamento em baterias. Ele possui quatro modos de operação, que são baseados na capacidade da fonte geradora de fornecer energia aliada à demanda da carga. O princípio de funcionamento dos conversores *Buck e Boost* possui um papel importante nestes modos de operação, pois estes incluem, além da regulação da energia fornecida à carga, o carregamento do banco de baterias e o posterior uso desta energia armazenada para suprir eventuais demandas da carga.

Por se tratar de uma topologia pouco estudada, não são muitos os trabalhos encontrados na literatura que exploram as características de controle deste conversor. Cabe destacar os trabalhos recentes de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019) e Fernandes (2021). Em Marcello, Pacheco e Ferreira (2019) os autores apresentam a modelagem do conversor, por meio de um modelo médio em espaço de estados, que é desenvolvido e validado para cada um dos seus modos de operação. Já no trabalho de Fernandes (2021), os autores propõem o uso de controladores LQR que foram projetados para a regulação de tensão. Os resultados são comparados com o controle por alocação de polos convencional e mostram melhor desempenho do controlador regulador quadrático linear quanto a rejeição de distúrbios. Entretanto, ainda há muito o que se discutir em relação a aplicação de diferentes estratégias de controle moderno existentes

na literatura ao VR-BESS, visando entender e melhorar o seu comportamento dinâmico e em regime permanente.

O controle preditivo, apesar de originalmente aplicado à indústria de processos, tem sido muito utilizado em conversores eletrônicos (VAZQUEZ et al., 2014). Devido à sua simplicidade de implementação, boa operação em condições não lineares e capacidade de rejeição de distúrbios, trata-se de um método de interesse para aplicação no VR-BESS. Dentre métodos preditivos existentes, para eletrônica de potência, as técnicas de Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC - *Model Predictive Control*), segundo Rodriguez et al. (2012) são as mais adequadas devido à sua capacidade de lidar com as peculiaridades dos sistemas de forma intuitiva.

Sendo assim, o MPC aplicado à eletrônica de potência foi classificado de duas maneiras, o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Contínuo (CCS-MPC) e o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC). O primeiro, utiliza moduladores para gerar os estados de comutação baseado na saída do controlador preditivo. O segundo, dispensa o uso de moduladores, pois utiliza o número de combinações finitas dos estados de chaveamento das chaves de potência para simplificar o problema de otimização, onde o objetivo é otimizar o erro entre o sinal de referência e o sinal previsto para cada variável de controle. Para a implementação do FCS-MPC, é necessário que algumas etapas sejam cumpridas, sendo elas, a obtenção do modelo matemático discreto, a medição das variáveis elétricas envolvidas no modelo, a aplicação dos estados de chaveamento ótimos nas chaves de potência, a predição das variáveis de estado e a validação da função custo (VAZQUEZ et al., 2014).

Tanto o conversor *Boost* quanto o conversor VR-BESS possuem uma particularidade quando o objetivo do controle é controlar a tensão de saída. As suas funções de transferência apresentam um zero no semiplano direito, caracterizando-o como sistemas de fase não mínima quando em malha aberta. Projetar controladores para estes sistemas é um desafio, visto que são mais sensíveis a atrasos computacionais ou do controlador (FOROUZESH et al., 2017). Para o FCS-MPC, o decréscimo inicial em resposta ao degrau, como consequência da presença do zero no semiplano direito (FNM), dificulta a otimização da função custo em horizontes de predição pequenos. Isso porque, pequenos intervalos de predição causam um engano no estágio de otimização ocasionando a seleção do estado de chaveamento incorreto (PÉREZ; FUENTES; RODRÍGUEZ, 2011).

Assim, técnicas de restrição de estabilidade e/ou um horizonte de predição maior podem ser necessários para o sucesso do controle. Entretanto, este aumento resulta em um custo computacional mais elevado. Buscando soluções para a questão da fase não mínima destaca-se os trabalhos de Karamanakos, Geyer e Manias (2013), Hejri e Mokhtari (2014), Moehle e Boyd (2017), Villarroel et al. (2019). De forma geral, os autores buscam modificações no modelo ou na função custo para solucionar a questão da fase não mínima no controle de tensão.

Ante o exposto, entende-se que a definição adequada da função custo é uma etapa primordial quando o controle FCS-MPC é utilizado, uma vez que ela é responsável pela otimização da operação do conversor. Além disso, apesar do controle FCS-MPC já ser aplicado em conversores CC-CC, como o *Buck* e *Boost*, com um entendimento razoável de suas limitações em relação aos demais, poucos são os trabalhos que comparam o desempenho destes conversores para diferentes funções custo.

1.1 Objetivos e Contribuições

Este trabalho tem como objetivo e como principal contribuição a aplicação e comparação de desempenho do controle FCS-MPC perante a escolha de diferentes funções custo aplicadas a um cenário para o conversor *Buck* e a dois cenários diferentes para os conversores *Boost* e VR-BESS.

O primeiro cenário consiste no emprego da função custo clássica (tensão) e propõe a utilização de outras duas: controle multivariável de tensão e corrente, e o controle indireto da tensão por meio de uma função custo de corrente. Neste cenário não há correções para os atrasos causados pela fase não mínima. No segundo cenário, a nova saída de fase mínima proposta por Villarroel et al. (2019) é substituída na função custo de tensão, tanto na clássica quanto na multivariável.

Os conversores são simulados no *software Matlab/Simulink* e os resultados para o conversor *Buck* demonstram que o controle indireto da tensão de saída alcança valores em regime permanente muito próximos ao valor desejado para tensão. Além disso, a função custo multivariável apresenta o equilíbrio entre as demais funções, diminuindo os valores de erros e mantendo os valores médios mais próximos aos desejados, quando comparados aos cenários onde o controle das variáveis é feito de forma indireta. Para o conversor *Boost* e VR-BESS, no geral os resultados demonstram que no primeiro cenário, apesar da presença da corrente na função custo multivariável, os problemas causados pela fase não mínima da tensão não são resolvidos.

Por outro lado, neste mesmo cenário o controle indireto da tensão de saída alcança valores em regime permanente muito próximos ao valor desejado para tensão. Para o segundo cenário, a utilização da nova saída de fase mínima viabiliza o controle direto da tensão.

Desta forma, com os estudos propostos neste trabalho é possível concluir que apesar do comportamento de fase não mínima ser um obstáculo para o pleno funcionamento do FCS-MPC, é possível com a nova saída de fase mínima viabilizar o controle direto da tensão, sem causar um aumento no custo computacional e na estrutura do sistema. Além disso, a partir de uma análise geral dos resultados, é possível concluir que a função custo multivariável reuniu pequenos EMRP e baixas oscilações para todos os cenários, sendo o equilíbrio das demais funções custo.

1.2 Organização

Este texto está organizado conforme os capítulos descritos a seguir:

Capítulo 2 - Referencial Teórico: apresenta um referencial teórico dos principais tópicos abordados neste trabalho. Alguns dos assuntos tratados são microrredes, conversores CC-CC, conversores *Buck* e *Boost* suas respectivas modelagens, a topologia de conversores CC-CC três portas e, por fim, o Sistema Regulador de Tensão com Armazenamento de Energia em Baterias é descrito juntamente as equações diferenciais que descrevem seu funcionamento.

Capítulo 3 - Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito para os conversores *Buck* e *Boost*: Apresenta todas as etapas de aplicação do controle FCS-MPC nos conversores *Buck* e *Boost*, desde a obtenção dos modelos discretos até a simulação em ambiente virtual e discussão dos resultados.

Capítulo 4 - Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito para o Sistema Regulador de Tensão - Armazenamento de Energia em Baterias: Apresenta todas as etapas necessárias para a aplicação do controlador ao VR-BESS, desde a obtenção dos modelos discretos até a simulação em ambiente virtual e discussão dos resultados.

Capítulo 5 - Conclusão e Trabalhos Futuros: Apresenta uma análise dos resultados alcançados, bem como apresenta as etapas futuras para a continuação deste trabalho. Além disso, o artigo enviado ao Congresso Brasileiro de Automática 2022 é apresentado.

Apêndice A - Diagramas de simulação: Traz os diagramas de simulação utilizados para validação dos modelos apresentados neste trabalho.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo apresenta uma revisão dos principais conceitos utilizados na proposta deste trabalho. Inicialmente é abordado o contexto de microrredes e os principais conversores CC utilizados neste cenário. Em seguida, foca-se na operação, modelagem e nas particularidades dos conversores CC-CC, *Buck* e *Boost*. Estes conversores são a base para o entendimento de outros mais complexos, que são os conversores de múltiplas portas.

Devido a sua ampla aplicação em sistemas de geração distribuída e microrredes, este capítulo também revisa os conceitos de conversores de três portas, para contextualizar o cenário de aplicação do conversor que é o foco principal do trabalho, o VR-BESS (*Voltage Regulator Battery Storage System*). Este conversor possui quatro diferentes modos de operação que são apresentados em detalhes.

Ao final é apresentada a técnica de controle FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) escolhida para controle do conversores CC-CC apresentados neste trabalho. O princípio geral de funcionamento desta técnica de controle é contextualizado a fim de embasar teoricamente as aplicações dos capítulos seguintes.

2.1 Microrredes

Dentre as diversas definições para microrredes, Parhizi et al. (2015) as definem como sistemas de energia com capacidade de auto-abastecimento e ilhamento que podem gerar, distribuir e regular o fluxo de eletricidade para as cargas locais. Elas fornecem diversos benefícios, como: confiabilidade, redução na emissão de carbono, redução no custo do sistema de fornecimento e distribuição de energia. Apesar disso, ainda existem alguns desafios para projetar, controlar e operar microrredes de maneira eficiente quando conectadas à rede ou no modo ilhado (PARHIZI et al., 2015).

Em geral, microrredes possuem sistemas de geração distribuída (GD) que podem ser compostos por pequenos geradores ou fontes de energia renovável (FER). A GD baseada em fontes renováveis possui inúmeras vantagens como recursos de geração ilimitados, baixo impacto ambiental, entre outros, porém tem como característica a intermitência e volatilidade na geração, justamente pelo fato da geração de energia estar interligada à recursos naturais, sendo assim, é necessário que a microrrede tenha uma infraestrutura que possa monitorar falhas relacionadas à geração, ao circuito de potência, entre outros, coletar dados e manter a confiabilidade e a qualidade da energia. Essa infraestrutura é constituída por: fontes, conversores, inversores,

sistema de armazenamento de energia, controladores e sistema de comunicação (ABUABUD; BARRA, 2020).

A classificação das microrredes pode ser feita baseada em diversas características como, tipo, tamanho, aplicação e conectividade. Porém, destaca-se a classificação baseada nas grandezas elétricas, corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC), usadas na transmissão e distribuição de energia elétrica pela microrrede (LOTFI; KHODAEI, 2015).

As microrredes CA são porções da rede elétrica que possuem características e controle específico, podendo operar conectada a um barramento CA da rede elétrica principal ou de forma isolada. Possuem a vantagem de utilizarem padrões do sistema, como frequência, níveis de tensão e princípios de proteção para suas operações (JUSTO et al., 2013).

As microrredes CC, por sua vez, possuem um barramento CC, onde as fontes geradoras, sistemas de armazenamento de energia e cargas são conectadas, evitando alguns estágios de conversão presentes na estrutura CA. Segundo Kumar, Zare e Ghosh (2017), essa interface natural, faz com que essa tecnologia seja promissora para a rede elétrica moderna. Por meio de inversores é possível conectar uma microrrede CC a microrrede CA, resultando na chamada microrrede híbrida.

No geral, o sistema de distribuição CC possui diversas vantagens quando comparado com a configuração CA. Muitos autores as exploram, como Justo et al. (2013), Kumar, Zare e Ghosh (2017), Hammerstrom (2007). Alguns exemplos são relacionados ao fato que estes sistemas reduzem as perdas por conversão, logo possuem maior eficiência, dispensam controle de frequência ou fase e conseqüentemente possuem operação mais simples em relação microrredes CA. Por outro lado, o principal desafio de uma microrrede CC é a falta de um sistema de proteção eficiente (ASWANI; KANAKASABAPATHY, 2016). Por esse motivo, existem diversos trabalhos que propõem diferentes sistemas de proteção para microrredes CC como, Park et al. (2013), Park e Candelaria (2013) e Meghwani, Srivastava e Chakrabarti (2015).

Apesar dos desafios relacionados à proteção e do tradicional sistema de energia elétrica ser projetado para corrente alternada, sistemas de corrente contínua já têm sido utilizados em infraestruturas de telecomunicação, distribuição de energia industrial e transmissões em longas distâncias ou via cabos marítimos para interligar redes CA (JUSTO et al., 2013). Além disso, a ascensão dos veículos elétricos e a utilização de equipamentos eletrônicos que necessitam da conversão de energia CA em CC impulsionam as pesquisas e desenvolvimento dos equipamentos envolvidos nesse sistema.

2.2 Conversores em Microrredes

Os conversores eletrônicos são responsáveis por tratar e controlar a energia elétrica e realizar a interface entre a fonte e a carga e/ou rede elétrica. São constituídos basicamente por elementos passivos e ativos, podendo possuir dispositivos auxiliares como transformadores e reguladores de tensão. Existem diversos tipos, com funções específicas. A classificação pode ser feita de acordo com o tipo de entrada e saída de energia, podendo ser: CC-CA, CA-CC, CA-CA e CC-CC. A última topologia é objeto de estudo deste trabalho, e por esse motivo será abordada com mais detalhes a seguir.

2.2.1 Conversores CC-CC

Equipamentos CC sensíveis a grandes variações de tensões exigem sistemas capazes de tornar a tensão relativamente mais estática, com pouca ondulação e boa regulação. Os conversores eletrônicos CC-CC são amplamente empregados nesses casos. Eles devem possuir elevado rendimento e sua escolha está diretamente ligada à sua aplicação. Dentre os diversos tipos existentes, destacam-se conversores CC-CC bidirecionais, isolados e não isolados, sendo o isolamento obrigatório quando a taxa de redução ou aumento é muito alta. Mas em relação à eficiência, custo, tamanho e peso, o tipo não isolado é mais atraente (TYTELMAIER et al., 2016).

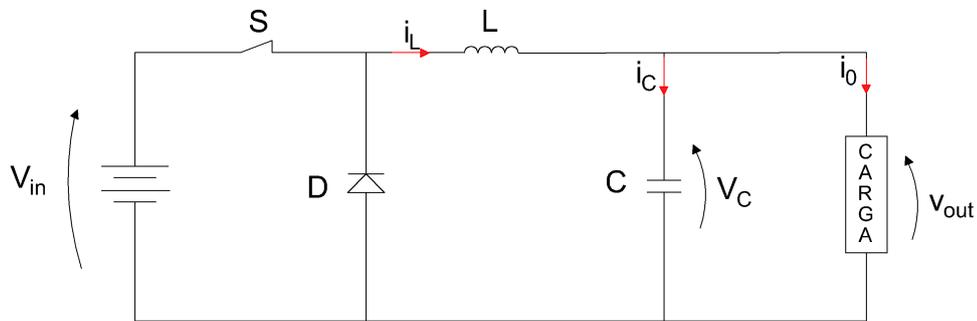
Existem várias topologias de conversores CC-CC não isolados na literatura, diversas delas são exploradas no trabalho de Tytelmaier et al. (2016). Todavia, destacam-se, por sua popularidade, simplicidade e capacidade de conversão, os conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, SEPIC e *Cúk*. O princípio de operação dos conversores *Buck* e *Boost* são base para o funcionamento de diversos outros conversores CC-CC mais complexos e serão abordados em detalhes nas sessões seguintes.

2.2.2 Conversor *Buck*

O conversor *Buck* ou conversor abaixador (FIGURA 2.1), tem a função de converter uma tensão CC de entrada (V_{in}) em uma tensão média de saída (V_{out}) menor ou igual a V_{in} . Ele é constituído por uma fonte de tensão de entrada (V_{in}), uma chave de potência (S), um filtro LC na saída, responsável por atenuar as oscilações de V_{out} , um diodo de roda livre (D) e em sua

saída é acoplada a carga. Além disso, pode-se definir i_L como a corrente do indutor (L), i_C e V_C a corrente e a tensão do capacitor (C) respectivamente, e i_0 é a corrente da carga.

Figura 2.1 – Conversor Buck

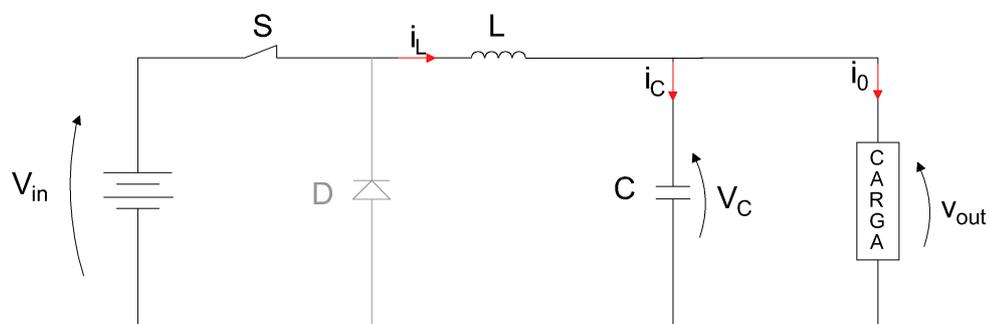


Fonte: Adaptada pela Autora (2022)

O funcionamento do conversor pode ser dividido em duas etapas e a partir delas as equações diferenciais que o caracterizam são obtidas. As duas etapas são baseadas nos estados da chave de potência (S), sendo eles: conduzindo ($S=1$) ou bloqueando ($S=0$); e o tempo em que a chave permanece conduzindo ou não (razão cíclica) está diretamente relacionado ao valor da tensão de saída (V_{out}).

A primeira etapa de operação do conversor *Buck* em análise, aqui chamada de Etapa I, consiste na avaliação do circuito durante a condução da chave (FIGURA 2.2). Nesse momento, o diodo (D) está reversamente polarizado. A fonte de tensão de entrada (V_{in}) fornece energia para o indutor L , para o capacitor C e para a carga.

Figura 2.2 – Funcionamento do conversor *Buck* (Etapa I)

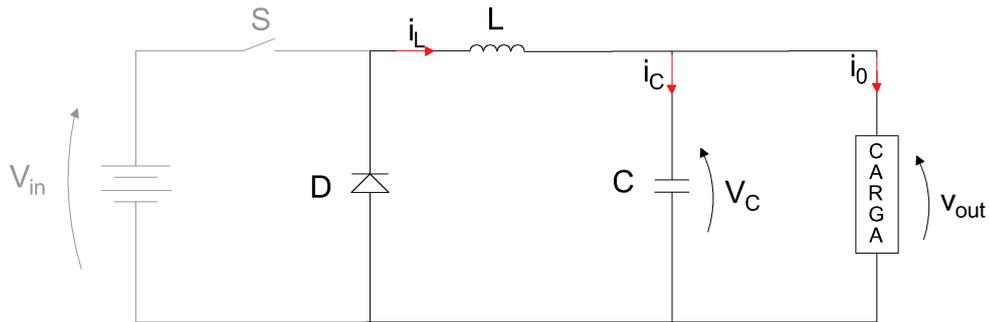


Fonte: Adaptada pela Autora (2022)

A segunda etapa de operação do conversor *Buck* em análise, aqui chamada de Etapa II, consiste na avaliação do circuito durante o bloqueio da chave (FIGURA 2.3). Nesse momento,

o diodo (D) entra em condução fornecendo um caminho para a corrente do indutor L e suprindo a necessidade do capacitor C e da carga. Sendo assim, enquanto (i_L) for maior que (i_0), a diferença carrega o capacitor. Caso contrário, o capacitor é responsável por suprir a necessidade de corrente da carga.

Figura 2.3 – Funcionamento do conversor *Buck* (Etapa II)



Fonte: Adaptada pela Autora (2021)

O comportamento dinâmico de um conversor pode ser descrito de inúmeras maneiras. Neste caso, utilizou-se a técnica de modelagem em espaço de estados para se obter as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do conversor *Buck*. Nela o modelo matemático básico do sistema é representado por meio de equações diferenciais. Para isso, variáveis de estado são escolhidas visando definir o número mínimo de variáveis linearmente independentes para caracterizar dinamicamente o sistema. Em geral, em conversores CC-CC são selecionadas as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores, pois estes são elementos armazenadores e determinam a ordem das matrizes da representação em espaço de estado (WENK, 2019; MAYA, 2014).

Posto isso, as variáveis de estado utilizadas são a corrente no indutor (i_L) e a tensão no capacitor (V_C). O comportamento dinâmico do conversor *Buck* na Etapa I pode ser descrito pelas equações diferenciais (2.1) e (2.2).

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_C + \frac{1}{L}V_{in} \quad (2.1)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}V_C \quad (2.2)$$

Da mesma forma, o comportamento dinâmico do conversor *Buck* na Etapa II pode ser descrito pelas equações (2.3) e (2.4), apresentadas abaixo.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_C \quad (2.3)$$

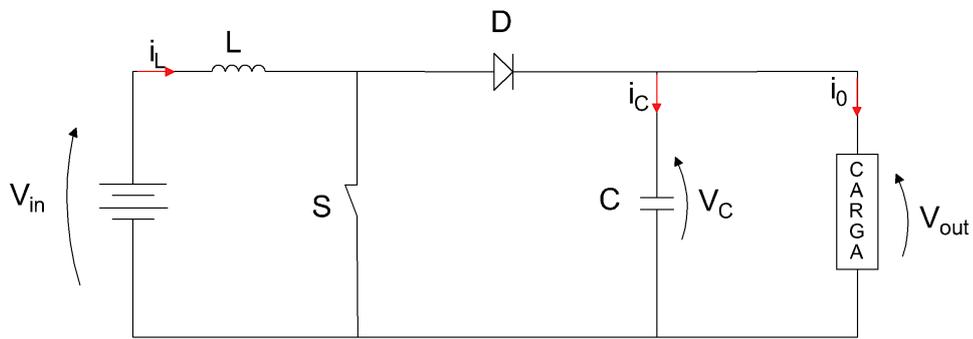
$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}V_C \quad (2.4)$$

Nestas equações, V_{in} é a tensão de entrada, V_C é a tensão no capacitor, C , L e R são respectivamente os valores do capacitor, do indutor e do resistor (nesse caso representando a carga).

Analisando a etapas de operação do conversor e observando o comportamento da corrente no indutor (i_L) entre os períodos de comutação da chave (S), é possível determinar a maneira de operação deste circuito. Se a corrente (i_L) atinge o valor zero, antes do próximo período de comutação, diz-se que o conversor está operando em Modo de Condução Descontínuo (MCD). Por outro lado, quando a corrente do indutor (i_L) não atinge zero entre os períodos de comutação da chave de potência (S) o conversor está operando em Modo de Condução Contínuo (MCC). O projeto dos elementos passivos dos conversores CC-CC, são definidos de forma a manter o circuito sempre no MCC.

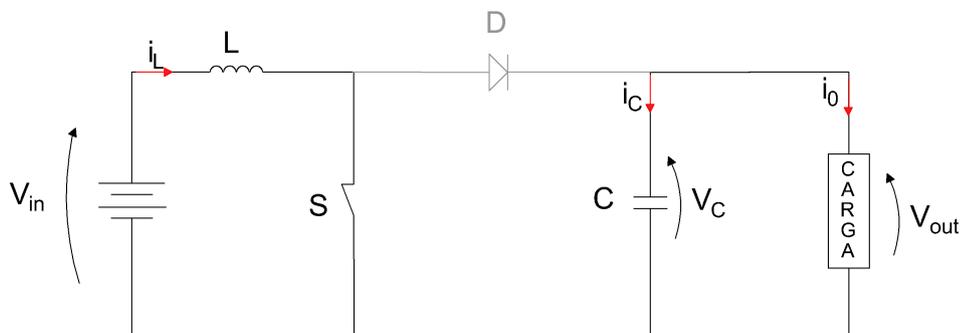
2.2.3 Conversor *Boost*

O conversor elevador de tensão ou conversor *Boost* (FIGURA 2.4) possui uma estrutura simples e é capaz de elevar a tensão e reduzir ondulação de corrente na entrada operando no Modo de Condução Contínua (MCC). Por esse motivo é muito utilizado como interface entre fontes de tensão CC que fornecem tensões baixas e precisam ser elevadas para alimentar cargas ou serem injetadas na rede de energia CA. Sua topologia é bastante parecida com a do conversor *Buck*. Ela é constituído por uma fonte de tensão de entrada (V_{in}), um indutor (L), uma chave de potência (S), um diodo (D), um capacitor (C) e, em sua saída encontra-se a tensão V_{out} relativa a carga. A partir da Figura 2.4 pode-se definir, i_L como a corrente do indutor, i_C e V_C como a corrente e a tensão do capacitor, respectivamente, e i_0 como a corrente da carga.

Figura 2.4 – Conversor *Boost*

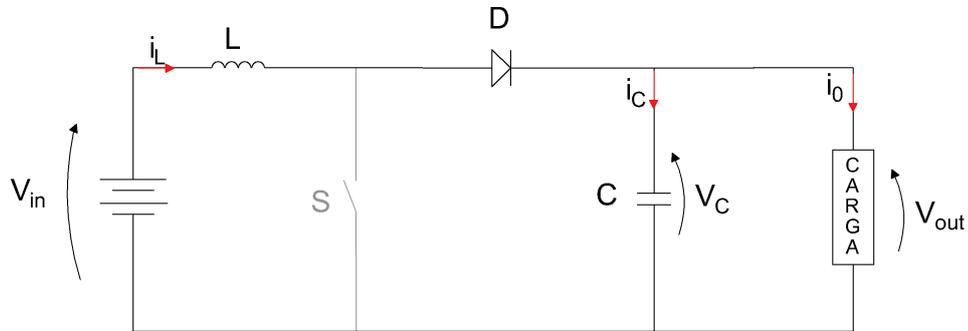
Fonte: Adaptada pela Autora (2022)

O funcionamento do conversor pode ser dividido em duas etapas e a partir delas é possível obter as equações diferenciais que o caracterizam. A primeira etapa de operação do conversor *Boost*, aqui chamada de Etapa I, considera a condução da chave (FIGURA 2.5). Nesse momento o diodo (D) está reversamente polarizado, portanto bloqueado. A fonte de tensão de entrada (V_{in}) fornece energia para o indutor L , capacitor C e para a carga.

Figura 2.5 – Funcionamento do conversor *Boost* (Etapa I)

Fonte: Adaptada pela Autora (2022)

A segunda etapa de operação do conversor *Boost* em análise, aqui chamada de Etapa II, considera o bloqueio da chave (FIGURA 2.6). Nesse momento o diodo (D) entra em condução fornecendo um caminho para a corrente do indutor (i_L), suprimindo a necessidade do capacitor (C) e da carga.

Figura 2.6 – Funcionamento do conversor *Boost* (Etapa II)

Fonte: Adaptada pela Autora (2022)

Assim como para o conversor *Buck*, as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do conversor *Boost* foram obtidas por meio da técnica de modelagem em espaço de estado. Posto isso, as equações diferenciais da Etapa I para cada uma das variáveis de estado são:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{in} \quad (2.5)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{RC}V_c \quad (2.6)$$

Da mesma forma, o comportamento dinâmico do conversor *boost* na Etapa II é descrito por (2.7) e (2.8), como:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_c + \frac{1}{L}V_{in} \quad (2.7)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}V_c \quad (2.8)$$

onde V_{in} é a tensão de entrada, V_c é a tensão no capacitor, C , L e R são respectivamente os valores do capacitor, do indutor e do resistor (nesse caso representando a carga).

O conversor *Boost* possui uma peculiaridade, quando o objetivo de controle é controlar a tensão de saída, o sistema se caracteriza como um Sistema de Fase Não Mínima (SFNM), que será explicado em detalhes a seguir.

2.3 Sistemas de Fase Não Mínima (SFNM)

Sistemas que possuem em sua função de transferência (FT) ao menos um zero no semiplano direito (SPD) do plano S , são chamados de sistemas de fase não mínima (SFNM). A presença do zero no SPD afeta a resposta ao degrau causando um decrescimento inicial, mesmo que a referência de entrada aumente. Este efeito é chamado de subestimação inicial (HOAGG; BERNSTEIN, 2007).

Projetar controladores para estes sistemas é um desafio visto que, à medida que o ganho aumenta em um controlador convencional, os pólos em malha fechada tendem, em algum momento, à ultrapassar o eixo imaginário, rumo ao SPD. Ademais, como os pólos no SPD desestabilizam a malha fechada, a margem de fase muitas vezes torna-se limitada, resultando em um sistema mais sensível a atrasos computacionais ou do controlador (FOROUZESH et al., 2017).

2.3.1 Fase não mínima para conversor *Boost*

Os conversores *Boost* são um exemplo clássico de sistemas de fase não mínima, pois operando no MCC possuem na função de transferência de controle para tensão de saída um zero no SPD (POORALI; ADIB, 2019). Nesta topologia, a parte real do zero no SPD é aproximadamente proporcional à resistência da carga e inversamente proporcional ao ganho de tensão. Conseqüentemente, em aplicações de baixa resistência de carga e alto ganho de tensão, o zero no SPD se move em direção ao eixo imaginário, resultando em mais um obstáculo para o projeto de controladores (FOROUZESH et al., 2017). Em resumo, estes conversores apresentam resposta dinâmica lenta, pequena margem de estabilidade e grandes desafios no projeto dos controladores.

Por este motivo, apesar da ampla utilização, o FCS-MPC aplicado à estes conversores encontra obstáculos quando o objetivo é controlar diretamente a tensão de saída. O decrescimento inicial da tensão em resposta ao degrau, consequência da presença do zero no semiplano direito (FNM), dificulta a otimização da função custo em horizontes de predição pequenos. Isso porque, pequenos intervalos de predição causam um engano no estágio de otimização ocasionando a seleção do estado de chaveamento incorreto (PÉREZ; FUENTES; RODRÍGUEZ, 2011).

Assim, técnicas de restrição de estabilidade e/ou um horizonte de predição maior podem ser necessários para o sucesso do controle. Entretanto, este aumento resulta em um custo

computacional mais elevado. Buscando soluções para a questão da fase não mínima sem aumentar o custo computacional - mantendo ou não os horizontes de predição curtos - destaca-se os trabalhos de Karamanakos, Geyer e Manias (2013), Hejri e Mokhtari (2014), Moehle e Boyd (2017), Villarroel et al. (2019).

Karamanakos, Geyer e Manias (2013) projetam um modelo discreto do conversor *Boost* capaz de prever o comportamento da planta operando em modo de condução contínua e modo de condução descontínua. Para isto, uma variável binária auxiliar é acrescentada ao modelo. Além disso, os autores amostram o modelo de predição em períodos diferentes no horizonte mais curto e longo. O principal objetivo é manter o controle da tensão de saída a um valor desejado independente das variações na tensão de entrada e/ou na carga. Desta forma, o controlador proposto possui robustez para operar em condições não nominais e dinâmica rápida, todavia a complexidade computacional aumenta exponencialmente a medida que o horizonte de predição é estendido.

Hejri e Mokhtari (2014), por sua vez, propõem uma modelagem e controle híbrido do conversor *Boost*. O objetivo é controlar a tensão de saída em um valor desejado mesmo com a presença de distúrbios na tensão de entrada e resistência de carga. Para isso, uma estrutura em cascata é utilizada, sendo consideradas duas malhas de controle. A malha interna funciona como um controlador preditivo híbrido de corrente e a externa como controlador PI de tensão. No entanto, apesar dos resultados apresentados o controle da tensão é feito de forma indireta pelo controlador preditivo.

Moehle e Boyd (2017) propõem o uso de um modelo aproximado onde, apesar de utilizar o horizonte de predição maior não há aumento no custo computacional como na forma tradicional. O objetivo é controlar a tensão de saída para um valor desejado pré-determinado. Para isso, é feita a adição de um termo referente a função de valor aproximado na função custo. Com isso, o FCS-MPC é capaz de contornar a subestimação inicial do conversor *Boost*. Este método associa as vantagens do horizonte de predição maior e melhora a dinâmica do sistema em malha fechada. Porém, sua flexibilidade é afetada, pois é necessário uma extensa computação *offline* para derivar a função de valor aproximado. Além disso, apenas mudanças moderadas na função custo e/ou na dinâmica do sistema são possíveis.

Villarroel et al. (2019) apresentam um método no qual há o controle direto da tensão de saída, onde o controlador inverte parcialmente a dinâmica da planta, determinando uma nova saída de fase mínima a ser substituída na função custo. Além do fato de possibilitar o

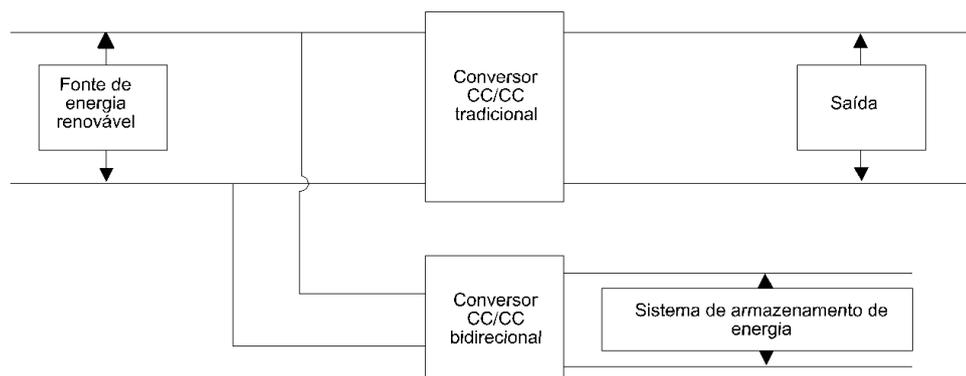
controle direto da tensão, este controlador mantém o horizonte de previsão curto e não modifica a estrutura do sistema, para mais não há aumento no custo computacional.

O conversor *Boost* compõe o funcionamento do conversor VR-BESS estudado neste trabalho. Por este motivo, técnicas que modifiquem a estrutura do mesmo para solucionar as questões de FNM não são de interesse neste momento. Além disso, por questões operacionais, métodos que aumentam o custo computacional ainda não são viáveis. Desta maneira, a solução apresentada por Villarroel et al. (2019) é escolhida como uma das técnicas utilizadas neste trabalho, visto que é capaz de solucionar o problema de FNM do controle de tensão sem alterar a estrutura do conversor. Por este motivo ela será explorada posteriormente no Capítulo 3.

