



EDLAINE VAZ DE ANDRADE

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC
APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM
ARMAZENAMENTO EM BATERIAS**

LAVRAS – MG

2022

EDLAINE VAZ DE ANDRADE

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC APLICADO A SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS COM ARMAZENAMENTO EM BATERIAS**

Dissertação submetida como parte dos requisitos para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Sistemas e Automação, como requisito parcial de avaliação, de acordo com parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas e Automação da Universidade Federal de Lavras-MG.

Prof. DSc. Daniel Pereira

Orientador

Prof. DSc. Vinícius Miranda Pacheco

Coorientador

Prof^ª. DSc. Sílvia Costa Ferreira

Coorientadora

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).**

Andrade, Edlaine Vaz de.

Modelagem e Controle de Conversor CC-CC Aplicado a
Sistemas Fotovoltaicos com Armazenamento em Baterias / Edlaine
Vaz de Andrade. - 2022.

148 p. : il.

Orientador(a): Daniel Pereira.

Coorientador(a): Vinícius Miranda Pacheco, Sílvia Costa
Ferreira.

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

Bibliografia.

1. Fotovoltaico. 2. Espaço de Estados. 3. Controle por Alocação
de Polos e LQR. I. Pereira, Daniel. II. Pacheco, Vinícius Miranda.
III. Ferreira, Sílvia Costa. IV. Título.

EDLAINE VAZ DE ANDRADE

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC APLICADO A
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM ARMAZENAMENTO EM BATERIAS**

**MODELING AND CONTROL OF DC-DC CONVERTER APPLIED TO
PHOTOVOLTAIC SYSTEMS WITH STORAGE IN BATTERIES**

APROVADA em 29 de março de 2022.

Dr. Daniel Auguststo Pereira UFLA

Dr. Vinícius Miranda Pacheco UFLA

Dr. Belisário Nina Huallpa UFLA

Dr. Rafael Silva Alípio CEFET MG

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

Prof Dr Daniel Augusto Pereira
Orientador

**LAVRAS-MG
2022**

Dedico este trabalho ao meu esposo Pedro, por me apoiar em minhas escolhas, por participar de cada momento de luta e conquista ao longo desses pesados dois anos de mestrado, por contribuir com lembranças de nossos tempos sombrios de Cefet me dizendo que foi difícil e ainda assim nós conseguimos e por, em momento algum deixar de acreditar que eu conseguiria!!!

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Daniel Pereira, ao professor Vinícius Pacheco e à professora Sílvia, pela paciência e ensinamentos valiosos e aos meus amigos de Laboratório, por tornarem momentos sombrios em doces instantes.....divertidos e ricos em partilha de conhecimentos!!!!

Há duas maneiras para viver a sua vida. Uma é acreditar que não existe milagre. A outra é acreditar que todas as coisas são um milagre.

(Albert Einstein)

RESUMO

Este trabalho se propõe a realizar a modelagem em espaço de estados, bem como empregar a técnica do valor médio em espaço de estados e os respectivos projetos de controle por alocação de polos e *LQR*, Regulador Quadrático Linear, ao conversor *VR-BESS*, *Voltage Regulator - Battery Energy Storage System*, a fim de se obter tensão regulada na carga e controlar o fluxo de energia entre um banco de baterias e o barramento CC em sistemas fotovoltaicos isolados. O conversor *VR-BESS* é um conversor CC-CC capaz de proporcionar a regulação da tensão na carga e o controle do fluxo de energia entre um banco de baterias e um barramento CC. Este conversor pode ser utilizado em painéis solares fotovoltaicos para geração de energia elétrica em sistemas isolados da rede elétrica e tem como vantagem o fato de operar em dois modos diferentes para atender as necessidades da carga e restrições deste sistema isolado, bem como o fato de, com apenas um circuito, implementar um conversor *buck* e dois conversores *boost*. Realizou-se uma revisão na literatura acerca dos conversores CC-CC, detalhou-se o conversor *VR-BESS*, modelou-se matematicamente este conversor e aplicou-se as técnicas de controle por alocação de polos e *LQR* através de simulações no *software* MATLAB. Para se modelar matematicamente o sistema empregou-se a modelagem em espaço de estados, que é uma alternativa eficiente e bastante utilizada para se modelar e analisar sistemas com múltiplas entradas e saídas, tal como o conversor *VR-BESS* é. Empregou-se a técnica do valor médio em espaço de estados e obteve-se uma única equação capaz de descrever todo o sistema. Realizou-se então a análise CC e CA e o resultado desta última deu início ao projeto de controle por alocação de polos e *LQR*. As técnicas de controle empregadas ao *VR-BESS* pretendiam obter tensão regulada na carga e os resultados obtidos comprovaram a eficiência dos métodos propostos, entretanto, ressalta-se que a técnica de controle *LQR* apresentou desempenho superior à por alocação de polo, tanto na rejeição de perturbações em regime permanente quanto no melhor aproveitamento da energia de controle disponível.

Palavras-chave: Fotovoltaico. Conversor CC-CC. Baterias. Espaço de Estados. Alocação de Polos. *LQR*. *Off-grid*.

ABSTRACT

This work is to carry out the modeling in state space, as well as to employ the state space average value technique and the respective allocation control projects connection of poles and LQR, Linear Quadratic Regulator, to the VR-BESS converter, Voltage Regulator - Battery Energy Storage System, in order to obtain regulated voltage on the load and control the flux of energy between a battery bank and the DC bus in isolated photovoltaic systems. The VR-BESS converter is a DC-DC converter capable of providing voltage regulation in the charging and controlling the flow of energy between a battery bank and a DC bus. This one converter can be used in photovoltaic solar panels for electric power generation in systems isolated from the electrical grid and has the advantage of operating in two Different delivery needs as well as the delivery of this isolated system o The fact that, with only one circuit, it implements a buck converter and two boosters. A review of the literature on DC-DC converters was carried out, detailing the VR-BESS, this converter was mathematically modeled and the control techniques were applied by allocation of poles and LQR through simulations in MATLAB software. To model mathematically, the system used state space modeling, which is an alternative efficient and widely used for systems with inputs and outputs, just like the VR-BESS converter is. The state-space mean value technique was used and A single one capable of describing the entire system. The CC analysis was then performed and CA and the last result of this started the control project by allocation of poles and LQR. VR-BESS control techniques maintain and maintain regulated load the results obtained obtained the efficiency of the proposed methods, it is emphasized that the LQR control technique presented superior performance to the pole allocation, both in use of disturbances in a steady state regarding the best use of energy of control available.

Keywords: Photovoltaic. DC-DC converter. Batteries. State space. Pole Allocation. LQR Off-grid.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Topologia do Conversor <i>Buck</i>	24
Figura 2.2 – Funcionamento do Conversor <i>Buck</i> com a chave ligada no período t_{on}	24
Figura 2.3 – Funcionamento do Conversor <i>Buck</i> com a chave desligada no período t_{off}	25
Figura 2.4 – Formas de Onda/ Estados topológicos do Conversor <i>Buck</i> com Carga Resistiva.	26
Figura 2.5 – Topologia do Conversor <i>Boost</i>	27
Figura 2.6 – Funcionamento do Conversor <i>Boost</i> com a chave ligada no período t_{on}	28
Figura 2.7 – Funcionamento do Conversor <i>Boost</i> com a chave desligada, período t_{off}	29
Figura 2.8 – Forma de Onda para o Conversor <i>Boost</i> -Regime de Continuidade de Corrente no Indutor L	30
Figura 2.9 – Servossistema do Tipo 1.	36
Figura 3.1 – Diagrama de Blocos do Conversor <i>VR-BESS</i>	43
Figura 3.2 – Circuito Elétrico do Conversor <i>VR-BESS</i>	44
Figura 3.3 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Funcionamento do Modo 1 do Conversor <i>VR-BESS</i>	49
Figura 3.4 – Circuito Equivalente da Segunda Etapa de Funcionamento do Modo 1 do Conversor <i>VR-BESS</i>	50
Figura 3.5 – Circuito Equivalente da Terceira Etapa de Funcionamento do Modo 1 do Conversor <i>VR-BESS</i>	51
Figura 3.6 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Funcionamento do Modo 2 do Conversor <i>VR-BESS</i>	52
Figura 3.7 – Circuito Equivalente da Segunda Etapa de Funcionamento do Modo 2 do Conversor <i>VR-BESS</i>	53
Figura 3.8 – Circuito Equivalente da Terceira Etapa de Funcionamento do Modo 2 do Conversor <i>VR-BESS</i>	54
Figura 4.1 – Circuito Equivalente do Conversor 1 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> . Segunda Etapa de Funcionamento do Conversor 1.	74
Figura 4.2 – Circuito Equivalente do Conversor 2 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> . Segunda etapa de funcionamento do conversor 2.	75

Figura 4.3 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Funcionamento do Conversor 1 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> .	76
Figura 4.4 – Circuito Equivalente do Conversor 2 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> .	77
Figura 4.5 – Diagrama de Blocos Equivalentes ao Modelo em Malha Fechada do Modo 1.	90
Figura 4.6 – Diagrama de Blocos do Modelo Matemático no Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> .	92
Figura 4.7 – Diagrama de Blocos do Modelo Matemático no Modo 2 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> .	95
Figura 5.1 – Diagrama de Blocos Equivalentes ao Modelo em Malha Fechada do Modo 1.	98
Figura 5.2 – Diagrama de Blocos Equivalentes ao Modelo em Malha Fechada do Modo 2.	103
Figura 6.1 – Sistema Regulador Ótimo.	110
Figura 8.1 – Diagrama de Blocos do Conversor <i>VR-BESS</i> -Modo 1.	117
Figura 8.2 – Diagrama de Blocos do Conversor <i>VR-BESS</i> -Modo 2-Entrada V_s .	118
Figura 8.3 – Diagrama de Blocos do Conversor <i>VR-BESS</i> -Modo 2-Entrada V_{bat} .	119
Figura 8.4 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 1.	124
Figura 8.5 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 2.	125
Figura 8.6 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 3.	126
Figura 8.7 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 4.	127
Figura 8.8 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 5.	128
Figura 8.9 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 6.	129
Figura 8.10 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 7.	129
Figura 8.11 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 8.	130

Figura 8.12 – Projeto de Controle - Modo 2 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 1.	131
Figura 8.13 – Projeto de Controle - Modo 2 de operação do Conversor <i>VR-BESS</i> - Simulação 1.	131

LISTA DE TABELAS

Tabela 8.1 – Parâmetros utilizados na Simulação.	115
Tabela 8.2 – Valores Arbitrados para Técnica de Contole por Alocação de Polos-Modo 1	121
Tabela 8.3 – Valores Arbitrados para Técnica de Controle <i>LQR</i>	123
Tabela 8.4 – Simulação 6 - Ganho <i>K</i> dos Estados Realimentados-Modo 1	130
Tabela 8.5 – Simulação 6 - Ganho Integral K_i -Saídas-Modo 1	130
Tabela 8.6 – Valores Arbitrados para Técnica de Controle por Alocação de Polos-Modo 2	130
Tabela 8.7 – Valores Arbitrados para Técnica de Controle <i>LQR</i> -Modo 2	131
Tabela 8.8 – Simulação 1-Ganho <i>K</i> -Estados Realimentados-Modo 2	132
Tabela 8.9 – Simulação 1-Ganho Integral K_i -Saídas-Modo 2	132