2.4 Conversores CC-CC aplicados à sistemas geração distribuída com armazenamento de energia

Os avanços da eletrônica de potência e o aumento das instalações fotovoltaicas ocasionaram o crescimento do interesse em conversores CC-CC. A estrutura comumente utilizada em sistemas de geração energia com banco de baterias como sistema de armazenamento de energia é apresentada na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Utilização tradicional de conversores CC-CC para sistemas de geração de energia com armazenamento



Fonte: Adaptada de Zhang, Sutanto e Muttaqi (2016)

Nota-se, a partir da Figura 2.7, que existem dois estágios de potência. No primeiro, por meio de um conversor CC-CC unidirecional, a tensão da fonte geradora é elevada e regulada para posteriormente ser entregue ao barramento. O segundo, é a unidade de armazenamento de energia. Seu comportamento está diretamente relacionado às necessidades da carga e à capacidade de geração da fonte. No momento em que há energia excedente, as baterias são carregadas,

a tensão do barramento deve ser diminuída e o controle da corrente de carga deve ser feito. Para isto, o conversor *Buck* é utilizado. Em um segundo momento, quando o banco de baterias fornece energia ao sistema, a função de elevar a tensão que será entregue ao barramento é de um conversor *Boost*. Portanto, neste caso é necessário o uso de um conversor CC-CC bidirecional. No entanto, essa solução possui desvantagens como baixa eficiência, devido a utilização do conversor adicional para o sistema de armazenamento de energia e o fato de possuir vários estágios pode resultar em maior tamanho e custo (ZHANG; SUTANTO; MUTTAQI, 2016).

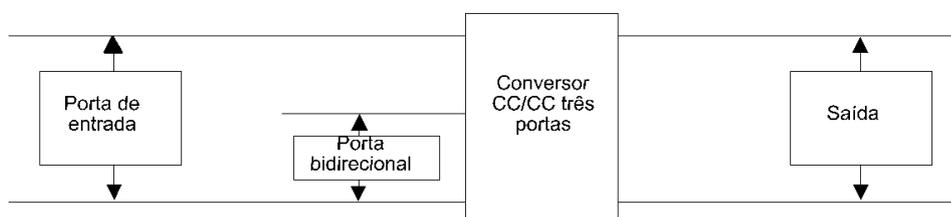
Diante do exposto e considerando a possibilidade da associação de diversas fontes de geração de energia, um conversor de múltiplas entradas pode satisfazer tais necessidades. Posto isso, a topologia de conversores três portas se mostra promissora, visto que é possível integrar a fonte de geração de energia e o sistema de armazenamento (ZHANG; SUTANTO; MUTTAQI, 2016).

2.4.1 Conversores CC-CC de três portas

A topologia de conversores CC-CC de três portas é uma opção promissora para a substituição do uso de conversores como apresentado anteriormente. Ela permite a integração entre a fonte geradora de energia e o sistema de armazenamento, o que pode minimizar os efeitos indesejáveis da natureza intermitente das fontes renováveis. Além disso, possuem menos estágios de conversão, o que resulta em maior eficiência, simplicidade de controle, estrutura compacta e menor custo (JIBHKATE et al., 2016).

As três portas são, respectivamente, porta de entrada CC (fonte renovável), porta de entrada CC bidirecional (sistema de armazenamento de energia) e uma porta de saída CC para alimentação da carga ou conexão com o barramento CC de uma microrrede (ZHANG; SUTANTO; MUTTAQI, 2016). A potência de saída do conversor está diretamente ligada à demanda da carga ou à capacidade de absorção da microrrede, sendo assim, ela pode ser maior ou menor que a potência de entrada. A representação da utilização geral de conversores três portas é mostrada na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Utilização de conversores três portas



Fonte: Adaptada de Zhang, Sutanto e Muttaqi (2016)

Os conversores de três portas podem operar em três modos. Eles são descritos no trabalho Zhang, Sutanto e Muttaqi (2016) como:

- a) Modo entrada única e saída dupla (SIDO - *Single Input Double Output*): a potência de entrada CC é maior que a potência de saída CC. Nesse modo, apenas a fonte renovável é a fonte de entrada e o armazenamento de energia é considerado como uma carga adicional sendo carregada com a energia excedente;
- b) Modo entrada dupla e saída única (DISO - *Double Input Single Output*): a potência de entrada CC é inferior à potência de saída CC. Nesse modo, o sistema de armazenamento de energia funciona como fonte de entrada adicional;
- c) Modo entrada única e saída única (SISO - *Single Input Single Output*): a potência de entrada CC não está disponível ou é zero. Nesse modo, ele opera como um conversor tradicional de duas portas.

O principal diferencial desta topologia é a incorporação do sistema de armazenamento de energia na porta de entrada CC adicional. De acordo com a conexão feita entre as portas, esse conversor pode ser classificado, como: conversor CC-CC de três portas não isolado, isolado e parcialmente isolado. Nos conversores CC-CC não isolados as três portas são conectadas diretamente sem qualquer isolamento. Suas vantagens são em relação ao tamanho e consequente alta densidade de potência. Já os conversores CC-CC de três portas parcialmente isolados e isolados possuem um transformador que é utilizado para isolar as diferentes portas e estender a taxa de conversão de tensão. Quando comparado ao não isolado, são maiores, com eficiência e densidade de potência menores (WANG et al., 2020).

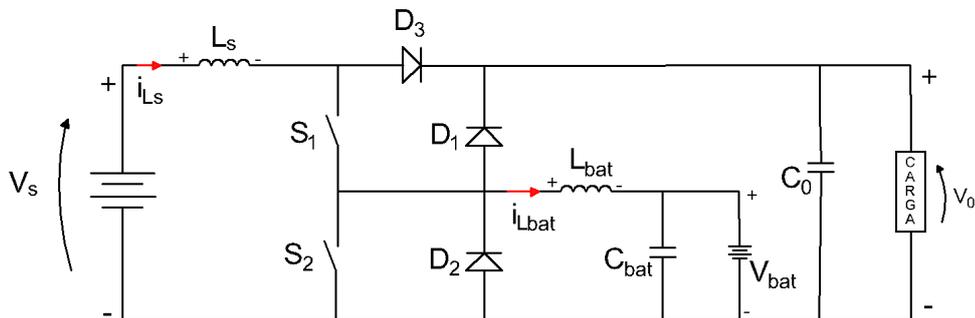
Tendo em vista suas principais vantagens, este trabalho utiliza uma topologia do conversor de três portas, proposto por Pacheco et al. (2002) que será descrito em detalhes a seguir.

2.4.2 Sistema Regulador de Tensão com Armazenamento de Energia em Baterias

O Sistema Regulador de Tensão com Armazenamento de Energia em Baterias (VR-BESS - *Voltage Regulator Battery Energy Storage System*) tem como objetivo fornecer segurança e confiabilidade a sistemas de geração de energia (PACHECO et al., 2002). Ele é composto por um conversor CC-CC de três portas, uma fonte de energia renovável ou não e uma unidade de armazenamento em baterias.

O conjunto, apresentado na Figura 2.9, é capaz de regular a tensão de saída, compensar oscilações de potência e de tensão de entrada. O banco de baterias permite controlar o fluxo de energia entre ele e o barramento CC, ou seja, a energia excedente produzida pela central geradora é armazenada no banco de baterias. Posteriormente, se necessário, essa energia armazenada é utilizada para suprir as necessidades da carga quando a fonte de entrada não é capaz de supri-las.

Figura 2.9 – Estrutura do conversor - SRT-AEB

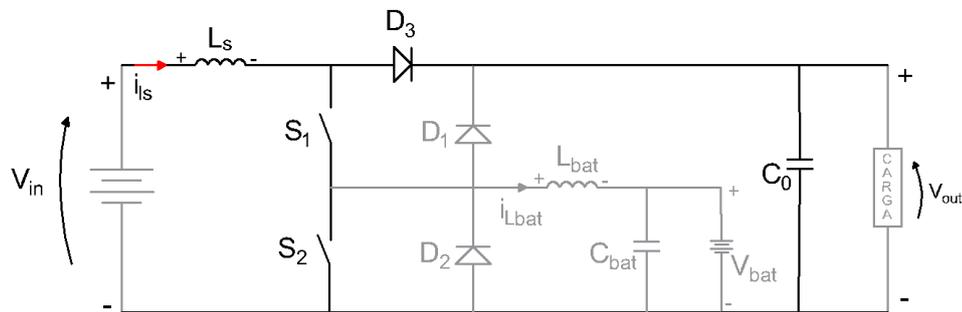


Fonte: Adaptada de Pacheco et al. (2002)

2.4.3 Descrição do sistema

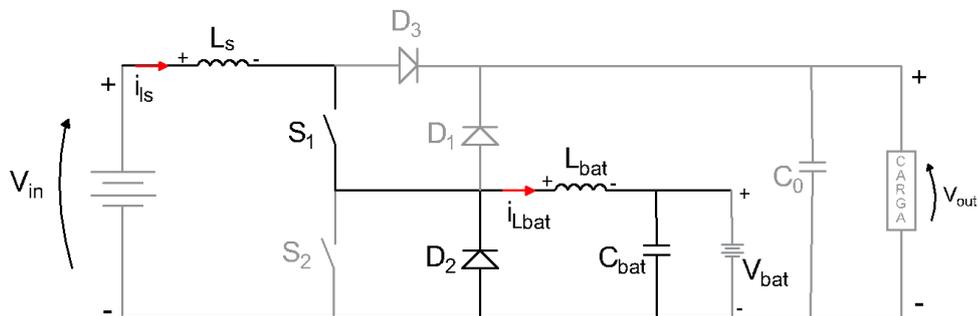
O conversor VR-BESS é composto por duas chaves, três diodos, dois indutores, dois capacitores e uma bateria. As diferentes combinações entre os instantes de chaveamento das duas chaves possibilitam a operação deste conversor com três características distintas, sendo elas:

- Operação como conversor *Boost* (Regulador de tensão): tem a função de regular a tensão de entrada (V_{in}) em um valor pré-determinado na saída (V_{out}). Este modo é alcançado quando as chaves S_1 e S_2 são comandadas simultaneamente, formando um conversor *Boost* com o indutor L_s , diodo D_3 e capacitor C_0 (FIGURA 2.10).

Figura 2.10 – Conversor *Boost* - Regulador de tensão

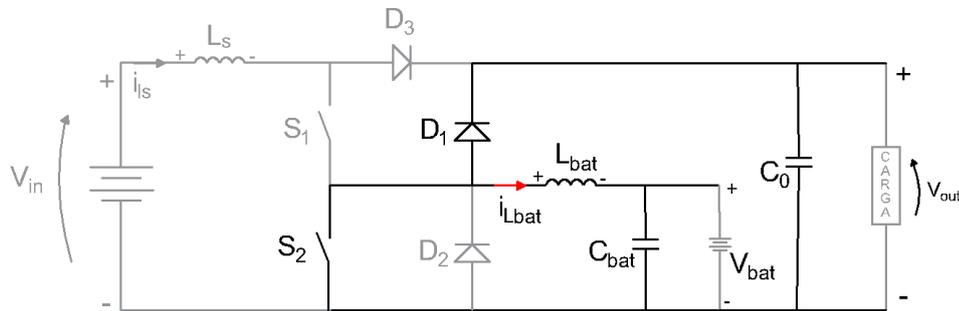
Fonte: Adaptada de Pacheco et al. (2002).

- Operação como conversor *Buck* (Carregador de baterias): responsável por fornecer energia ao banco de baterias, carregando-as por meio do excesso da energia gerada. Ele é formado pelos indutores L_s e L_{bat} , chave S_1 , diodo D_2 e capacitor C_{bat} (FIGURA 2.11).

Figura 2.11 – Conversor *Buck* - Carregador de baterias

Fonte: Adaptada de Pacheco et al. (2002).

- Operação como conversor *Boost* (Suporte de energia): responsável por elevar a tensão do banco de baterias para o barramento, fornecendo energia à carga quando a fonte de alimentação V_{in} não é capaz de fornecer toda a energia necessária. É formado pelos capacitores C_{bat} e C_0 , indutor L_{bat} , chave S_2 , mantendo a chave S_1 aberta naquele instante (FIGURA 2.12).

Figura 2.12 – Conversor *Boost* - Suporte de energia

Fonte: Adaptada de Pacheco et al. (2002).

2.4.4 Princípio de funcionamento do VR-BESS

O VR-BESS possui quatro modos de operação que representam o seu funcionamento. Estes dependem, basicamente, de quanta energia há disponível na fonte (V_{in}) e qual a necessidade da carga.

No primeiro modo de operação abordado (Modo 1), a tensão de saída (V_c) é regulada e as baterias são carregadas ($I_{Lbat} > 0$), ou seja, a capacidade de geração da fonte de entrada excede às necessidades da carga. Conseqüentemente, o excedente de energia é armazenado nas baterias. Nesse modo o sistema possui uma entrada e duas saídas (SIDO).

No segundo modo de operação (Modo 2), a potência disponível na fonte (V_{in}) é a mesma requerida pela carga. A tensão V_c é regulada e toda a potência é entregue a carga. O banco de baterias não recebe energia da fonte de entrada ($I_{Lbat} = 0$). Neste modo o sistema possui uma entrada e uma saída (SISO).

No terceiro modo (Modo 3), a fonte V_{in} não é capaz de suprir totalmente a necessidade da carga. Sendo assim, o banco de baterias complementa a demanda da carga ($I_{Lbat} < 0$). A tensão V_c é regulada com auxílio das baterias e a potência total da carga é entregue. Nesse modo o sistema possui duas entradas e uma saída (DISO).

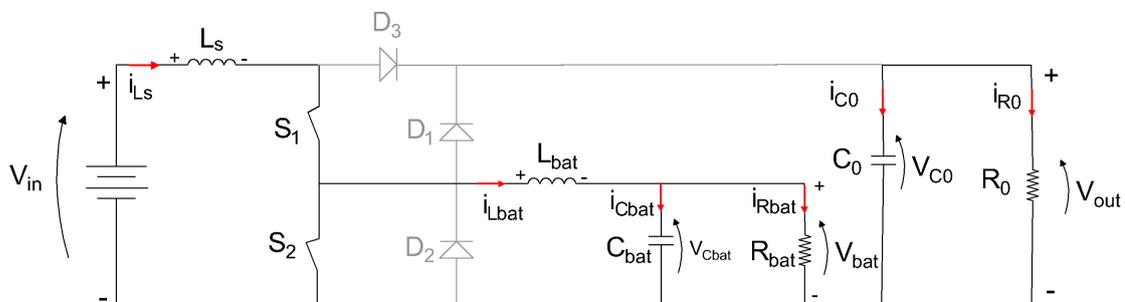
Para completar as possibilidades de operação do conversor, o quarto modo (Modo 4) se dá quando há interrupção da energia fornecida pela fonte de entrada (V_{in}) e o banco de baterias passa a suprir toda a necessidade da carga. Neste modo o sistema possui uma entrada e uma saída (SISO).

Os modos de operação 1 e 3 possuem três etapas de funcionamento, já os modos de operação 2 e 4 possuem duas etapas de funcionamento. Estas etapas estão relacionadas com os estados das chaves S_1 e S_2 e com o objetivo do modo de operação. A partir delas, considerando

todos os elementos ideais, para simplificar a análise, e aplicando as Leis de Kirchoff das tensões e correntes, as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico de cada uma das etapas de operação do VR-BESS são apresentadas no trabalho de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019).

No Modo 1, de acordo com o estado das chaves S_1 e S_2 , a tensão de saída é regulada (*Boost*) e as baterias são carregadas (*Buck*). O sistema possui uma entrada (V_{in}) e duas saídas V_{bat} e V_{out} . Além disso, o banco de baterias e a carga são representados pelos resistores R_{bat} e R_0 . A Figura 2.13 representa o circuito equivalente da primeira etapa de operação deste modo (Modo1-I). Observa-se que as chaves S_1 e S_2 estão em condução, os diodos estão bloqueados. A partir dela pode-se definir, L_s como indutor de filtro de entrada, L_{bat} e C_{bat} como o indutor e o capacitor de filtro da bateria e C_0 como capacitor de saída. Em relação às correntes e tensões, pode-se definir, i_{Ls} como a corrente do indutor L_s , i_{Lbat} a corrente do indutor L_{bat} , i_{Cbat} e V_{Cbat} como a corrente e a tensão do capacitor C_{bat} , i_{C0} e V_{C0} como a corrente e a tensão do capacitor C_0 e i_{R0} como a corrente do resistor R_0 .

Figura 2.13 – Modo 1 - circuito equivalente da primeira etapa ($S_1 = 1$ e $S_2 = 1$)



Fonte: Adaptada de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019)

As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico desta etapa são:

$$\frac{di_{Lbat}}{dt} = -\frac{V_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (2.9)$$

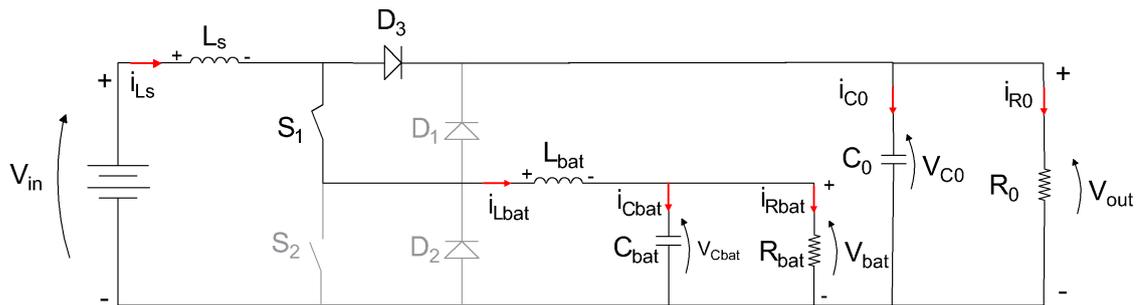
$$\frac{dV_{Cbat}}{dt} = \frac{i_{Lbat}}{C_{bat}} - \frac{V_{Cbat}}{C_{bat}R_{bat}} \quad (2.10)$$

$$\frac{di_{Ls}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_s} \quad (2.11)$$

$$\frac{dV_{C0}}{dt} = -\frac{V_{C0}}{C_0 R_0} \quad (2.12)$$

A segunda etapa (Modo 1-II) é representada pela Figura 2.14. Nesta etapa, a chave S_2 é aberta e o diodo D_3 passa a conduzir.

Figura 2.14 – Modo 1 - circuito equivalente da segunda etapa ($S_1 = 1$ e $S_2 = 0$)



Fonte: Adaptada de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019)

As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico desta etapa são:

$$\frac{di_{Lbat}}{dt} = -\frac{V_{bat}}{L_{bat}} + \frac{V_{C0}}{L_{bat}} \quad (2.13)$$

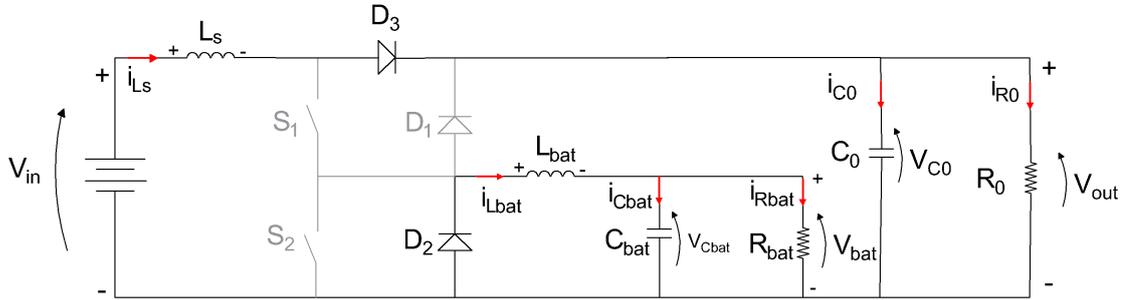
$$\frac{dV_{Cbat}}{dt} = \frac{i_{Lbat}}{C_{bat}} - \frac{V_{Cbat}}{C_{bat}R_{bat}} \quad (2.14)$$

$$\frac{di_{Ls}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_s} - \frac{V_{C0}}{L_s} \quad (2.15)$$

$$\frac{dV_{C0}}{dt} = \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{i_{Lbat}}{C_0} - \frac{V_{C0}}{C_0 R_0} \quad (2.16)$$

A terceira etapa (Modo 1-III) é representada na Figura 2.15, nela a chave S_1 é aberta e o diodo D_2 passa a conduzir.

Figura 2.15 – Modo 1 - circuito equivalente da terceira etapa ($S_1 = 0$ e $S_2 = 0$)



Fonte: Adaptada de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019)

As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico desta etapa são:

$$\frac{di_{Lbat}}{dt} = -\frac{V_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (2.17)$$

$$\frac{dV_{Cbat}}{dt} = \frac{i_{Lbat}}{C_{bat}} - \frac{V_{Cbat}}{C_{bat}R_{bat}} \quad (2.18)$$

$$\frac{di_{Ls}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_s} - \frac{V_{C0}}{L_s} \quad (2.19)$$

$$\frac{dV_{C0}}{dt} = \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{V_{C0}}{C_0R_0} \quad (2.20)$$

Como dito anteriormente, o Modo 1 possui duas saídas, a tensão na carga (V_{out}) e a tensão na bateria (V_{bat}). Baseado nas etapas anteriores, podemos defini-las como:

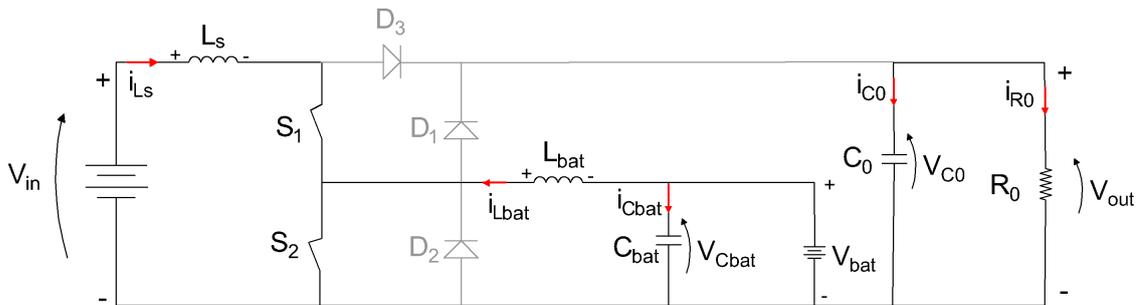
$$V_{out} = V_{C0} \quad (2.21)$$

$$V_{bat} = V_{Cbat} \quad (2.22)$$

No Modo 2, o banco de bateria não recebe energia da fonte de entrada. Como não é possível isolar o banco de baterias, neste modo é necessário que a corrente média i_{Lbat} seja nula. Para isto, é necessário que as chaves de potência S_1 e S_2 sejam controladas simultaneamente. Na primeira etapa de operação (Modo 2-I), apresentada na Figura 2.16, as chaves S_1 e S_2 estão em condução. Dessa forma, a corrente $i_{Lbat} < 0$, ou seja, circula no sentido contrário ao apresentado

apresentada na Figura 2.18, a carga é isolada, pois as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e os diodos estão bloqueados. Os indutores L_s e L_{bat} são carregados para elevar a tensão nas etapas seguintes.

Figura 2.18 – Modo 3 - circuito equivalente da primeira etapa ($S_1 = 1$ e $S_2 = 1$)



Fonte: Adaptada de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019)

De acordo com o circuito equivalente do conversor nesta etapa (FIGURA 2.18), as equações diferenciais que descrevem seu comportamento dinâmico são:

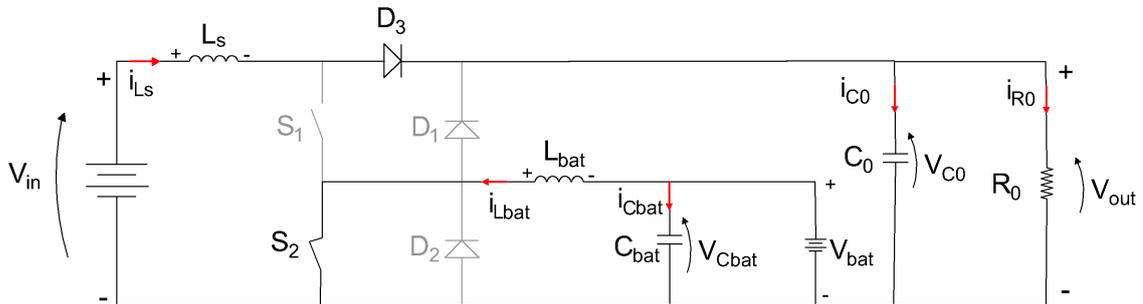
$$\frac{di_{L_{bat}}}{dt} = \frac{V_{bat}}{L_{bat}} \quad (2.23)$$

$$\frac{di_{L_s}}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \quad (2.24)$$

$$\frac{dV_{C_0}}{dt} = -\frac{V_{C_0}}{C_0 R_0} \quad (2.25)$$

Na segunda etapa (Modo 3-II) a chave S_1 é aberta e diodo D_3 passa a conduzir (FIGURA 2.19). Nesta etapa o indutor L_{bat} continua armazenando energia, enquanto L_s já participa da regulação de tensão e potência entregues a carga.

Figura 2.19 – Modo 3 - circuito equivalente da segunda etapa ($S_1 = 0$ e $S_2 = 1$)



Fonte: Adaptada de Marcelo, Pacheco e Ferreira (2019)

As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico desta etapa são:

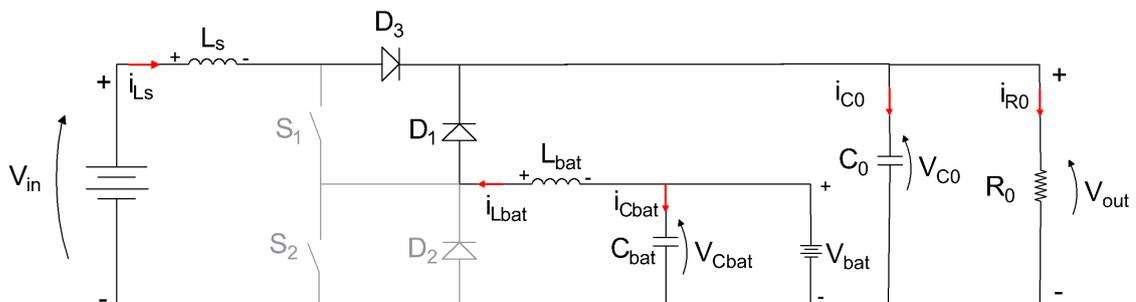
$$\frac{di_{Lbat}}{dt} = \frac{V_{bat}}{L_{bat}} \quad (2.26)$$

$$\frac{di_{Ls}}{dt} = -\frac{V_{C0}}{L_s} + \frac{V_s}{L_s} \quad (2.27)$$

$$\frac{dV_{C0}}{dt} = \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{V_{C0}}{C_0 R_0} \quad (2.28)$$

A Figura 2.20 apresenta o momento em que a chave S_2 é aberta e o diodo D_1 passa a conduzir. Isto define o início da terceira etapa (Modo 3-III). Neste momento, a carga além de receber a energia da fonte de entrada e do banco de baterias, recebe toda a energia armazenada nos indutores L_s e L_{bat} .

Figura 2.20 – Modo 3 - circuito equivalente da terceira etapa ($S_1 = 0$ e $S_2 = 0$)



Fonte: Adaptada de Marcelo, Pacheco e Ferreira (2019)

O comportamento dinâmico desta etapa pode ser descrito pelas equações diferenciais:

$$\frac{di_{Lbat}}{dt} = \frac{V_{bat}}{L_{bat}} - \frac{V_{C0}}{L_{bat}} \quad (2.29)$$

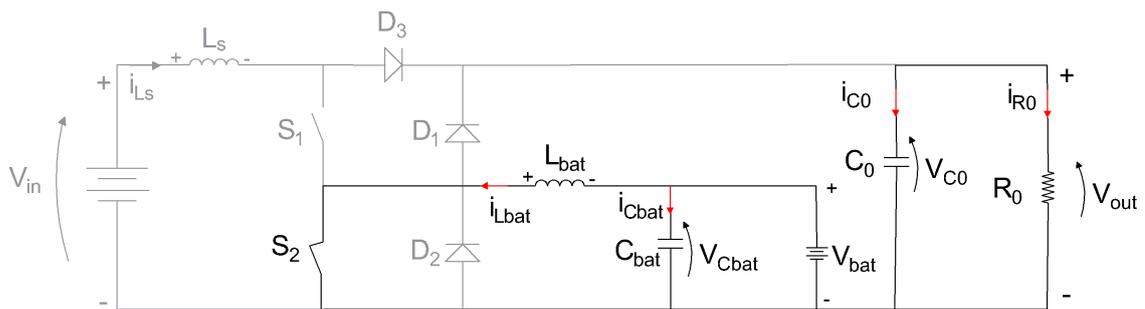
$$\frac{di_{Ls}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_s} - \frac{V_{C0}}{L_s} \quad (2.30)$$

$$\frac{dV_{C0}}{dt} = \frac{i_{Lbat}}{C_0} + \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{V_{C0}}{C_0 R_0} \quad (2.31)$$

Por fim, no Modo 4, considerando o banco de baterias carregado, o conversor VR-BESS opera como conversor *Boost* para o suporte de energia, ou seja, suprir a necessidade da carga na ausência da fonte de tensão de entrada V_{in} . Neste cenário, a chave S_1 está sempre aberta e o banco de baterias V_{bat} , o indutor L_{bat} , o capacitor C_{bat} , o diodo D_1 e a chave de potência S_2 , participam ativamente da operação.

Quando S_2 está em condução (FIGURA 2.21), D_1 está reversamente polarizado, isolando a carga. O banco de baterias fornece energia para o indutor L_{bat} . Esta é a primeira etapa do Modo 4 (Modo 4-I), e seu comportamento dinâmico pode ser representado pelas equações (2.26) e (2.28) se a corrente i_{Ls} for desconsiderada.

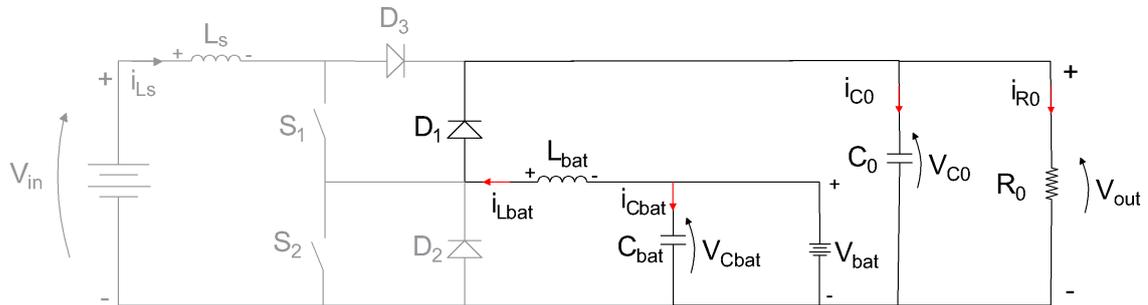
Figura 2.21 – Modo 4 - circuito equivalente da primeira etapa ($S_1 = 0$ e $S_2 = 1$)



Fonte: Adaptada de Pacheco et al. (2002)

Quando S_2 é bloqueada (FIGURA 2.22), a carga recebe energia do banco de baterias e do indutor L_{bat} por meio do diodo D_1 . Esta é a segunda etapa deste modo de operação (Modo 4-II). Este modo pode ser representado pelas equações (2.29) e (2.31), ao considerar a corrente i_{Ls} igual a zero.

Figura 2.22 – Modo 4 - circuito equivalente da segunda etapa ($S_1 = 0$ e $S_2 = 0$)



Fonte: Adaptada de Pacheco et al. (2002)

Da mesma forma que no Modo 2, as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do conversor *Boost* (2.5) (2.8) também podem ser utilizadas aqui, levando em consideração V_{bat} como tensão de entrada.

2.5 Controle de Conversores Eletrônicos

O desenvolvimento industrial e o aprimoramento de tecnologias como semicondutores de potência, topologia de conversores, controle automático, dentre outros, têm impulsionado a evolução da eletrônica de potência e suas técnicas de controle (KOURO et al., 2015). Atualmente, os sistemas de controle encontram-se em processo de mudança de paradigma, em que além de estabilidade e robustez, as aplicações emergentes estão impulsionando metas de controle mais exigentes, flexibilidade do sistema e funcionalidades.

Devido a simplicidade de implementação, o controle linear é a estratégia comumente utilizada na maior parte das aplicações industriais. Todavia, existem diversas condições como plantas não lineares, onde o controle linear enfrenta restrições. Ante o exposto, há grande avanço nas técnicas de controle com maiores capacidades de lidar com restrições, não linearidades e casos multivariáveis, entre elas destaca-se o Controle Preditivo Baseado em Modelo (*MPC-Model Predictive Control*), que é capaz de lidar com estas particularidades de forma intuitiva (VAZQUEZ et al., 2014).

Apesar do MPC ser bastante utilizado na indústria química e de processos onde, devido a quantidade de cálculos envolvidos para realizar o controle ótimo, a dinâmica se torna mais lenta, esta técnica de controle tem sido bastante utilizada nos últimos anos em aplicações com dinâmicas mais rápidas, como a eletrônica de potência. Aliado a isso, o desenvolvimento de

microcontroladores mais eficientes permite o uso de modelos de sistemas com dinâmicas mais rápidas e horizontes de previsão maiores (GARAYALDE et al., 2019).

O alto poder computacional tornou possível a implementação de diversas técnicas de controle, por vezes mais complexas, por exemplo, *fuzzy*, adaptativo e preditivo. Várias categorias de projetos podem utilizar as técnicas de controle preditivo, a depender do princípio de operação e demais características. Segundo Kouro et al. (2015), para conversores, os principais métodos preditivos utilizados são: *deadbeat*, baseado em histerese, baseado em trajetória e em modelo. Porém, de acordo com Rodriguez et al. (2012), para eletrônica de potência, as técnicas de controle preditivo baseado em modelo são as mais adequadas, pois oferecem uma alternativa simples e eficaz para controlar o fluxo de energia elétrica usando conversores de potência. Posto isso, o MPC aplicado à eletrônica de potência foi classificado em duas categorias, controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle contínuo (CCS-MPC: *Continuous Control Set - Model Predictive Control*) e controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC: *Finite Control Set - Model Predictive Control*).

No CCS-MPC, um modulador gera os estados de comutação baseado na saída do controlador preditivo. Já o FCS-MPC simplifica o problema de otimização evitando o uso de moduladores, levando em consideração a existência de um número finito de combinações possíveis dos estados de chaveamento das chaves de potência. Esse fato facilita a aplicação do controle, pois permite a avaliação direta dos possíveis estados de chaveamento (CORTÉS et al., 2008).

No FCS-MPC, uma função precisa ser estabelecida em concordância com o comportamento do sistema e a finalidade do controle. Seu objetivo é otimizar o erro entre o sinal de referência e o sinal previsto para cada variável de controle. Nela, as restrições e não linearidades do sistema são incluídas. Esse é o principal diferencial do FCS-MPC, pois permite maior alcance e flexibilidade na estratégia de controle.

2.5.1 Controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC)

Como já remete o próprio nome, o princípio de funcionamento do FCS-MPC é baseado na previsão do comportamento do sistema por meio de seu modelo matemático e na otimização da função custo, sendo estes os componentes mais importantes do método (KOURO et al., 2015). Um modelo discreto do sistema é necessário para prever o comportamento do mesmo para cada estado de chaveamento, e aquele que minimiza a função custo é utilizado no instante

de chaveamento seguinte. Além do modelo, é necessário definir uma função custo conforme a finalidade do controle. Nela, as peculiaridades do sistema são incluídas e se necessário, é possível adicionar um fator de ponderação que indica a prioridade de cada variável, ou seja, a importância de cada termo na decisão de controle (GUIMARAES, 2019).

Posto isso, o algoritmo do controle preditivo baseado em modelo com conjunto finito pode ser definido. Vazquez et al. (2014) o descreve em etapas conforme:

1. Medição e/ou estimação das variáveis de controle;
2. Aplicação do estado de chaveamento ótimo;
3. A partir do modelo matemático o comportamento da variável x no intervalo seguinte de amostragem x^p , para cada estado de comutação do conversor é previsto;
4. Avaliação da função custo;
5. Seleção do estado ótimo de chaveamento, onde a função custo é minimizada, para que o mesmo possa ser utilizado no próximo período de amostragem.

Em resumo, o controle do conversor é feito por meio da aplicação do estado de chaveamento ótimo, $S(t)$, que minimizará a diferença entre o valor da variável de controle, $x(t)$, e o valor de referência $x^*(t)$. No entanto, desta forma, eventuais atrasos no processamento do algoritmo não são considerados. Sendo assim, para o caso ideal, se a variável $x(t)$ é medida no instante de tempo k , o estado de chaveamento ótimo que minimiza o erro no instante seguinte $(k + 1)$ é instantaneamente calculado. Portanto, $x(t)$ alcança o valor de referência no instante $k + 1$ (FERREIRA, 2016).

Porém, a frequência de chaveamento e a velocidade do microprocessador podem influenciar no tempo entre a medição da variável $x(t)$ e o cálculo e aplicação do estado de chaveamento ótimo. Esta influência pode causar um atraso entre a medição da variável $x(t)$ e a aplicação do estado de chaveamento ótimo. Durante este atraso, o estado de chaveamento anterior permanece sendo aplicado, resultando em um maior erro entre a variável de controle e a referência (FERREIRA, 2016).

Para solucionar este problema, uma etapa de predição pode ser adicionada ao algoritmo apresentado anteriormente. Assim, o estado de chaveamento ótimo será aplicado no próximo período de amostragem $(k + 2)$.

O controle FCS-MPC possui o diferencial de não ter necessidade de um estágio de modulação, visto que a ação de controle pode ser aplicada diretamente ao conversor. E apesar de necessitar de alta capacidade computacional, a simplicidade dos conceitos possibilita a implementação em um variedade de processos, inclusive nos casos multivariáveis (VAZQUEZ et al., 2014; RODRIGUEZ et al., 2012).

3 FCS-MPC PARA CONVERSORES *BUCK* E *BOOST*

Este capítulo apresenta a aplicação do Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC) aos conversores *Buck* e *Boost*. Inicialmente, são apresentados os principais conceitos da aplicação deste controle ao conversor *Buck*, para que este seja simulado utilizando a plataforma Matlab/Simulink. Os resultados são apresentados e discutidos para diferentes funções custo, ou seja, para diferentes objetivos de controle.

Na sequência, são apresentados os conceitos para aplicação do FCS-MPC ao conversor *Boost*. As particularidades deste conversor são discutidas e soluções para contorná-las são apresentadas. As simulações também são realizadas no Matlab/Simulink e os resultados avaliados para diferentes funções custo. Para ambos os conversores é proposto o uso de funções custo multivariáveis visando verificar se há melhora nos resultados obtidos.

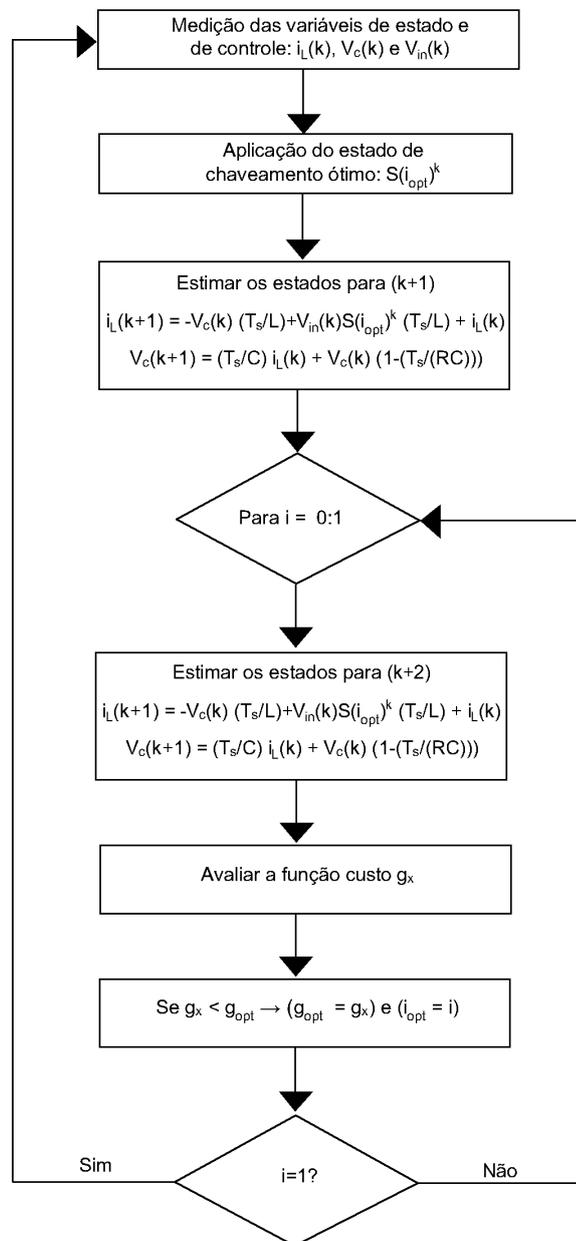
3.1 Aplicação do FCS-MPC - Conversor *Buck*

Como apresentado no Capítulo 2, as etapas necessárias para aplicação do FCS-MPC no conversor *Buck* são:

- Medição das variáveis de estado e de controle, que incluem a corrente no indutor (i_L) e a tensão no capacitor (V_C) e a tensão de entrada (V_{in});
- Obtenção de um modelo discreto incluindo as variáveis de estado: corrente do indutor (i_L) e tensão do capacitor (V_C), em função do estado de chaveamento (S);
- Predição das variáveis de estado utilizando o modelo discreto obtido;
- Definição dos valores de referência requeridos para a corrente (i_{Lref}) e a tensão (V_{Cref});
- Otimização das diferentes funções custo para obtenção do estado de chaveamento (S) ótimo;
- Aplicação do estado ótimo ao conversor.

A implementação do algoritmo é apresentada no fluxograma na Figura 3.1

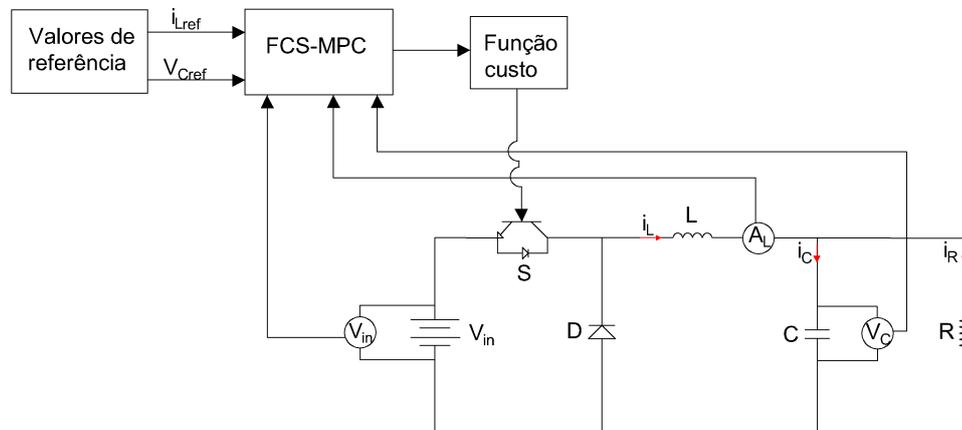
Figura 3.1 – Fluxograma do FCS-MPC aplicado ao conversor *buck*



Fonte: Adaptada de Ferreira (2016)

A estratégia de controle pode ser resumida pelo esquemático apresentado na Figura 3.2. Nesta Figura, pode-se definir L e C como o indutor e capacitor do filtro de tensão, R é a resistência de carga e D é o diodo de roda livre. Ademais, I_C é a corrente do capacitor, i_L é a corrente do indutor, I_R é a corrente da carga. Estas etapas serão detalhadas a seguir.

Figura 3.2 – Princípio básico de operação do FCS-MPS aplicado ao conversor *buck*



Fonte: Da Autora (2022)

3.1.1 Modelo matemático do conversor *Buck*

A partir do circuito da topologia ideal do conversor *Buck* apresentado anteriormente no Capítulo 2 na Figura 2.1, e das equações diferenciais (2.1) a (2.4), o modelo matemático do sistema nas etapas de operação I e II pode ser representado em espaço de estados respectivamente pelas equações (3.1) e (3.2):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.2)$$

Para que o FCS-MPC possa estimar os valores das variáveis de controle para instantes futuros, procura-se obter uma relação entre as equações do modelo em cada modo e o estado de chaveamento. Portanto, com base nas representações em espaço de estados (3.1) e (3.2) é possível estabelecer a relação entre o estado de chaveamento e as variáveis de controle. Observa-se que a equação da etapa I para i_L é composta pela equação da i_L da etapa II acrescida de um termo dependente da tensão de entrada V_{in} . No entanto, V_c é igual para as duas etapas. Sendo assim, é possível encontrar uma única equação (3.3) que descreve ambas as etapas de operação, utilizando o estado de chaveamento da chave S .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{S}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.3)$$

3.1.2 Modelo matemático discreto em função do estado de chaveamento S

O FCS-MPC utiliza o modelo discreto do conversor. Para que esse modelo seja obtido é necessário que os sinais sejam amostrados considerando-se uma frequência de amostragem (f_s) ou um período de amostragem (T_s). Há diversas formas para que a discretização seja realizada. Segundo Ogata (1995), um sistema contínuo amostrado com frequência adequada pode ser discretizado por meio das aproximações:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (3.4)$$

onde, x é a variável de estado do sistema, u é a entrada do sistema, k é um múltiplo inteiro do período de amostragem ($t = kT_s$), A é a matriz de estados do sistema contínuo, B é a matriz de entradas e I é uma matriz identidade. A matriz de estados discreta A_d e a matriz de entrada B_d são resultantes da aproximação definida em (3.5) e (3.6).

$$A_d = e^{AT_s} \approx I + \frac{AT_s}{1!} \quad (3.5)$$

$$B_d \approx BT_s \quad (3.6)$$

Posto isso, o modelo geral (3.3) é discretizado por meio das aproximações (3.5 e 3.6). Assim, a representação em espaço de estados do modelo discreto utilizado pelo FCS-MPC em função do estado de chaveamento é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1) \\ V_c(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & 1 - \frac{T_s}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ V_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{ST_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}(k) \quad (3.7)$$

3.1.3 Definição da função custo

A definição da função custo é primordial para que o objetivo de controle seja alcançado pelo FCS-MPC. No caso do conversor *Buck* o principal objetivo é manter a tensão de saída em um valor especificado menor do que a tensão de entrada. Para que este objetivo seja alcançado, três funções custo são definidas e aplicadas, de forma que haja:

- (a) Controle da tensão V_c de forma indireta por meio de uma função custo de corrente i_L ;
- (b) Controle direto da tensão V_c ;
- (c) Controle multivariável de tensão V_c e corrente i_L ;

Para garantir o controle da tensão de forma indireta, as equações do modelo são utilizadas para calcular a corrente de referência (i_L^*) em função da tensão (V_c^*).

$$i_L^*(k+1) = i_L(k) - \frac{T_s}{L}V_c^*(k) + \frac{T_s}{L}(S)V_{in}(k) \quad (3.8)$$

Para tanto, são utilizados os valores medidos pelos sensores de i_L e V_{in} e o valor do indutor utilizado no circuito. Uma das principais questões envolvendo esta função custo é a dependência direta do valor da indutância para cálculo da referência, o que leva o algoritmo a ser mais sensível a desvios nos parâmetros do modelo. No entanto, os resultados obtidos neste trabalho não consideram estas variações dos parâmetros.

Outra maneira de calcular o valor da corrente i_L^* , é por meio do balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas), de forma que:

$$i_L^*(k) = \frac{V_c^*(k)}{R} \quad (3.9)$$

Da mesma forma que em (3.8), esta maneira de calcular a corrente de (i_L^*) também depende de um parâmetro do modelo que é a resistência de carga R .

Assim, a função custo quadrática para o controle indireto da tensão (g_i) pode ser definida como (Cenário 1(a)):

$$g_i = [i_L^* - i_L(k+2)]^2 \quad (3.10)$$

Para o controle direto da tensão, a função custo pode ser definida como (Cenário 1(b)):

$$g_v = [V_c^* - V_c(k+2)]^2 \quad (3.11)$$

Por fim, buscando reduzir a dependência das variáveis do modelo ao se controlar apenas a corrente, propõe-se o uso de uma função custo multivariável. De acordo com Panten, Hoffmann e Fuchs (2016), o uso de mais de uma variável de estado melhora a estabilidade de sistemas controlados pelo FCS-MPC. Desta forma, utiliza-se a combinação de g_i e g_v resultando em (Cenário 1(c)):

$$g_{iv} = \left(\frac{1}{i_L^*}\right) g_i + \left(\frac{1}{V_c^*}\right) g_v \quad (3.12)$$

Substituindo as equações (3.10) e (3.11), tem-se:

$$g_{iv} = k_i [i_L(k+2)^* - i_L(k+2)]^2 + k_v [V_c(k+2)^* - V_c(k+2)]^2 \quad (3.13)$$

onde, k_i e k_v são os ganhos utilizados para normalizar a função custo em função de suas referências e proporcionar o mesmo peso na otimização da função custo para as variáveis tensão e corrente.

3.2 Resultados de simulação

O conversor *Buck* foi simulado no *software Matlab/Simulink* com o objetivo de avaliar o desempenho do controle FCS-MPC para cada uma das funções custo propostas anteriormente. No *software*, o bloco *S-Function* permitiu a implementação em linguagem C do código de controle, onde o modelo de predição (3.7) foi utilizado juntamente com os parâmetros apresentados na Tabela 3.1. Por razões econômicas e práticas, os valores do indutor (L) e o capacitor (C), foram os menores valores encontrados para garantir a operação do sistema em modo de condução contínua.

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação para o conversor *Buck*.

Símbolo	Descrição	Valor
C	Capacitor	$500\mu F$
L	Indutor	$3mH$
R	Resistência (carga)	30Ω
f_s	Frequência de amostragem	$100kHz$

Fonte: Da Autora (2022)

Os resultados são apresentados de forma que a corrente de entrada (i_L) seja mantida em 4A e a tensão de saída (V_c) seja mantida em 120V para diferentes tensões de entrada (V_{in}). Para cada intervalo de tempo tem-se:

- Intervalo 1 ($0 \text{ [seg]} < t \leq 0,15 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 200V$;
- Intervalo 2 ($0,15 \text{ [seg]} < t \leq 0,30 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 250V$;

- Intervalo 3 ($0,30 \text{ [seg]} < t < 0,45 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 300V$;

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1 são apresentados na Figura 3.3, na Tabela 3.2 e na Tabela 3.3 . Na Tabela 3.2 são mostrados os valores médios da corrente de entrada \bar{i}_L , o erro médio em regime permanente (ERMP) e a oscilação da corrente Δi_L para cada intervalo. Na Tabela 3.3 são apresentados os valores médios da tensão de saída \bar{V}_c , o ERMP e a oscilação da tensão ΔV_c para cada intervalo. Para ambos os casos, como o FCS-MPC não possui frequência de chaveamento fixa, a oscilação da tensão ΔV_c pode variar de acordo com o ponto de operação e tipo de controle utilizado.

Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 3.3 (a) e (b). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_L) e da tensão de saída (V_c) na utilização da função custo (3.10). Neste caso a tensão de saída é controlada indiretamente por meio do controle da corrente de entrada. Em regime permanente, o valor médio de i_L é aproximadamente igual para os três intervalos de tempo, sendo que o intervalo 2 apresenta o maior erro, equivalente a 1,05% do valor de referência e i_L igual a 3,96%. Por outro lado, o valor médio de V_c é igual nos três intervalos de tempo, onde V_c é 118,7V com um erro equivalente a 1,08%.

Os resultados para o Cenário 1(b) são apresentados nas Figuras 3.3 (c) e (d). Estas figuras representam, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_L) e da tensão de saída (V_c) na utilização da função custo (3.11). Neste caso há o controle direto da tensão de saída, o que justifica os resultados apresentados nas Tabelas 3.2 e 3.3, visto que é neste cenário onde, em regime permanente, o valor médio de i_L apresenta maior erro, equivalente a 12,63%, com i_L igual a 3,5A no terceiro intervalo de tempo. É também neste cenário onde há a maior oscilação da corrente, alcançando valores de 4,00A. Em compensação, em relação à tensão de saída, os melhores resultados são encontrados, sendo o erro médio em regime permanente nulo para valores médios da tensão iguais a 120V com pequena oscilação nos três intervalos de tempo.

Por último, os resultados para o Cenário 1(c) são apresentados nas Figuras 3.3 (e) e (f). Estas figuras representam, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_L) e da tensão de saída (V_c) na utilização da função custo (3.12). Comparando os três cenários, nota-se que o Cenário 1(c) apresenta uma grande melhora quando se trata dos valores médios, do erro médio em regime permanente e da oscilação da corrente i_L em relação ao Cenário 1(b). Além disso, quando comparados, os resultados alcançados para o Cenário 1(c) estão próximos aos

resultados apresentados no Cenário 1(a), onde os melhores valores foram obtidos. Todavia, para a tensão de saída (V_c), o Cenário 1(c) apresentou uma pequena melhora do comportamento em regime permanente, quando comparado ao Cenário 1(a), onde o controle de V_c é obtido de forma indireta. Quando comparado ao Cenário 1(b), apesar de existir erro em regime permanente, este não ultrapassa 1%, porém em relação à oscilação, esta é dez vezes menor no Cenário 1(c).

Por fim, quando os resultados dos três cenários são comparados, pode-se observar que, no Cenário 1(a), apesar da tensão ser controlada de forma indireta, os resultados em regime permanente não destoam dos outros dois cenários estudados. Porém, no Cenário 1(b), apesar da tensão de saída obter os melhores resultados, a corrente de entrada i_L apresenta o pior comportamento em regime permanente, com alta porcentagem de erro em regime permanente e oscilação. O Cenário 1(c) apresenta o equilíbrio entre os cenários anteriores, pois reúne em seus resultados valores satisfatórios para as duas variáveis de controle. Nele, em todos os intervalos de tempo, é possível observar um comportamento uniforme do sistema. Além disso, alcança-se valores desejados em regime permanente com pequenos erros de EMRP e oscilação.

Tabela 3.2 – Valores médios da corrente de entrada, erro médio em regime permanente e oscilação da corrente para os cenários 1(a), (b) e (c).

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_L	EMRP	Δi_L	\bar{i}_L	EMRP	Δi_L	\bar{i}_L	EMRP	Δi_L
Cenário 1(a)	3,99	0,40%	0,95	3,96	1,05%	0,90	3,96	1,03%	1,13
Cenário 1(b)	3,52	12,03%	4,03	3,50	12,53%	4,00	3,50	12,63%	4,00
Cenário 1(c)	3,97	0,75%	0,90	3,97	0,83%	0,91	3,97	0,80%	0,91

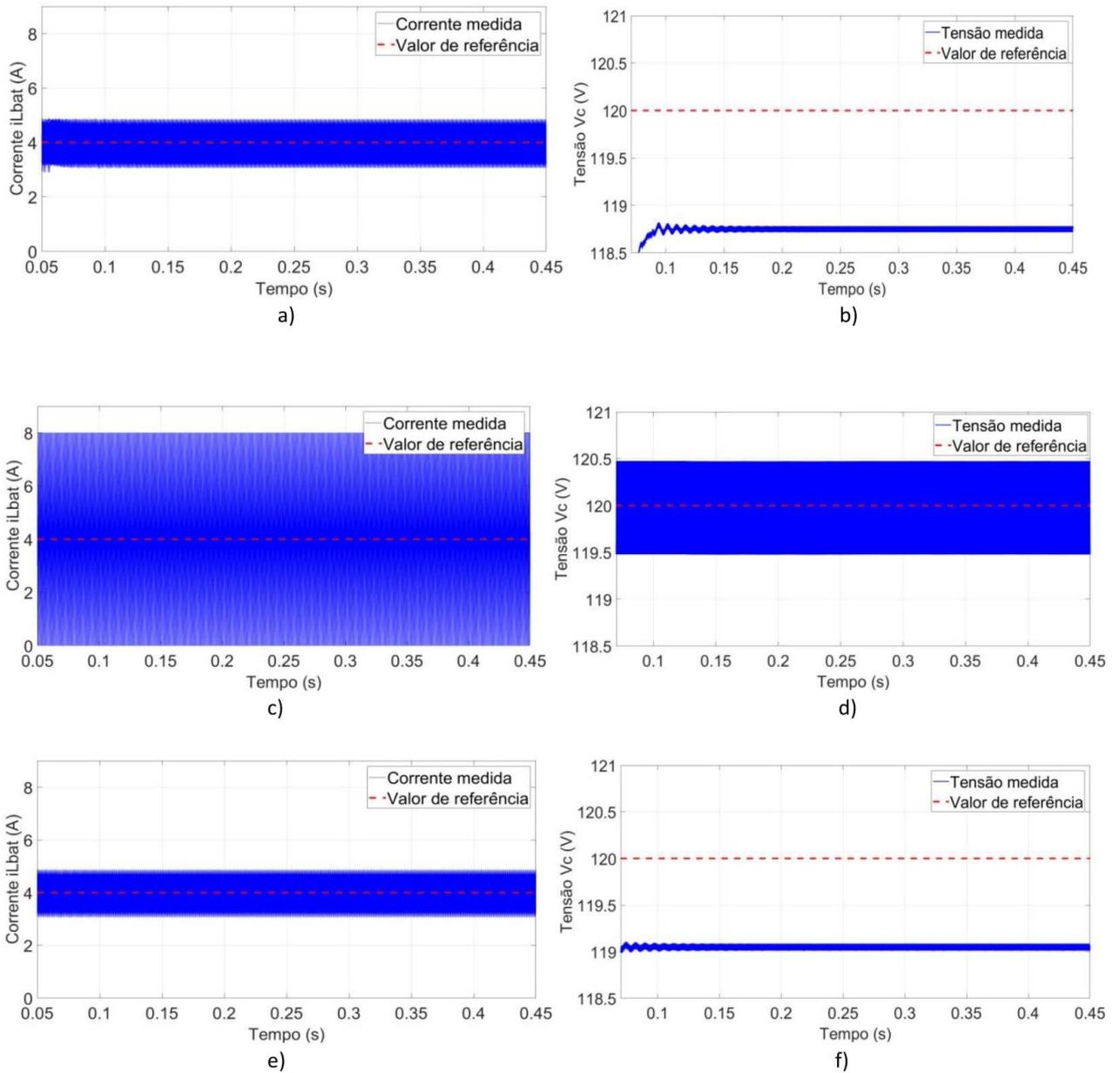
Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 3.3 – Valores médios da tensão de saída, erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1(a), (b) e (c).

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c
Cenário 1(a)	118,70	1,08%	0,10	118,70	1,08%	0,10	118,70	1,08%	0,10
Cenário 1(b)	120,00	0,00	0,60	120,00	0,00	0,50	120,00	0,00	0,50
Cenário 1(c)	119,00	0,83%	0,06	119,00	0,83%	0,06	119,00	0,83%	0,06

Fonte: Da Autora (2022)

Figura 3.3 – Resultados de simulação para controle da corrente de entrada e tensão de saída do conversor *Buck*, onde (a) corrente i_L com g_i , (b) tensão V_c com g_i , (c) corrente i_L com g_v , (d) tensão V_c com g_v , (e) corrente i_L com g_{iv} , (f) tensão V_c com g_{iv} .

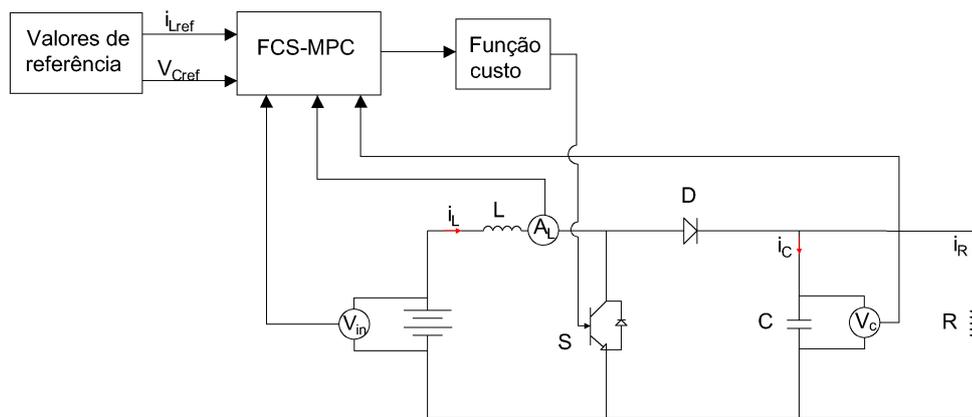


Fonte: Da Autora (2022)

3.3 Aplicação do FCS-MPC - Conversor *Boost*

O princípio básico de funcionamento do FCS-MPC para o conversor *Boost* é apresentado na Figura 3.4. Ela representa as etapas a serem seguidas para a aplicação do FCS-MPC, assim como estão descritas na seção 3.2 deste trabalho.

Figura 3.4 – Princípio básico de operação do FCS-MPS aplicado ao conversor *boost*



Fonte: Da Autora (2021)

Na Figura 3.4 pode-se definir L como indutor, C como capacitor, D como diodo e R um resistor representando uma carga resistiva. Além disso, i_L como a corrente do indutor, i_C como a corrente do capacitor e i_R como a corrente da carga.

O FCS-MPC é executado a partir da obtenção do modelo discreto do conversor, utilizado para prever o comportamento futuro das variáveis de estado. Em seguida, por meio da definição dos valores de referência, uma função custo é otimizada para definir o estado de chaveamento ótimo a ser aplicado. Cabe acrescentar que para aplicação do FCS-MPC ao conversor *Boost*, é necessário que a particularidade da fase não mínima seja analisada antes de executar o algoritmo de controle. Posto isto, o método proposto por Villarroel et al. (2019), escolhido para este trabalho, é apresentado.

3.4 Modelo matemático do conversor *Boost*

A partir do circuito da topologia ideal do conversor *Boost*, apresentado anteriormente no Capítulo 2, Figura 2.4 e das equações diferenciais (2.5) a (2.8), o modelo matemático do sistema nas etapas de operação I e II podem ser representados em espaço de estados respectivamente pelas equações (3.14) e (3.15):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.15)$$

Para que o FCS-MPC possa estimar os valores das variáveis de estado para instantes futuros, procura-se obter uma relação entre as equações do modelo em cada modo (3.14) e (3.15) e o estado de chaveamento (S). Logo, a representação em espaço de estados (3.16) é capaz de descrever ambos os modos de funcionamento do conversor em função do estado de chaveamento da chave S .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-S) \\ \frac{1}{C}(1-S) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.16)$$

Como para o conversor *Buck*, as aproximações apresentadas por Ogata (1995), são utilizadas para a obtenção do modelo discreto do conversor *Boost*. Deste modo, a partir de (3.16) o modelo discreto que descreve as duas etapas de funcionamento do sistema é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1) \\ V_c(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L}(1-S) \\ \frac{T_s}{C}(1-S) & 1 - \frac{T_s}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ V_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.17)$$

Este modelo, apresentado em (3.17), é utilizado para a predição da variáveis de estado do conversor *Boost* utilizado pelo FCS-MPC.

3.5 Comportamento de fase não mínima

O sistema não linear nos parâmetros (dado o chaveamento S) descrito em (3.16) pode ser representado como $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$, onde $\mathbf{x} = [i_L \quad V_c]^T$ é o vetor de estados, $\mathbf{u} = V_{in}$ é a entrada e $S(t)$ é a variável manipulável, ou seja, ela é alterada para que o objetivo de controle seja alcançado. Apesar de V_{in} ser a entrada do sistema, ela não é manipulável. Além disso, a saída $y(t)$ pode ser representada como $\mathbf{y} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$. Sendo $y(t)$ escolhida de acordo com o objetivo de controle, podendo ser a tensão de saída V_c ou a corrente de entrada i_L (VILLARROEL et al., 2019). Porém, sistemas lineares possuem maiores facilidades para obtenção de resultados analíticos e matemáticos. Posto isto, afim de facilitar o estudo das funções de transferência para

cada uma das saídas possíveis, o sistema (3.16) é linearizado. Para isso define-se as condições de linearização como:

$$\mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} i_{Lo} \\ V_{Co} \end{bmatrix}, \mathbf{u}_0 = S_o \quad (3.18)$$

onde \mathbf{x}_0 é o vetor de estados na condição de linearização, \mathbf{u}_0 é o vetor de entrada na condição de linearização e i_{Lo} e V_{Co} são as condições de linearização.

Para utilizar o método de linearização dinâmica, define-se pequenos desvios em torno das condições de linearização, sendo eles Δx para os pontos de operação de \mathbf{x}_0 , Δu para os pontos de operação de \mathbf{u}_0 . Logo, a partir da equação 3.18 pode-se definir $\Delta x = [\Delta i_{Lo} \quad \Delta V_{Co}]^T$, $\Delta u = \Delta S_o$.

Dada as condições de linearização (3.18), expandindo o vetor de funções $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ em torno de \mathbf{x}_0 e \mathbf{u}_0 utilizando a Série de Taylor, os estados do sistema podem ser representados por $(\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{x})$ compondo a matriz do sistema \mathbf{A} e as entradas por $(\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{u})$ compondo a matriz de atuação \mathbf{B} . Este mesmo processo é repetido para as equações das saídas do sistema. Expandindo cada equação de saída de \mathbf{x}_0 e \mathbf{u}_0 , tem-se $(\partial \mathbf{g} / \partial \mathbf{x})$ formando a matriz de saída \mathbf{C} , e a matriz de alimentação \mathbf{D} composta por $(\partial \mathbf{g} / \partial \mathbf{u})$. Considerando \mathbf{x}_0 e \mathbf{u}_0 como pontos de equilíbrio, os jacobianos das matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} não variam no tempo, permitindo que a equação seja linearizada em termos das matrizes constantes:

$$\Delta \dot{x} = A\Delta x + B\Delta u, \quad \Delta y = C\Delta x + D\Delta u \quad (3.19)$$

Portanto, utilizando as condições de linearização (3.18), as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} para o conversor *Boost* podem ser descritas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-S_o}{L} \\ \frac{1-S_o}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{Co}}{L} \\ -\frac{i_{Lo}}{C} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Deste modo, a partir desta linearização, as funções de transferência resultantes da escolha de i_L ou V_c como saída do sistema podem ser calculadas a partir de:

$$h(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (3.21)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade. A matriz \mathbf{C} é definida de acordo com a saída escolhida. Se a corrente de entrada for escolhida como saída do sistema, tem-se $\mathbf{C} = [1 \ 0]^T$. Por outro lado, se a tensão de saída for escolhida como saída do sistema, então $\mathbf{C} = [0 \ 1]^T$. Além disso, para ambos os casos $\mathbf{D} = 0$.

Desta forma, a função de transferência apresentada em (3.22) representa a escolha da corrente (i_L) como saída do sistema. Da mesma forma, a função de transferência apresentada em (3.23) é resultado da escolha da tensão (V_c) como saída do sistema (VILLARROEL et al., 2019).

$$h_{i_L}(s) = \mathbf{C}(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} = \frac{\frac{V_{Co}}{L} \left(s + \frac{V_{Co} + Ri_{Lo}(1-S_o)}{RCV_{Co}} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-S_o)^2}{LC}} \quad (3.22)$$

$$h_{V_c}(s) = \mathbf{C}(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} = \frac{-\frac{i_{Lo}}{C} \left(s - \frac{V_c(1-S_o)}{Li_{Lo}} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-S_o)^2}{LC}} \quad (3.23)$$

A função de transferência apresentada em (3.22) possui dois polos complexos conjugados no semiplano esquerdo e um zero no semiplano esquerdo. No entanto, apesar da função de transferência apresentada em (3.23) possuir os mesmos polos de (3.22), esta possui um zero no semiplano direito. Sendo assim, o sistema linearizado é de fase não mínima quando a tensão (V_c) é escolhida como saída do sistema. Como referido anteriormente, a presença da fase não mínima traz dificuldades para a operação do FCS-MPC em pequenos horizontes de predição. Para contornar esta situação, Villarroel et al. (2019) propõe uma nova saída de fase mínima (FM), a ser utilizada na minimização da função custo, visando manter a estrutura do conversor e o horizonte de predição pequeno.

3.5.1 Nova saída de fase mínima

Villarroel et al. (2019) propõem substituir o uso do valor predito de $V_c(k+2)$ na função custo, ou seja, substituir a otimização do erro entre a tensão desejada (V_c^*) e a tensão predita pelo modelo discreto ($V_c(k+2)$). Na proposta dos autores, o controlador minimizará a diferença entre a tensão de saída desejada e uma nova saída de fase mínima (h).

A nova saída de FM é composta pela saída original e um termo de compensação que não adiciona atraso extra. Como o comportamento da fase não mínima está associado apenas ao controle da tensão (V_c), o uso da nova saída em conjunto com o modelo discreto de predição

viabiliza o rastreamento correto da referência, pois esta associação permite obter a inversão parcial do sistema usando FCS-MPC.