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Histórico	13
1.2	Problema	14
1.3	Motivação do Estudo	15
1.4	Objetivos	15
1.4.1	Objetivo Geral	15
1.4.1.1	Objetivos Específicos	16
1.5	Estrutura do Trabalho	16
2	Referencial Teórico	18
2.1	Energia solar fotovoltaica	18
2.2	Contexto Histórico da Energia Solar Fotovoltaica	18
2.2.1	A Energia Solar Fotovoltaica no Mundo	18
2.2.2	A Energia Solar Fotovoltaica no Brasil	19
2.3	Tipos de Sistemas Fotovoltaicos	21
2.4	Vantagens e Desvantagens da Energia Solar Fotovoltaica	22
2.5	Qualidade da Energia Elétrica	22
2.6	Conversor <i>Buck</i>	23
2.7	Conversor <i>Boost</i>	26
2.8	Espaço de Estados	30
2.9	Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados	32
2.10	Alocação de Polos Via Realimentação de Estados	33
2.11	Projeto de Servossistemas	35
2.11.1	Projeto de Servossistemas do Tipo 1-Sem Integrador	36
2.12	Estado da Arte: Controle por Alocação de Polos e <i>LQR</i>	39
3	Conversor <i>VR-BESS</i>	43
3.1	Descrição do Conversor	43
3.2	Modo 1	45
3.3	Modo 2	47
4	Modelagem do Conversor <i>VR-BESS</i>	55
4.1	Modelagem do Conversor <i>VR-BESS</i>	56
4.1.1	Modo 1 de Operação	56

4.1.1.1	Modo 1-Representação do Modelo em Espaço de Estados	56
4.1.1.2	Modo 1-Representação do Modelo Utilizando-se a Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados	64
4.1.2	Modo 2 de Operação	66
4.1.2.1	Modo 2-Representação do Modelo em Espaço de Estados	66
4.1.2.2	Representação do Modelo Utilizando-se a Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados-Modo 2 de Operação do Conversor <i>VR-BESS</i>	72
4.1.3	Novo Equacionamento-Modo 2 de Operação do Conversor <i>VR-BESS</i>	73
4.1.3.1	Novo Equacionamento Modo 2 de Operação do Conversor <i>VR-BESS</i> -Representação do Modelo em Espaço de Estados	75
4.1.3.2	Novo Equacionamento do Modo 2 - Representação do Modelo Utilizando-se a Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados	83
4.2	Análise CC ou Análise em Regime Permanente	86
4.3	Análise CA	90
5	Controle do Conversor <i>VR-BESS</i> - Alocação de Polos	96
5.1	Projeto de controle	96
5.2	Alocação de Polos - Modo 1 do Conversor <i>VR-BESS</i>	98
5.3	Alocação de Polos - Modo 2 do Conversor <i>VR-BESS</i>	102
6	Controle <i>LQR</i>	108
6.1	Introdução	108
6.2	Controle <i>LQR</i> do Conversor <i>VR-BESS</i>	109
6.2.1	O Problema do Regulador Quadrático Ótimo	109
7	METODOLOGIA	114
8	Resultados e Análises	115
8.1	Modo 1	123
8.1.0.1	Projeto de Controle - Modo 1	124
8.1.1	Modo 2	126
8.1.2	Projeto de Controle - Modo 2	126
9	CONCLUSÃO	133
9.1	Principais Contribuições	133
9.2	Sugestões para trabalhos futuros	134
	REFERÊNCIAS	135

A	APÊNDICES	140
----------	------------------------	-----

1 INTRODUÇÃO

1.1 Histórico

A procura do homem por energia vem desde a pré-história, em aproximadamente 3 milhões de anos a.C., quando já se havia tentativas de controlar o fogo para se utilizá-lo da maneira que se pretendesse, seja para esquentar alimentos, afastar animais ou outros (BRITO MIGUEL C.; SILVA, 2019). Desde então o homem pesquisa novas formas para se obter energia e controlá-la. As descobertas de diferentes processos para se conseguir energia bem como seu emprego em toda vida humana, tornou-a cada vez mais indispensável e conseqüentemente os estudos para se aumentar a produção, diminuir os impactos ambientais e os custos, crescem exponencialmente desde então (REIS, 2020).

De acordo com ROSEMBACK (2020), anualmente, o sol fornece $1,5 \times 10^{18}$ kWh de energia na forma de luz e calor para a terra, o que corresponde a 10.000 vezes o consumo do planeta nesse mesmo período, além de ser uma fonte inesgotável de energia considerando-se a escala de tempo terrestre. Ressalta-se que REIS (2020) afirma que a maior parte das fontes de energia são derivadas do sol, dado que a radiação solar que gera ventos (eólica), o ciclo da água (hidrelétrica), carvão, petróleo e gás natural (combustíveis fósseis), originam-se deste.

Para se captar a energia descendente do sol e convertê-la em energia elétrica, empregam-se painéis ou módulos fotovoltaicos que são um conjunto de células fotovoltaicas conectadas (MOTA, 2020). O autor define que essas células fotovoltaicas ou solares são dispositivos elétricos de estado sólido, capazes de converter luz vinda do sol diretamente em energia elétrica por intermédio do efeito fotovoltaico.

SILVA (2019) fala que o primeiro uso de energia fotovoltaica aconteceu em locais onde não se havia energia da rede disponível e que no primeiro teste este tipo de geração passou longe de satisfazer as expectativas que se havia para ele no sentido de eficiência energética, fato que só foi revertido na década de setenta com Joseph Lindmeyer, que aumentou a eficiência dessas células. Atualmente as células feitas a nível comercial possuem uma eficiência energética de 15% e nas melhores células produzidas esse valor margeia os 40%. Entretanto, economicamente, são inviáveis para produção em massa (BRITO MIGUEL C.; SILVA, 2019). Após esse início desafiador, essa tecnologia só progrediu e a tendência é que se desenvolva cada vez mais, afim de tornar o investimento cada vez mais viável (BRITO MIGUEL C.; SILVA, 2019).

1.2 Problema

Sabe-se que a energia solar depende, essencialmente da incidência de raios solares sobre o painel fotovoltaico (SILVA, 2019). O autor diz ainda que mudanças das estações do ano, passagem de nuvens e chuvas perturbam de maneira direta o nível de insolação sobre os painéis fazendo com que a produção desse tipo energia sofra grandes variações. Sendo assim, a quantidade de energia gerada tende a não suprir a demanda da carga elétrica, bem como gerar oscilações de tensão.

Uma forma para se contornar esse problema é empregar baterias para se armazenar a energia quando a geração for superior à demanda, de forma a garantir o fornecimento de energia constante (REIS, 2020).

Para se conectar as baterias ao barramento CC do painel fotovoltaico é necessário um conversor de energia (REIS, 2020). Neste trabalho utilizar-se-á o *VR-BESS (Voltage Regulator-Battery Energy Storage System)* que de acordo com Pacheco et al. (2002, p.11) “[...] é um conversor CC-CC composto por um regulador de tensão [...]” e amplamente utilizado em sistemas fotovoltaicos.

Os conversores eletrônicos requerem um controle refinado que garanta-lhes o melhor desempenho e para isso é fundamental que se conheça o modelo dinâmico do sistema a ser controlado. De acordo com (BARBI, 2015), entre as ferramentas empregadas para a modelagem matemática de conversores CC-CC, o modelo médio em espaço de estados apresentado por (MIDDLEBROOK; CUK, 2015) é muito respeitado e aplicado. Esse procedimento foi utilizado por (FARIAS, 2014), (CHAVES et al., 2015), (SPIER; OGGIER; SILVA, 2019) em inúmeras aplicações.

Entre as técnicas de controle para se otimizar a operação do sistema de maneira tal a se atender às especificações de desempenho previamente estabelecidas, este trabalho se propõe a apresentar dois projetos de controle, um deles utilizando-se alocação de polos por realimentação de estados e outro utilizando-se *LQR, Linear Quadratic Regulator* para o conversor *VR-BESS*, apresentado por (PACHECO et al., 2002), indicado para sistemas *off grid*, empregado em painéis solares fotovoltaicos para geração de energia elétrica de forma otimizada a fim de se obter tensão regulada para a carga. Essas técnicas são muito aplicadas, reconhecidas e eficientes de acordo com a literatura. SILVA (2019), Prado (2006), Garcia et al. (2009) e Van Cutsem e Vournas (2007) utilizaram a técnica de controle por alocação de polos em seus trabalhos, bem como Ribeiro et al. (2020), Cubillos e Gadelha (2005), William et al. (2017) e Abreu (2008)

utilizaram a técnica *LQR* e em todos eles os resultados obtidos apresentaram-se satisfatórios para os problemas propostos.

Neste trabalho, juntamente com a realimentação dos estados, adicionou-se, em conjunto com a alocação de polos e o *LQR*, um termo integral que executa automaticamente o reajuste do valor de *setpoint* para se eliminar o *off-set*. A duração da ação integral no processo ao longo do tempo permanece até que não exista mais a diferença entre o valor desejado *setpoint*, e o valor medido (MAGNAGO et al., 2019). O autor explica ainda que não se pode empregar a ação integral separadamente de uma ação proporcional, assim, o efeito da ação proporcional nas variáveis manipuladas é corrigido pela ação integral em períodos contínuos acrescentado-se a esta o valor do desvio em relação ao *setpoint*. Identifica-se um novo ponto de equilíbrio após a ação proporcional e com este resultado inicia-se a ação integral. A resposta da ação integral é proporcional ao desvio, ou seja, quanto menor o desvio, menor é a resposta da ação integral.

Assim, este trabalho empenha-se em responder a seguinte pergunta: como modelar e controlar o conversor VR-BESS a fim de se obter tensão regulada na carga e controlar o fluxo de energia entre um banco de baterias e o barramento CC em sistemas fotovoltaicos isolados?

1.3 Motivação do Estudo

A principal motivação deste trabalho é a pesquisa acerca do conversor *VR-BESS*, bem como os métodos de controle propostos para se obter tensão regulada de maneira otimizada para se atender as demandas da carga.

1.4 Objetivos

Nesta seção define-se o objetivo geral do trabalho, bem como os objetivos específicos necessários para se efetuar a solução proposta, alcançar e analisar os resultados.

1.4.1 Objetivo Geral

Modelar e controlar o conversor *VR-BESS* a fim de se obter tensão regulada na carga e controlar o fluxo de energia entre um banco de baterias e o barramento CC em sistemas fotovoltaicos isolados.