De forma geral, o cálculo de h^* é dado por:

$$h(x_1, x_2) = x_2 + \frac{2RV_{in}x_1^2 - 2x_1x_2^2}{2x_2x_1 + \left(\frac{RC}{L}\right)V_{in}x_2} \quad (3.24)$$

onde x_1 e x_2 são as variáveis de estado. No caso do conversor *Boost*, elas são respectivamente i_L e V_C . Posto isto, a nova saída de fase mínima para o conversor *Boost* é:

$$h(k) = V_c(k) + \frac{2RV_{in}(k)i_L(k)^2 - 2i_L(k)V_c(k)^2}{2V_c(k)i_L(k) + \left(\frac{RC}{L}\right)V_{in}(k)V_c(k)} \quad (3.25)$$

3.6 Definição da função custo

No caso do conversor *Boost* os objetivos de controle podem ser manter a corrente de entrada (i_L) em um valor pré definido ou a tensão de saída (V_C) em um valor especificado maior do que a tensão de entrada. Para que este objetivo seja alcançado, utilizando o FCS-MPC, diferentes funções custo podem ser utilizadas. Este trabalho avalia o uso de cinco funções custo e sua aplicação em dois cenários diferentes:

- Cenário 1: uso de diferentes funções custo sem a correção para sistemas de fase não mínima (FNM), como as apresentadas para o conversor *Buck*;
- Cenário 2: uso da correção FNM proposta por Villarroel et al. (2019).

Cabe destacar que o controle da corrente i_L não apresenta comportamento de FNM, como mostra a equação (3.22). Portanto, um controle utilizando esta variável pode ser feito em curto horizonte de predição sem influência no funcionamento do FCS-MPC. Para garantir o controle da tensão de forma indireta, as equações do modelo (3.17) são utilizadas para calcular a corrente de referência (i_L^*) em função da tensão (V_C^*).

$$i_L^*(k+1) = i_L(k) - \frac{T_s}{L}(1-S)V_c^*(k) + \frac{T_s}{L}V_{in}(k) \quad (3.26)$$

Para tanto, são utilizados os valores medidos pelos sensores de i_L e V_{in} e o valor do indutor utilizado no circuito. Uma das principais questões envolvendo esta função custo é a

dependência direta do valor da indutância para cálculo da referência, o que leva o algoritmo a ser mais sensível a desvios nos parâmetros do modelo.

Outra maneira de calcular o valor da corrente i_L^* , é por meio do balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas), visto que todos os componentes do sistema foram considerados ideais para a simulação, de forma que:

$$i_L^*(k) = \frac{V_c^*(k)^2}{RV_{in}} \quad (3.27)$$

Da mesma forma que em (3.26), esta maneira de calcular a corrente de (i_L^*) também depende de um parâmetro do modelo que é a resistência de carga R .

Assim como para o conversor *Buck*, o Cenário 1(a) utiliza a função custo quadrática (3.10), permitindo o controle indireto da tensão. No Cenário 1(b) é feito o controle direto da tensão, onde não há a correção da fase não mínima. Para isto a função custo (3.11) é utilizada. Por fim, o Cenário 1(c) busca contornar a instabilidade causada pela FNM do sistema que controla apenas a tensão, e ao mesmo tempo reduzir a dependência das variáveis do modelo ao se controlar apenas a corrente. Para isto a função custo quadrática (3.12) é utilizada.

No cenário 2, com o objetivo de driblar o comportamento de FNM, sem alterar a estrutura do conversor e mantendo o horizonte de previsão utilizado pelo FCS-MPC, utiliza-se a correção proposta por (VILLARROEL et al., 2019). Os autores propõem que a parte de fase não mínima do sistema seja invertida. Assim, ao invés de usar a tensão de saída (V_c) diretamente na função custo de tensão, como em (3.11), uma nova saída (h) com compensação proposta por (VILLARROEL et al., 2019) será utilizada. Para tanto, duas funções custo serão avaliadas, com seguintes objetivos de controle:

- (a) Controle da tensão V_c com correção FNM;
- (b) Controle multivariável de tensão V_c com correção FNM e corrente i_L .

Portanto, uma a nova função custo (g_v^*) a ser minimizada pelo controlador FCS-MPC quando a saída for a tensão de saída pode ser definida. Nela, o controlador minimiza o erro entre a nova saída (3.25) e a referência de tensão desejada (Cenário 2(a)), de forma que:

$$g_v^* = [V_c^* - h^*(k+2)]^2 \quad (3.28)$$

Para o controle conjunto da corrente de entrada e da tensão de saída (Cenário 2(b)), com a correção da fase não mínima, uma nova função custo é definida substituindo (3.28) em (3.29):

$$g_{iv}^* = k_i [i_L^* - i_L(k+2)]^2 + k_v [V_c^* - h(k+2)]^2 \quad (3.29)$$

Pode-se observar que em ambos os cenários, o cálculo das referências é dependente das variáveis do modelo, resistência de carga (R) e indutância (L). E da mesma forma que no Cenário 1, isso resulta em uma sensibilidade maior do algoritmo em relação aos parâmetros do modelo, podendo causar erros no FCS-MPC quando há desvio nos parâmetros. Entretanto, as simulações foram realizadas sem desvio nesses parâmetros e ainda não foram feitas análises sobre quais seriam os impactos no funcionamento do FCS-MPC.

3.7 Resultados de simulação

Nesta seção, os resultados da simulação realizada no programa *Matlab/Simulink* do conversor *Boost* são apresentados para demonstrar o desempenho do controle FCS-MPC para cada uma das funções custo propostas anteriormente. Para isso, utiliza-se *S-Function* para a implementação em linguagem C do algoritmo de controle, onde o modelo de predição (3.17) é utilizado juntamente com os parâmetros apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Parâmetros de simulação para o conversor *Boost*.

Símbolo	Descrição	Valor
C	Capacitor	$400\mu F$
L	Indutor	$3.5mH$
R	Resistência (carga)	100Ω
f_s	Frequência de amostragem	$100kHz$

Fonte: Da Autora (2022)

Como para o conversor *Buck*, os resultados são apresentados de forma que a corrente de entrada (i_L) seja mantida em 8,00A, 6,40A e 5,34A, para os intervalos de tempo 1, 2 e 3 respectivamente. A tensão de saída (V_c) deve ser mantida em 400V para diferentes tensões de entrada (V_{in}). Para cada intervalo de tempo tem-se:

- *Intervalo 1* ($0[\text{seg}] < t \leq 0,15 [\text{seg}]$): $V_{in} = 200V$;

- *Intervalo 2* ($0,15 \text{ [seg]} < t \leq 0,30 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 250V$;
- *Intervalo 3* ($0,30 \text{ [seg]} < t < 0,45 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 300V$.

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1 e 2 são apresentados na Figura 3.5, na Tabela 3.5 e na Tabela 3.6. Na Tabela 3.5 são medidos os valores médios da corrente de entrada \bar{i}_L , o erro médio em regime permanente (ERMP) e a oscilação da corrente Δi_L para cada intervalo de tempo. Na Tabela 3.6 são apresentados os valores médios da tensão de saída \bar{V}_c , o erro médio em regime permanente (ERMP) e a oscilação da tensão ΔV_c para cada intervalo. Como o FCS-MPC não possui frequência de chaveamento fixa, a oscilação da corrente Δi_L e da tensão ΔV_c pode variar de acordo com o ponto de operação e função custo utilizada.

Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 3.5(a) e (b). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_L) e da tensão de saída (V_c) na utilização da função custo (3.10). Neste caso, não houve a correção da FNM e a tensão de saída é controlada indiretamente por meio do controle da corrente de entrada. Em regime permanente, o valor médio de V_c é próximo nos três intervalos de tempo, sendo que o intervalo 2 apresenta o maior erro, sendo este equivalente a 0,57% do valor de referência e V_c igual a 402,3V.

Os Cenários 1(b) e 1(c) apresentaram resultados semelhantes para o comportamento da tensão e corrente, como pode ser observado nas Figuras 3.5 (c) e (d), (e) e (f). Nelas são utilizadas as funções custo (3.11) e (3.12), respectivamente. Observa-se que ao utilizar a função custo multivariável, mesmo com a inserção da corrente no problema de otimização, não há melhora em relação aos problemas ocasionados pela FNM da tensão. O FCS-MPC chaveia apenas nos transitórios e em seguida mantém a chave S sempre aberta, fazendo com que as tensões de entrada e de saída sejam as mesmas.

Nos cenários 2(a) e 2(b) a correção da fase não mínima é feita por meio da aplicação da nova saída proposta por Villarroel et al. (2019), viabilizando o controle direto da tensão. Com isso, as Figuras 3.5 (g) e (h) apresentam o resultado da aplicação de (3.28) e as Figuras 3.5 (i) e (j) apresentam o resultado da aplicação de (3.29). Em relação a corrente de entrada, no cenário 2(a), o intervalo 1 apresenta o maior erro em regime permanente, sendo equivalente a 0,28% do valor de referência. O valor médio de i_L é de 8,02A. Ainda neste cenário, a tensão de saída possui erro médio em regime permanente nulo para os três intervalos de tempo, alcançando o valor desejado para V_c de 400V com baixa oscilação. No cenário 2(b), para a corrente i_L , o intervalo 1 possui o maior erro em regime permanente, sendo seu valor igual a 8,05A. Já para a

tensão de saída, o intervalo 2 apresenta maior erro em regime permanente, equivalente a 0,12% com valor médio de V_c igual a 400,5V.

Ao comparar os Cenários 1(a) com os Cenários 2(a) e 2(b) pode-se observar que a utilização apenas da corrente na função custo, resulta em transitórios de corrente praticamente instantâneos e sem picos. Por outro lado, apesar dos valores médios e do erro em regime permanente apresentados na Tabela 3.6, a tensão nos cenários 1(a) e 2(b) apresenta uma oscilação muito maior para cada intervalo comparado com o cenário 2(a). Apesar disso, em regime permanente, foi possível observar que os valores são parecidos. Em todos os intervalos de tempo o erro não ultrapassa 0,60%.

Uma análise geral dos resultados dos Cenários 1(a), 2(a) e 2(b) em regime permanente ou nos transitórios mostra que os valores alcançados são muito próximos do valor desejado para i_L e V_c . No regime permanente, o EMRP não ultrapassa 1,30% e 0,60%, para a corrente e a tensão, respectivamente.

Além destas observações, cabe destacar que as funções custo dos cenários que obtiveram sucesso são dependentes dos parâmetros do modelo, tais como R e L . Entretanto, as simulações foram realizadas sem desvio nesses parâmetros e ainda não foram feitas análises sobre quais seriam os impactos no funcionamento do FCS-MPC.

Tabela 3.5 – Valores médios da corrente de entrada, erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_L	EMRP	Δi_L	\bar{i}_L	EMRP	Δi_L	\bar{i}_L	EMRP	Δi_L
Cenário 1(a)	8,00	0,06%	1,30	6,49	1,29%	1,80	5,32	0,18%	0,60
Cenário 1(b)	3,71	-	-	4,38	-	-	5,92	-	-
Cenário 1(c)	2,34	-	-	2,67	-	-	3,12	-	-
Cenário 2(a)	8,02	0,28%	1,65	6,40	0%	1,57	5,34	0,03%	1,92
Cenário 2(b)	8,05	0,60%	1,62	6,41	0,17%	1,30	5,35	0,20%	0,95

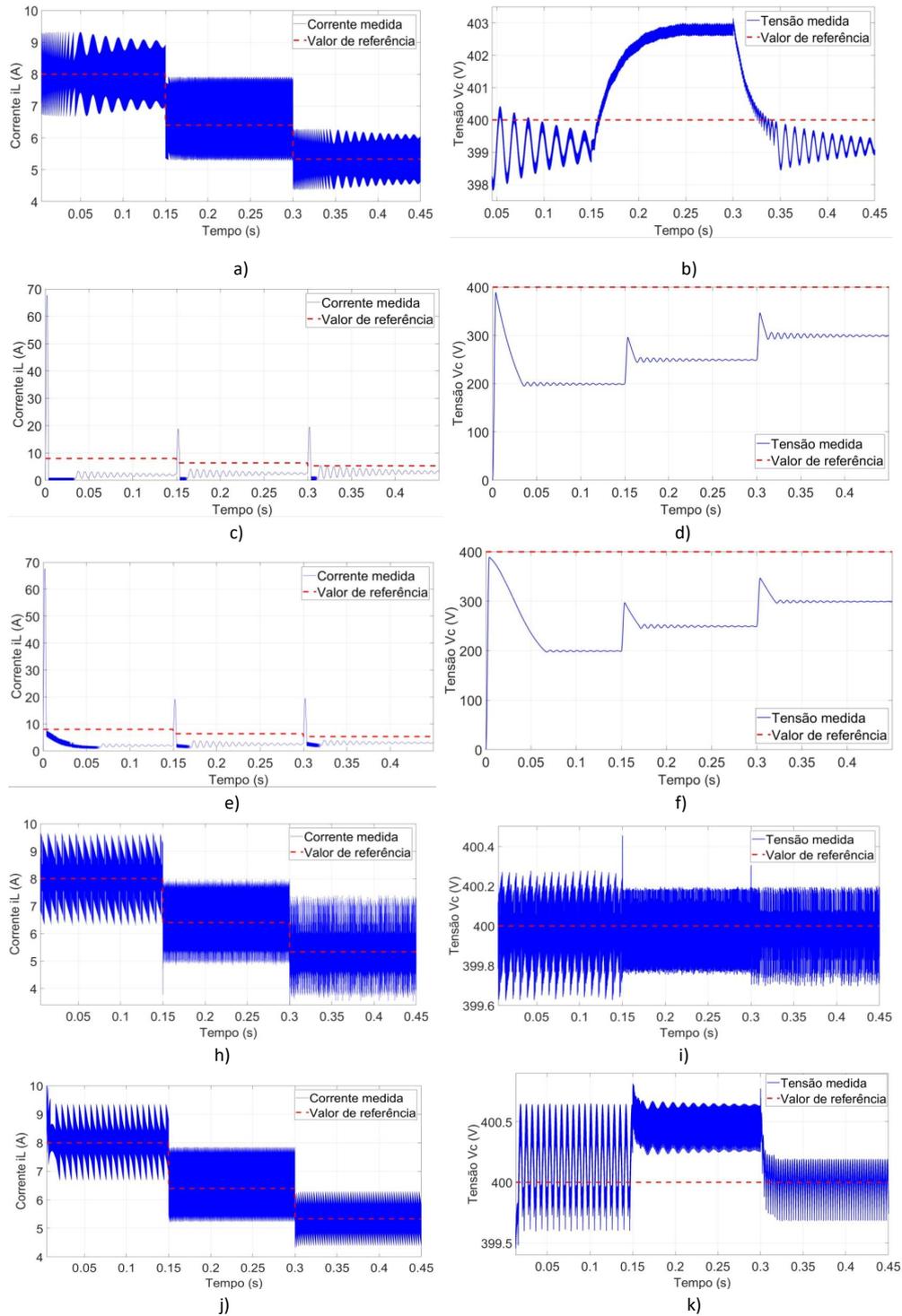
Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 3.6 – Valores médios da tensão de saída, erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c
Cenário 1(a)	399,20	0,20%	1,30	402,30	0,57%	2,00	399,60	0,10%	1,9
Cenário 1(b)	199,20	-	-	274,40	-	-	324,00	-	-
Cenário 1(c)	199,20	-	-	252,50	-	-	302,10	-	-
Cenário 2(a)	400,00	0%	0,30	400,00	0,00%	0,25	400,00	0,00%	0,25
Cenário 2(b)	400,10	0,02%	0,45	400,50	0,12%	0,10	400,00	0,00%	0,30

Fonte: Da Autora (2022)

Figura 3.5 – Resultados de simulação para controle da tensão de saída do conversor *Boost*, onde (a) corrente i_L com g_i , (b) tensão V_c com g_i , (c) corrente i_L com g_v , (d) tensão V_c com g_v , (e) corrente i_L com g_{iv} , (f) tensão V_c com g_{iv} , (g) corrente i_L com g_v^* , (h) tensão V_c com g_{iv}^* .



Fonte: Da Autora (2022)

3.7.1 Considerações finais

Vistos os resultados apresentados neste capítulo, é possível concluir que para o conversor *Buck* o FCS-MPC não encontra obstáculos. O controle indireto da tensão apresenta EMRP e oscilações pequenos, quando comparados aos resultados do controle indireto da corrente. A análise dos resultados mostra que a o uso da função custo multivariável melhora os resultados dos controles indiretos, fazendo com que este cenário apresente o equilíbrio dos parâmetros avaliados.

Por fim, para o conversor *Boost*, os resultados demonstraram que é possível corrigir o comportamento de FNM do sistema sem que haja mudanças na estrutura e no horizonte de predição do controlador. A nova saída de fase mínima, não só possibilita o controle direto da tensão de saída como apresenta EMRP nulos e oscilações próximas a zero. Vale ressaltar que os resultados apresentados neste capítulo não incluem um estudo sobre a influencia da variação dos parâmetros do modelo no desempenho do controlador FCS-MPC.

4 APLICAÇÃO DO FCS-MPC - CONVERSOR VR-BESS

Este capítulo apresenta a aplicação do Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito ao conversor foco principal deste trabalho, o VR-BESS. Este conversor possui 4 modos de operação, que variam de acordo com a disponibilidade de potência nas duas fontes de alimentação presentes em seu circuito. Ele é composto de uma fonte principal (V_{in}) e um sistema de armazenamento de energia (V_{bat}). Essas duas fontes de alimentação trabalham em conjunto para realizar o balanço de potências entregue a carga, de forma que:

- **Modo 1:** a potência da fonte de entrada (V_{in}) é maior do que a requerida pela carga e a bateria armazena o excedente. O conversor VR-BESS opera como um *Boost* ao elevar a tensão V_{in} e regulá-la para a carga; e como um *Buck* ao abaixar a tensão V_{in} para carregar as baterias com V_{bat} ;
- **Modo 2:** a fonte de entrada (V_{in}) disponibiliza exatamente a potência requerida pela carga, não havendo necessidade do uso do sistema de armazenamento e o valor médio da corrente a bateria é zero. Neste caso, o conversor opera apenas como um *Boost* ao regular a tensão para a carga;
- **Modo 3:** a potência da fonte de entrada (V_{in}) não é suficiente para suprir a demanda da carga e a bateria fornece o complemento; Neste modo, V_{in} e V_{bat} são elevadas e atuam como dois conversores *Boost* em paralelo;
- **Modo 4:** nenhuma potência é fornecida pela fonte V_{in} cabendo a bateria fornecer toda a potência requerida pela carga. De forma similar ao Modo 2, o conversor opera apenas como um *Boost* ao regular a tensão V_{bat} para a carga.

Desta forma, este capítulo propõe um modelo matemático discreto para cada um dos modos de operação descritos anteriormente. Diferentemente do modelo médio apresentado por Marcello, Pacheco e Ferreira (2019), o modelo proposto leva em consideração o estado de chaveamento das duas chaves presentes no conversor (S_1 e S_2). Estes modelos são a base para o funcionamento do FCS-MPC, que os utilizam para prever os valores futuros das variáveis de estado em função de cada estado de chaveamento. O estado de chaveamento ótimo é definido por meio da minimização de uma dada função custo.

Além disso, também é proposta uma análise da operação do conversor com diferentes funções custo, com e sem correção de fase não mínima proposta por Villarroel et al. (2019). As

principais funções são avaliadas para cada modo de operação por meio de simulações utilizando o *software* Matlab/Simulink.

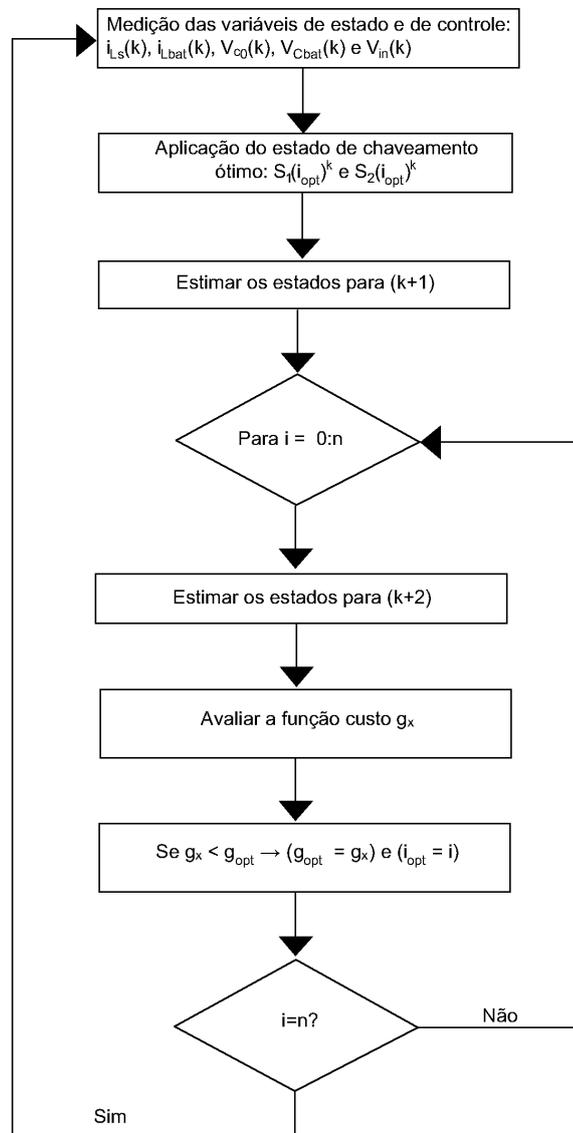
4.1 Princípio básico de operação do FCS-MPS aplicado ao VR-BESS

Para aplicação do FCS-MPC no conversor VR-BESS, é necessário seguir as etapas descritas no Capítulo 2, sendo elas:

- Medição das variáveis de estado e de controle, que incluem as tensões V_{in} , V_{cbat} e V_{C0} e as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} ;
- A obtenção de um modelo discreto de acordo com o modo de operação incluindo as variáveis de estado: corrente do indutor de filtro de entrada (i_{Ls}), corrente do indutor de filtro da bateria (i_{Lbat}), tensão do capacitor de filtro da bateria (V_{cbat}) e tensão do capacitor do filtro de saída (V_{C0});
- Predição das variáveis de estado utilizando o modelo discreto proposto para cada modo;
- Definição das referências para cada variável de estado, sendo elas V_{C0}^* , i_{Ls}^* e i_{Lbat}^* ;
- Validação das diferentes funções custo propostas utilizadas para definir o estado de chaveamento ótimo das chaves S_1 e S_2 ;
- Aplicação dos estados ótimos S_{1opt} e S_{2opt} ao conversor VR-BESS.

A Figura 4.1 apresenta o fluxograma do algoritmo do FCS-MPC. Nele, de acordo com os modos de funcionamento do VR-BESS os respectivos estados são estimados e as funções custo apropriadas são avaliadas.

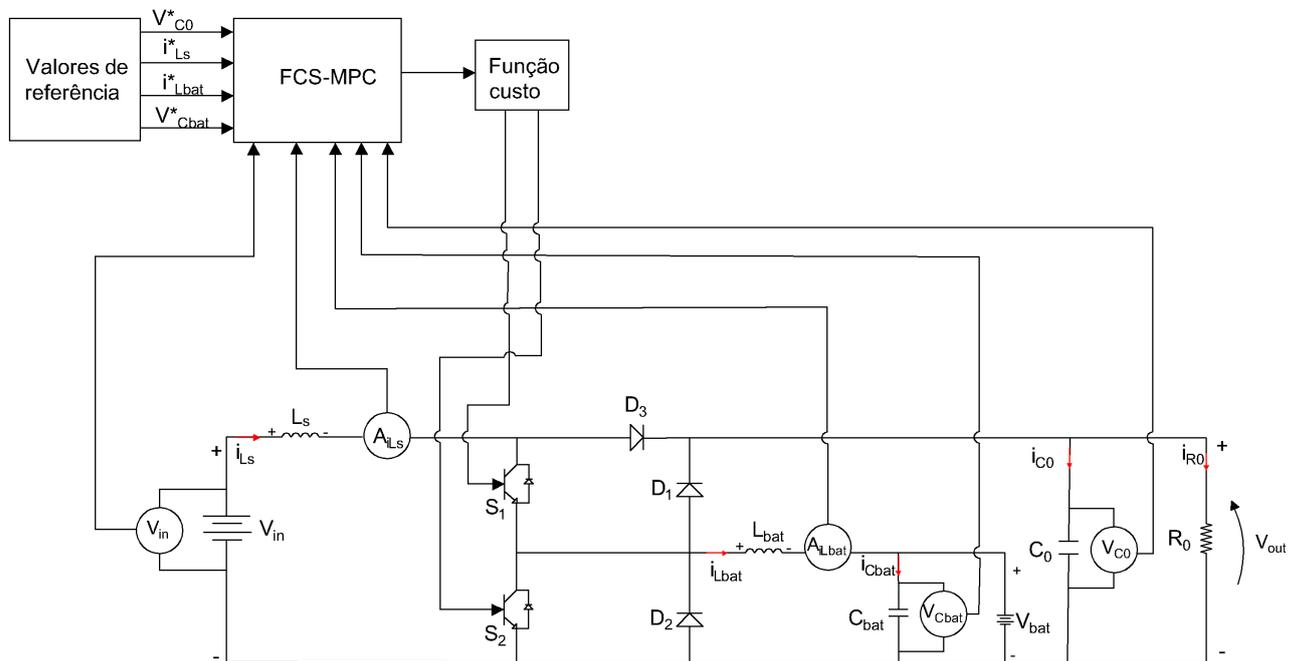
Figura 4.1 – Fluxograma do FCS-MPC aplicado ao conversor VR-BESS



Fonte: Adaptada de Ferreira (2016)

A Figura 4.2 resume a estratégia de controle proposta para o conversor VR-BESS de acordo com as etapas apresentadas anteriormente. Na Figura pode-se definir L_s como indutor de filtro de entrada, L_{bat} e C_{bat} como indutor e capacitor de filtro da bateria, respectivamente. C_0 como capacitor e R_0 como a representação de uma carga resistiva.

Figura 4.2 – Princípio básico de operação do FCS-MPS aplicado ao VR-BESS



Fonte: Da Autora (2022)

Os valores dos componentes passivos utilizados nas simulações realizadas no *software* Matlab/Simulink foram calculados para garantir o funcionamento do sistema em modo de condução contínua, de acordo com Pacheco et al. (2002). Entretanto, sabe-se o FCS-MPC possui frequência de chaveamento variável, o que dificulta o projeto destes componentes. Desta forma, os elementos foram calculados inicialmente para um frequência de chaveamento média 5 vezes menor que a frequência de amostragem utilizada para executar os passos do algoritmo, conforme sugerido por Panten, Hoffmann e Fuchs (2016). E após as simulações os seus valores foram ajustados para garantir um melhor desempenho do algoritmo para as potências propostas. Os principais parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação para o conversor VR-BESS.

Símbolo	Descrição	Valor
L_s	Indutor do filtro de entrada	$3.5mH$
C_0	Capacitor do filtro de saída	$400\mu F$
R_0	Resistência (carga)	90Ω
L_{bat}	Indutor do filtro da bateria	$3mH$
C_{bat}	Capacitor do filtro da bateria	$500\mu F$
R_{bat}	Resistor (banco de baterias)	30Ω
f_s	Frequência de amostragem	$100kHz$

Fonte: Da Autora (2022)

De acordo com o princípio básico de operação do FCS-MPC, sabe-se a importância do modelo discreto e da função custo em sua operação. Em relação ao modelo discreto, este será obtido para cada modo de operação do conversor. No entanto, a definição da função custo é primordial para que o objetivo de controle seja alcançado, e pode ser feita de forma genérica para todos os modos de operação. Para tanto, será descrita em detalhes na sessão seguinte.

4.2 Definição geral das funções custo

Baseado nos modos de operação do VR-BESS apresentados no Capítulo 2, este conversor pode operar aliando o modo de funcionamento dos conversores *Buck* e *Boost*, apenas do conversor *Boost*, e também como dois conversores *Boost*. Sendo assim, no geral os objetivos de controle deste sistema podem ser:

- Controle das tensões V_{Cbat} e V_{C0} de forma indireta por meio de uma função custo das correntes i_{Ls} e i_{Lbat} ;
- Controle direto das tensões V_{Cbat} e V_{C0} ;
- Controle multivariável das tensões V_{Cbat} e V_{C0} e das correntes i_{Ls} e i_{Lbat} .

A escolha destes objetivos esta ligada diretamente ao modo de operação do conversor. É importante observar que apenas no Modo 1, onde a bateria é modelada como uma resistência, a tensão V_{bat} é uma das variáveis de estado e pode ser controlada. Nos demais modos de operação, a bateria é modelada como fonte de tensão e assim como V_{in} a tensão V_{bat} não é controlada, restando apenas V_{C0} , nas funções custo.

O conversor VR-BESS tem seu princípio de operação derivado do conversor *Boost* e também é um conversor que possui características de Fase não Mínima (FNM), sendo necessário realizar sua correção para o correto funcionamento do FCS-MPC. Para tanto, dois cenários diferentes serão analisados:

- **Cenário 1:** uso de diferentes funções custo sem a correção para sistemas de fase não mínima (FNM), onde as seguintes funções serão validadas:
 - (a) função custo com as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} ;
 - (b) função custo com as tensões V_{Cbat} e V_{C0} ;
 - (c) função custo multivariável com as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} e com as tensões V_{Cbat} e V_{C0} .

- **Cenário 2:** uso da correção FNM proposta por Villarroel et al. (2019), nas seguintes funções custo:

- função custo com as tensões V_{Cbat} e V_{C0} corrigidas para ajustes da FNM;
- função custo multivariável com as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} e com as tensões V_{Cbat} e V_{C0} corrigidas para ajuste da FNM.

Assim, a função custo quadrática para o controle indireto das tensões (g_i) pode ser definida de forma geral como (Cenário1(a)):

$$g_i = [i_1^* - i_1(k+2)]^2 + [i_2^* - i_2(k+2)]^2 \quad (4.1)$$

onde i_1^* e i_2^* são os valores de referência para as correntes, e $i_1(k+2)$ e $i_2(k+2)$ são os valores das correntes preditos pelo FCS-MPC por meio do modelo discreto. A presença destas variáveis está diretamente ligada ao modo de operação estudado.

Para o controle direto das tensões sem a correção da FNM, a função custo pode ser definida de forma geral como (Cenário1(b)):

$$g_v = [V_1^* - V_1(k+2)]^2 + [V_2^* - V_2(k+2)]^2 \quad (4.2)$$

onde V_1^* e V_2^* são os valores de referência definidos previamente para as tensões; e $V_1(k+2)$ e $V_2(k+2)$ são os valores das tensões preditos pelo FCS-MPC por meio do respectivo modelo discreto. Neste caso, a presença destas variáveis também está diretamente ligada ao modo de operação estudado.

Assim como para os conversores *Buck* e *Boost*, uma função custo multivariável é proposta afim de reduzir a dependência das variáveis do modelo ao se controlar apenas as correntes. Desta forma, combina-se as funções custo g_i e g_v resultando em (Cenário 1(c)):

$$g_{iv} = [i_1^* - i_1(k+2)]^2 + [i_2^* - i_2(k+2)]^2 + [V_1^* - V_1(k+2)]^2 + [V_2^* - V_2(k+2)]^2 \quad (4.3)$$

No Cenário 2, a correção do comportamento de FNM proposta por Villarroel et al. (2019) é utilizada. Para tanto, nas funções custo (4.2) e (4.4) a tensão é substituída pela nova saída FNM obtida por meio da equação (3.24). Esta nova saída de fase mínima é definida de

acordo com a necessidade de cada modo de operação. Assim, duas funções custo serão avaliadas, com o objetivo de controlar as tensões com correção FNM e controle multivariável das tensões com correção de FNM e correntes.

Logo, uma nova função custo (g_v^*) a ser minimizada pelo controlador FCS-MPC é definida para quando a saída for as tensões de saída. Nela o controlador minimiza o erro entre a nova saída de fase mínima encontrada para cada uma das tensões de saída do respectivo modo de operação estudado e a referência de respectiva tensão desejada (Cenário 2(a)), de forma que:

$$g_v^* = [V_1^* - h_1(k+2)]^2 + [V_2^* - h_2(k+2)]^2 \quad (4.4)$$

onde, h_1 é a saída de fase não mínima calculada para a tensão de saída V_1 ; e h_2 a nova saída para a tensão V_2 .

Para o controle conjunto das correntes e tensões (Cenário 2(b)), com as respectivas correções de fase não mínima, uma nova função custo é definida de forma que:

$$g_{iv} = [i_1^* - i_1(k+2)]^2 + [i_2^* - i_2(k+2)]^2 + \quad (4.5)$$

$$[V_1^* - h_1(k+2)]^2 + [V_2^* - h_2(k+2)]^2 \quad (4.6)$$

As funções custo aplicadas a cada modo de operação estudado são definidas de acordo com as variáveis de estado do referido modo, porém a forma quadrática geral não é modificada.

4.3 Modo de operação 1

Neste modo de operação, a capacidade de fornecimento da fonte geradora ultrapassa à demanda da carga, por esse motivo, o banco de baterias é carregado (conversor *Buck*) e a tensão de entrada é regulada (conversor *Boost*). Sendo assim, ele possui como entrada a tensão V_{in} e como saída as tensões do banco de baterias (V_{Cbat}) e de saída (V_{C0}).

Para realização das simulações, neste modo de operação, o banco de baterias e a carga foram representados por resistências. Os objetivos de controle deste modo são: manter as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} e também as tensões V_{C0} e V_{Cbat} em valores desejados pré determinados.

Como principais resultados do controle FCS-MPC, a seguir serão apresentados: o modelo matemático discreto proposto para o conversor VR-BESS operando no Modo 1, a definição da função custo e suas particularidades e os resultados de simulação.

4.3.1 Modelo matemático - Modo 1

Para o melhor entendimento da obtenção do modelo matemático em função do estado de chaveamento, as equações diferenciais apresentadas no Capítulo 2 para cada etapa de operação serão rerepresentadas nesta sessão na forma matricial. A partir do circuito equivalente do Modo 1-I (FIGURA 2.13) e das equações diferenciais que descrevem seu comportamento dinâmico (2.9) a (2.12), o modelo matemático para a primeira etapa deste modo de operação pode ser representado em espaço de estados por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{V}_{Cbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{R_{bat}C_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_0R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ V_{Cbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.7)$$

Na sequência, o modelo matemático do Modo 1-II, apresentando pelas equações (2.13) a (2.16) pode ser reescrito da mesma forma como para a primeira etapa, por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{V}_{Cbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & \frac{1}{L_{bat}} \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{R_{bat}C_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ -\frac{1}{C_0} & 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ V_{Cbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.8)$$

Por fim, o modelo matemático do Modo 1-III, representado inicialmente por (2.17) a (2.20), pode ser reescrito da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{V}_{Cbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{R_{bat}C_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ V_{Cbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.9)$$

Para que o FCS-MPC possa estimar os valores das variáveis de estado para instantes futuros, procura-se obter uma relação entre as equações do modelo em cada etapa de operação do Modo 1 e o estado das chaves S_1 e S_2 . Os estados das chaves para as três etapas do Modo 1 são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Estados de chaveamento Modo 1

Modo 1			
	Etapa I	Etapa II	Etapa III
S1	1	1	0
S2	1	0	0

Fonte: Adaptado de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019)

Sendo assim, com base nas equações (4.7) a (4.9) e na Tabela 4.2 é possível estabelecer a relação entre o estado de chaveamento e as variáveis de controle. Observa-se que a tensão \dot{V}_{Cbat} possui o mesmo modelo para os três modos de funcionamento. Isso significa que ela independe do estado das chaves S_1 e S_2 . Já a tensão \dot{V}_{C0} possui influência da corrente i_{Ls} no Modo 1-III e da somatória das correntes $i_{Lbat} + i_{Ls}$ no Modo 1-II. Relacionando os estados da chave apresentados na Tabela 4.2 é possível obter a relação $(S_2 - S_1)$ para i_{Lbat} e $(1 - S_2)$ para i_{Ls} .

O mesmo raciocínio é aplicado para obter a correlação entre os estados de chaveamento e as equações diferenciais que representam \dot{i}_{Ls} e \dot{i}_{Lbat} . As correlações encontradas são $(1 - S_1)$ e $(S_2 - S_1)$ respectivamente. Portanto, o modelo que representa o funcionamento do Modo 1 de acordo com os estados das chaves S_1 e S_2 é:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \\ \dot{V}_{Cbat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(S_2 - S_1)}{L_{bat}} & -\frac{1}{L_{bat}} \\ 0 & 0 & -\frac{(1 - S_1)}{L_s} & 0 \\ -\frac{(S_2 - S_1)}{C_0} & \frac{(1 - S_1)}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{bat} R_{bat}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \\ V_{Cbat} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.10)$$

Utilizando as aproximações apresentadas por Ogata (1995) e as equações apresentadas em (4.10), o modelo discreto do Modo 1 em função do estado de chaveamento utilizado pelo FCS-MPC para a predição das variáveis de estado é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_{Lbat}(k+1) \\ i_{Ls}(k+1) \\ V_{C0}(k+1) \\ V_{Cbat}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{T_s(S_2 - S_1)}{L_{bat}} & -\frac{T_s}{L_{bat}} \\ 0 & 1 & -\frac{T_s(1 - S_1)}{L_s} & 0 \\ -\frac{T_s(S_2 - S_1)}{C_0} & \frac{T_s(1 - S_1)}{C_0} & 1 - \frac{T_s}{C_0 R_0} & 0 \\ \frac{T_s}{C_{bat}} & 0 & 0 & 1 - \frac{T_s}{C_{bat} R_{bat}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat}(k) \\ i_{Ls}(k) \\ V_{C0}(k) \\ V_{Cbat}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}(k) \quad (4.11)$$

4.3.2 Definição das referências de controle - Modo 1

A partir dos objetivos de controle e das funções custo apresentadas na seção 4.2, as referências das variáveis de estado que as compõe no Modo 1 devem ser definidas. O objetivo final neste modo é garantir uma tensão regulada na saída e na bateria de forma que $V_{C0}^* = 400V$ e $V_{Cbat}^* = 120V$, ambos os valores predefinidos como características do projeto.

Desta forma, para garantir o controle indireto destas tensões, ao acrescentar as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} nas funções custo é preciso calcular os valores de referência a ser utilizados para estas variáveis, sendo estes i_{Ls}^* e i_{Lbat}^* , respectivamente. As equações do modelo (4.11) podem ser utilizadas para calcular as correntes de referência, de forma que:

$$i_{Ls}^*(k+1) = i_{Ls}(k) - \frac{T_s}{L_s}(1 - S_2) V_{C0}^*(k) + \frac{T_s}{L_s} V_{in}(k) \quad (4.12)$$

$$i_{Lbat}^*(k+1) = i_{Lbat}(k) + \frac{T_s}{L_{bat}}(S_2 - S_1) V_{C0}^*(k) - \frac{T_s}{L_{bat}} V_{Cbat}^*(k) \quad (4.13)$$

Para tanto, são utilizados os valores medidos pelos sensores de i_{Ls} , i_{Lbat} e V_{in} , além dos valores dos indutores L_s e L_{bat} . Esta dependência direta da equação aos valores dos indutores resulta na sensibilidade do algoritmo à mudanças nestes parâmetros do modelo.

Outra maneira de calcular os valores de referência para as correntes i_{Ls}^* e i_{Lbat}^* é por meio do balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas), de forma que:

$$i_{Ls}^* = \left(\frac{V_{C0}^*(k)^2}{R_o} + \frac{V_{Cbat}^*(k)^2}{R_{bat}} \right) \frac{1}{V_{in}(k)} \quad (4.14)$$

$$i_{Lbat}^* = \frac{V_{Cbat}^*(k)}{R_{bat}} \quad (4.15)$$

Porém, da mesma forma como em (4.12) e (4.13), calcular os valores de referência i_{Ls}^* e i_{Lbat}^* por meio do balanço de potência também depende dos parâmetros do modelo que são a resistência de carga R_o e de R_{bat} , resistência que representa o banco de baterias. Entretanto, esta forma de cálculo depende apenas da medição de V_{in} , o que a torna menos susceptível a erros. Consequentemente, as equações (4.14) e (4.15) serão adotadas neste trabalho.

4.3.3 Definição das funções custo - Modo 1

A seguir serão apresentadas as funções custo com base nas variáveis de estado do modelo do conversor para o Modo 1 apresentado em (4.11). Inicialmente, a função custo quadrática para o controle indireto das tensões derivada de (4.1) e que representa o Cenário1(a), é definida como:

$$g_i = [i_{Ls}^* - i_{Ls}(k+2)]^2 + [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 \quad (4.16)$$

Para o controle direto das tensões V_{C0} e V_{Cbat} , a função custo pode ser definida a partir de (4.2) para o Cenário1(b), como:

$$g_v = [V_{C0}^* - V_{C0}(k+2)]^2 + [V_{Cbat}^* - V_{Cbat}(k+2)]^2 \quad (4.17)$$

Para o controle multivariável, assim como apresentado em (4.4), no Cenário 1(c) combina-se as funções custo (4.16) e (4.17) resultando em:

$$g_{iv} = [i_{Ls}^* - i_{Ls}(k+2)]^2 + [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 + \quad (4.18)$$

$$[V_{C0}^* - V_{C0}(k+2)]^2 + [V_{Cbat}^* - V_{Cbat}(k+2)]^2 \quad (4.19)$$

No Cenário 2, a nova função custo para o controle direto das tensões, pode ser definida como (Cenário 2(a)):

$$g_v = [V_{C0}^* - h_{rt}(k+2)]^2 + [V_{Cbat}^* - h_{cb}(k+2)]^2 \quad (4.20)$$

onde, h_{rt} é a saída de fase mínima calculada para a tensão de saída V_{C0} ; e h_{cb} a nova saída para a tensão do banco de baterias. Portanto, pode-se definir:

$$h_{rt} = V_{C0}(k+2) + \frac{2R_0 V_{in}(k) i_{Ls}(k+2)^2 - 2i_{Ls}(k+2) V_{C0}(k+2)^2}{2V_{C0}(k+2) i_{Ls}(k+2) + \left(\frac{R_0 C_0}{L_s}\right) V_{in}(k) V_{C0}(k+2)} \quad (4.21)$$

$$h_{cb} = V_{Cbat}(k+2) + \frac{2R_{bat} V_{in}(k) i_{Lbat}(k+2)^2 - 2i_{Lbat}(k+2) V_{Cbat}(k+2)^2}{2V_{Cbat}(k+2) i_{Lbat}(k+2) + \left(\frac{R_{bat} C_{bat}}{L_s}\right) V_{in}(k) V_{Cbat}(k+2)} \quad (4.22)$$

Po fim, para o controle conjunto das correntes e tensões (Cenário 2(b)), com as respectivas correções de fase não mínima, uma nova função custo é definida de forma que:

$$g_{iv} = [i_{Ls}^* - i_{Ls}(k+2)]^2 + [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 + \quad (4.23)$$

$$[V_{C0}^* - h_{rt}(k+2)]^2 + [V_{Cbat}^* - h_{cb}(k+2)]^2 \quad (4.24)$$

4.3.4 Resultados de simulação

Nesta seção, os resultados da simulação realizada no programa *Matlab/Simulink* do Modo 1 do conversor VR-BESS são apresentados para demonstrar o desempenho do controle FCS-MPC para cada uma das funções custo propostas anteriormente. Utiliza-se o bloco do Simulink chamado *S-Function* para a implementação em linguagem C do algoritmo de controle, onde o modelo de predição (4.11) é utilizado juntamente com os parâmetros apresentados na Tabela 4.1.

Neste modo, a fonte de entrada deve ser capaz de carregar o banco de baterias e suprir a necessidade da carga. Assim, os resultados de simulação são apresentados de forma que, da (equação 4.14) os valores de referência para a corrente de entrada (i_{Ls}) são calculados, de maneira que a corrente i_{Ls} seja mantida em 11,3A, 9,0A e 7,5A para cada um dos intervalos de tempo em função da variação de V_{in} . Para o calculo do valor de referência da corrente i_{Lbat} , a equação 4.15 é utilizada, de modo que ela seja mantida em 4,0A. Além disso, as tensões de saída (V_{C0}) e da bateria (V_{Cbat}) devem ser mantidas em 400V e 120V respectivamente, para diferentes tensões de entrada (V_{in}). Para cada intervalo de tempo tem-se:

- *Intervalo 1* ($0 \text{ [seg]} < t \leq 0,15 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 200V$;
- *Intervalo 2* ($0,15 \text{ [seg]} < t \leq 0,30 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 250V$;
- *Intervalo 3* ($0,30 \text{ [seg]} < t < 0,45 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 300V$.

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1 e 2 são apresentados na Figura 4.3 e nas Tabelas 4.3 a 4.6. Em cada uma das tabelas, são medidos os valores médios, o erro médio em regime permanente (ERMP) e as oscilações para cada uma das variáveis de controle em cada intervalo de tempo. Como o FCS-MPC não possui frequência de chaveamento fixa, as oscilações das correntes e tensões podem variar de acordo com o ponto de operação e função custo utilizada.

Figura 4.3 – Resultados de simulação para controle da tensões de saída e das correntes do conversor VR-BESS - Modo 1, onde (a) corrente i_{Ls} com g_i , (b) corrente i_{Ls} com g_v^* , (c) corrente i_{Ls} com g_{iv}^* , (d) corrente i_{Lbat} com g_i , (e) corrente i_{Lbat} com g_v^* , (f) corrente i_{Lbat} com g_{iv}^* , (g) tensão V_{C0} com g_i , (h) tensão V_{C0} com g_v^* , (i) tensão V_{C0} com g_{iv}^* , (j) tensão V_{Cbat} com g_i , (k) tensão V_{Cbat} com g_v^* , (l) tensão V_{Cbat} com g_{iv}^* .

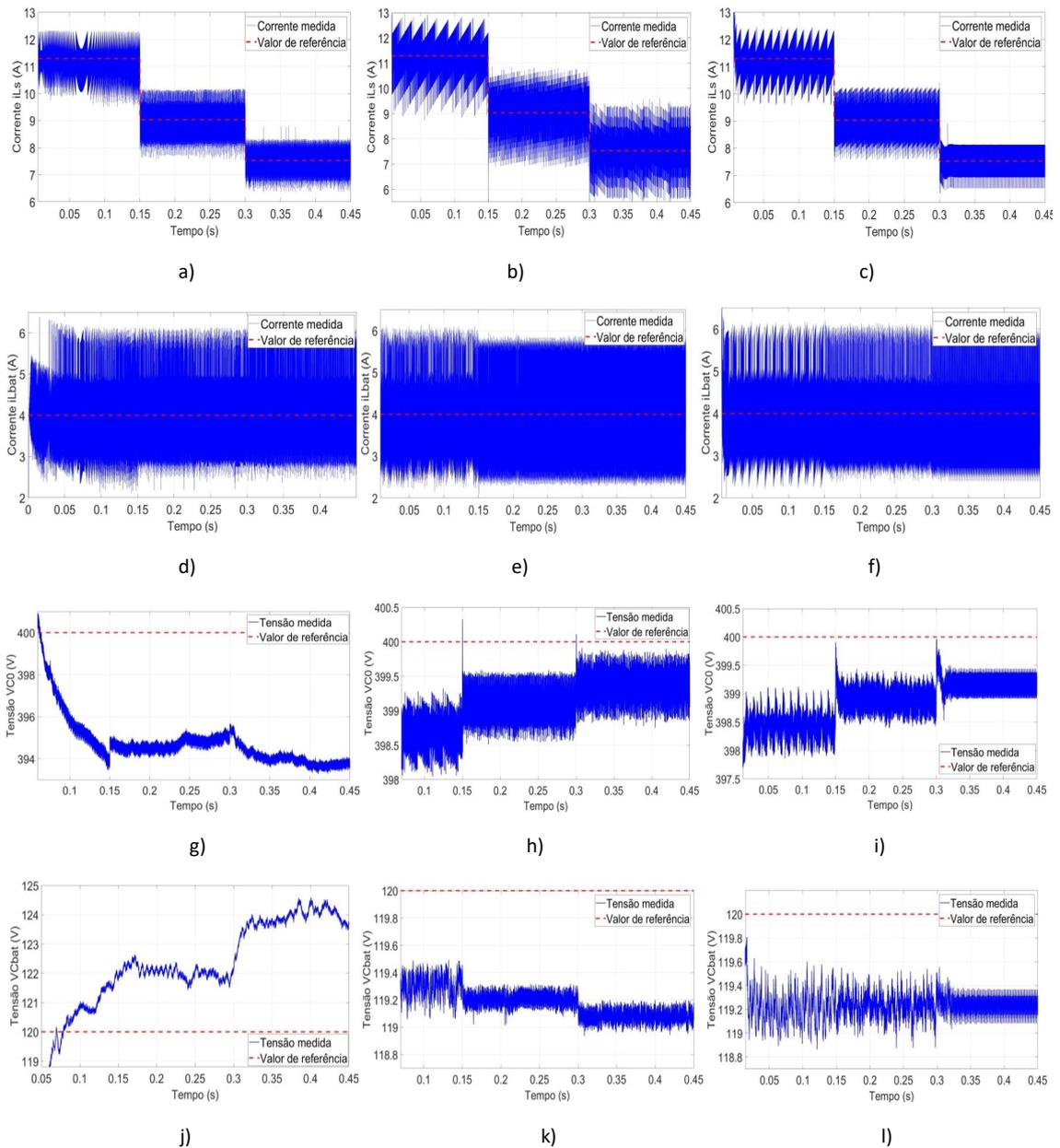


Tabela 4.3 – Valores médios da corrente i_{Ls} , erro médio em regime permanente e oscilação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}
Cenário 1(a)	11,08	1,77%	1,50	8,86	1,92%	1,29	7,45	1,01%	1,19
Cenário 1(b)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 1(c)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 2(a)	11,11	1,51%	2,00	8,90	1,5%	1,98	7,42	0,80%	2,02
Cenário 2(b)	11,15	1,15%	1,50	8,90	1,50%	1,34	7,47	0,80%	1,20

Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 4.4 – Valores médios da corrente i_{Lbat} , erro médio em regime permanente e oscilação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}
Cenário 1(a)	4,16	4,00%	2,12	4,16	3,95%	1,98	4,07	1,68%	1,85
Cenário 1(b)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 1(c)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 2(a)	4,13	3,25%	1,98	4,04	0,97%	1,82	3,97	0,80%	1,80
Cenário 2(b)	4,11	2,72%	2,15	4,08	1,95%	1,87	3,96	1,00%	1,78

Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 4.5 – Valores médios da tensão V_{C0} , erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}
Cenário 1(a)	396,70	0,83%	3,95	394,70	1,33%	0,70	394,00	1,50%	0,20
Cenário 1(b)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 1(c)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 2(a)	398,40	0,33%	0,65	399,20	0,20%	0,50	399,40	0,15%	0,50
Cenário 2(b)	398,40	0,40%	0,55	399,00	0,25%	0,70	399,2	0,20%	0,60

Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 4.6 – Valores médios da tensão V_{Cbat} , erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_{Cbat}	EMRP	ΔV_{Cbat}	\bar{V}_{Cbat}	EMRP	ΔV_{Cbat}	\bar{V}_{Cbat}	EMRP	ΔV_{Cbat}
Cenário 1(a)	120,80	0,67%	4,75	122,00	1,67%	0,55	123,90	3,25%	2,30
Cenário 1(b)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 1(c)	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Cenário 2(a)	119,30	0,58%	0,23	119,20	0,67%	0,23	119,10	0,75%	0,17
Cenário 2(b)	119,20	0,45%	0,45	119,20	0,67%	0,35	119,20	0,67%	0,17

Fonte: Da Autora (2022)

Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 4.3(a), (d), (g) e (j). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_{Ls}), da corrente da bateria (i_{Lbat}), da tensão de saída (V_{CO}) e da tensão do banco de baterias (V_{Cbat}) na utilização da função custo (4.16). Neste caso não houve a correção da FNM e as tensões são controladas indiretamente por meio do controle das correntes.

Em regime permanente, as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} apresentam comportamento semelhante, onde o menor EMRP e oscilação estão no intervalo 3. Nele, i_{Ls} é igual a 7,45A e i_{Lbat} é equivalente a 4,07A com EMRP de 1,01% e 1,68% respectivamente. Para V_{Cbat} , apesar do primeiro intervalo de tempo apresentar o menor EMRP, equivalente a 0,67% ele possui maior valor de oscilação. Já para V_{CO} , os valores médios são próximos nos três intervalos de tempo, sendo que o intervalo 3 apresenta o maior erro, equivalente a 1,5% do valor de referência e V_{CO} igual a 394V.

Assim como no conversor *Boost*, os Cenários 1(b) e 1(c) são aqueles onde a tensão participa da função custo, mas não houve a correção do comportamento de FNM. Devido a isto, O FCS-MPC chaveia apenas nos transitórios e em seguida mantém as chaves sempre abertas. Desta forma, os resultados não serão apresentados.

Nos cenários 2(a) e 2(b) a correção da fase não mínima é feita por meio da aplicação da nova saída proposta por Villarroel et al. (2019), viabilizando o controle direto da tensões. Com isso, as Figuras 4.3 (b) e (e) apresentam os resultados para as correntes i_{Ls} e i_{Lbat} e as Figuras 4.3 (h) e (k) para as tensões V_{CO} e V_{Cbat} . No cenário 2(b), os resultados para as correntes são apresentados nas Figuras 4.3 (c) e (f) e para as tensões nas Figuras 4.3 (i) e (l).

Em relação a corrente i_{Ls} , no cenário 2(a), o *intervalo 2* apresenta o maior erro em regime permanente, sendo equivalente a 1,92% do valor de referência com o valor médio de i_{Ls} é de 8,86A. Para a corrente i_{Lbat} o *intervalo 3* apresenta o menor EMRP equivalente a 0,8%

do valor de referencia com valor médio igual a 3,97A. No cenário 2(b), as correntes apresentaram resultados parecidos com os resultados obtidos no cenário 2(a), com ligeira melhora nas oscilações para dois dos três intervalos estudados.

Para as tensões V_{C0} e V_{Cbat} , os cenários 2(a) e 2(b) apresentam comportamento próximo para os três intervalos de tempo. Neles, para V_{C0} o EMRP não ultrapassam 0,7% do valor de referência com valor médio equivalente a 399,2V. Em relação a V_{Cbat} o EMRP não ultrapassam 0,75% do valor de referência com valor médio equivalente a 119,1V. Quanto as oscilações, para V_{C0} o *intervalo 1* apresentou o maior valor sendo equivalente a 0,65V e os demais intervalos apresentaram valores iguais a 0,50V. Para V_{Cbat} o primeiro e segundo intervalo de tempo resultaram em uma oscilação igual a 0,23V, sendo no terceiro intervalo o menor valor de oscilação obtido para esta variável neste cenário, equivalente a 0,17V.

No que se refere a adição das correntes na função custo do Cenário 2(b), observa-se que quando comparados, os Cenários 1(a) e 2(b), onde a tensão é controlada de forma indireta, a função custo multivariável traz EMRP muito menores para V_{C0} quanto para V_{Cbat} . Em relação aos valores médios das tensões, para a maior parte dos intervalos de tempo os valores alcançados foram iguais ou possuem valores extremamente próximos.

Ao comparar os Cenários 1(a) com os Cenários 2(a) e 2(b) pode-se observar que a utilização apenas da corrente na função custo, apesar dos valores médios e do erro em regime permanente apresentados nas Tabelas 4.5 e 4.6, o controle indireto das tensões não resulta em um comportamento uniforme delas, visto que é neste cenário onde elas apresentam as maiores oscilações dentre os cenários estudados. Além disso, este cenário não apresenta os melhores resultados para as correntes, embora ele apresente o controle direto das mesmas. Ademais, a correção de fase não mínima viabiliza o controle direto da tensão (Cenário 2(a)), além de diminuir os valores do EMRP para as correntes. Em contrapartida, os valores de oscilações para i_{Ls} são aumentados, apesar do mesmo não acontecer para as oscilações de i_{Lbat} .

O Cenário 2(b) apresenta resultados intermediários quando analisadas todas as variáveis de controle. Ele reúne, com pequenas diferenças, os bons resultados apresentados para as tensões apresentados no Cenário 2(a), além de diminuir ou manter os EMRP para as correntes sem causar grandes alterações nas oscilações. Assim sendo, considera-se este ultimo cenário o melhor deles, justamente por reunir e melhorar os resultados obtidos nos outros dois Cenários.

4.4 Modo de operação 2

Neste modo de operação, o banco de baterias está totalmente carregado, consequentemente não recebe energia da fonte de entrada. O banco de baterias não pode ser isolado e por este motivo a corrente i_{Lbat} média deve ser nula, sendo assim as chaves de potência devem estar abertas ou fechadas simultaneamente. Além disso, a regulação da tensão de entrada é realizada fazendo com que o sistema opere como um conversor *Boost* com tensão de entrada V_{in} , indutor do filtro de entrada L_s , capacitor do filtro de saída C_0 e carga resistiva R_0 com tensão saída V_{C0} . Assim, os objetivos de controle deste modo de operação são manter a corrente de entrada (i_{Ls}) e a tensão de saída (V_{C0}) em valores pré definidos.

Como principais resultados do controle FCS-MPC, a seguir serão apresentados: o modelo matemático discreto proposto para o conversor VR-BESS operando no Modo 2, a definição da função custo e suas particularidades e por fim os resultados de simulação.

4.4.1 Modelo matemático - Modo 2

A partir dos circuitos equivalentes deste modo, apresentados no Capítulo 2 e das equações (2.5) a (2.8), que descrevem o comportamento dinâmico do conversor *Boost*, o modelo matemático para as duas etapas de operação deste modo pode ser representado de forma matricial por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.26)$$

A partir das equações do modelo em cada modo, (4.25) e (4.26), e da definição dos estados de chaveamento de S_1 e S_2 , apresentados na Tabela 4.7, é possível definir um único modelo capaz de descrever o modo de operação 2. Este modelo é apresentado em (4.27) e discretizado em (4.28) por meio das aproximações apresentadas por Ogata (1995) para que o FCS-MPC o utilize para na predição das variáveis futuras.

Tabela 4.7 – Estados de chaveamento modo 2

Modo 2		
	Etapa 1	Etapa 2
S1	0	1
S2	0	1

Fonte: Adaptado de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s}(1-S_1) \\ \frac{1}{C_0}(1-S_1) & -\frac{1}{R_0C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Ls}(k+1) \\ V_{C0}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L_s}(1-S_1) \\ \frac{T_s}{C_0}(1-S_1) & 1 - \frac{T_s}{R_0C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ls}(k) \\ V_{C0}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.28)$$

Devido ao fato de as chaves de potência estarem operando simultaneamente, o modelo deste modo de operação depende apenas do estado de chaveamento da chave S_1 .

4.4.2 Definição das referências de controle - Modo 2

Da mesma forma que no Modo 1, para garantir o controle da tensão V_{C0} de forma indireta, as equações do modelo (4.28) podem ser utilizadas para calcular a corrente de referência (i_{Ls}^*) em função da tensão (V_{C0}^*), de forma que:

$$i_{Ls}^*(k+1) = i_{Ls}(k) - \frac{T_s}{L-s}(1-S_s)V_{C0}^*(k) + \frac{T_s}{L_s}V_{in}(k) \quad (4.29)$$

Para tanto, são utilizados os valores medidos pelos sensores de i_{Ls} e V_{in} e o valor da indutância (L). Mais uma vez, é possível observar que a dependência direta do valor da indutância para cálculo da referência leva o algoritmo a ser mais sensível a desvios nos parâmetros do modelo. Portanto, a forma adotada para calcular o valor da corrente i_{Ls}^* , utiliza o balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas), resultando em:

$$i_{Ls}^*(k) = \frac{V_{C0}^*(k)^2}{R_0 * V_{in}} \quad (4.30)$$

Da mesma forma que em (4.29), esta maneira de calcular a corrente de ($i_{L_s}^*$) também depende de um parâmetro do modelo que é a resistência de carga R_0 .

4.4.3 Definição da função custo - Modo 2

De acordo com os objetivos de controle previamente definidos, as funções custo para o Modo 2 coincidem com as apresentadas no Capítulo 2 para o conversor *Boost*. Entretanto, serão reapresentadas em função das variáveis do VR-BESS.

Assim para o Cenário 1(a) a função custo quadrática para o controle indireto da tensão pode ser definida como:

$$g_i = [i_{L_s}^*(k+2) - i_{L_s}(k+2)]^2 \quad (4.31)$$

Para o Cenário 1(b), a função custo para o controle direto da tensão sem correção da FNM pode ser definida como:

$$g_v = [V_{C_0}^* - V_{C_0}(k+2)]^2 \quad (4.32)$$

Por fim, a função custo multivariável (Cenário 1(c)) pode ser definida como:

$$g_{iv} = [i_{L_s}^* - i_{L_s}(k+2)]^2 + [V_{C_0}^* - V_{C_0}(k+2)]^2 \quad (4.33)$$

No cenário 2, é realizada a correção da FNM de forma que a nova saída de fase mínima calculada a partir da equação (3.24), onde:

$$h_{rt} = V_{C_0}(k+2) + \frac{2R_0V_{in}(k)i_{L_s}(k+2)^2 - 2i_{L_s}(k+2)V_{C_0}(k+2)^2}{2V_{C_0}(k+2)i_{L_s}(k+2) + \left(\frac{R_0C_0}{L_s}\right)V_{in}(k)V_{C_0}(k+2)} \quad (4.34)$$

Portanto, a nova função custo a ser minimizada pelo controlador FCS-MPC para o controle direto da tensão V_{C_0} com correção de FNM é dada por (Cenário 2(a)):

$$g_v^* = [V_{C_0}^* - h_{rt}(k+2)]^2 \quad (4.35)$$

Para o controle conjunto da corrente de entrada e da tensão de saída (Cenário 2(b)), com a correção da fase não mínima, uma nova função custo é definida substituindo (4.35) em (4.33):

$$g_{iv}^* = [i_{L_s}^* - i_{L_s}(k+2)]^2 + [V_{C0}^* - h_{rt}(k+2)]^2 \quad (4.36)$$

Pode-se observar que em ambos os cenários, o cálculo das referências é dependente das variáveis do modelo, resistência de carga (R_0) e indutância (L_s). E da mesma forma que no Cenário 1, isso resulta em uma sensibilidade maior do algoritmo em relação aos parâmetros do modelo, podendo causar erros no FCS-MPC quando há desvio de parâmetros.

4.4.4 Resultado de simulação

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1 e 2 são apresentados na Figura 4.4, na Tabela 4.8 e na Tabela 4.9. Na Tabela 4.8 e na Tabela 4.9 são medidos os valores médios, o erro médio em regime permanente (ERMP) e a oscilação para a corrente de entrada (i_{L_s}) e a tensão de saída (V_{C0}) respectivamente. Os valores de referência para a corrente i_{L_s} foram calculados a partir da equação 4.29, de forma que de acordo com a variação de V_{in} , para cada um dos intervalos de tempo os valores de referência de i_{L_s} são, respectivamente 8,88A, 7,11A e 5,90A.

Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 4.4 (a) e (b). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_{L_s}) e da tensão de saída (V_{C0}) na utilização da função custo (4.31). Da mesma maneira que no Modo 1, neste cenário não houve a correção da FNM e a tensão de saída é controlada indiretamente por meio do controle da corrente de entrada. Nele, no segundo intervalo de tempo, i_{L_s} e V_{C0} apresentaram o maior EMRP equivalente a 6,76% do valor de referência para a corrente e 3,50% do valor médio da tensão de saída, com valores médios iguais a 7,58A e 414,00V.

Os Cenários 1(b) e 1(c) apresentaram resultados semelhantes para o comportamento da tensão e corrente, como pode ser observado nas Figuras 4.4 (c) e (d), (e) e (f). Nelas são utilizadas as funções custo (4.32) e (4.33), respectivamente. Observa-se que ao utilizar a função custo multivariável, mesmo com a inserção da corrente no problema de otimização, não há melhora em relação aos problemas ocasionados pela FNM da tensão. O FCS-MPC chaveia apenas nos transitórios e em seguida mantém as chaves S_1 e S_2 sempre abertas, fazendo que a tensão de entrada e de saída sejam iguais e perdendo a controlabilidade.

Figura 4.4 – Resultados de simulação para controle da corrente i_{Ls} e da tensão de saída do conversor VR-BESS - Modo 2, onde (a) corrente i_{Ls} com g_i , (b) tensão V_{C0} com g_i , (c) corrente i_{Ls} com g_v , (d) tensão V_{C0} com g_v , (e) corrente i_{Ls} com g_{iv} , (f) tensão V_{C0} com g_{iv} , (g) corrente i_{Ls} com g_v^* , (h) tensão V_{C0} com g_{iv}^* .

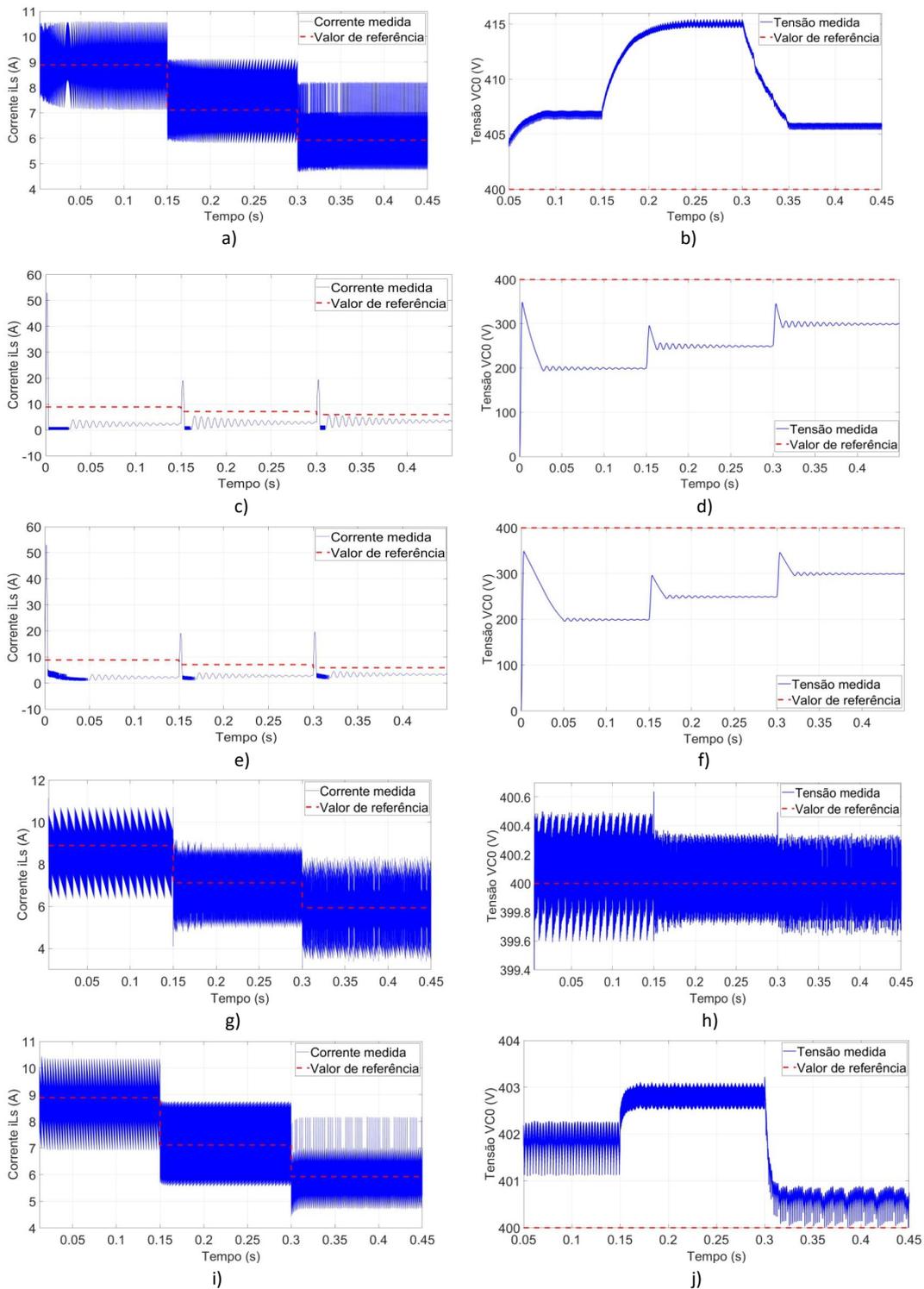


Tabela 4.8 – Valores médios da corrente i_{Ls} , erro médio em regime permanente e oscilação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}
Cenário 1(a)	8,84	0,64%	1,73	7,58	6,76%	1,67	6,18	4,78%	1,76
Cenário 1(b)	3,98	-	-	2,65	-	-	3,08	-	-
Cenário 1(c)	2,2	-	-	2,69	-	-	3,24	-	-
Cenário 2(a)	8,42	5,36%	2,16	7,09	0,13%	2,20	6,11	3,63%	2,49
Cenário 2(b)	8,60	3,40%	1,72	7,12	0,24%	1,59	6,04	2,37%	1,74

Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 4.9 – Valores médios da tensão V_{C0} , erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}
Cenário 1(a)	406,50	1,63%	1,80	414,00	3,50%	3,75	405,80	1,45%	0,35
Cenário 1(b)	199,10	-	-	249,20	-	-	299,20	-	-
Cenário 1(c)	199,80	-	-	249,20	-	-	299,20	-	-
Cenário 2(a)	400,10	0,03%	0,45	400,00	0%	0,45	400,00	0%	0,30
Cenário 2(b)	401,90	0,47%	0,55	402,80	0,70%	0,40	400,60	0,15%	1,05

Fonte: Da Autora (2022)

Nos cenários 2(a) e 2(b) a correção da fase não mínima é feita por meio da aplicação da nova saída viabilizando o controle direto da tensão. Com isso, as Figuras 4.4 (g) e (h) apresentam o resultado da aplicação de (4.35) e as Figuras 4.4 (i) e (j) apresentam o resultado da aplicação de (4.36). Para o cenário 2(a), o primeiro intervalo de tempo apresenta o maior erro em regime permanente, sendo equivalente a 5,36% do valor de referência com o valor médio de i_{Ls} é de 8,42A. Para este mesmo cenário, V_{C0} apresenta o maior erro também no *intervalo 1*, onde EMRP é equivalente a 0,03% e o valor médio igual a 402,20V . No primeiro intervalo de tempo, no cenário 2(b), i_{Ls} apresenta o maior EMRP equivalente a 3,40% do valor de referência aliado a menor oscilação para os cenários estudados. Ainda neste cenário, apesar de V_{C0} apresentar o maior EMRP equivalente a 0,70%, este intervalo apresenta a menor oscilação.