1.4.1.1 Objetivos Específicos

Para se atingir o objetivo geral estabeleceu-se a seguinte sequência de objetivos específicos a serem cumpridos:

- 1- Revisar a literatura acerca dos conversores CC-CC;
- 2- Apresentar detalhadamente o conversor *VR-BESS*;
- 3- Modelar matematicamente o conversor *VR-BESS*;
- 4- Projetar o controle do conversor *VR-BESS*;
- 5- Simular o conversor *VR-BESS*;
- 6- Analisar os resultados obtidos na simulação do conversor *VR-BESS*.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está dividido em nove capítulos, sendo o primeiro uma breve introdução sobre o assunto e objetivos do trabalho.

O segundo capítulo envolve revisões bibliográficas sobre energia fotovoltaica, bem como sobre conversores CC-CC, mais especificamente *Buck* e *Boost* que são os que compõem o conversor *VR-BESS*. Este capítulo apresenta também um estado da arte, que sinaliza o quanto o tema é relevante para a comunidade acadêmica, dado a quantidade de estudos, antigos e atuais, acerca deste.

No terceiro capítulo discorre-se sobre o conversor *VR-BESS*, detalhando-se os modos e estágios de seu funcionamento. Neste capítulo realiza-se o equacionamento deste conversor, utilizando-se das leis de *Kirchhoff* das correntes e das tensões, objetivando-se valer-se dele para modelá-lo.

O quarto capítulo demonstra a modelagem do conversor *VR-BESS*. Nele apresenta-se a modelagem em espaço de estados, objetivando-se obter uma maneira prática e compacta para se modelar e analisar sistemas com múltiplas entradas e saídas, tal como o conversor *VR-BESS* é, bem como valer-se da técnica do modelo médio em espaço de estados que converte em uma única equação todas as equações obtidas com a modelagem em espaço de estados. Ainda neste capítulo apresenta-se a análise CC e CA, que dão início ao projeto de controle do conversor *VR-BESS*.

No quinto capítulo, desenvolve-se o controle do conversor *VR-BESS* utilizando-se a técnica de controle de alocação de polos via realimentação de estados cujo objetivo é se obter tensão regulada na carga.

O sexto capítulo apresenta o controle do conversor *VR-BESS* utilizando-se *LQR* que tem como propósito fornecer tensão regulada na carga.

No sétimo capítulo detalha-se a metodologia utilizada ao conversor *VR-BESS* para se obter os resultados desejados. Nele apresenta-se os parâmetros utilizados nas simulações, bem como os circuitos que representam o conversor.

No oitavo capítulo exibe-se os resultados obtidos e discussões acerca destes.

Por fim, no nono capítulo apresenta-se conclusões e sugestões para possíveis continuidades deste trabalho no futuro.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo tem o objetivo de fornecer a fundamentação teórica necessária para fins de comparação e compreensão do conteúdo dos capítulos seguintes deste trabalho. O interesse é permitir que o leitor, não familiarizado com conversores, bem como a teoria de controle aqui empregada, possa absorver conhecimento suficiente para compreender o funcionamento do conversor *VR-BESS* e também garantir uma rápida revisão ao leitor com maior experiência em relação a esses conceitos.

2.1 Energia solar fotovoltaica

A energia solar fotovoltaica é proveniente do efeito fotovoltaico, que segundo (MARGARIDO; TRIGOSO; FRAJUCA, 2021) é a geração de energia ou corrente elétrica quando se expõe um material semicondutor à luz, do sol ou de qualquer outra fonte. Ainda de acordo com o autor, a célula fotovoltaica é a unidade fundamental desse processo de conversão.

2.2 Contexto Histórico da Energia Solar Fotovoltaica

2.2.1 A Energia Solar Fotovoltaica no Mundo

A história inicia-se em 1839 com um jovem físico francês chamado Alexandre Edmond Becquerel, que a partir de um experimento com placas metálicas mergulhadas em um eletrólito, observou que, quando expostas à luz, produziam uma pequena diferença de potencial. Esse fenômeno foi chamado de efeito fotovoltaico (BECQUEREL, 1839).

Em 1883, 43 anos depois, o americano Charles Fritts, cria a primeira célula fotovoltaica usando selênio revestido de ouro, que tinha apenas 1% de eficiência energética (ROSEMBACK, 2020).

O ano de 1905 é expressivamente significativo para a história da energia fotovoltaica. O efeito fotoelétrico ainda era um fenômeno com explicação insatisfatória até os estudos desenvolvidos por Albert Einstein. Explicar este efeito de forma concludente o fez merecer um Nobel de Física em 1923. Através da ideia de Max Planck, Albert Einstein expandiu a teoria de quantização de energia da radiação de corpo negro para qualquer tipo de radiação, determinando, assim, a noção de dualidade onda-partícula (SILVA, 2019).

Em 1954, o inventor da célula solar moderna, o cientista americano Russell Shoemaker Ohl, anuncia sua invenção em uma coletiva de imprensa no dia 25 de abril. Entretanto, ressalta-

se que este feito só foi possível graças ao químico Calvin Fuller do Bell Laboratories em Murray Hill, Estados Unidos, que criou o processo de dopagem do silício e partilhou a sua descoberta com o físico Gerald Pearson, que melhorou o experimento dando início à um novo ciclo da história da energia solar (PEARSON, 1957).

Em 1958 aconteceu no espaço uma das primeiras utilizações de painéis solares, quando lançou-se o satélite *Vanguard I* com o auxílio de um painel de 1 W para alimentar seu rádio na viagem. Pode-se dizer que a década de 60 foi marcada pelas aplicações espaciais da tecnologia fotovoltaica (BRITO MIGUEL C.; SILVA, 2019).

Na década de 70, Lindmeyer executou muitos testes para se desenvolver células fotovoltaicas chamadas de Poly-si ou polissilício, que são feitas de vários cristais de silício de tamanhos e formatos variados. Foi também nesta década que observou-se que as aplicações terrestres desta tecnologia poderiam ultrapassar as aplicações espaciais (SILVA, 2019).

A década de 80, mais precisamente no final desta, foi marcada pelo início das instalações de centrais fotovoltaicas piloto de médio porte, instalando-se centenas de *kWp* nos EUA e Europa (SILVA, 2019).

Já na década de 90, especificamente em 1996, as instalações de unidades fotovoltaicas já compreendiam uma geração anual de 80 *MWp*, o que corresponde a (BRITO MIGUEL C.; SILVA, 2019).

O ano de 2000 representou para os países de primeiro mundo o marco de sistemas fotovoltaicos conectados à rede, tanto que em 2007 registrou-se uma produção anual de 4200 *MWp* (SILVA, 2019).

Desde então, a representatividade das energias renováveis só aumentou e um novo estudo divulgado globalmente em 2019 diz que a energia solar fotovoltaica atingiu 57,5% do montante da matriz energética mundial (ENERGY; AGENCY, 2020).

Além do mais, toda essa expressividade da energia solar fotovoltaica no cenário mundial, tem despertado interesses das comunidades acadêmicas para se aprofundar estudos que visam cada vez mais fornecimento de energia de qualidade (MARGARIDO; TRIGOSO; FRAJUCA, 2021).

2.2.2 A Energia Solar Fotovoltaica no Brasil

No Brasil a energia solar iniciou-se em 2011, com a construção da usina solar de Tauá, localizada num município do estado do Ceará que leva o mesmo nome da usina (PINHO J.

T.; GALDINO, 2014). Os altos índices de radiação na cidade favoreceram essa escolha e promoveram-na como sendo a primeira na América Latina a receber uma usina solar robusta, com mais de 4600 painéis solares.

No ano de 2012 aconteceu o marco regulatório da produção de energias alternativas, determinado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), com a resolução 485/2012 que definiu as regras do segmento de geração distribuída. A partir de então, autorizou-se pessoas físicas (CPF) ou jurídicas (CNPJ) a instalarem micro ou minigeradores para produção de energia elétrica para atendimento da demanda de consumo (ANEEL, 2022).

Em novembro de 2015, a ANEEL publica a resolução 687/2015, responsável por revisar regulamentação do segmento de geração distribuída contido na resolução 482/2012 (ANEEL, 2022). A criação de três modalidades de geração distribuída é um dos pontos mais relevantes deste documento. A primeira modalidade engloba empreendimento com múltiplas unidades consumidoras, geração compartilhada e autoconsumo remoto e todas elas compreendem maneiras de se obter um abatimento nas contas de energia das concessionárias de energia. Ressalta-se que essa revisão tem como principal objetivo proporcionar o crescimento deste sistema de forma sustentável.

A consequência mais relevante destes novos modelos foi, além do aumento dos negócios no segmento de geração por mini e microgeradores distribuídos, foi o aparecimento de um novo grupo de consumidores (ANEEL, 2022).

O total de geradores instalados triplicou em virtude do acesso a módulos fotovoltaicos por um número maior de consumidores, conhecedores dos benefícios da energia solar (BRITO MIGUEL C.; SILVA, 2019).

A regulamentação possibilitou facilidades financeiras para se aderir aos sistemas de energia solar no Brasil (ENERGIA, 2021).

Em 2017 revisou-se a resolução 482/2012 gerando-se a REN (Resolução Normativa) 786. Nela contempla-se basicamente que, a fim de se remunerar os custos de transmissão e distribuição da energia, a energia introduzida na rede de distribuição da concessionária seja compensada parcialmente pela distribuidora (Pengaruh PMA, PMDN, TK, 2020).

Recentemente, em março de 2020 a Resolução 482/2012 passou por mais uma revisão que teve como produto a REN876. Nela contém-se basicamente procedimentos e requisitos para exploração e alteração da capacidade instalada das fontes de energia alternativas bem como para centrais geradoras que englobe essas tecnologias de geração (Pengaruh PMA, PMDN, TK,

2020). De acordo com a Energética (2020), em outubro de 2020 o Brasil obteve 2,955 GW gerados pela energia solar, o que representa 1,6% de toda a matriz energética brasileira.

Em 2021, de acordo com o EPE (2021), a energia solar fotovoltaica atingiu o percentual de 2,9% da matriz energética brasileira.

O ano de 2022 inicia-se com o projeto de lei 5.829 de 2019, sancionando-se na Lei 14.300/22, instituindo-se o Marco Legal da Microgeração e Minigeração Distribuída (ANEEL, 2022). A lei regulamenta as modalidades de geração, o Sistema de Compensação de Energia Elétrica e o Programa de Energia Renovável Social (ANEEL, 2022). A projeção feita pela National e Pillars (2021) é que 2022 encerre com a energia solar fotovoltaica representando 21% da matriz energética nacional.

2.3 Tipos de Sistemas Fotovoltaicos

O sistema de energia solar *on-grid*, ou sistema fotovoltaico conectado à rede, é o sistema que permanece conectado à rede de distribuição. Dessa forma, quando a produção de energia não é capaz de atender a demanda da carga é possível utilizar-se da energia da distribuidora e, quando a produção é superior à demanda da carga, recebem-se créditos de energia (TORRES, 2012).