Ao comparar os Cenários 1(a) com os Cenários 2(a) e 2(b) pode-se observar que os transitórios de corrente são praticamente instantâneos e sem picos, em todos os casos. Por outro lado, no Cenário 1(a) o fato da tensão ser controlada indiretamente pela corrente pode justificar o comportamento não uniforme de V_{C0} , além dos maiores valores médios entre os cenários estudados. No entanto, a correção de FNM nos Cenários 2(a) e 2(b) resulta na melhora

dos resultados observados. Como esperado, no Cenário 2(a) o controle da tensão é direto, resultando em EMRP próximo a zero para os três intervalos de tempo.

Uma análise geral dos resultados dos Cenários 1(a), 2(a) e 2(b) em regime permanente confirma o que era esperado. Nos cenários onde o controle da tensão é feito de forma direta os resultados são melhores para esta variável. Por outro lado, o Cenário 2(b) é o equilíbrio entre os cenários anteriores, nele há uma ligeira melhora dos resultados para a i_{Ls} quando comparado ao cenário 2(a), da mesma forma quando os resultados são comparados ao Cenário 1(a) para V_{C0} .

Ademais, apesar dos parâmetros para a regularização da tensão de saída serem os mesmo apresentados no Capítulo 3, seção 3.7, ou seja, as variações da tensão de entrada em determinados intervalos de tempo e a regulação da tensão de saída em 400V, os resultados são diferentes. Isto é resultado da dependência do FCS-MPC aos parâmetros do modelo e ao ponto de operação, que por consequência faz com que os erros em regime permanente e as oscilações sejam diferentes para os dois sistemas simulados, visto que há diferença no valor da resistência de carga.

4.5 Modo de operação 3

Neste modo de operação, a capacidade de fornecimento da fonte geradora não é suficiente para suprir a demanda da carga. Por esse motivo, o banco de baterias complementa a energia requerida. Assim, os objetivos de controle deste modo são regular a corrente de entrada (i_{Ls}), a corrente do banco de baterias e a tensão de saída V_{C0} em valores desejados predefinidos.

4.5.1 Modelo matemático - Modo 3

O processo de obtenção do modelo discreto do Modo 3 é semelhante ao processo aplicado aos demais modos de operação do conversor VR-BESS. Sendo assim, a partir dos circuitos equivalentes da primeira, segunda e terceira etapas de operação (FIGURAS 2.18 a 2.20) e das equações diferenciais de cada etapa, é possível representar os modelos matemáticos na forma matricial por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{bat} \\ V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{bat} \\ V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_{bat}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{bat} \\ V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Para obter um único modelo capaz de representar as três etapas de funcionamento deste modo de operação é necessário encontrar uma relação entre as variáveis de controle e os estados de chaveamento das chave S_1 e S_2 apresentados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Estados de chaveamento modo 3

Modo 3			
	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3
S1	1	0	0
S2	1	1	0

Fonte: Adaptado de Marcello, Pacheco e Ferreira (2019)

Assim, baseado nas equações 4.37 a 4.39 e na Tabela 4.10, é possível estabelecer a relação entre o estado de chaveamento e as variáveis de controle. Observa-se que no Modo 3-I os indutores são carregados para elevar a tensão entregue a carga nas etapas seguintes. Assim, no Modo 3-II a tensão \dot{V}_{C0} possui influencia apenas da corrente i_{Ls} , enquanto no Modo 3-III é influenciada pela somatória das correntes $i_{Lbat} + i_{Ls}$. Relacionando os estados da chave apresentados na Tabela 4.2 é possível obter a relação $(1 - S_2)$ para i_{Lbat} e $(1 - S_1)$ para i_{Ls} . Portanto, o modelo que representa o funcionamento do Modo 3 é:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-S_2)}{L_{bat}} \\ 0 & 0 & -\frac{(1-S_1)}{L_s} \\ \frac{(1-S_2)}{C_0} & \frac{(1-S_1)}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Bat} \\ V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Logo, o modelo (4.40) discretizado por meio das aproximações apresentadas por Ogata (1995) é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_{Lbat}(k+1) \\ i_{Ls}(k+1) \\ \dot{V}_{C0}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{T_s(1-S_2)}{L_{bat}} \\ 0 & 1 & -\frac{T_s(1-S_1)}{L_s} \\ \frac{T_s(1-S_2)}{C_0} & \frac{T_s(1-S_1)}{C_0} & 1 - \frac{T_s}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat}(k) \\ i_{Ls}(k) \\ V_{C0}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Bat} \\ V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

O modelo (4.41) é utilizado na simulação pelo FCS-MPC na predição das variáveis de estado.

4.5.2 Obtenção das Referências de Controle - Modo 3

No Modo 3 as referências o controle das variáveis de estado são obtidas de forma indireta assumindo como objetivo de controle manter em um valor predefinido a tensão de saída e a corrente de carga da bateria, sendo eles: $V_{C0}^* = 400V$ e $i_{Lbat}^* = 4A$. Dessa forma, para utilizar a corrente i_{Ls} nas funções custo, é preciso calcular o seu valor de referência (i_{Ls}^*) em função da tensão (V_{C0}^*). Esse calculo pode ser feito por meio das equações do modelo (4.41), dada por:

$$i_{Ls}^*(k+1) = i_{Ls}(k) - \frac{T_s}{L_s}(1-S_1)V_{C0}^*(k) + \frac{T_s}{L_s}V_{in}(k) \quad (4.42)$$

Novamente, esta forma de cálculo não será adotada neste trabalho, optando-se por calcular os valores de referência de correntes i_{Ls}^* por meio do balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas). Neste caso, a potência de entrada do sistema é equivalente a soma das potências da fonte de entrada e do banco de baterias, de forma que:

$$i_{Ls}^*(k) = \left(\frac{V_{C0}^*(k)^2}{R_0} - V_{Cbat}i_{Lbat}^* \right) \frac{1}{V_{in}} \quad (4.43)$$

Da mesma maneira como a primeira forma de calcular as referências, esta também depende de um parâmetro do modelo que é a resistência de carga R_0 . Neste trabalho, não serão feitas análises de sensibilidade do FCS-MPC quanto a variação de parâmetros, e também não serão estimados valores para estes parâmetros. Essa análise poderá ser feita em trabalhos futuros.

4.5.3 Definição das funções custo - Modo 3

As funções custo deste modo de operação foram definidas a partir dos objetivos de controle e das informações apresentadas na Seção 4.2. Sendo assim, para o Cenário 1(a) a

função quadrática para o controle indireto da tensão é igual aquela apresentada para o Modo 1, e pode ser definida como:

$$g_i = [i_{Ls}^* - i_{Ls}(k+2)]^2 + [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 \quad (4.44)$$

Já o Cenário 1(b), se difere do Modo 1, pois a tensão na bateria (V_{bat}) não é mais uma variável de estado, uma vez que esta agora é modelada como uma fonte de tensão. Como resultado, a função custo para o controle direto da tensão sem correção da FNM, leva em consideração apenas a tensão V_{C0} e pode ser definida como:

$$g_v = [V_{C0}^* - V_{C0}(k+2)]^2 \quad (4.45)$$

Por fim, ao incluir todas as variáveis de estado, a função custo do Cenário 1(c) pode ser definida como:

$$g_{iv} = [i_{Ls}^* - i_{Ls}(k+2)]^2 + [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 + \quad (4.46)$$

$$[V_{C0}^* - V_{C0}(k+2)]^2 \quad (4.47)$$

No cenário 2, a correção da FNM é realizada para a regulação da tensão de entrada (h_{rt}), de forma que:

$$h_{rt} = V_{C0}(k+2) + \frac{2R_0V_{in}(k)i_{Ls}(k+2)^2 - 2i_{Ls}(k+2)V_{C0}(k+2)^2}{2V_{C0}(k+2)i_{Ls}(k+2) + \left(\frac{R_0C_0}{L_s}\right)V_{in}(k)V_{C0}(k+2)} \quad (4.48)$$

Além disso, a correção da FNM também é feita para a regulação da tensão do banco de baterias (h_{se}), de maneira que:

$$h_{se} = V_{C0}(k+2) + \frac{2R_0V_{Cbat}(k)i_{Lbat}(k+2)^2 - 2i_{Lbat}(k+2)V_{C0}(k+2)^2}{2V_{C0}(k+2)i_{Lbat}(k+2) + \left(\frac{R_0C_{bat}}{L_{bat}}\right)V_{Cbat}(k)V_{C0}(k+2)} \quad (4.49)$$

Portanto, a nova função custo a ser minimizada pelo controlador FCS-MPC para o controle direto da tensão V_{C0} com correção de FNM é (Cenário 2(a)):

$$g_v^* = [V_{C0}^* - h_{rt}(k+2)]^2 + [V_{C0}^* - h_{se}(k+2)]^2 \quad (4.50)$$

Para o controle conjunto da corrente i_{Ls} , da corrente i_{Lbat} e da tensão de saída (Cenário 2(b)), com a correção da fase não mínima, uma nova função custo é definida substituindo (4.50) em (4.47):

$$g_{iv}^* = [i_{Ls}^* - i_{Ls}(k+2)]^2 + [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 + [V_{C0}^* - h_{rt}(k+2)]^2 + [V_{C0}^* - h_{se}(k+2)]^2 \quad (4.51)$$

Pode-se observar que em ambos os cenários, o cálculo das referências é dependente das variáveis do modelo, resistência de carga (R_0) e indutâncias (L_s e L_{bat}). E da mesma forma que no Cenário 1, isso resulta em uma sensibilidade maior do algoritmo em relação aos parâmetros do modelo, podendo causar erros no FCS-MPC quando há desvio de parâmetros.

4.5.4 Resultados de simulação

Nesta seção, os resultados da simulação realizada no programa *Matlab/Simulink* do Modo 3 do conversor VR-BESS são apresentados para demonstrar o desempenho do controle FCS-MPC para cada uma das funções custo propostas anteriormente. Utiliza-se o bloco do Simulink chamado *S-Function* para a implementação em linguagem C do algoritmo de controle, onde o modelo de predição (4.40) é utilizado juntamente com os parâmetros apresentados na Tabela 4.1.

Os valores de referência para i_{Ls} foram definidos a partir de (4.43). O valor da corrente é calculado para cada intervalo de tempo, em função da variação de V_{in} . A corrente i_{Lbat} é mantida em 4A e a tensão V_{C0} é mantida em 400V. Dessa forma, para cada intervalo de tempo tem-se:

- *Intervalo 1* ($0 \text{ [seg]} < t \leq 0,15 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 200V$ e $i_{Ls}^* = 6,5A$;
- *Intervalo 2* ($0,15 \text{ [seg]} < t \leq 0,30 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 250V$ e $i_{Ls}^* = 5,19A$;
- *Intervalo 3* ($0,30 \text{ [seg]} < t < 0,45 \text{ [seg]}$): $V_{in} = 300V$ e $i_{Ls}^* = 4,33A$.

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1(a) e 2(b) são apresentados na Figura 4.5 e nas Tabelas 4.11, 4.12 e 4.13. Nas tabelas são medidos os valores médios, o erro médio em regime permanente (EMRP) e a oscilação para a corrente de entrada (i_{Ls}), corrente da bateria (i_{Lbat}) e da tensão de saída (V_{C0}). Para os Cenários 1 (b) e (c), com as funções custo de tensão e multivariável incluindo todas as variáveis do modelo sem correção FNM, os resultados não foram satisfatórios. No Cenário 2 (a), mesmo com a correção FNM também não foi possível controlar o sistema. Dessa forma, estes resultados não serão apresentados.

Tabela 4.11 – Valores médios da corrente i_{Ls} , erro médio em regime permanente e oscilação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}	\bar{i}_{Ls}	EMRP	Δi_{Ls}
Cenário 1(a)	6,28	3,24%	2,09	5,33	2,72%	2,00	4,36	0,58%	1,80
Cenário 2(b)	6,63	2,17%	2,31	5,35	3,06%	2,08	4,44	2,45%	1,81

Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 4.12 – Valores médios da corrente i_{Lbat} , erro médio em regime permanente e oscilação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}
Cenário 1(a)	3,99	0,20%	2,32	3,80	5,00%	2,30	3,77	5,70%	2,12
Cenário 2(b)	3,45	13,85%	2,18	3,74	6,58%	2,17	3,60	9,95%	2,20

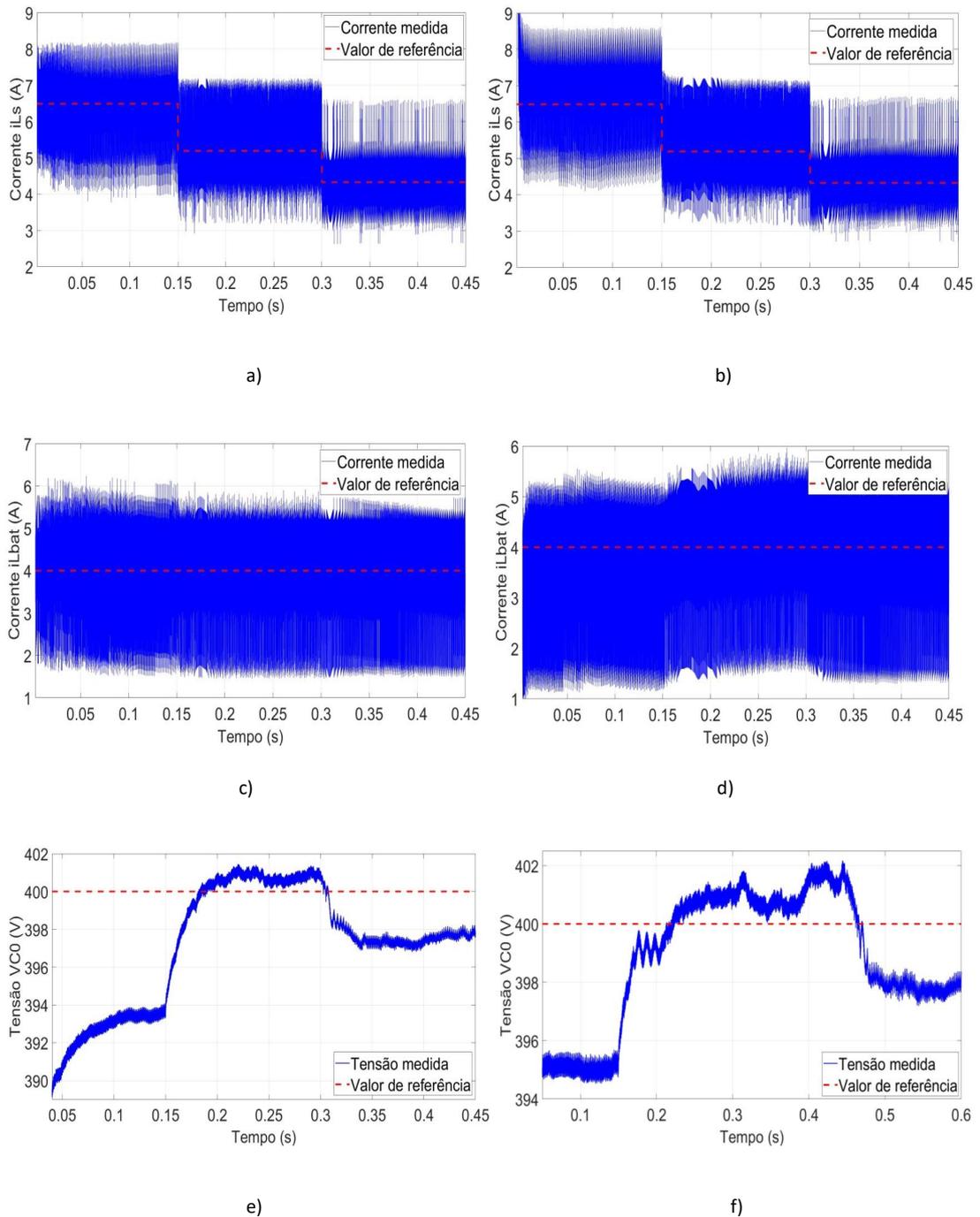
Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 4.13 – Valores médios da tensão V_{C0} , erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}
Cenário 1(a)	392,90	1,78%	1,90	400,10	0,03%	3,50	397,70	0,58%	1,95
Cenário 2(b)	395,10	1,22%	0,55	401,00	0,25%	0,20	398,00	0,50%	0,45

Fonte: Da Autora (2022)

Figura 4.5 – Resultados de simulação para controle da corrente i_{Ls} tensão de saída do conversor VR-BESS - Modo 3, onde (a) corrente i_{Ls} com g_i , (b) corrente i_{Ls} com g_{iv} , (c) corrente i_{Lbat} com g_i , (d) corrente i_{Lbat} com g_{iv} , (e) tensão V_{C0} com g_i , (f) tensão V_{C0} com g_{iv} .



Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 4.5 (a), (c) e (e). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_{L_s}), da corrente (i_{Lbat}) e da tensão de saída (V_{C0}) na utilização da função custo (4.44). Neste cenário, para a i_{L_s} e V_{C0} , o intervalo de tempo 1 apresenta o maior EMRP equivalente a 3,24% do valor de referência, com valor médio igual a 6,28A para a corrente i_{L_s} e para a tensão equivalente a 1,78% com valor médio igual a 392,9V. Para i_{Lbat} , o terceiro intervalo de tempo apresenta o maior EMRP equivalente a 5,7% do valor de referência.

Nos Cenários 1(b) e 1(c), a correção de FNM não é realizada e como esperado o FCS-MPC não é capaz de manter a controlabilidade do sistema. Neste modo, as duas fontes, V_{in} e V_{bat} , contribuem para regular a tensão de saída V_{C0} , como dois conversores *Boost* em paralelo. E apesar de a equação de predição da tensão V_{C0} estar relacionada com as duas chaves de potência S_1 e S_2 não é possível otimizar os seus estados apenas com esta variável.

No Cenário 2(a), são feitas três tentativas de corrigir a FNM e fazer um controle só de tensão. A primeira utiliza a correção para entrada V_{in} , por meio de h_{rt} (Equação 4.48). A segunda utiliza a correção de fase não mínima por meio de h_{se} (Equação 4.49), para entrada V_{bat} . E a terceira utiliza as duas correções ao mesmo tempo, somadas da função custo. Entretanto, em nenhuma das alternativas é possível controlar o conversor. O FCS-MPC alterna o chaveamento das chaves de potência, desprezando parte das etapas de chaveamento.

Para o Cenário 2(b), a equação (4.51) é utilizada. Nela, a nova saída de fase mínima é aplicada apenas ao termo referente à regulação da tensão V_{in} , associada a (4.44). Os resultados são apresentados nas Figuras 4.5 (b), (d) e (f) e nas Tabelas 4.11, 4.12 e 4.13. A corrente i_{L_s} apresenta o maior EMRP no intervalo 2 equivalente a 3,06% do valor de referência, com valor médio igual a 5,35A. Neste mesmo intervalo de tempo, i_{Lbat} apresentou o maior EMRP para todos os modos de operação do VR-BESS estudados, sendo equivalente a 13,85% com valor médio igual a 3,45A. Todos os valores apresentados são referentes ao regime permanente. Porém, o tempo definido para o intervalo 2 não foi o suficiente para que o regime permanente do controle da tensão V_{C0} fosse alcançado. Por este motivo, para V_{C0} o intervalo 2 foi aumentado para 0,3s. Por fim, o intervalo 1 apresenta o maior EMRP para V_{C0} , sendo equivalente a 1,22% do valor desejado, com valor médio igual a 395,1V.

Ao comparar os Cenários 1(a) com o Cenário 2(b) pode-se observar que o comportamento das correntes em relação ao EMRP e conseqüentemente ao valor médio, são particulares para cada cenário estudado, apresentando resultados diferentes para cada intervalo de tempo.

Por outro lado, V_{C0} apresenta EMRP relativamente próximos para os dois cenários estudados, contudo os valores de oscilações são diferentes.

4.6 Modo de operação 4

Neste modo de operação, como representado nas Figuras 2.21 e 2.22, a carga é alimentada pelo banco de baterias visto que a fonte de tensão de entrada não fornece energia. Posto isto, o sistema opera como um conversor *Boost*, onde a tensão da bateria é elevada para suprir a necessidade da carga. Ele possui uma entrada, tensão do banco de baterias (V_{Cbat}), e uma saída a tensão de saída V_{C0} . Os objetivos de controle deste modo são: manter a corrente da bateria (i_{Lbat}) e a tensão de saída (V_{C0}) em valores predefinidos. Trata-se de mais uma simulação utilizando o modelo do conversor *Boost*, porém com tensão de entrada menor, por ser a do banco de baterias.

4.6.1 Modelo matemático - Modo 4

A partir dos circuitos equivalentes deste modo, apresentados no Capítulo 2, seção 2.4.4 e das equações (2.5) a (2.8) que descrevem o comportamento dinâmico do conversor *Boost* o modelo matemático que descreve as duas etapas de operação deste modo de operação serão reescritas em função das variáveis de estado em questão e são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} V_{Cbat} \quad (4.52)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} V_{Cbat} \quad (4.53)$$

Neste modo de operação a chave S_1 está sempre aberta e a chave S_2 controla o conversor. A partir de (4.52) e (4.53) e do estado de chaveamento da chave S_2 , pode-se definir um único modelo capaz de descrever ambos os modos de funcionamento do conversor em função do estado de chaveamento da chave S_2 , dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}}(1 - S_2) \\ \frac{1}{C_0}(1 - S_2) & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} V_{Cbat} \quad (4.54)$$

O modelo discreto é obtido por meio das aproximações apresentadas por Ogata (1995). Deste modo, a partir de (4.54) o modelo discreto que descreve os dois modos de funcionamento do Modo 4 é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_{Lbat}(k+1) \\ V_{C0}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L_s}(1-S_2) \\ \frac{T_s}{C_0}(1-S_2) & 1 - \frac{T_s}{R_0C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lbat}(k) \\ V_{C0}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} V_{Cbat} \quad (4.55)$$

O modelo discreto (4.55), é utilizado para a predição da variáveis de estado do Modo 4 do conversor VR-BESS pelo FCS-MPC.

4.6.2 Obtenção das referências de controle e das funções custo - Modo 4

De acordo com os objetivos de controle e baseado na configurações apresentadas na seção 4.1 as funções custo para o Modo 4 podem ser definidas. Então, para garantir o controle da tensão V_{C0} de forma indireta, as equações do modelo (4.55) podem ser utilizadas para calcular a corrente de referência (i_{Lbat}^*) em função da tensão (V_{C0}^*). de forma que:

$$i_{Lbat}^*(k+1) = i_{Lbat}(k) - \frac{T_s}{L_{bat}}(1-S_2)V_{C0}^*(k) + \frac{T_s}{L_{bat}}V_{Cbat}(k) \quad (4.56)$$

Para tanto, são utilizados os valores medidos pelos sensores de i_{Lbat} e V_{Cbat} e o valor do indutor (L_{bat}) utilizado no circuito. Assim como para os demais modos de operação a dependência direta do valor da indutância para cálculo da referência leva o algoritmo a ser mais sensível a desvios nos parâmetros do modelo. A segunda maneira de calcular o valor da corrente i_{Lbat}^* , é por meio do balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas), dado por:

$$i_{Lbat}^*(k) = \frac{V_{C0}^*(k)^2}{R_0 * V_{Cbat}} \quad (4.57)$$

A definição das funções custo é semelhante àquelas do conversor *Boost* apresentado no Capítulo 3 e as do Modo 4. Serão rerepresentadas aqui por questões de reajuste de nomenclatura. Assim para o Cenário 1(a) a função custo quadrática para o controle indireto da tensão pode ser definida como:

$$g_i = [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 \quad (4.58)$$

Para o Cenário 1(b), a função custo para o controle direto da tensão sem correção da FNM pode ser definida como:

$$g_v = [V_{C0}^* - V_{C0}(k+2)]^2 \quad (4.59)$$

Por fim, a função custo multivariável (Cenário 1(c)) pode ser definida como:

$$g_{iv} = [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 + [V_{Cbat}^* - V_{Cbat}(k+2)]^2 \quad (4.60)$$

Para o cenário 2, a nova saída de fase mínima pode ser definida como:

$$h_{se} = V_{C0}(k+2) + \frac{2R_0 V_{Cbat}(k) i_{Lbat}(k+2)^2 - 2i_{Lbat}(k+2) V_{C0}(k+2)^2}{2V_{C0}(k+2) i_{Lbat}(k+2) + \frac{R_0 C_0}{L_{bat}} V_{Cbat}(k) V_{C0}(k+2)} \quad (4.61)$$

Portanto, a nova função custo a ser minimizada pelo controlador FCS-MPC para o controle direto da tensão V_{C0} com correção de FNM é (Cenário 2(a)):

$$g_v^* = [V_{C0}^* - h_{se}(k+2)]^2 \quad (4.62)$$

Para o controle conjunto da corrente de entrada e da tensão de saída (Cenário 2(b)), com a correção da fase não mínima, uma nova função custo é definida substituindo (4.62) em (4.60):

$$g_{iv}^* = [i_{Lbat}^* - i_{Lbat}(k+2)]^2 + [V_{Cbat}^* - h_{se}(k+2)]^2 \quad (4.63)$$

Assim como para os outros modos de operação, a dependência das variáveis do modelo para o cálculo dos valores de referências resulta em uma sensibilidade maior do algoritmo em relação aos parâmetros do modelo, podendo causar erros no FCS-MPC quando há desvio de parâmetros.

4.6.3 Resultado de simulação

Nesta seção, os resultados da simulação realizada no programa *Matlab/Simulink* do Modo 4 do conversor VR-BESS são apresentados para demonstrar o desempenho do controle

FCS-MPC para cada uma das funções custo propostas anteriormente. Utiliza-se o bloco do Simulink chamado *S-Function* para a implementação em linguagem C do algoritmo de controle, onde o modelo de predição (4.55) é utilizado juntamente com os parâmetros apresentados na Tabela 4.1. Contudo, o resistor R_0 precisou ser recalculado para garantir operação em modo contínuo do sistema. Sendo assim, o novo valor da resistência que representa a carga é de 100Ω . Apesar desta mudança influenciar diretamente na potência de saída do sistema, optou-se por manter os valores dos componentes passivos, visto que nos outros modos de operação eles foram capazes de manter o sistema operando em MCC sem modificar o valor da resistência de carga. Além disso, como o banco de baterias é a única fonte de tensão deste modo, os resultados são apresentados de forma que a tensão de saída (V_{C0}) seja mantida em $400V$ para diferentes tensões do banco de baterias (V_{bat}). Para cada intervalo de tempo tem-se:

- *Intervalo 1* ($0[\text{seg}] < t \leq 0,15[\text{seg}]$): $V_{bat} = 120V$;
- *Intervalo 2* ($0,15[\text{seg}] \leq t < 0,30[\text{seg}]$): $V_{bat} = 110V$;
- *Intervalo 3* ($0,30[\text{seg}] < t < 0,45[\text{seg}]$): $V_{bat} = 100V$.

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1 e 2 são apresentados na Figura 4.6, na Tabela 4.14 e na Tabela 4.15. Na Tabela 4.14 e na Tabela 4.15 são medidos os valores médios, o erro médio em regime permanente (EMRP) e a oscilação para a corrente do banco de baterias (i_{Lbat}) e a tensão de saída (V_{C0}) respectivamente.

Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 4.6 (a) e (b). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente do banco de baterias (i_{Lbat}) e da tensão de saída (V_{C0}) na utilização da função custo (4.58). Neste cenário não houve a correção da FNM e a tensão de saída é controlada indiretamente por meio do controle da corrente do banco de baterias. Nele, i_{Lbat} apresentou os menores EMRP quando comparada aos outros cenários estudados, sendo o maior deles equivalente a $0,19\%$ do valor de referência é também neste cenário que i_{Lbat} apresenta os menores valores de oscilação em regime permanente. Apesar de neste cenário a tensão ser controlada de forma indireta, V_{C0} apresentou valores próximos para os três intervalos de tempos, com pequenos EMRP, sendo o maior deles no intervalo 1 onde este erro foi equivalente a $0,28\%$ do valor de referencia com V_{C0} médio igual a $398,9V$, porém ao analisar a 4.6 (b) nota-se que apesar dos valores em regime permanente o comportamento da tensão não é uniforme em nenhum dos três intervalados de tempo.

Novamente, os Cenários 1(b) e 1(c) apresentaram resultados semelhantes para o comportamento da tensão e corrente, como pode ser observado nas Figuras 4.6 (c) e (d), (e) e (f). Nelas são utilizadas as funções custo (4.59) e (4.60), respectivamente. Os resultados são semelhantes aos outros modos de operação para estes mesmos cenários. O FCS-MPC não é capaz de manter a controlabilidade sem as correções de FNM.

Nos cenários 2(a) e 2(b) o controle é viabilizado por meio da correção da FNM com a inserção da nova saída de fase mínima. Com isso, as Figuras 4.6 (g) e (h) apresentam o resultado da aplicação de (4.62). Para o cenário 2(a), no intervalo 1, i_{Lbat} apresenta o maior EMRP equivalente a 0,45% do valor desejado com valor médio igual a 13,36A. Neste mesmo cenário V_{C0} apresenta valores iguais para os três intervalos de tempo, possuindo EMRP é nulo com valor médio de 400V. Ainda neste cenário, nos transitórios, a tensão apresenta um sobre-sinal, porém embora este seja um comportamento comum de SFNM, o chaveamento das chaves de potência não é afetado, comprovando a eficácia do uso da saída de fase mínima. O resultado da aplicação de (4.63) (Cenário 2(b)) é apresentado nas Figuras 4.6 (i) e (j). Neste cenário i_{Lbat} apresenta uma ligeira melhora no EMRP no intervalo 2, onde o mesmo reduziu um percentual de 7% em relação ao cenário 2(a). Em relação a V_{C0} os valores médios, do EMRP e das oscilações para os três intervalos de tempo foram próximos. Porém, durante os transitórios, o comportamento de fase não mínima é acentuado mas não impede que o FCS-MPC mantenha o controle das variáveis próximo aos valores desejados.

Este modo de operação possui uma particularidade em relação aos outros, nele a relação do ganho da tensão de entrada em relação a saída é superior aos demais, visto que o banco de baterias, quando carregado, possui tensão igual a 120V e 100V quando descarregado, resultando em um ganho de tensão igual a 4 enquanto nos demais modos esta relação é igual a 2. Apesar da tensão de entrada ser menor, há um aumento no valor da corrente i_{Lbat} aproximadamente 3 vezes quando comparado ao modo 1. Este aumento é resultado da mudança na resistência de carga, visando manter o funcionamento do sistema em MCC, demonstrando mais uma vez a dependência do FCS-MPC aos parâmetros do modelo.

Figura 4.6 – Resultados de simulação para controle da corrente de entrada e da tensão de saída do modo IV do conversor VR-BESS, onde (a) corrente i_{Lbat} com g_i , (b) tensão V_{C0} com g_i , (c) corrente i_{Lbat} com g_v , (d) tensão V_{C0} com g_v , (e) corrente i_{Lbat} com g_{iv} , (f) tensão V_{C0} com g_{iv} , (g) corrente i_{Lbat} com g_v^* , (h) tensão V_{C0} com g_{iv}^* .