Este sistema compõe-se de equipamentos cuja função é converter a energia solar em elétrica e não necessita de baterias, uma vez que o excedente é injetado na rede da concessionária de acordo com o Artigo 14 do Decreto-lei nº 5163 (ANEEL, 2022). Segundo este, entende-se por geração distribuída a produção de energia elétrica proveniente de empreendimentos de agentes concessionários, permissionários ou autorizados, conectados diretamente no sistema elétrico de distribuição do comprador, exceto aquela proveniente de empreendimento hidrelétrico com capacidade instalada superior a 30 MW e termelétrico, inclusive de co-geração, com eficiência energética inferior a setenta e cinco por cento.

No caso dos sistemas fotovoltaicos *off-grid* ou isolados, utiliza-se baterias que viabilizam o armazenamento do excesso de energia. Estes compõem-se de painel fotovoltaico, controlador de carga, inversor e banco de baterias (RÜTHER, 2004).

Comumente utiliza-se sistemas *off-grid* para geração de energia em ambientes rurais e/ou áreas isoladas, valendo-se das UPS *Uninterruptible Power Supply* que armazenam a energia excedente em bancos de bateria para futura compensação em quedas de tensão ou interrupções na geração de energia (RÜTHER, 2004).

2.4 Vantagens e Desvantagens da Energia Solar Fotovoltaica

A vantagem fundamental da energia fotovoltaica é o fato da luz solar ser uma fonte inesgotável de energia. Soma-se a isto, a necessidade de pouca manutenção, ausência de ruídos e poluição. Traduz-se assim em uma geração com o mínimo de impactos ambientais possível. Ultrapassando-se estas, identifica-se que no Brasil há abundância das principais matérias-primas, silício e lítio, que se utiliza nos painéis de geração. Economicamente, a expansão deste tipo de geração promove a geração de empregos e a arrecadação de impostos (Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), 2005).

A principal desvantagem deste tipo de geração é a oscilação da potência gerada, dado que ela é dependente de condições ambientais e estas são instáveis (SILVA, 2019). Acrescenta-se a isto, o fato de não funcionar à noite em sistemas sem baterias, possuir poucos estudos sobre os impactos decorrentes do descarte dos painéis, baixo incentivo no Brasil e alto custo de aquisição inicial (SILVA, 2019). Além disso, ainda segundo o autor, pode-se haver interrupção da produção de energia solar devido ao sistema anti-ilhamento a fim de se evitar riscos que possam comprometer a rede, bem como sobrecargas do gerador provenientes de problemas técnicos na rede elétrica da distribuidora .

2.5 Qualidade da Energia Elétrica

Define-se, de forma abrangente, o termo Qualidade de Energia Elétrica, QEE, como sendo a medida de quão bem a energia elétrica pode ser utilizada pelos consumidores. Esta medida engloba características de ininterruptão de fornecimento de energia elétrica pelas concessionárias, bem como de conformidade dos parâmetros de distorções, flutuações e variações de tensão de curta duração, desequilíbrio de sistemas trifásicos e transitórios rápidos, necessários para se assegurar a operação segura, tanto do sistema supridor como das cargas elétricas (ONS., 2000).

Valendo-se do histórico da energia fotovoltaica no Brasil, descrito em 2.2.2, as reformulações que o setor elétrico atravessou visa a energia elétrica como produto comercializado e demonstra o surgimento de um consumidor que busca parâmetros de qualidade adequados ao custo mais baixo possível (SOUZA et al., 2019). Esse cenário exige que as operadoras de sistemas elétricos disponibilizem informações sobre as condições de operação, bem como de-

talhes acerca de eventos que possam afetar os consumidores. Assim, torna-se cada vez mais necessário o monitoramento e análise da qualidade de energia elétrica.

Ademais, sabe-se que a eletricidade atingiu o *status* de bem essencial e comum para o bom funcionamento da sociedade em todas as áreas. Por isso deve-se tratar este recurso afim de que ele possa ser utilizado sem interferências (BRITO MIGUEL C.; SILVA, 2019). A qualidade dessa energia elétrica deve superar problemas que vão desde incômodos visuais ocasionados pela variação luminosa devido à má regulação da tensão até a interferência em equipamentos eletrônicos sensíveis, causada por interrupções no fornecimento de energia ou por fenômenos que ocorrem com mais frequência.

Deve-se tratar tais problemas a fim de se evitar prejuízos materiais, tais como redução da vida útil de motores, transformadores, capacitores e equipamentos eletrônicos sensíveis, bem como perturbações físicas em pessoas, mais precisamente incômodo auditivo devido a ressonâncias eletromagnéticas e incômodo visual devido ao efeito de cintilação (ANEEL, 2022).

A qualidade de energia elétrica deve ser adequada o bastante para que as capacidades produtivas, tanto das pessoas quanto das máquinas, não sejam comprometidas (SILVA, 2019).

2.6 Conversor *Buck*

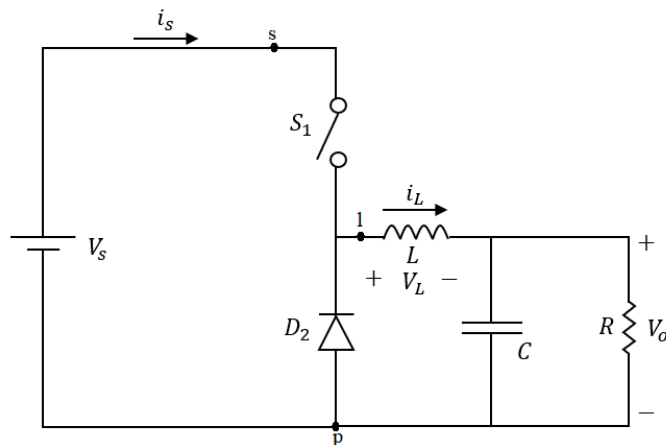
O conversor CC-CC do tipo *Buck* também conhecido como conversor abaixador converte uma tensão de entrada, aqui chamada de V_s , para uma tensão média de saída que pode variar de 0 a V_s . Conforme LIPO T. A.; HOLMES (2003), afim de que se tenha um sinal PWM em todo instante de tempo garantindo-se que o conversor esteja sempre operando, utiliza-se um circuito limitador para controle da eliminação de sinal modulante até o valor máximo da amplitude da portadora. Dessa forma, o ciclo de trabalho da chave eletrônica fica sempre compreendido entre os valores de 0 a 100 %. A equação 2.1 ressalta o limite do ciclo de trabalho que é também uma proteção física do dispositivo.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

A expressão acima diz que a razão cíclica, ou *duty cycle* ou ganho estático D , normalmente é expresso em porcentagem, t_{on} é o tempo em que a chave está conduzindo e T_s o período do ciclo de chaveamento (DURÁN-GÓMEZ et al., 2006).

Apresenta-se a topologia do conversor *buck* pela Figura 2.1. A tensão de entrada (V_s) é recortada pela chave S_1 . Considere-se V_0 praticamente constante, por uma ação de filtragem suficientemente eficaz do capacitor de saída. Assim, a corrente pela carga R , tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo.

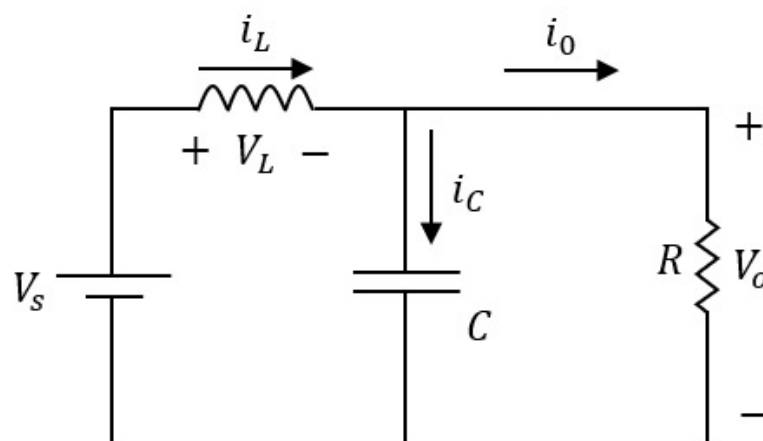
Figura 2.1 – Topologia do Conversor *Buck*.



Fonte: Da autora 2022

Com a chave S_1 , conduzindo (ligada), no período t_{on} , o diodo está desligado pois fica reversamente polarizado. Nesse intervalo transfere-se energia da fonte para o indutor (aumento de i_L) e para o capacitor (quando $i_L \geq V_0/R$). Esse período de operação pode ser visto na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Funcionamento do Conversor *Buck* com a chave ligada no período t_{on} .

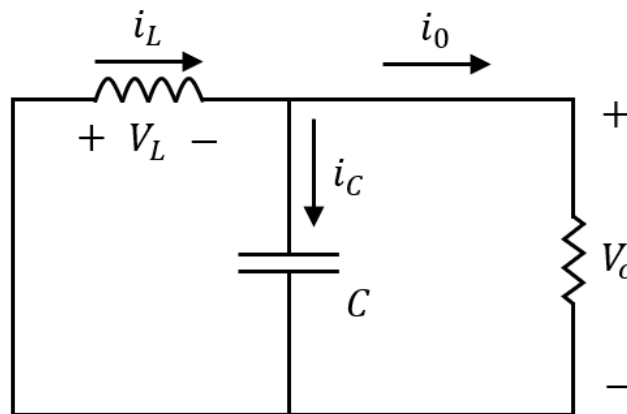


Fonte: Da autora 2022

Quando desliga-se a chave S_1 , no período t_{off} , a decorrente inversão da polaridade da tensão sobre a indutância L leva o diodo D_2 à condução, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em L é transferida ao capacitor e à carga. Enquanto o valor

instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga, assumindo-se que a tensão V_0 seja constante. A tensão a ser suportada, tanto pela chave S_1 quanto pelo diodo D_2 é igual à tensão de entrada, V_s . Esse período de operação pode ser visto na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Funcionamento do Conversor *Buck* com a chave desligada no período t_{off} .



Fonte: Da autora 2022

Pela Figura 2.4 pode-se ver a forma de onda da tensão e da corrente de um conversor abaixador *buck* com carga resistiva. Por ela, verifica-se também a variável D , denominada razão cíclica, *Duty cycle* ou Ganho Estático, que é a razão entre o tempo ligado e o período de um fenômeno que admite apenas dois estados: ligado e desligado. Matematicamente pode-se defini-la assim:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{\Delta t_1}{T_s} \quad (2.2)$$

Sendo:

D : Razão Cíclica, *Duty cycle* ou Ganho Estático

T_{on} : Intervalo de Condução. Tempo com a chave ligada.

T_s : Intervalo de Comutação. Período de chaveamento.

V_0 : Tensão de Saída

V_s : Tensão de Entrada

Δt_1 : Intervalo de operação do conversor iniciado em 0 finalizado em t_1

Define-se assim que o circuito do conversor assume dois estados topológicos, sendo eles $\Delta t_1 = DT_s$ e $\Delta t_2 = (1 - D)T_s$ durante um ciclo de operação T_s . Durante o intervalo de tempo Δt_1 , a chave S_1 encontra-se fechada e parte da energia armazenada no capacitor é dissipada em R .