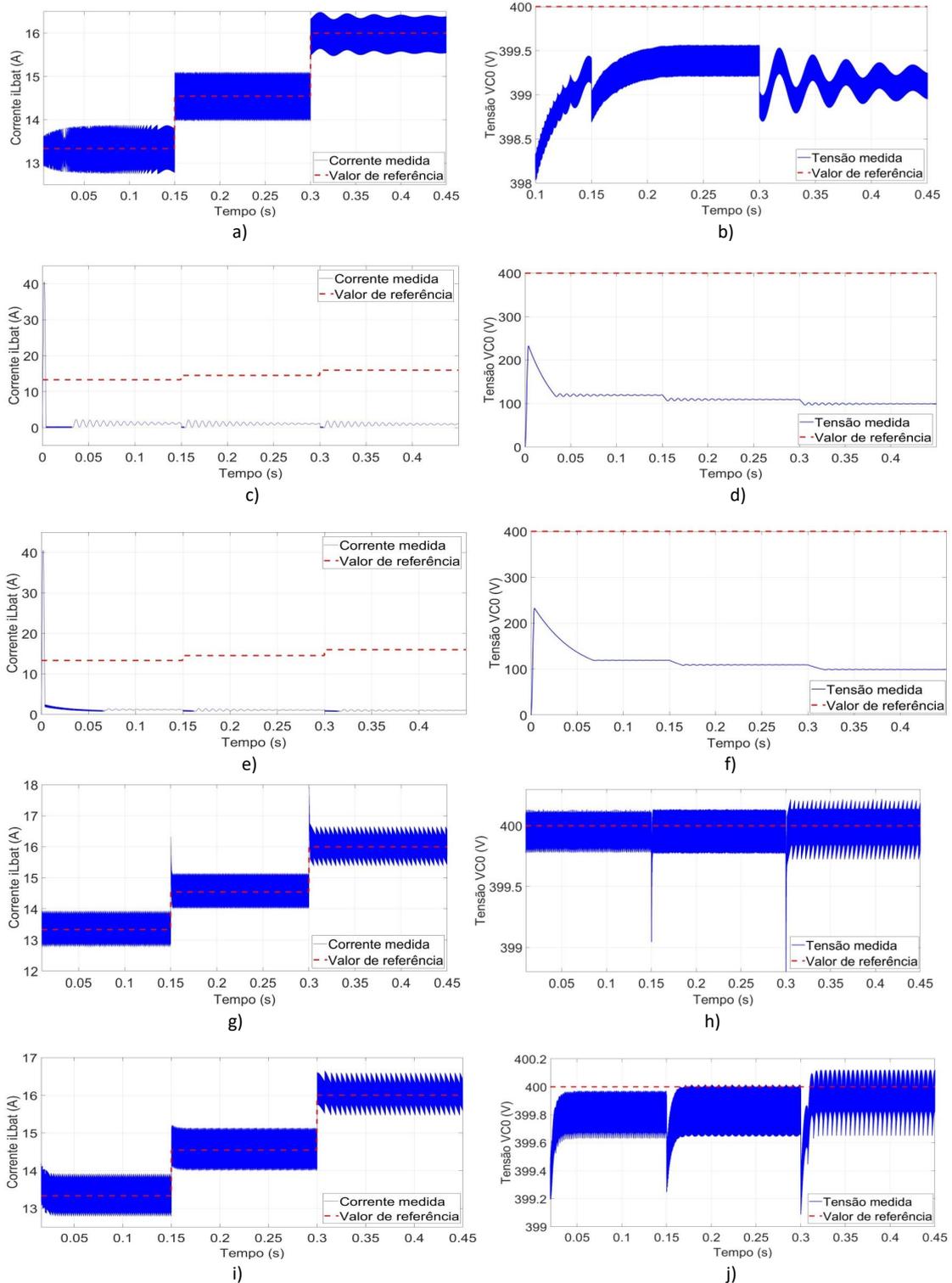


Tabela 4.14 – Valores médios da corrente i_{Lbat} , erro médio em regime permanente e oscilação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}	\bar{i}_{Lbat}	EMRP	Δi_{Lbat}
Cenário 1(a)	13,10	0,08%	0,54	14,54	0,07%	0,56	15,97	0,19%	0,44
Cenário 1(b)	1,00	-	-	1,09	-	-	0,98	-	-
Cenário 1(c)	1,19	-	-	1,09	-	-	0,99	-	-
Cenário 2(a)	13,36	0,45%	0,57	14,58	0,21%	0,60	16,04	0,25%	0,64
Cenário 2(b)	13,36	0,45%	1,17	14,57	0,14%	0,60	16,04	0,25%	0,57

Fonte: Da Autora (2022)

Tabela 4.15 – Valores médios da tensão V_{C0} , erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}	\bar{V}_{C0}	EMRP	ΔV_{C0}
Cenário 1(a)	399,20	0,20%	0,50	399,50	0,12%	0,15	399,10	0,22%	0,25
Cenário 1(b)	199,20	-	-	109,20	-	-	99,21	-	-
Cenário 1(c)	199,20	-	-	109,20	-	-	99,19	-	-
Cenário 2(a)	400,00	0,00%	0,15	400,00	0%	0,15	400,00	0,00%	0,20
Cenário 2(b)	399,80	0,05%	0,15	399,80	0,05%	0,15	399,90	0,03%	0,20

Fonte: Da Autora (2022)

4.6.4 Considerações finais

Uma análise geral dos resultados apresentados neste capítulo, demonstra que:

- **Cenário 1:** uso de diferentes funções custo sem a correção para sistemas de fase não mínima (FNM), proporciona o controle indireto da tensão por meio das funções custo com as correntes (Cenário1(a)) e de forma geral apresenta, para todos os modos estudados, baixo EMRP. Por outro lado, a função custo da tensão (Cenário1(b)) não apresenta resultados satisfatórios para nenhum dos quatro modos de operação assim como a função custo multivariável (Cenário1(c)), que apesar das correntes também não é capaz de driblar os desafios da fase não mínima.
- **Cenário 2:** uso da correção FNM proposta por Villarroel et al. (2019), não só viabiliza o controle direto da tensão como também proporciona um cenário de equilíbrio entre os EMRP e oscilações quando comparado aos demais cenários.

Cada um dos modos de operação possuem suas particularidades. No modo 1, apesar do sistema operar como um conversor *Boost* e um *Buck*, o Cenário 2 (b) não apresenta resultados satisfatórios se a nova saída de fase mínima (h_{cb}) não for incluída na função custo. O modo 2, evidencia a dependência do FCS-MPC à variação dos parâmetros do modelo, onde apesar de o sistema operar como um conversor *Boost* com valores de entrada e saída iguais aos apresentados no Capítulo 3, seção 3.7, os resultados obtidos são diferentes.

No modo 3, apesar de a modelagem ser realizada considerando dois conversores *Boost* independentes, a correção de fase não mínima para cada um deles não alcança resultados satisfatórios. Porém, utilizar a saída de fase mínima referente ao conversor *Boost* da regulação de tensão na função custo multivariável proporciona resultados satisfatórios com pequenos EMRP e baixas oscilações. No modo 4, a relação de ganho da tensão de entrada e saída é dobro da relação dos modos anteriores. No entanto, este modo apresenta resultados bem próximos para todos os cenários estudados, com baixos EMRP e pequenas oscilações.

Apesar das simulações realizadas não incluírem análises sobre quais seriam os impactos no funcionamento do FCS-MPC da variação dos parâmetros dos modelos, este comportamento é evidenciado nos modos 2 e 4. No modo 4, para que o sistema permanecesse operando em MCC foi necessário alterar o valor da resistência de carga. Isto se deve ao fato de neste trabalho o cálculo dos valores de referência das correntes foi feito partir do balanço de potência. Este

método, apesar de não depender dos componentes passivos do circuito dependem da resistência que representa o banco de baterias e da resistência da carga.

Posto isto, pode-se concluir que assim como apresentado por Panten, Hoffmann e Fuchs (2016), o uso de mais de uma variável de estado melhora a estabilidade de sistemas controlados pelo FCS-MPC, o Cenário 2(b) evidencia esta melhora, apresentado o equilíbrio entre os demais cenários, com pequenos EMRP e baixas oscilações.

5 CONCLUSÃO

O objetivo e principal contribuição deste trabalho é a aplicação do controle FCS-MPC no VR-BESS. Como apresentado anteriormente, essa técnica de controle possui dois componentes principais, sendo eles o modelo matemático discreto e a definição e ajuste da função custo. Em relação ao modelo matemático, os resultados obtidos para validação dos mesmos são satisfatórios. É evidente a capacidade que eles possuem de representar o comportamento do conversor estudado. No entanto, na função custo existem diversas maneiras de se representar as restrições dos sistemas, como a inserção de fatores de ponderação, que indicam a prioridade de cada variável, a combinação de funções custo de variáveis de controle distintas, dentre outras possibilidades.

Diante disto, durante o período de simulação, foi possível observar que a utilização de funções custo como as utilizadas para os conversores *Buck* não é o suficiente para funcionamento adequado do controlador. Afinal, o conversor VR-BESS assim como o conversor *Boost* apresenta comportamento de FNM quando o objetivo de controle é o controle direto da tensão de saída. No entanto, apesar do FCS-MPC ser amplamente aplicado à eletrônica de potência, quando aplicado a conversores *Boost*, encontra obstáculos devido a subestimação inicial consequência do zero no semi plano direito do plano s . Como o FCS-MPC funciona com a previsão dos valores das variáveis de estado para posterior otimização da função custo e aplicação do estado de chaveamento ótimo, esta subestimação causa um engano no controlador, resultando na definição do estado de chaveamento incorreto. Diante disto, o Capítulo 2 deste trabalho além de apresentar os principais conceitos utilizados neste trabalho, traz algumas soluções, no entanto enfatiza o método apresentado por Villarroel et al. (2019) pois ele soluciona o problema de FNM, sem não aumentar o horizonte de predição e modificar a estrutura do sistema.

Visto que os conversores *Buck* e *Boost* são a base para o entendimento de outros mais complexos, inclusive o VR-BESS, então, o Capítulo 3 apresenta o desempenho do FCS-MPC no controle da tensão de saída do conversor *Buck* e *Boost* perante a escolha de diferentes funções custo. Para isso, dois cenários diferentes foram analisados. No primeiro, a função custo clássica (tensão) foi utilizada além de outras duas: controle multivariável de tensão e corrente, e o controle indireto da tensão por meio de uma função custo de corrente. Nele não foram aplicadas correções para os atrasos causados pela fase não mínima. No segundo cenário, uma nova saída de fase mínima proposta por (VILLARROEL et al., 2019) é substituída na função custo de tensão, tanto na clássica quanto na multivariável. Ambos os cenários são simulados no *software*

Matlab/Simulink. Para o conversor *Buck*, o FCS-MPC não encontra dificuldades. Como ele não apresenta comportamento de fase não mínima apenas o Cenário 1 foi simulado. Os resultados demonstram que no Cenário 1(a), apesar da tensão ser controlada de forma indireta, os três intervalos de tempo são iguais com pequenos EMRP e oscilação. Por outro lado, o Cenário 2 (a), apresenta erros nulos para a tensão. No entanto, a corrente apresenta altos valores para EMRP e oscilação. O Cenário 2(c) apresenta o equilíbrio entre os dois cenários anteriores. Para o conversor *Boost*, os Cenários 1(b) e 1(c) não apresentaram resultados satisfatórios. No entanto, a inserção da nova saída de fase mínima viabiliza o controle direto da tensão e também do uso da função custo multivariável, que para este conversor não apresenta grandes diferenças nos resultados.

Com o entendimento do Capítulo 3, o Capítulo 4 apresenta a aplicação do FCS-MPC no VR-BESS. Assim, os mesmos cenários propostos para os conversores *Buck* e *Boost* são simulados para o VR-BESS. Os resultados de simulação mostraram a eficiência da estratégia proposta, apesar dos desafios encontrados na utilização das funções custo. A aplicação do FCS-MPC no VR-BESS evidenciou as desvantagens do método, visto que este não possui frequência de chaveamento fixa e é dependente dos parâmetros do modelo. Vale ressaltar que os resultados apresentados não incluem a análise da influência de variação dos parâmetros dos modelos no desempenho do FCS-MPC, apesar de os resultados dos modos de operação 2 e 4 demonstrarem esta dependência. Além disso, neste trabalho a forma como a transição entre os modos de operação será feita não é abordada. Porém, entende-se que com o balanço de potências é possível realizar esta transição, de forma que de acordo com a energia disponível na fonte de entrada e no banco de baterias associada, a necessidade da carga, pode-se definir relações lógicas como: se a tensão de entrada for capaz de suprir a necessidade da carga ($P_{in} > P_{R0}$), o excedente pode carregar o banco de baterias. Deste mesmo modo, com o banco de baterias carregado, se a necessidade da carga exceder a capacidade de geração da fonte de entrada ($P_{in} < P_{R0}$), o banco de baterias é utilizado como suporte.

5.1 Trabalhos Futuros

Entende-se que as etapas futuras de desenvolvimento deste trabalho podem ser:

1. Validação do controle utilizando o FCS-MPC na regulação de tensão e controle de carga e descarga de baterias do VR-BESS, utilizando um modelo único para os quatro mo-

dos de operação. Esse cenário deve ser alcançado por meio da definição adequada do modelo, da função custo e da janela de predição a ser utilizada;

2. Ajustes adequados da função custo, com adição de limitadores de tensão e corrente por meio de restrições. Essas restrições buscam evitar picos elevados de tensão e corrente, principalmente na primeira inicialização do conversor para evitar queima ou danos em componentes quando houver implementação prática;
3. Validação do controle proposto em cenários de distúrbios, tais como variações na carga. A partir destas avaliações é possível verificar a faixa de operação de potências válida para o projeto;
4. Avaliar a possibilidade de implementação prática do projeto.

5.2 Publicações

Este artigo foi submetido ao Congresso Brasileiro de Automática (CBA) 2022.

Controle de Tensão em Conversores *Boost* com FCS-MPC - um Estudo Comparativo de Diferentes Funções Custo

Isadora N. D. S. Braga^{*}, Sílvia C. Ferreira^{*}, Bianca H. D. Kai^{*},
Camila C. Duarte^{*}, João Paulo C. Pedroso^{*}, Vinícius M. Pacheco^{*},
Daniel A. Pereira^{*}

^{*} *Escola de Engenharia, Universidade Federal de Lavras, MG, (e-mail: isadora.braga@ufla.br, silvia.ferreira@ufla.br, bianca.kai1@estudante.ufla.br, camila.duarte@estudante.ufla.br, joaopaulo.pedroso@ufla.br, vinicius.pacheco@ufla.br, danielpereira@ufla.br).*

Abstract: The Finite-control-set Model Predictive Control (FCS-MPC) when applied for voltage control in a *Boost* converter presents limitations due to the non-minimum phase characteristics of this system (NMP). Therefore, setting an adequate cost function is essential for the success of the control strategy in short-time prediction horizons. In this work, the performance of the FCS-MPC applied to the *Boost* converter is compared among different cost-functions configurations. In a first scenario, the traditional voltage cost function is compared with two distinct proposals made by the authors: a multivariable voltage and current cost function, and a current-based function that perform indirect voltage control. In a second scenario, model corrections are made as proposed by Villarroel et al. (2019) for the delays caused by the non-minimum phase. The converter is software-simulated using *Matlab/Simulink* and the results obtained shows that the use of the multivariable cost function alone does not solve the optimization problem caused by the non-minimum phase characteristic. However, when the system is indirectly controlled using current control, or else when is operated with FNM corrections, the FCS-MPC demonstrated to be able to optimize the system output with low steady-state errors. Furthermore, the use of the multivariable cost function with corrections slightly improves the output voltage oscillations while maintaining a very fast transient response characteristic.

Resumo: O Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC) quando aplicado para o controle de tensão no conversor *Boost* possui limitações devido às características de fase não mínima deste sistema (FNM). Portanto, a definição de uma função custo adequada é primordial para o sucesso da estratégia de controle em curtos horizontes de predição. Neste trabalho, o desempenho do FCS-MPC aplicado ao conversor *Boost* é comparado perante a escolha de diferentes funções custo. Em um primeiro cenário a função custo de tensão clássica é comparada com duas propostas feitas pelos autores: uma função custo multivariável de tensão e corrente, e uma função custo de corrente que promove o controle indireto da tensão. Em um segundo cenário, são realizadas correções no modelo conforme propostas por Villarroel et al. (2019) para os atrasos causados pela fase não mínima. O conversor é simulado no software *Matlab/Simulink* e os resultados obtidos mostram que o uso da função custo multivariável por si só não resolve o problema de otimização causado pela característica de fase não mínima. Entretanto, quando o sistema é controlado de forma indireta pela corrente, ou quando opera com as correções de FNM, o FCS-MPC é capaz de otimizar a saída com baixos erros em regime permanente. Além disso, o uso da função custo multivariável com correção melhora ligeiramente as oscilações da tensão de saída, mantendo uma resposta transitória muito rápida.

Keywords: DC-DC converter; Non-Minimum Phase; Predictive Control.

Palavras-chaves: Conversor CC-CC; Fase não mínima; Controle Preditivo.

1. INTRODUÇÃO

O controle preditivo, apesar de originalmente aplicado à indústria de processos, tem sido muito utilizado em conversores eletrônicos, devido à sua simplicidade de implementação, boa operação em condições não lineares e capacidade de rejeição de distúrbios (Vazquez et al., 2014). Dentre métodos preditivos existentes, para eletrônica de potência, as técnicas de Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC), segundo Rodriguez et al. (2012) são as mais adequadas devido à sua capacidade de lidar com as peculiaridades dos sistemas de forma intuitiva.

De forma específica, o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC), utiliza o número de combinações finitas dos estados de chaveamento das chaves de potência para simplificar o problema de otimização, onde o objetivo é otimizar o erro entre o sinal de referência e o sinal previsto para cada variável de controle (Panten et al., 2016).

Apesar de sua ampla utilização, o FCS-MPC aplicado à conversores *Boost* encontra obstáculos quando o objetivo é controlar a tensão de saída. O decrescimento inicial da tensão em resposta ao degrau, consequência da presença do zero no semiplano direito (fase não mínima), dificulta a otimização da função custo em horizontes de predição pequenos. Isso porque, pequenos intervalos de predição causam um engano no estágio de otimização ocasionando a seleção do estado de chaveamento incorreto (Pérez et al., 2011).

Assim, técnicas de restrição de estabilidade e/ou um horizonte de predição maior podem ser necessários para o sucesso do controle. Entretanto, este aumento resulta em um custo computacional mais elevado. Buscando soluções para a questão da fase não mínima sem aumentar o custo computacional - mantendo ou não os horizontes de predição curtos - destaca-se os trabalhos de Karamanakos et al. (2013), Hejri and Mokhtari (2014), Moehle and Boyd (2017), Villarroel et al. (2019).

Karamanakos et al. (2013) projetam um modelo discreto do conversor *Boost* capaz de prever o comportamento da planta operando em modo de condução contínua e modo de condução descontínua. Para isto, uma variável binária auxiliar é acrescida ao modelo. Além disso, os autores amostram o modelo de predição em períodos diferentes no horizonte mais curto e longo. O principal objetivo é manter o controle da tensão de saída a um valor desejado independente das variações na tensão de entrada e/ou na carga. Desta forma, o controlador proposto possui robustez para operar em condições não nominais e dinâmica rápida, todavia a complexidade computacional aumenta exponencialmente a medida que o horizonte de predição é estendido.

Hejri and Mokhtari (2014), por sua vez, propõem uma modelagem e controle híbrido do conversor *Boost*. O objetivo é controlar a tensão de saída em um valor desejado mesmo com a presença de distúrbios na tensão de entrada e

resistência de carga. Para isso, uma estrutura em cascata é utilizada, sendo consideradas duas malhas de controle. A malha interna funciona como um controlador preditivo híbrido de corrente e a externa como controlador PI de tensão. No entanto, apesar dos resultados apresentados o controle da tensão é feito de forma indireta pelo controlador preditivo.

Moehle and Boyd (2017), por sua vez, propõem o uso de um modelo aproximado onde, apesar de utilizar o horizonte de predição maior não há aumento no custo computacional como na forma tradicional. O objetivo é controlar a tensão de saída para um valor desejado pré-determinado. Para isso, é feita a adição de um termo referente a função de valor aproximado na função custo. Com isso, o FCS-MPC é capaz de contornar a subestimação inicial do conversor *Boost*. Este método associa as vantagens do horizonte de predição maior e melhora a dinâmica do sistema em malha fechada. Porém, sua flexibilidade é afetada, pois é necessário uma extensa computação *offline* para derivar a função de valor aproximado. Além disso, apenas mudanças moderadas na função custo e/ou na dinâmica do sistema são possíveis.

Villarroel et al. (2019) apresenta um método no qual há o controle direto da tensão de saída, onde o controlador inverte parcialmente a dinâmica da planta, determinando uma nova saída de fase mínima a ser substituída na função custo. Além do fato de possibilitar o controle direto da tensão, este controlador mantém o horizonte de predição curto e não modifica a estrutura do sistema, para mais não há aumento no custo computacional.

De forma geral, os autores buscam modificações no modelo ou na função custo para solucionar a questão da fase não mínima no controle de tensão. Desta forma, entende-se que a definição adequada da função custo é uma etapa primordial quando o controle FCS-MPC é utilizado, uma vez que função custo é responsável pela otimização da operação do conversor. Entretanto, poucos são os trabalhos que comparam o desempenho do conversor *Boost* para diferentes funções custo.

Visando contribuir para os estudos do FCS-MPC aplicado ao conversor *Boost*, este trabalho apresenta uma comparação de desempenho do FCS-MPC perante a escolha de diferentes funções custo aplicadas a dois cenários diferentes, cujo objetivo é o controle da tensão de saída. O primeiro cenário consiste no emprego da função custo clássica (tensão) e propõe a utilização de outras duas: controle multivariável de tensão e corrente, e o controle indireto da tensão por meio de uma função custo de corrente. Neste cenário não há correções para os atrasos causados pela fase não mínima. No segundo cenário, a nova saída de fase mínima proposta por Villarroel et al. (2019) é substituída na função custo de tensão, tanto a clássica quanto ao multivariável. O conversor é simulado no *software Matlab/Simulink* e os resultados demonstram que no primeiro cenário, apesar da presença da corrente na função custo multivariável, os problemas causados pela fase não mínima da tensão não são resolvidos. Por outro lado, neste mesmo cenário o controle indireto da tensão de saída alcança valores em regime permanente muito

* Os autores agradecem a FAPEMIG pelo suporte financeiro a este projeto.

próximos ao valor desejado para tensão. Para o segundo cenário, a utilização da nova saída de fase mínima viabiliza o controle direto da tensão e também por meio da função custo multivariável.

2. CONVERSOR BOOST

O conversor elevador de tensão ou conversor *Boost* (FIGURA 1) possui uma estrutura simples e é capaz de elevar a tensão de entrada. Por esse motivo é muito utilizado como interface entre fontes de tensão CC que fornecem tensões baixas e precisam ser elevadas para alimentar cargas ou serem injetadas na rede de energia CA. Ele é constituído por uma fonte de tensão de entrada (V_{in}), um indutor (L), uma chave de potência (S), um diodo (D), um capacitor (C) e, em sua saída, a carga com tensão V_{out} . A partir da Figura 1 pode-se definir, i_L como a corrente do indutor, i_C como a corrente do capacitor, V_C a tensão do capacitor que é igual a V_{out} e i_0 como a corrente da carga.

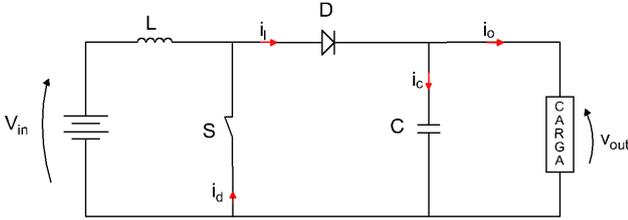


Figura 1. Topologia do Conversor *Boost*.

Em relação ao funcionamento do conversor, pode-se definir duas etapas e a partir delas é possível obter as equações diferenciais que o caracterizam. Estas duas etapas são baseadas nos estados da chave de potência (S), sendo eles conduzindo ($S = 1$) ou bloqueando ($S = 0$).

A primeira etapa de operação do conversor *Boost* em análise, aqui chamado de Modo I, é avaliada durante a condução da chave ($S = 1$) (FIGURA 2). Nesse momento o diodo (D) está reversamente polarizado, portanto bloqueado. A fonte de tensão de entrada (V_{in}) fornece energia para o indutor (L), para o capacitor (C) e para a carga.

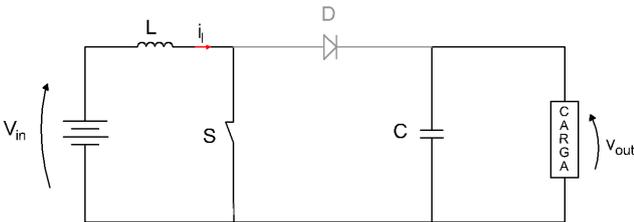


Figura 2. Funcionamento do conversor *Boost* (Modo I).

A segunda etapa de operação do conversor *Boost* em análise, aqui chamada de Modo II, é avaliada durante o bloqueio da chave ($S = 0$) (FIGURA 3). Nesse momento o diodo (D) entra em condução fornecendo “caminho” à corrente do indutor (i_L), suprimindo a necessidade do capacitor (C) e da carga.

2.1 Modelo matemático do conversor *Boost*

As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do conversor *Boost* foram obtidas por meio da

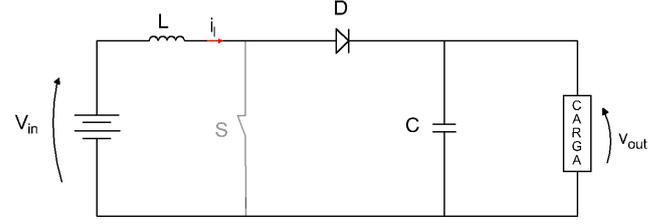


Figura 3. Funcionamento do conversor *Boost* (Modo II).

técnica de modelagem em espaço de estados. Posto isso, o comportamento do Modo I ($S = 1$) pode ser descrito por (1):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (1)$$

Da mesma forma, o comportamento dinâmico do conversor *Boost* no modo II ($S = 0$) é descrito por (2):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (2)$$

onde V_{in} é a tensão de entrada, V_C é a tensão no capacitor, C , L e R são respectivamente os valores do capacitor, do indutor e do resistor (nesse caso representando a carga). A saída do sistema corresponde à tensão de saída (V_{out}).

2.2 Modelo matemático discreto em função do estado de chaveamento S

Para que o FCS-MPC possa estimar os valores das variáveis de controle para instantes futuros, procura-se obter uma relação entre as equações discretas do modelo em cada modo (1) e (2) e o estado de chaveamento. Logo, a representação em espaço de estados (3) é capaz de descrever ambos os modos de funcionamento do conversor em função do estado de chaveamento da chave S .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-S) \\ \frac{1}{C}(1-S) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3)$$

Por meio das aproximações apresentadas por Ogata (1995), o modelo discreto que descreve os dois modos de funcionamento do sistema é definido a partir de (3) e é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1) \\ V_C(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L}(1-S) \\ \frac{T_s}{C}(1-S) & 1 - \frac{T_s}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(k) \\ V_C(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4)$$

Onde T_s é o período de amostragem.

2.3 Discussão sobre fase não mínima no conversor *Boost*

Sistemas que possuem em sua Função de Transferência (FT), pelo menos um zero no semiplano direito (SPD) do

plano S , são chamados de Sistemas de Fase Não Mínima (SFNM). A presença do zero no SPD afeta a resposta ao degrau causando um decréscimo inicial, mesmo que a referência de entrada aumente, chamado de subestimação inicial (Hoagg and Bernstein, 2007). Este problema é agravado a medida que o zero se aproxima da origem e essa aproximação influencia no ganho do controlador a ser projetado (Liu et al., 2010).

Os conversores *Boost* são um exemplo clássico de sistemas de fase não mínima, pois operando no modo de condução contínua possuem, na função de transferência de controle para tensão de saída, um zero no SPD (Poorali and Adib, 2019). Nesta topologia, a parte real do zero no SPD é aproximadamente proporcional à resistência da carga e inversamente proporcional ao ganho de tensão. Consequentemente, em aplicações de baixa resistência de carga e alto ganho de tensão, o zero no SPD se move em direção ao eixo imaginário, resultando em mais um obstáculo para o projeto de controladores (Forouzesh et al., 2017).

Para melhor entendimento do comportamento de fase não mínima do conversor *Boost*, a partir da linearização dos modelos (1) e (2), as FT's referentes à escolha da corrente de entrada como saída do sistema (5) e da tensão de saída como saída do sistema (6) são obtidas (Villaruel et al., 2021).

$$h_{i_L}(s) = \frac{V_c}{L} \left(s + \frac{V_c + Ri_L(1-S)}{RCV_o} \right) \quad (5)$$

$$h_{V_c}(s) = \frac{-\frac{i_L}{C} \left(s - \frac{V_c(1-S)}{Li_L} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-S)^2}{LC}} \quad (6)$$

A função de transferência (5) possui dois polos complexos conjugados no semiplano esquerdo e um zero no semiplano esquerdo. No entanto, apesar da função de transferência (6) possuir os mesmos polos de (5), ela possui um zero no semiplano direito. Sendo assim, como dito anteriormente, o sistema linearizado é de fase não mínima quando a tensão de saída é escolhida como saída do sistema.

3. CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO DE CONTROLE FINITO (FCS-MPC)

O princípio de funcionamento do FCS-MPC é baseado na previsão do comportamento do sistema por meio de seu modelo matemático e na otimização da função custo, sendo estes os componentes mais importantes do método (Kouro et al., 2015). Um modelo discreto do sistema é necessário para prever o comportamento do mesmo para cada estado de chaveamento (S), e aquele que minimiza a função custo é utilizado no instante de chaveamento seguinte.

O objetivo do controle é determinar um valor a ser aplicado para a entrada que minimize a função custo, ou seja, minimize a diferença entre a referência desejada (y_{k+1}^{ref}) e o valor predito pelo controlador (y_{k+1}^p) por meio do modelo discreto do sistema. Para tanto, o mais comum é utilizar a função custo (g) que minimiza o erro quadrático:

$$g = (y_{k+1}^{ref} - y_{k+1}^p)^2 \quad (7)$$

Posto isso, é possível descrever o algoritmo para aplicação FCS-MPC da seguinte forma:

- (1) Medição das variáveis de estado e de controle;
- (2) Obtenção do modelo matemático discreto em função do estado de chaveamento (S) e das variáveis de controle;
- (3) Utilização do modelo para previsão das variáveis de controle;
- (4) Definição do estado de chaveamento a ser aplicado no conversor por meio da otimização da função custo;
- (5) Aplicação do estado de chaveamento ótimo na chave de potência (Vazquez et al., 2014).

4. FCS-MPC APLICADO AO CONVERSOR *BOOST*

Para aplicação do FCS-MPC ao conversor *Boost*, foram realizadas simulações por meio do *software Matlab/Simulink*. A Figura 4 apresenta o esquema básico desta aplicação. Nela pode-se definir L como indutor, C como capacitor, D como diodo e R um resistor representando uma carga resistiva. Além disso, i_L como a corrente de entrada, i_C como a corrente do capacitor, i_R como a corrente da carga e V_c a tensão do capacitor igual a tensão de saída.

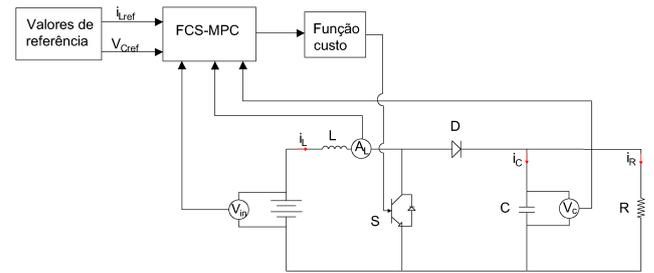


Figura 4. Princípio básico de operação do FCS-MPC aplicado ao conversor *Boost*.

No *Matlab/Simulink*, o bloco *S-Function* permitiu a implementação em linguagem C do código de controle, onde o modelo de previsão (4) foi utilizado juntamente com os parâmetros apresentados na Tabela 1. O indutor L foi calculado para garantir uma oscilação na corrente de 40% e o capacitor C para garantir uma oscilação de 30% na tensão.

Tabela 1. Parâmetros de simulação.

Símbolo	Descrição	Valor
C	Capacitor	11.719 μF
L	Indutor	1,9 mH
R	Resistência (carga)	80 Ω
f_s	Frequência de amostragem	20 kHz

A este conversor foram aplicadas diferentes funções custo visando estudar o seu comportamento para cada uma delas.

4.1 Estudo de diferentes funções custo

A definição da função custo é primordial para que o objetivo de controle seja alcançado pelo FCS-MPC. No

caso do conversor *Boost* o principal objetivo é manter a tensão de saída em um valor especificado maior do que a tensão de entrada. Para que este objetivo seja alcançado, cinco funções custo são definidas e aplicadas em dois cenários diferentes: (1) uso de diferentes funções custo sem a correção para sistemas de fase não mínima (FNM) (2) uso da correção FNM proposta por Villarroel et al. (2019). Desta forma, no cenário 1 as seguintes funções custo serão definidas de forma que haja:

- (a) Controle da tensão V_c de forma indireta por meio de uma função custo de corrente i_L ;
- (b) Controle direto da tensão V_c ;
- (c) Controle multivariável de tensão V_c e corrente i_L ;

Cabe destacar que o controle da corrente i_L não apresenta comportamento de FNM, como mostra a equação (6). Portanto, um controle utilizando esta variável pode ser feito em curto horizonte de predição sem influência no funcionamento do FCS-MPC. Para garantir o controle da tensão de forma indireta, as equações do modelo são utilizadas para calcular a corrente de referência (i_L^*) em função da tensão (V_c^*).

$$i_L^*(k+1) = i_L(k) - \frac{T_s}{L}(1-S)V_c^*(k) + \frac{T_s}{L}V_{in}(k) \quad (8)$$

Para tanto, são utilizados os valores medidos pelos sensores de i_L e V_{in} e o valor do indutor utilizado no circuito. Uma das principais questões envolvendo esta função custo é a dependência direta do valor da indutância para cálculo da referência, o que leva o algoritmo a ser mais sensível a desvios nos parâmetros do modelo.

Outra maneira de calcular o valor da corrente i_L^* , é por meio do balanço de potência de entrada e saída (desprezando as perdas), de forma que:

$$i_L^*(k) = \frac{V_c^*(k)^2}{RV_{in}(k)} \quad (9)$$

Da mesma forma que em (8), esta maneira de calcular a corrente de (i_L^*) também depende de um parâmetro do modelo que é a resistência de carga R .

Assim, a função custo quadrática para o controle indireto da tensão (g_i) pode ser definida como (Cenário 1(a)):

$$g_i = [i_L(k+2)^* - i_L(k+2)]^2 \quad (10)$$

Para o controle direto da tensão, onde não há a correção da fase não mínima, a função custo pode ser definida como (Cenário 1(b)):

$$g_v = [V_c(k+2)^* - V_c(k+2)]^2 \quad (11)$$

Por fim, buscando contornar a instabilidade causada pela FNM do sistema que controla apenas a tensão, e ao mesmo tempo reduzir a dependência das variáveis do modelo ao se controlar apenas a corrente, propõe-se o uso de uma função custo multivariável. De acordo com Panten et al. (2016), o uso de mais de uma variável de estado melhora a estabilidade de sistemas controlados pelo FCS-MPC.

Desta forma, utiliza-se a combinação de g_i e g_v resultando em (Cenário 1(c)):

$$g_{iv} = \left(\frac{1}{i_L^*}\right)g_i + \left(\frac{1}{V_c^*}\right)g_v \quad (12)$$

Substituindo as equações (10) e (11), tem-se:

$$g_{iv} = k_i[i_L(k+2)^* - i_L(k+2)]^2 + k_v[V_c(k+2)^* - V_c(k+2)]^2 \quad (13)$$

onde, k_i e k_v são os ganhos utilizados para normalizar a função custo em função de suas referências e proporcionar o mesmo peso na otimização da função custo para as variáveis tensão e corrente.