A tensão média de saída V_0 ou tensão média na carga é dada por:

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_s(t) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0(t) dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_s = DV_s \quad (2.3)$$

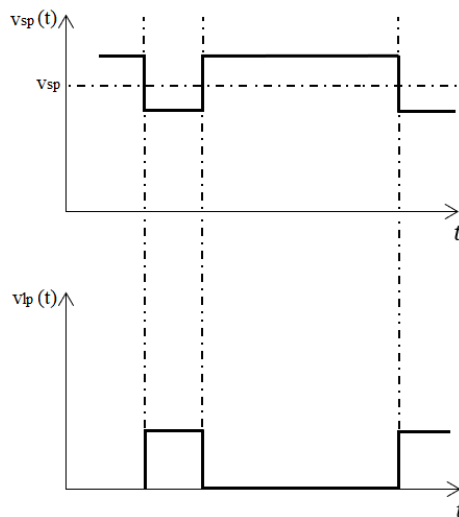
Pela equação 2.3 o valor médio da tensão na carga varia linearmente com D .

Partindo-se de 2.2, é possível se calcular a potência na carga, obtendo-se:

$$P_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0 i_0(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) \frac{v_0(t)}{R} dt = \frac{V_s^2 t_{on}}{RT_s} = \frac{V_s^2}{R} D \quad (2.4)$$

Pela equação 2.3, verifica-se que a potência também varia linearmente com o *duty cycle*, D . O rendimento energético é dado por $\eta = \frac{P_0}{P_s}$, sendo P_s a potência de entrada do conversor. Considerando-se nulas as perdas no conversor, obtém-se, $P_0 = P_s$ e $\eta = 1$. Na prática, sabe-se que $P_s = (P_0 + \text{perdas})$, levando-se a um rendimento $\eta \leq 1$.

Figura 2.4 – Formas de Onda/ Estados topológicos do Conversor *Buck* com Carga Resistiva.



Fonte: Da autora 2022

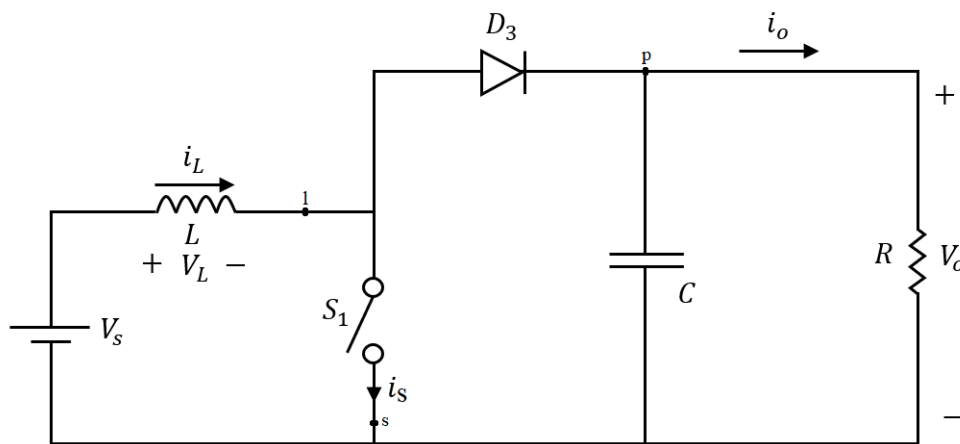
2.7 Conversor *Boost*

O conversor CC-CC do tipo *Boost* também conhecido como conversor elevador converte uma tensão de entrada, aqui chamada de V_s , para uma tensão média de saída que pode variar de

0 a V_s , de acordo com o tempo em que a chave, aqui chamada de S_1 , fica ligada de 0 a 100 % do período de chaveamento (RASHID, 2017).

Apresenta-se a topologia do conversor *boost* pela Figura 2.5. Observa-se, pela disposição do indutor L , que a corrente absorvida da fonte demonstra ondulação baixa, não sendo recortada. Entretanto, a corrente de saída (pelo diodo D_3) é recortada.

Figura 2.5 – Topologia do Conversor *Boost*.



Fonte: Da autora 2022

Considerando-se $i_s(t) > 0$, ou seja, regime de continuidade de corrente no indutor, tem-se os circuitos das Figuras 2.2 e 2.3, onde, para o período t_{on} , com a chave S_1 fechada, ligada e conduzindo o $v_L = V_s > 0 \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_s}{L} > 0$, o $v_{0i} = 0$ e $v_0(t)$ é decrescente. Para o período t_{off} , com a chave S_1 aberta, desligada e sem conduzir, o $v_L = (V_s - V_0) < 0 \Rightarrow \frac{di_L}{dt}$, o $v_{0i} = V_0$ e o $v_0(t)$ crescente.

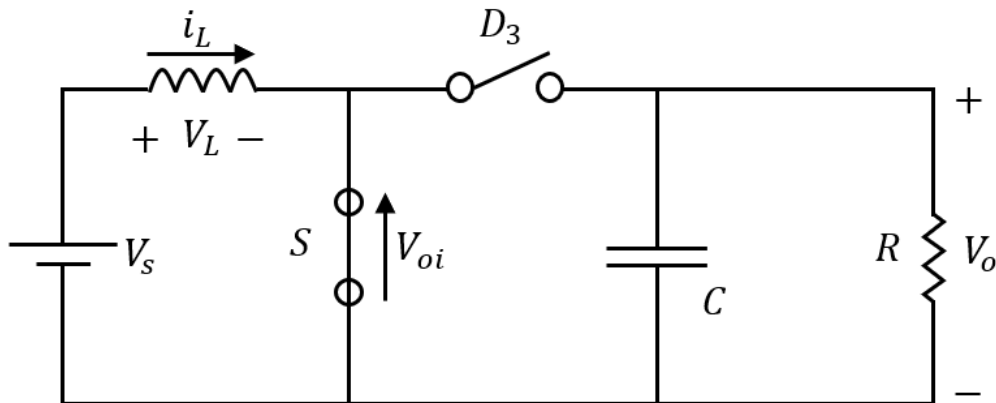
Quando a chave S_1 conduz, ou seja, quando está ligada, no período t_{on} , a tensão V_s é aplicada ao indutor e o diodo fica reversamente polarizado. Acumula-se energia em L , a qual será enviada ao capacitor e à carga quando a chave S_1 desligar, no período t_{off} , levando-se o diodo D_3 à condução.

Em linhas gerais, pode-se definir a primeira etapa funcionamento desse conversor de $(0, D_{T_s})$, como sendo a que S_1 está conduzindo, ou seja, o indutor L é magnetizado e a fonte V_s fornece energia ao indutor. A Figura 2.6 representa esse estágio.

Considera-se que, para o conversor elevador a tensão de saída é maior que a tensão de entrada, logo $V_0 \geq V_s$ (valores médios).

Com a chave S_1 ligada (fechada) a tensão no indutor passa a $v_L = +V_s$, produzindo-se uma corrente $i_L(t) = i_s(t)$ crescente (derivada positiva). O diodo fica reversamente polarizado

Figura 2.6 – Funcionamento do Conversor *Boost* com a chave ligada no período t_{on} .



Fonte: Da autora 2022

e portanto não conduz. Neste período, a carga R é alimentada unicamente pelo capacitor C , fazendo-se com que $v_C(t) = v_0(t)$ seja decrescente. A tensão na chave S_1 é nula. Esse período de operação pode ser visto na Figura 2.6.

Com a chave S_1 desligada (aberta), o diodo entra em condução afim de suprir a necessidade da continuidade de corrente no indutor L . Como $V_0 \geq V_s$, a tensão no indutor $v_L(t) = (V_s - v_0(t))$ é negativa, definindo-se uma corrente $i_L(t) = i_s(t)$ decrescente de acordo com $\frac{di_L}{dt} = \frac{(v_s(t) - v_0(t))}{L} < 0$. A tensão na chave S_1 passa a ser $v_{oi}(t) = v_0(t)$. Esse período de operação pode ser visto na Figura 2.7.

Em linhas gerais, pode-se definir a primeira etapa de funcionamento desse conversor de $(0, D T_s)$, como sendo a que S_1 está conduzindo, ou seja, o indutor L é magnetizado e a fonte V_s fornece energia ao indutor.

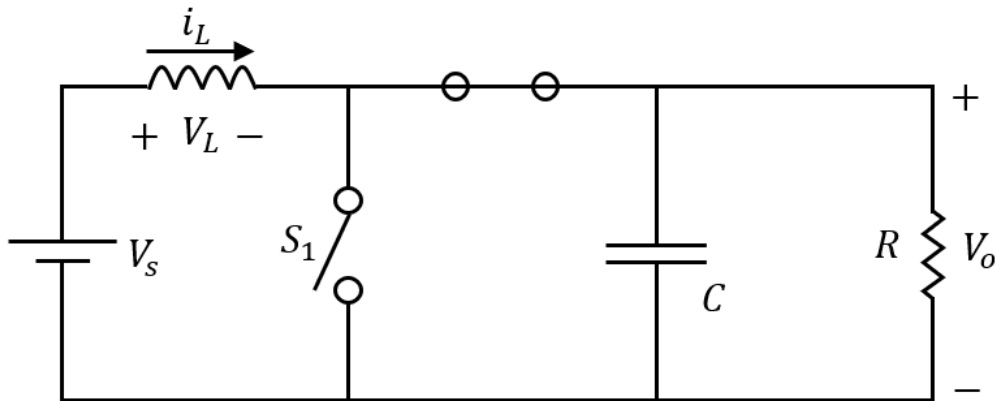
Em linhas gerais, pode-se definir a segunda etapa de funcionamento desse conversor de $(D T_s, (1 - D) T_s)$, como sendo a que S_1 está bloqueada e o diodo D_3 entra em condução, sendo assim, a fonte V_s e o indutor L fornecem energia à saída e a tensão na carga aumenta.

Em regime permanente, tem-se que a adição na corrente $i_L(t)$ durante o período ligado, chave S_1 fechada, deve ser igual a diminuição durante o período desligado, chave S_1 aberta. Caso isto não ocorra, os valores da corrente ao final de cada período T_s não serão iguais, estabelecendo o regime transitório. Assim:

- Intervalo ligado-chave S_1 fechada: $\Delta i_L(\text{Ligado}) = \frac{V_s \cdot t_{on}}{L} = \frac{t_1}{L}$

- Intervalo desligado-chave S_1 aberta: $\Delta i_L(\text{Desligado}) = \frac{(V_s - V_0) \cdot t_{off}}{L} = \frac{t_2}{L}$

Figura 2.7 – Funcionamento do Conversor *Boost* com a chave desligada, período t_{off} .



Fonte: Da autora 2022

- Considerando-se que o capacitor, Figura 2.7, tenha valor elevado o bastante, a variação da tensão de saída $v_o(t)$ pode ser desprezada, e $v_o(t) = V_0$. Logo, a corrente do indutor i_L varia linearmente (em rampas).

Entretanto, em regime permanente:

- $|\Delta i_L(\text{ligado})| = |\Delta i_L(\text{desligado})|$ (em módulo, pois as derivadas têm sinal oposto);
- ou seja, $t_1 + t_2 = 0$ (o fluxo magnético acumulado em L durante o período t_1 , ligado é totalmente descarregado no período t_2 , desligado);
- pode-se confirmar as afirmações acima, verificando-se que, em regime permanente, a tensão média no indutor L é nula, $V_L = 0$;
- assim: $t_1 + t_2 = V_s \cdot t_{on} + (V_s - V_0)t_{off} = V_s DT_s + (V_s - V_0) \cdot (1 - D) \cdot T_s = 0$;
- reagrupando-se: $V_s DT_s + V_s T_s - V_s DT_s - V_0 T_s + V_0 DT_s = 0 \Rightarrow V_s - V_0(1 - D) = 0$;
- chega-se a:

$$V_0 = \frac{V_s}{1 - D} \quad (2.5)$$

Assim, para

$$D = 0 \Rightarrow V_0 = V_s$$

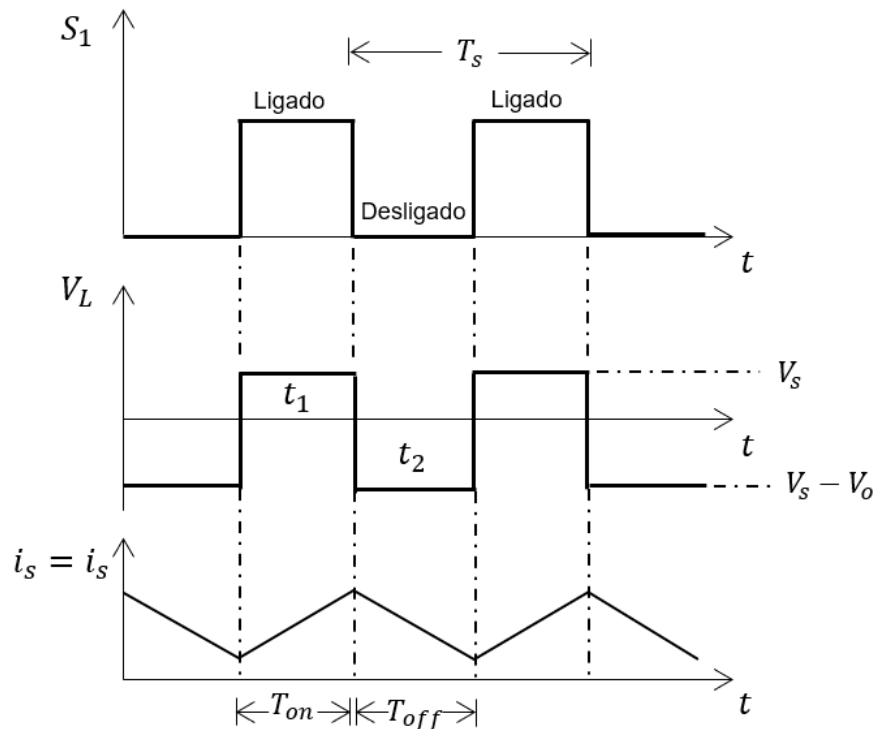
$$D = \frac{1}{2} \Rightarrow V_0 = 2V_s$$

$$D = 1 \Rightarrow V_0 \rightarrow \infty$$

Onde:

D : Razão Cíclica, *Duty cycle* ou Ganho Estático

Figura 2.8 – Forma de Onda para o Conversor *Boost*-Regime de Continuidade de Corrente no Indutor L .



Fonte: Da autora 2022

2.8 Espaço de Estados

A modelagem em espaço de estados consiste basicamente em se obter o conjunto de Equações diferenciais ordinárias capazes de descrever o comportamento do sistema, sendo que a situação do sistema em um determinado instante de tempo pode ser descrito por um conjunto de variáveis de estado (PINHEIRO CARLOS ALBERTO MURARI; MACHADO, 2017).

Ainda de acordo com Erickson e Maksimovic (2007b), define-se n variáveis auxiliares, chamadas de variáveis de estado, uma para cada equação de primeira ordem e agrupa-se estas em um vetor de n componentes, denominado vetor de estado. Este vetor não é único, mas determina univocamente o estado do sistema $x(t)$ para qualquer $t \geq t_0$, conhecidos $x(t)$ e o vetor de entrada $u(t)(t \geq t_0)$.

Garcia et al. (2009) define estado de um sistema como sendo o menor conjunto de variáveis que viabiliza uma descrição completa do sistema, ou seja, conhecida sua equação dinâmica e respectivas entradas, os seus estados futuros podem ser previstos. Assim, o conhecimento desse conjunto de variáveis de estado no instante $t = t_0$ juntamente com o conhecimento da entrada u_t para $t \geq t_0$, determina o comportamento do sistema para qualquer instante $t \geq t_0$. Sabe-se que essas variáveis de estado podem não ter significado físico.

A modelagem em espaço de estados permite, de acordo com Erickson e Maksimovic (2007b), o controle de sistemas com múltiplas entradas e saídas, variantes ou não variantes no tempo, lineares ou não-lineares, além de ser essencialmente uma perspectiva no domínio do tempo e da frequência (em certos casos, como o controle H-infinito) e fundamenta-se na descrição matemática de um sistema de equações de primeira ordem onde a solução é conceitualmente simples e conhecida. Neste modelo, utiliza-se a notação matricial onde pode-se obter a representação de diferentes formas, sendo uma delas pelo modelo com variáveis físicas (KATSUHIKO, 2011).

Erickson e Maksimovic (2007a) ressalta como vantagem de se usar a modelagem em espaço de estados o fato de se tratar diversos estágios de funcionamento como um sistema geral unificado e seu produto ser um circuito linear equivalente a partir de análises no regime permanente e de pequenos sinais. Não obstante, o modelo desconsidera os pequenos, mas complexos aspectos não lineares do sistema, e ressalta o comportamento dominante do conversor.

Em sua forma padrão, um modelo em espaço de estados por ser escrito como:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t), \quad x(0) = 0 \quad (2.6)$$

$$y(t) = \mathbf{C}x(t) + \mathbf{D}u(t) \quad (2.7)$$

onde:

\dot{x} : É o vetor da derivada das variáveis de estado de tamanho n ;

$x(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$: Representa os estados. É o vetor das variáveis de estado de tamanho n ;

$u(t) \in \mathbb{R}^{m \times 1}$: Representa a entrada ou esforço de controle. Vetor de entrada. São as fontes do circuito de tamanho m ;

$y \in \mathbb{R}^{p \times 1}$: Representa a saída, vetor de saída, parte medida de x . As saídas desejadas de tamanho p ;

$\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$: Representa a matriz de estados de tamanho $n \times n$ ou matriz da planta do sistema;

$\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$: Representa a matriz de entrada (eventualmente de controle) de tamanho $n \times m$;

$\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times n}$: Representa a matriz de saída de tamanho $p \times n$;

$\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{p \times m}$: Representa a matriz de transmissão direta ou matriz de alimentação direta. Matriz de alimentação $p \times m$.

Ressalta-se que as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} são próprias do sistema e definem o comportamento deste (PINHEIRO CARLOS ALBERTO MURARI; MACHADO, 2017).

Segundo Erickson e Maksimovic (2007b), a modelagem em espaço de estado possibilita que se represente um sistema de s equações de ordem n , por n/s equações de primeira ordem.

Para este trabalho utilizar-se-á a modelagem em espaço de estados empregando-se a técnica do valor médio em espaço de estados, análise CC e análise CA, nessa ordem, pois, para o conversor aqui alvo de estudo, o emprego de uma técnica depende do resultado de outra para ser aplicado. Assim, só se é possível empregar a técnica do valor médio em espaço de estados após ter-se obtido as equações de representação do modelo em espaço de estados, bem como só se é possível realizar a análise CC após ter-se obtido a equação resultante do emprego da técnica do valor médio em espaço de estados e finalmente, só se é possível fazer a análise CA após obter-se a equação resultante da análise CC. É a partir da equação resultante da análise CA que empregar-se-á as técnicas de controle.

A seguir faz-se um detalhamento da técnica do valor médio em espaço de estados.

2.9 Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados

De acordo com Erickson e Maksimovic (2007a) a técnica do valor médio em espaço de estados aplica-se a qualquer conversor CC-CC chaveado, agrupa o conjunto de equações de primeira ordem obtidos na modelagem em espaço de estados e tem como resultado uma única equação que descreve todo comportamento do conversor, ou seja, todas as etapas de funcionamentos dos diferentes modos de operação representados na mesma equação.

Erickson e Maksimovic (2007a) descreve que a técnica do valor médio em espaço de estados permite modelar conversores de potência, avaliar sua controlabilidade, bem como sin-

tetizar as leis de controle que trazem desempenhos ótimos com relação a energia de controle mínimo, tempo de resposta mínimo, entre outros.

A técnica do valor médio em espaço de estados é válida para grandezas médias quase instantâneas, e conseqüentemente para operação em regime permanente (ERICKSON; MAK-SIMOVIC, 2007b). Destaca-se ainda que, empregando-se esta técnica obtém-se os circuitos equivalentes, o ganho estático e as funções de transferência do sistema (MIDDLEBROOK; CUK, 2015).

2.10 Alocação de Polos Via Realimentação de Estados

De acordo com Ogata (2010), para se empregar a técnica de controle por alocação de polos via realimentação de estados, é necessário, primeiramente, que se satisfaça a condição necessária e suficiente para uma alocação arbitrária de todos os polos, ou seja, verificar se o sistema é controlável.

Para se iniciar essa técnica de projeto, determina-se os polos de malha fechada desejados, a partir das especificações, tanto da resposta desejada, quanto do regime permanente (YE; YANG, 2006). Por essa técnica, aloca-se todos os polos de malha fechada nas posições desejadas.

Partindo-se de um sistema de controle geral, definido por $\dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u$ e por $y = \mathbf{C}x$, pode-se definir o sinal de controle como:

$$u = -\mathbf{K}x \quad (2.8)$$

Onde:

- x = Vetor de estado (vetor n);
- y = Sinal de saída (escalar);
- u = Sinal de controle (escalar);
- A = Matriz constante $n \times n$;
- B = Matriz constante $n \times 1$;
- C = Matriz constante $1 \times n$;

- K = Matriz de ganho de realimentação de estado $1 \times n$.

Para este trabalho, admitir-se-á que, de acordo com NISE (2012), todas as variáveis de estado sejam mensuráveis e que estejam disponíveis para realimentação.

O sinal de controle, dado por 2.8 é uma realimentação de estado, pois o estado x está sendo realimentado quando coloca-se esse sinal u na entrada de controle e de acordo com KATHUSHIKO (2011), um sistema é controlável se e somente se, para todo estado inicial $x(t_0)$, exista uma entrada contínua por partes, $u(t_0, t_1)$ tal que $x(t_1) = 0$ para algum t_1 finito.