No cenário 2, com o objetivo de driblar o comportamento de FNM, sem alterar a estrutura do conversor e mantendo o horizonte de predição utilizado pelo FCS-MPC, utiliza-se a correção proposta por Villarroel et al. (2019). Os autores propõem que a parte de fase não mínima do sistema seja invertida. Assim, ao invés de usar a tensão de saída (V_c) diretamente na função custo de tensão, como em (11), uma nova saída (h) com compensação proposta por Villarroel et al. (2019) será utilizada. Para tanto, duas funções custo serão avaliadas, com seguintes objetivos de controle:

- (a) Controle da tensão V_c com correção FNM;
- (b) Controle multivariável de tensão V_c com correção FNM e corrente i_L ;

A nova saída de FNM é composta pela saída original e um termo de compensação que não adiciona atraso extra. Como o comportamento da fase não mínima está associado apenas ao controle da tensão de saída (V_c), o uso da nova saída em conjunto com o modelo discreto de previsão viabiliza o rastreamento correto da referência, pois esta associação permite obter a inversão parcial do sistema usando FCS-MPC. O cálculo de h é dado por:

$$h(k) = V_c(k) + \frac{2RV_{in}(k)i_L(k)^2 - 2i_L(k)V_c(k)^2}{2V_c(k)i_L(k) + \left(\frac{RC}{L}\right)V_{in}(k)V_c(k)} \quad (14)$$

Portanto, uma a nova função custo (g_v^*) a ser minimizada pelo controlador FCS-MPC quando a saída for tensão de saída pode ser definida. Nela, o controlador minimiza o erro entre nova saída (14) e a referência de tensão desejada (Cenário 2(a)), de forma que:

$$g_v^* = [V_c^*(k+2) - h(k+2)]^2 \quad (15)$$

Para o controle conjunto da corrente de entrada e da tensão de saída (Cenário 2(a)), com a correção da fase não mínima, uma nova função custo é definida substituindo (15) em (12):

$$g_{iv}^* = k_i[i_L(k+2)^* - i_L(k+2)]^2 + k_v[V_c(k+2)^* - h(k+2)]^2 \quad (16)$$

Pode-se observar que em ambos os cenários, o cálculo das referências é dependente das variáveis do modelo,

resistência de carga (R) e indutância (L). E da mesma forma que no cenário 1, isso resulta em uma sensibilidade maior do algoritmo em relação aos parâmetros do modelo, podendo causar erros no FCS-MPC quando há desvio de parâmetros.

5. RESULTADOS

O conversor *Boost* foi simulado no *software Matlab/Simulink* com o objetivo de avaliar o desempenho do controle FCS-MPC para cada uma das funções custo propostas anteriormente. Os resultados são apresentados de forma que a tensão de saída (V_c) seja mantida em 400V para diferentes tensões de entrada (V_{in}). Para cada intervalo de tempo tem-se:

- Intervalo 1 ($0 < t < 0,15s$): $V_{in} = 200V$;
- Intervalo 2 ($0,15 < t < 0,3s$): $V_{in} = 250V$;
- Intervalo 3 ($0,3 < t < 0,45s$): $V_{in} = 300V$;

Os resultados obtidos para as funções custo do Cenário 1 e 2 são apresentados na Figura 5, na Tabela 2 e na Tabela 3. Na Tabela 2 são medidos os valores médios da tensão de saída \bar{V}_c , o erro médio em regime permanente (ERMP) e a oscilação da tensão ΔV_c para cada intervalo. Como o FCS-MPC não possui frequência de chaveamento fixa, a oscilação da tensão ΔV_c pode variar de acordo com o ponto de operação e tipo de controle utilizado. Na Tabela 3 são apresentados os dados relativos ao transitório após as mudanças na tensão de entrada. São analisados o máximo pico (MP) e o tempo de acomodação (T_a). As discussões serão realizadas apenas em função da tensão de saída V_c .

Os resultados para o Cenário 1(a) são apresentados nas Figuras 5(a) e (b). São observados, respectivamente, o comportamento da corrente de entrada (i_L) e da tensão de saída (V_c) na utilização da função custo (10). Neste caso não houve a correção da FNM e a tensão de saída é controlada indiretamente por meio do controle da corrente de entrada. Em regime permanente, o valor médio de V_c é próximo nos três intervalos de tempo, sendo que o intervalo 2 apresenta o maior erro, sendo este equivalente a 0,75% do valor de referência e V_c igual a 397V. Já a resposta transitória, pode-se observar que o maior MP acontece entre os intervalos 1 e 2, onde V_c é 408,7V um erro equivalente a 2,17%.

Os Cenários 1(b) e 1(c) apresentaram resultados semelhantes para o comportamento da tensão e corrente, como pode ser observado nas Figuras 5 (c) e (d), (e) e (f). Nelas são utilizadas as funções custo (11) e (12), respectivamente. Observa-se que ao utilizar a função custo multivariável, mesmo com a inserção da corrente no problema de otimização, não há melhora em relação aos problemas ocasionados pela FNM da tensão. O FCS-MPC chaveia apenas nos transitórios e em seguida mantém a chave S sempre aberta, fazendo que a tensão de entrada e de saída sejam a mesma e perdendo a controlabilidade.

Nos cenários 2(a) e 2(b) a correção da fase não mínima é feita por meio da aplicação da nova saída proposta por Villarroel et al. (2019), viabilizando o controle direto da tensão. Com isso, as Figuras 5 (g) e (h) apresentam o resultado da aplicação de (15) e as Figuras 5 (i) e (j) apresentam o resultado da aplicação de (16). Para o cenário 2(a), o intervalo de tempo dois apresenta o maior

erro em regime permanente, sendo equivalente a 1% do valor de referência com o valor médio de V_c é de 396V. No cenário 2(b) o intervalo três possui o maior erro em regime permanente, sendo o valor médio de V_c de 396,5V com 0,88% de erro em regime permanente. Por outro lado, no transitório para os dois cenários observa-se um comportamento muito parecido em relação ao MP e ao T_a para os três intervalos de tempo.

Ao comparar os Cenários 1(a) com os Cenários 2(a) e 2(b) pode-se observar que a utilização apenas da corrente na função custo, resulta em transitórios de corrente praticamente instantâneos e sem picos. Por outro lado, a tensão no cenário 1(a) apresenta um tempo de acomodação muito superior em relação aos cenários 2(a) e 2(b). Já em regime permanente foi possível observar que os valores são parecidos e em todos os intervalos de tempo o erro não ultrapassa 1%.

Ao comparar os Cenários 2(a) e 2(b) entre si pode-se observar ligeira melhora na oscilação da tensão de saída quando a função custo multivariável é utilizada. A parcela da corrente na otimização do sistema permite a escolha de estados de chaveamento que aumentam a frequência de chaveamento média, reduzindo as oscilações na saída.

Uma análise geral dos resultados dos Cenários 1(a), 2(a) e 2(b) em regime permanente ou nos transitórios mostra que os valores alcançados são muito próximos do valor desejado para V_c . No regime permanente, a oscilação na tensão não ultrapassa o percentual de 1,4% e os EMRP não ultrapassam 1%. Nos transitórios, observa-se a rapidez de resposta do controlador, este fato não interfere nos valores de sobressinal, sendo o maior deles equivalente a 2% em relação ao valor desejado para a tensão.

Além destas observações, cabe destacar que as funções custo dos cenários que obtiveram sucesso são dependentes dos parâmetros do modelo, tais como R e L . Entretanto, as simulações foram realizadas sem desvio nesses parâmetros e ainda não foram feitas análises sobre quais seriam os impactos no funcionamento do FCS-MPC.

6. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desempenho do FCS-MPC no controle da tensão de saída do conversor *Boost* perante a escolha de diferentes funções custo. Para isso, dois cenários diferentes foram analisados. No primeiro a função custo clássica (tensão) foi utilizada além de outras duas: controle multivariável de tensão e corrente, e o controle indireto da tensão por meio de uma função custo de corrente. Nele não foram aplicadas correções para os atrasos causados pela fase não mínima. No segundo cenário, uma nova saída de fase mínima proposta por Villarroel et al. (2019) é substituída na função custo de tensão, tanto a clássica quanto ao multivariável. Ambos os cenários são simulados no software Matlab/Simulink e os resultados demonstram que no primeiro cenário, o controle da tensão é feito indiretamente sem a correção da FNM por meio do controle da corrente de entrada, em regime permanente o valor médio da tensão é próximo para os três intervalos analisados, para o transitório este cenário apresenta os maiores valores para o tempo de acomodação, tornando o controle um pouco mais lento quando comparado aos

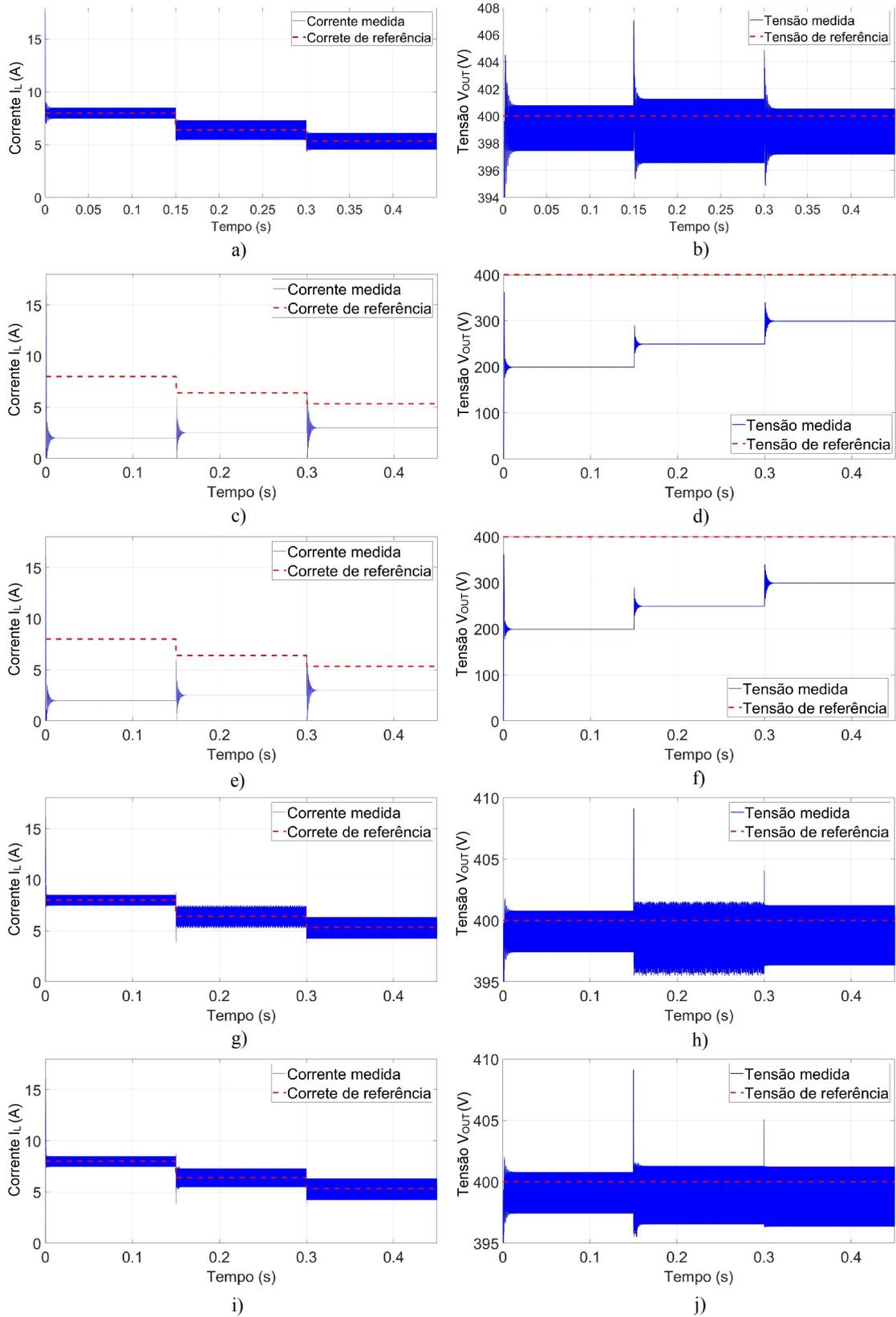


Figura 5. Resultados de simulação para controle da tensão de saída do conversor *Boost*, onde (a) corrente i_L com g_i , (b) tensão V_c com g_i , (c) corrente i_L com g_v , (d) tensão V_c com g_v , (e) corrente i_L com g_{iv} , (f) tensão V_c com g_{iv} , (g) corrente i_L com g_v^* , (h) tensão V_c com g_{iv}^* .

Tabela 2. Valores médios da tensão de saída, erro médio em regime permanente e oscilação da tensão para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1			Intervalo 2			Intervalo 3		
	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c	\bar{V}_c	EMRP	ΔV_c
Cenário 1(a)	398	0,50%	3	397	0,75%	5	397,5	0,62%	3
Cenário 1(b)	200	-	-	250	-	-	300	-	-
Cenário 1(c)	200	-	-	250	-	-	300	-	-
Cenário 2(a)	398	0,50%	3	396	1,00%	5	397	0,75%	4
Cenário 2(b)	398	0,50%	3	397	0,75%	5	396,5	0,88%	5,5

Tabela 3. Máximo pico e tempo de acomodação para os cenários 1 e 2.

	Intervalo 1		Intervalo 2		Intervalo 3	
	MP	T_a	MP	T_a	MP	T_a
Cenário 1(a)	405	16ms	406,3	10ms	404,5	9ms
Cenário 2(a)	403,9	8ms	408,2	1ms	405,5	2ms
Cenário 2(b)	403,8	8ms	408,1	5ms	404,5	1ms

outros cenários. No segundo cenário, os valores alcançados tanto para regime permanente como para o transitório são muito parecidos, porém os transitórios são mais rápidos que o primeiro cenário e os valores de sobressinal não são afetados. Por fim, o segundo cenário demonstra que a inclusão da nova saída de fase mínima viabiliza o controle direto da tensão sem alteração da planta ou do horizonte de predição. Além disso, o uso da função custo multivariável também se torna possível, sendo observada uma menor oscilação no comportamento da tensão.

REFERÊNCIAS

- Forouzesh, M., Siwakoti, Y.P., Gorji, S.A., Blaabjerg, F., and Lehman, B. (2017). Step-up dc-dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE transactions on power electronics*, 32(12), 9143–9178.
- Hejri, M. and Mokhtari, H. (2014). Hybrid modeling and control of a dc-dc boost converter via extended mixed logical dynamical systems (emlds). In *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*, 373–378. IEEE.
- Hoagg, J.B. and Bernstein, D.S. (2007). Nonminimum-phase zeros-much to do about nothing-classical control-revisited part ii. *IEEE Control Systems Magazine*, 27(3), 45–57.
- Karamanakos, P., Geyer, T., and Manias, S. (2013). Direct voltage control of dc-dc boost converters using enumeration-based model predictive control. *IEEE transactions on power electronics*, 29(2), 968–978.
- Kouro, S., Perez, M.A., Rodriguez, J., Llor, A.M., and Young, H.A. (2015). Model predictive control: Mpc’s role in the evolution of power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(4), 8–21.
- Liu, J., Ming, W., and Gao, F. (2010). A new control strategy for improving performance of boost dc/dc converter based on input-output feedback linearization. In *2010 8th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2439–2444. IEEE.
- Moehle, N. and Boyd, S. (2017). Value function approximation for direct control of switched power converters. In *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 360–367. IEEE.
- Ogata, K. (1995). *Discrete-time control systems*. Prentice-Hall, Inc.
- Panten, N., Hoffmann, N., and Fuchs, F.W. (2016). Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with *lcl* filters: A study based on different state feedbacks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7), 5189–5200. doi:10.1109/TPEL.2015.2478862.
- Pérez, M.A., Fuentes, R.L., and Rodríguez, J. (2011). Predictive control of dc-link voltage in an active-front-end rectifier. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1811–1816. IEEE.
- Poorali, B. and Adib, E. (2019). Right-half-plane zero elimination of boost converter using magnetic coupling with forward energy transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(11), 8454–8462.
- Rodríguez, J., Kazmierkowski, M.P., Espinoza, J.R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H.A., and Rojas, C.A. (2012). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 1003–1016.
- Vazquez, S., Leon, J.I., Franquelo, L.G., Rodriguez, J., Young, H.A., Marquez, A., and Zanchetta, P. (2014). Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1), 16–31.
- Villarreal, F., Espinoza, J., Pérez, M., Ramírez, R., Baier, C., and Morán, L. (2019). Shortest horizon fcs-mpc output voltage tracking in non-minimum phase boost-type converters. In *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, volume 1, 4119–4124. IEEE.
- Villarreal, F.A., Espinoza, J.R., Perez, M.A., Ramirez, R.O., Baier, C.R., Sbarbaro, D., Silva, J.J., and Reyes, M.A. (2021). Stable shortest horizon fcs-mpc output voltage control in non-minimum phase boost-type converters based on input-state linearization. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 36(2), 1378–1391.

REFERÊNCIAS

- ABUABUD, J. P. M.; BARRA, P. H. A. Estudo sistemático sobre microrredes e redes elétricas inteligentes. **Brazilian Journal of Development**, v. 6, n. 9, p. 65711–65727, 2020.
- ASWANI, J.; KANAKASABAPATHY, P. Protection of a low-voltage dc ring microgrid system. In: IEEE. **2016 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)**. [S.l.], 2016. p. 17–22.
- CORTÉS, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008.
- FERNANDES, A. A. **Controle LQR de um Conversor CC-CC em Sistema Fotovoltaico off-grid**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Lavras, 2021.
- FERREIRA, S. **Controle Preditivo Baseado em Modelo na Compensação Dinâmica do Reativo com Filtro Híbrido**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Itajubá, 2016.
- FOROUZESH, M. et al. Step-up dc–dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.
- GARAYALDE, E. et al. Finite control set mpc vs continuous control set mpc performance comparison for synchronous buck converter control in energy storage application. In: IEEE. **2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)**. [S.l.], 2019. p. 490–495.
- GUIMARAES, R. A. **Controle Preditivo Baseado em Modelo para Conversores Formadores de Rede com Operação Ilhada**. Tese (Doutorado) — Dissertação (Mestrado)—Universidade Federal de Lavras, 2019.
- HAMMERSTROM, D. J. Ac versus dc distribution systems did we get it right? In: IEEE. **2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting**. [S.l.], 2007. p. 1–5.
- HEJRI, M.; MOKHTARI, H. Hybrid modeling and control of a dc-dc boost converter via extended mixed logical dynamical systems (emlds). In: IEEE. **The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)**. [S.l.], 2014. p. 373–378.
- HOAGG, J. B.; BERNSTEIN, D. S. Nonminimum-phase zeros-much to do about nothing-classical control-revisited part ii. **IEEE Control Systems Magazine**, IEEE, v. 27, n. 3, p. 45–57, 2007.
- JIBHKATE, S. et al. Three port dc-dc converter for storage integration in microgrid. In: IEEE. **2016 National Power Systems Conference (NPSC)**. [S.l.], 2016. p. 1–6.
- JUSTO, J. J. et al. Ac-microgrids versus dc-microgrids with distributed energy resources: A review. **Renewable and sustainable energy reviews**, Elsevier, v. 24, p. 387–405, 2013.
- KARAMANAKOS, P.; GEYER, T.; MANIAS, S. Direct model predictive current control strategy of dc–dc boost converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 1, n. 4, p. 337–346, 2013.

- KOURO, S. et al. Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, IEEE, v. 9, n. 4, p. 8–21, 2015.
- KUMAR, D.; ZARE, F.; GHOSH, A. Dc microgrid technology: system architectures, ac grid interfaces, grounding schemes, power quality, communication networks, applications, and standardizations aspects. **IEEE Access**, IEEE, v. 5, p. 12230–12256, 2017.
- LOTFI, H.; KHODAEI, A. Ac versus dc microgrid planning. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, v. 8, n. 1, p. 296–304, 2015.
- MARCELLO, V. B.; PACHECO, V. M.; FERREIRA, S. C. Modelagem de conversor cc-cc aplicado a sistemas fotovoltaicos. In: . [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, n. 1.
- MAYA, P. A. **Controle essencial**. [S.l.]: Pearson, 2014.
- MEGHWANI, A.; SRIVASTAVA, S.; CHAKRABARTI, S. A new protection scheme for dc microgrid using line current derivative. In: IEEE. **2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting**. [S.l.], 2015. p. 1–5.
- MOEHLE, N.; BOYD, S. Value function approximation for direct control of switched power converters. In: IEEE. **2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**. [S.l.], 2017. p. 360–367.
- OGATA, K. **Discrete-time control systems**. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1995.
- PACHECO, V. et al. A dc-dc converter adequate for alternative supply system applications. In: IEEE. **APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)**. [S.l.], 2002. v. 2, p. 1074–1080.
- PANTEN, N.; HOFFMANN, N.; FUCHS, F. W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with *LCL* filters: A study based on different state feedbacks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5189–5200, 2016.
- PARHIZI, S. et al. State of the art in research on microgrids: A review. **IEEE Access**, IEEE, v. 3, p. 890–925, 2015.
- PARK, J.-D.; CANDELARIA, J. Fault detection and isolation in low-voltage dc-bus microgrid system. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 28, n. 2, p. 779–787, 2013.
- PARK, J.-D. et al. Dc ring-bus microgrid fault protection and identification of fault location. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 28, n. 4, p. 2574–2584, 2013.
- PÉREZ, M. A.; FUENTES, R. L.; RODRÍGUEZ, J. Predictive control of dc-link voltage in an active-front-end rectifier. In: IEEE. **2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.], 2011. p. 1811–1816.
- POORALI, B.; ADIB, E. Right-half-plane zero elimination of boost converter using magnetic coupling with forward energy transfer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 66, n. 11, p. 8454–8462, 2019.
- RODRIGUEZ, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, IEEE, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2012.

TYTELMAIER, K. et al. A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. In: IEEE. **2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)**. [S.l.], 2016. p. 22–28.

VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, IEEE, v. 8, n. 1, p. 16–31, 2014.

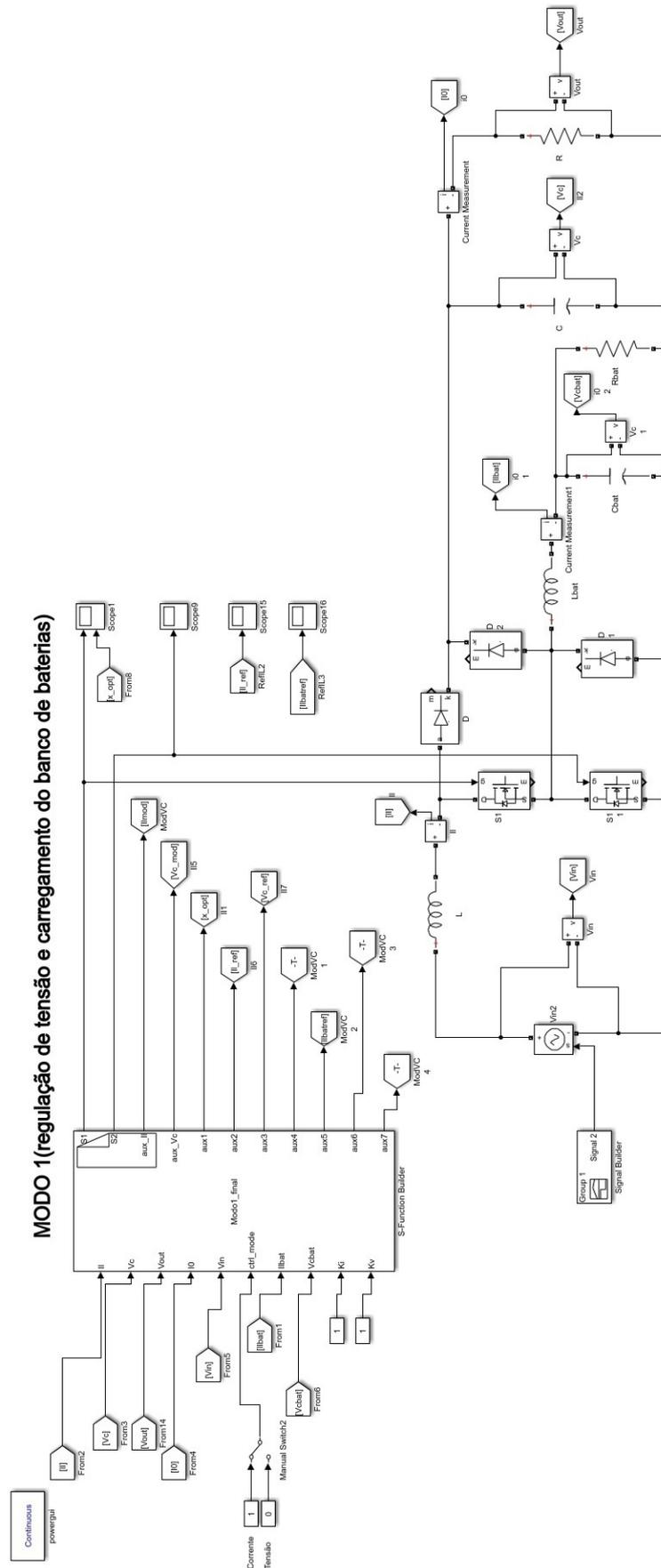
VILLARROEL, F. et al. Shortest horizon fcs-mpc output voltage tracking in non-minimum phase boost-type converters. In: IEEE. **IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.], 2019. v. 1, p. 4119–4124.

WANG, Z. et al. Topology analysis and review of three-port dc–dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 35, n. 11, p. 11783–11800, 2020.

WENK, M. **Estudo, Modelagem e Controle de Conversor CC-CC Bidirecional Não-Isolado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados**. Tese (Doutorado) — Dissertação (Mestrado)—Universidade Estadual de Santa Catarina, 2019.

ZHANG, N.; SUTANTO, D.; MUTTAQI, K. M. A review of topologies of three-port dc–dc converters for the integration of renewable energy and energy storage system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 56, p. 388–401, 2016.

Figura 3 – Diagrama de simulação VR-BESS Modo 1



Fonte: Da Autora (2022)

Figura 4 – Diagrama de simulação VR-BESS Modo 2

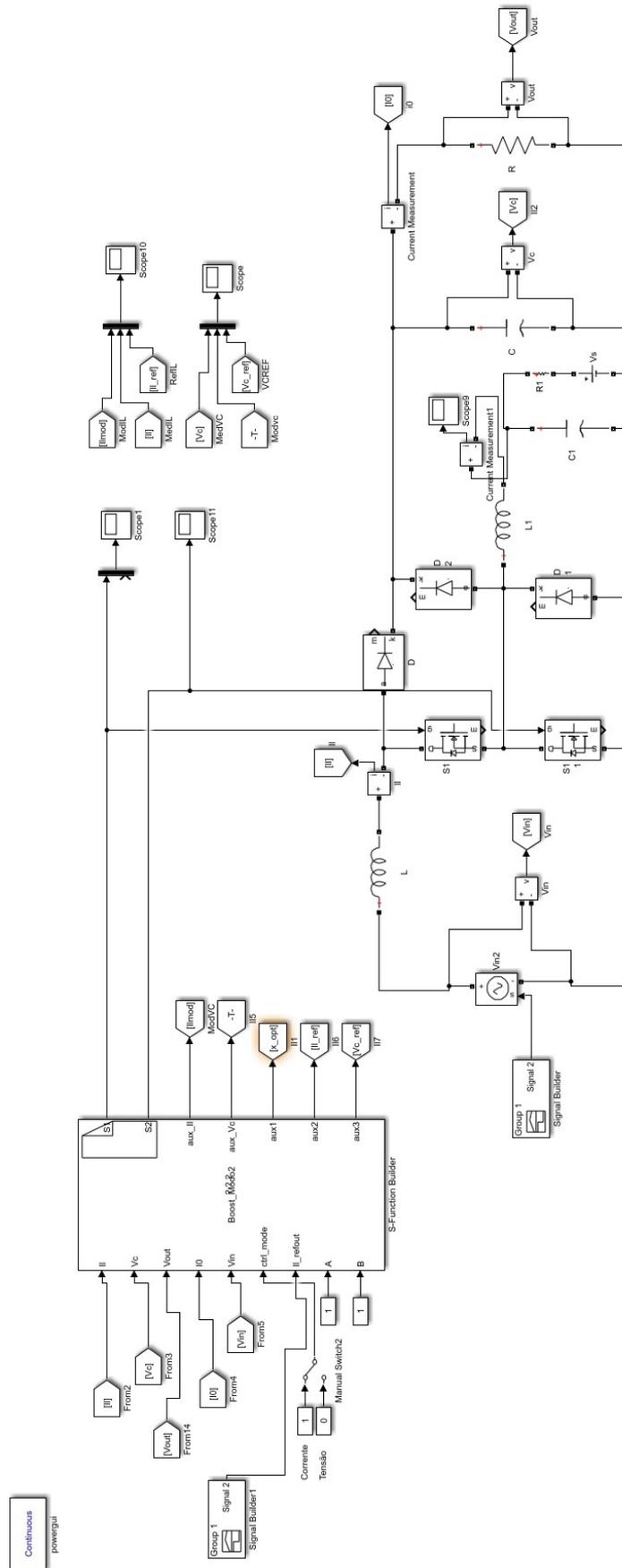


Figura 5 – Diagrama de simulação VR-BESS Modo 3

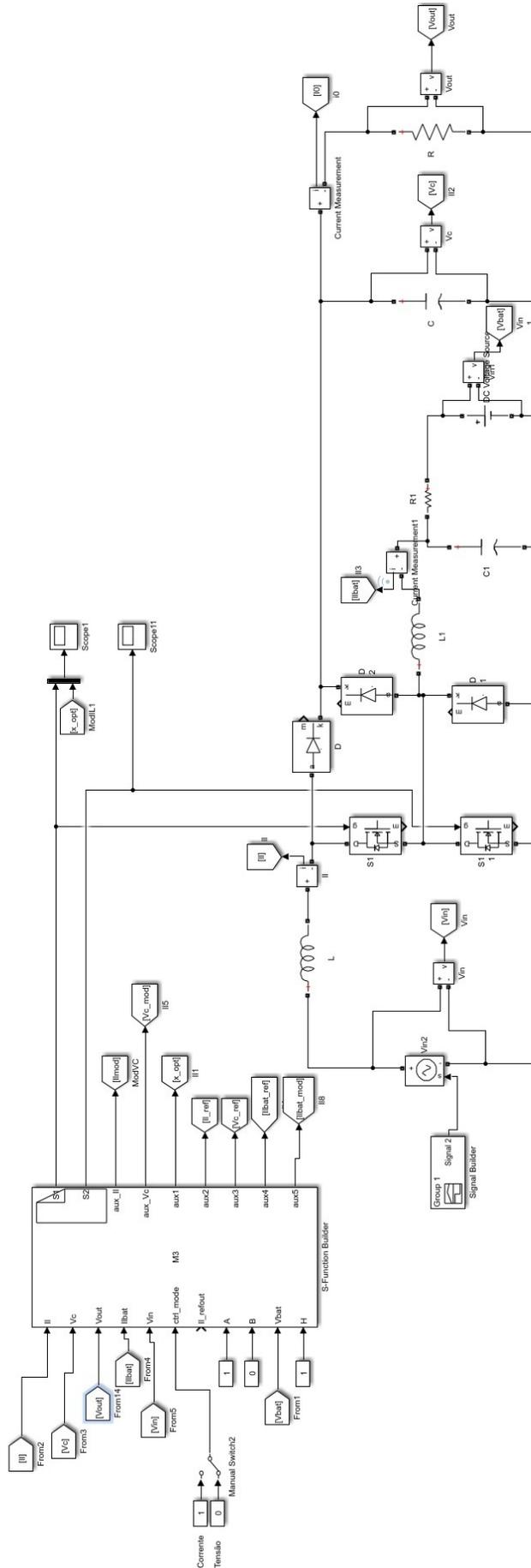
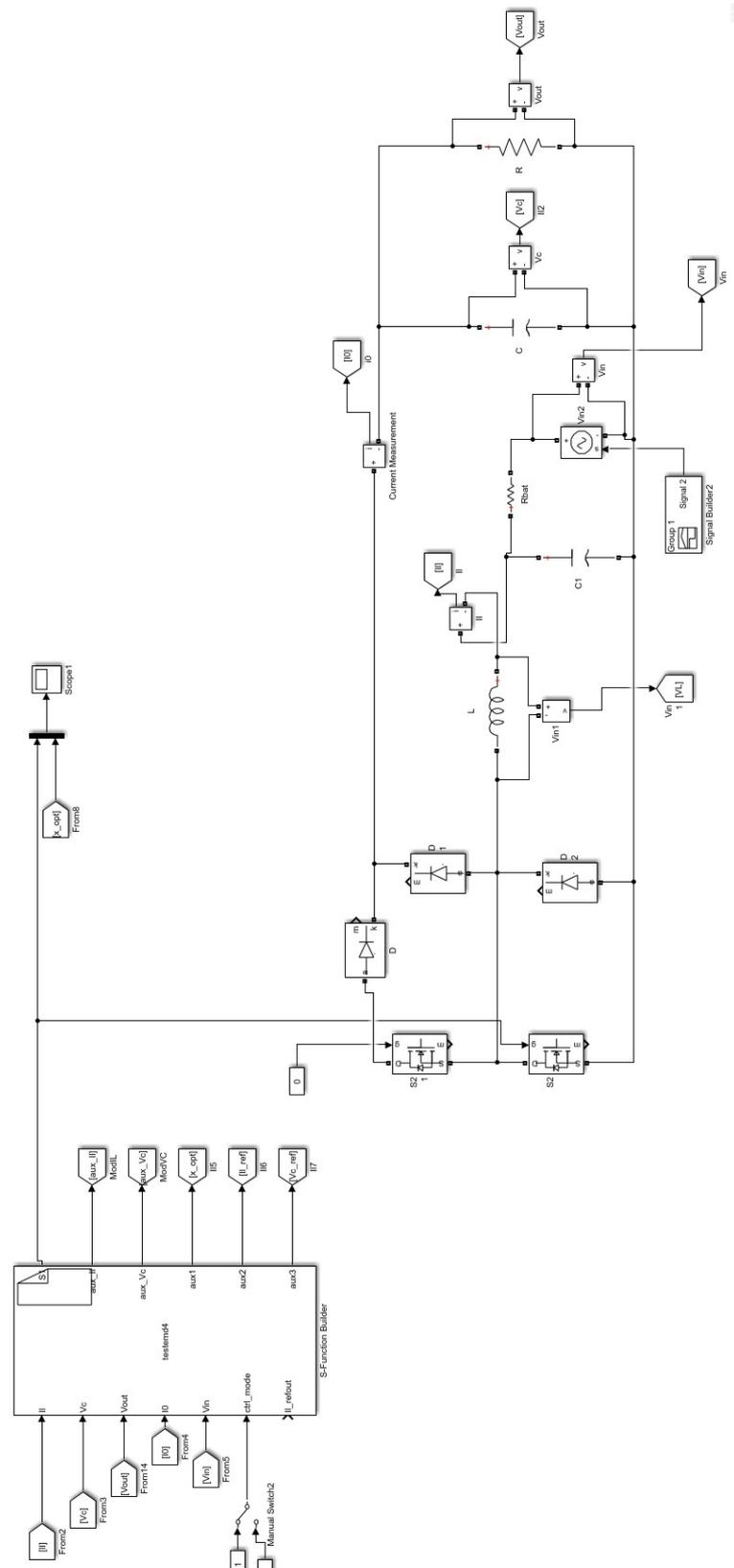


Figura 6 – Diagrama de simulação VR-BESS Modo 4



Fonte: Da Autora (2022)