Sabendo-se que a resposta forçada é, de acordo com Kailath (1979), o efeito da entrada no sistema admitindo-se condições iniciais nulas, para controlabilidade basta considerá-la, ou seja:

$$x(t) = \int_0^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) d\tau \quad (2.9)$$

Allocation (1971) diz que a controlabilidade de um sistema é a propriedade que se refere à influência da entrada no estado e do estado na saída, ou seja, a transferência de um estado inicial arbitrário a um estado desejado. Ou ainda, a controlabilidade está associada à capacidade de influenciar todos os estados através das entradas do sistema.

Para se verificar se o sistema é controlável, considera-se um sistema de ordem n , dado por:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \quad (2.10)$$

onde $x(t) \in R^n$ e $u(t) \in R^m$. Observa-se que para um sistema ser controlável basta analisar a equação dos estados, ou seja, o par de matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} .

Definindo-se a matriz de controlabilidade \mathbf{M}_C :

$$\mathbf{M}_C = \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{A}\mathbf{B} & \mathbf{A}^2\mathbf{B} & \dots & \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

O sistema definido pelas matrizes (\mathbf{A}, \mathbf{B}) é controlável se posto da matriz de controlabilidade $(\mathbf{M}_C) = n$, ou seja, o sistema é controlável se o posto da matriz de controlabilidade for igual à dimensão do estado. Relembrando-se que posto de uma matriz representa o número de colunas ou linhas linearmente independentes da matriz (BOLDRINI et al., 1980). Observa-se que para qualquer matriz o número de linhas linearmente independentes coincide com o número de colunas linearmente independentes (BOLDRINI et al., 1980).

A análise de controlabilidade também pode ser obtida caso a matriz definida pela equação 8.7, tenha posto $n + 1$.

$$\mathbf{M}_C = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ -\mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Substituindo-se $u = -\mathbf{K}\mathbf{x}$ em $\dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u$, obtém-se:

$$\dot{x}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{BK})x(t) \quad (2.13)$$

A solução dessa equação é dada por:

$$\mathbf{x}(t) = e^{(\mathbf{A}-\mathbf{BK})t} \mathbf{x}(0) \quad (2.14)$$

onde $x(0)$ é o estado inicial estipulado pelos distúrbios externos. A estabilidade e o aspecto da resposta temporal são definidas, segundo Ogata (2010), pelos autovalores da matriz $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$. Escolhendo-se a matriz \mathbf{K} corretamente, a matriz $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$ poderá ser assintoticamente estável e, para todo $x(0) \neq 0$, será possível fazer $x(t)$ tender a 0, à medida que t tender a infinito. Os autovalores da matriz $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$ são chamados polos reguladores. Posicionando-os no lado esquerdo do plano s , então $x(t)$ tenderá a 0 à medida que t tender a infinito. Ao problema de alocar polos reguladores (polos de malha fechada) nas posições desejadas intitula-se problema de alocação de polos.

A seguir, provar-se-á que a alocação arbitrária de polos para dado sistema é possível se, e somente se, o sistema for de estado completamente controlável.

2.11 Projeto de Servossistemas

O sistema servo é obtido modificando-se o regulador de estados. Para transformar o regulador em um sistema servo é necessário introduzir explicitamente o sinal de erro.

Redefine-se o vetor de estados do sistema de forma que as saídas do sistema sejam os primeiros estados do vetor.

Considera-se os sistemas ao caso de um sinal escalar u de controle e um sinal escalar y .

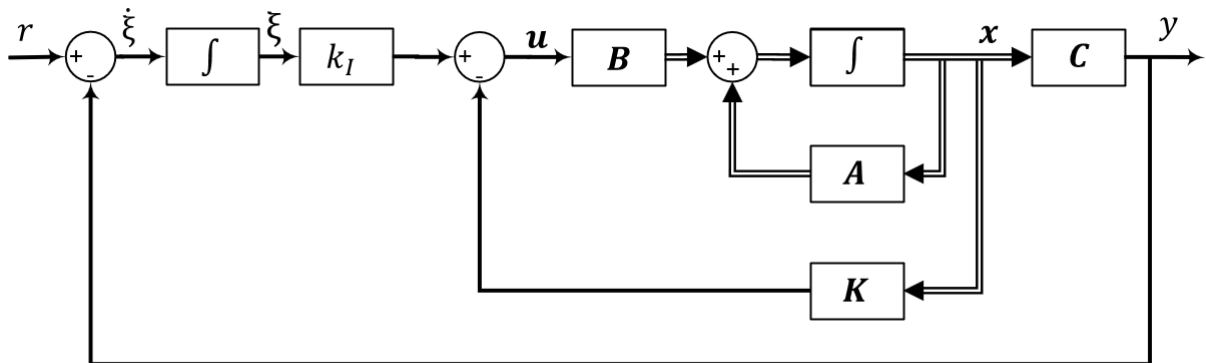
Nesse sentido, apresenta-se o projeto de servossistemas do tipo 1 sem integrador.

2.11.1 Projeto de Servossistemas do Tipo 1-Sem Integrador

Essa descrição refere-se a uma planta que não possui um integrador.

Para uma dada planta que não tenha integrador, a origem substancial do projeto de um servossistema do tipo 1 inicia-se introduzindo-se um integrador no ramo direto entre o comparador de erro e a planta, de acordo com a figura 2.9.

Figura 2.9 – Servossistema do Tipo 1.



Fonte: Da autora 2022

Partindo-se desse diagrama, obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (2.15)$$

$$y = \mathbf{Cx} \quad (2.16)$$

$$u = -\mathbf{Kx} + k_1 \xi \quad (2.17)$$

$$\dot{\xi} = r - y = r - \mathbf{Cx} \quad (2.18)$$

onde:

x = vetor de estado da planta (vetor n)

u = sinal de controle (escalar)

y = sinal de saída (escalar)

ξ = saída do integrador (variável de estado do sistema, escalar)

r = sinal de entrada de referência (função degrau, escalar)

\mathbf{A} = matriz constante $n \times n$

\mathbf{B} = matriz constante $n \times 1$

\mathbf{C} = matriz constante $1 \times n$

Admitindo-se que a planta dada pela Equação 2.15 seja de estado completamente controlável. A função de transferência da planta pode ser dada por:

$$G_p(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}$$

Afim de se impedir que o integrador inserido seja cancelado por um zero na origem da planta, admite-se que $G_p(s)$ não tenha zeros na origem.

Empregando-se em $t = 0$ uma entrada de referência (função degrau), então, para $t > 0$, as dinâmicas do sistema podem ser apresentadas por uma equação que é a combinação das equações 2.15 e 2.18:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(t) \quad (2.19)$$

Esboçando-se um sistema assintoticamente estável, de maneira que $x(\infty)$, $p(\infty)$ e $u(\infty)$ tendam a valores constantes, nessa ordem, então obtém-se $y(\infty) = r$ no regime permanente.

Observa-se que no regime permanente, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(\infty) \\ \dot{\xi}(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(\infty) \\ \xi(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u(\infty) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(\infty) \quad (2.20)$$

Compreendendo-se que $r(t)$ é uma entrada em degrau, tem-se $r(\infty) = r(t) = r$ (constante) para $t > 0$. Subtraindo-se a Equação 2.20 da Equação 2.19, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}(\infty) \\ \dot{\xi}(t) - \dot{\xi}(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(\infty) \\ \xi(t) - \xi(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} [u(t) - u(\infty)] \quad (2.21)$$

Definindo-se

$$\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(\infty) = \mathbf{x}_e$$

$$\xi(t) - \xi(\infty) = \xi_e(t)$$

$$u(t) - u(\infty) = u_e(t)$$

Consequentemente, pode-se reescrever a Equação 2.21 como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_e(t) \\ \dot{\xi}_e(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_e(t) \\ \xi_e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u_e(t) \quad (2.22)$$

onde

$$u_e(t) = -\mathbf{K}\mathbf{x}_e(t) + k_1\xi_e(t) \quad (2.23)$$

Definindo-se um novo vetor de erro $e(t)$ de ordem $(n + 1)$ por:

$$e(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_e(t) \\ \xi_e(t) \end{bmatrix} = (n + 1) - \text{vetor}$$

Então, pode-se reescrever a equação 2.22 assim:

$$\dot{\mathbf{e}} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{e} + \hat{\mathbf{B}}u_e \quad (2.24)$$

Onde

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix}$$

e a Equação 2.24 fica:

$$u_e = -\hat{\mathbf{K}}\mathbf{e} \quad (2.25)$$

Onde

$$\hat{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \vdots & -k_1 \end{bmatrix}$$

Afim de se adquirir a equação de estado do erro, substituiu-se a Equação 2.25 na Equação 2.24:

$$\dot{\mathbf{e}} = (\hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{K}})\mathbf{e} \quad (2.26)$$

Caso o sistema definido pela Equação 2.24 seja de estado completamente controlável e especifique-se por $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n + 1$, os autovalores desejados da matriz $(\hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{K}})$ (ou seja, os

polos desejados de malha fechada), então pode-se determinar pelo método de alocação de polos a matriz de ganho \mathbf{K} de realimentação de estado e a constante de ganho integral k_i . Ressalta-se que, se a nova matriz \mathbf{A} para o sistema em malha fechada

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

tem posto $n + 1$, então o sistema estabelecido pela Equação 2.24 é de estado completamente controlável.

2.12 Estado da Arte: Controle por Alocação de Polos e *LQR*

Breganon et al. (2020) em seu trabalho intitulado Um Estudo sobre o Controle por Realimentação de Estado com Alocação de Polos em um Pêndulo Furuta, apresentou o projeto de um controlador por alocação de polos aplicado aos modelos linear e não linear de um pêndulo invertido rotacional, pêndulo Furuta. Obteve-se a modelagem matemática do pêndulo Furuta, através das equações de Euler – Lagrange. Projetou-se o controlador a partir do modelo linearizado de um pêndulo invertido rotacional em torno de um ponto de operação que tinha por finalidade estabilizar o pêndulo na posição vertical invertida. Testou-se o controlador projetado nos modelos linear e não linear do sistema por meio de simulações que consideram como indicadores de desempenho o tempo de acomodação, o qual representa o tempo até a saída do sistema atingir o equilíbrio; o sobressinal, que é o máximo valor atingido pela saída, acima da referência; o subsinal, sendo o valor mínimo negativo alcançado pela saída, abaixo da referência, zero e o índice ITAE, definido como $\int_0^\infty t|e(t)|dt$, sendo $e(t)$, o erro entre a saída do sistema e a referência nula. Os resultados foram satisfatórios e concluiu-se que a estratégia de controle utilizada é uma opção válida para este tipo de aplicação.

Em seu artigo Controlador por Alocação de Polos Aplicado a um Sistema de Suspensão Ativa, SILVA e PRADO (2019), modelou um sistema constituído por duas massas móveis suportadas por um par de molas e amortecedores, onde a massa superior corresponde ao corpo do veículo suportado acima da suspensão, enquanto a massa inferior se refere a uma das rodas do veículo, utilizando equações diferenciais e empregou a técnica de controle por alocação de polos para encontrar os coeficientes do controlador, afim de minimizar os efeitos causados pela ação da perturbação, as variáveis a serem controladas dizem respeito à posição da carroceria e do pneu. Para se obter os resultados, utilizou-se o *Simulink* e o MATLAB e esses demonstram

que além de se reduzir consideravelmente as oscilações apresentadas pelo sistema a ação do controlador proporcionou a diminuição do erro de regime, tornando-o quase nulo.

Abreu (2008), apresentou em sua tese um modelo neuro-genético, orientado a síntese de controladores no espaço de estado baseado no projeto do Regulador Linear Quadrático, para alocação de autoestrutura em sistemas dinâmicos multivariáveis. Ressalta-se que este modelo neuro-genético representa uma fusão de um algoritmo genético e uma rede neural recorrente para realizar a seleção das matrizes de ponderação e resolver a equação algébrica de Riccati, respectivamente. Para se avaliar a fusão dos paradigmas de inteligência computacional e o desempenho da metodologia do projeto de controle, valeu-se de um modelo de 6ª ordem de uma aeronave e de um gerador de indução duplamente alimentado de uma planta eólica e um modelo de 4ª ordem de um circuito elétrico. Avalia-se os resultados dos modelos neuro-genéticos por momentos estatísticos de primeira e segunda ordem para o algoritmo genético e por superfícies da função energia e da norma do infinito da equação algébrica de Riccati a rede neural.

Magnago et al. (2019), desenvolveu um modelo médio de um motor a combustão interna, adequado para projetar o controlador de velocidade de Geradores de Energia, *Genset* de velocidade variável a etanol, em seu artigo Modelagem e Controle de Velocidade de um Gerador a Etanol Operando com Velocidade Variável. Um modelo dinâmico não-linear é derivado, no domínio do virabrequim, onde os parâmetros das funções não-lineares são obtidos a partir de dados experimentais. O controlador de velocidade proposto é um *LQR* com estado adicional da integral do erro de rastreamento. Uma ação *feedforward* não-linear também é incluída para melhorar a resposta transitória e compensar distúrbios de torque de carga. O modelo simplificado, o conjunto de dados experimentais e a estratégia de obtenção dos parâmetros do modelo mostraram ser um método eficiente para a obtenção de bom modelo para desenvolver o controlador de velocidade.

Em seu artigo Conversor *boost* com duas saídas aplicados a subsistemas de energia de pequenos satélites: modelagem e controle, Mattos et al. (2008), utilizou o controle clássico e o modelo médio de espaço de estados para demonstrar que esse conversor apresenta as características desejáveis para aplicação em satélites: a primeira delas refere-se a arranjos fotovoltaicos, ou seja, a corrente de entrada desse conversor não é descontínua, o que permite buscar o ponto de máxima potência, MPP, sem a necessidade de um grande filtro de entrada; o ganho do conversor $M = \frac{(1+D)}{(1-D)}$ é maior do que o conversor *boost*, isso permite reduzir as perdas de condução quando a tensão de entrada é baixa o que frequentemente ocorre em pequenos satélites. Ele

concluiu que essa topologia do conversor *boost* apresenta uma opção interessante para aplicações em sistemas fotovoltaicos embarcados, pois além de possibilitar o rastreamento do ponto de máxima potência, graças a sua característica *boost* da corrente de entrada, ainda permite um ganho maior, o que para uma determinada tensão de saída possibilita uma redução nas perdas de condução quando comparado com um *boost* tradicional.

Utilizando-se da técnica de controle não linear baseada em passividade aplicada a conversores estáticos e da modelagem do tipo Euler-Lagrange, (OLIVEIRA et al., 2008), propôs duas formas de implementação de controle baseado em passividade: método direto ou paralelo, com controle direto da tensão de saída e método indireto ou em série, com controle indireto da tensão de saída e ajuste da trajetória desejada na corrente do indutor. Para os dois métodos de controle foram apresentadas a possibilidade ou não da estimação da carga através de uma técnica adaptativa. Com essa técnica, o ajuste de parâmetros do controlador dispensa a linearização da planta em torno de um ponto de operação crítico, o que deprecia a resposta nas demais faixas de operação, como ocorre em controladores PID. Nesse trabalho, (OLIVEIRA et al., 2008), vislumbrou o conversor *buck* como corretor do fator de potência. Os resultados obtidos para o controle indireto estão dentro dos desejados para esta aplicação, tais como baixo *ripple* na tensão de saída e a correção do fator de potência, principalmente com o sincronismo entre as fundamentais da tensão e da corrente de rede.

Empregando-se a técnica de controle linear, mais especificamente a do Regulador Quadrático Linear, *LQR*, juntamente com a modelagem média em espaço de estados Jaen et al. (2006) realizou a linearização do conversor em torno do ponto de operação, obtendo como resultado as matrizes de espaço de estados constantes cujas dimensões são definidas pelo número de componentes do sistema (n) com capacidade de armazenamento de energia. Essa estratégia de controle possibilita obter uma resposta “ótima” do sistema de acordo com as especificações do designer, podem ser aplicadas metodologicamente com independência da ordem do sistema e são intrinsecamente estáveis. Além disso, o *LQR* pode ser calculado diretamente a partir das matrizes do pequeno sinal modelo médio do espaço de estados do sistema (JAEN et al., 2006). Executou simulações pelo *Simulink* e testes experimentais através da construção de um conversor *buck*, onde o controle foi implementado por meio de um controlador DS1103 PPC borda. Os resultados obtidos a partir das simulações são provenientes de inúmeras simulações, visando obter respostas transitórias suaves e curtas e ações de controle não muito fortes. O produto dessas simulações evidenciou que a tensão de saída atinge a condição de estado estacionário

em aproximadamente 10 milissegundos. A partir dos resultados experimentais pôde-se validar os obtidos fundamentados nas simulações. Pelos testes experimentais, verificou-se que a tensão de saída atinge a condição de estado estacionário em aproximadamente 5 milissegundos. Assim, concluiu-se que a estratégia *LQR* é especialmente interessante para controlar sistemas multivariáveis.

Otico (2017) apresenta em seu trabalho o projeto de um controlador robusto *LQR* e filtro de Kalman utilizando para análise de desempenho no domínio do tempo e da frequência, um modelo genético neural. Para se resolver as estruturas de otimização restrita e irrestrita, usam-se técnicas de inteligência artificial, tais como algoritmos genéticos e rede neural recorrente de múltiplas camadas fundamentando nas interações de respostas e ilustrações da função energia. Através dos métodos utilizados para se escolher, automaticamente, os parâmetros Q e R e demais parâmetros do filtro de Kaman, concluiu-se que a abordagem apresenta resultados satisfatórios para solucionar o problema proposto.

Andries et al. (2019) investigou sobre a precisão do método de identificação no domínio do tempo para um conversor *buck*, CC-CC. A essência do método consiste em estimar uma função de transferência do conversor *buck*, CC-CC que se aproxima com boa precisão da dinâmica de ciclo aberto da saída do conversor considerando como entrada o sinal de controle *PWM*, *Pulse Width Modulation*. A técnica usa uma abordagem aprimorada para melhorar a precisão de estimativa executando uma otimização adicional. Valendo-se do modelo médio em espaço de estados, ele obteve as funções de transferência com um número finito de parâmetros. O método determina os valores dos parâmetros que melhor descrevem o comportamento do sistema. Implementou-se no MATLAB o conversor CC-CC e estipulou-se que em operação normal o sistema estaria trabalhando em circuito fechado e que após aplicar o processo de identificação no sistema, o circuito se comportaria alternadamente entre aberto e fechado. Em seus resultados, apurou que o processo de identificação está melhorando à medida que a amplitude do PRBS, *Pseudorandom binary sequence*, fica mais alta. Concluiu-se que o algoritmo dos mínimos quadrados não fornece um modelo preciso para o sistema devido às não linearidades presentes no sistema, mas que outros métodos podem se mostrar mais eficientes (ARYAL et al., 2017).

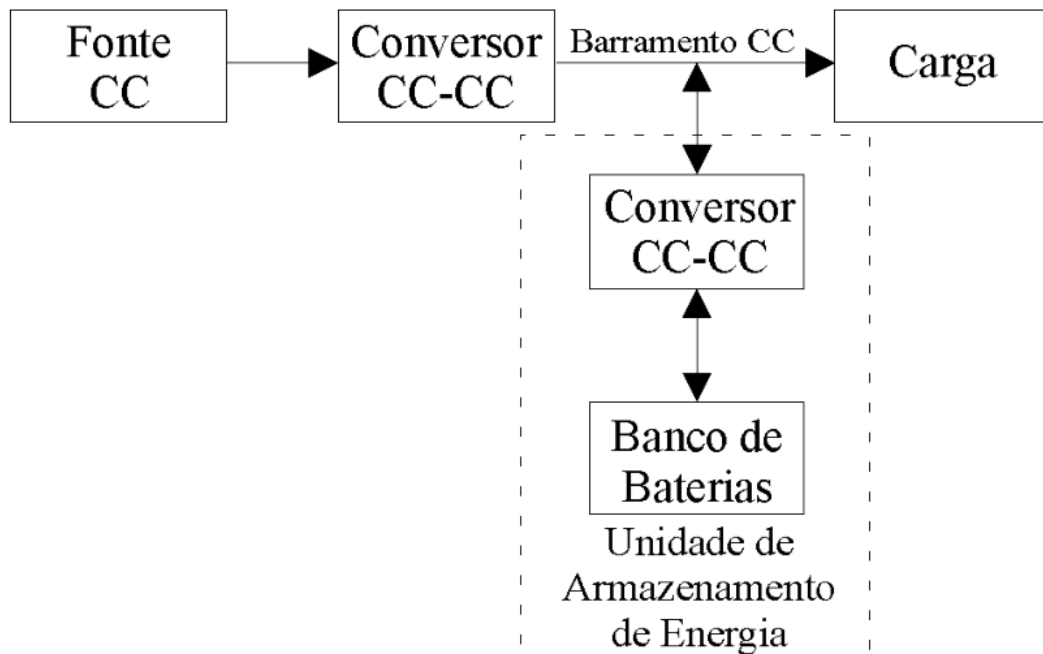
3 CONVERSOR VR-BESS

3.1 Descrição do Conversor

O VR-BESS é um conversor CC que combina um regulador de tensão com uma unidade de armazenamento de energia em baterias para suprir oscilações de potência. Este conversor é capaz de manter a tensão do barramento CC constante, otimizar a busca do ponto de maior potência e carregar o banco de baterias que armazena a energia excedente que a unidade geradora produz, para que, quando a energia gerada não for suficiente para atender a demanda e evitar variações de potência, ele transmita à rede consumidora, como descrito em Pacheco et al. (2002). Dessa forma, assegura-se tensão regulada em sistemas fotovoltaicos, bem como armazenamento da energia excedente em um banco de baterias (JEMIMA; RAJA, 2018).

A Figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos do conversor VR-BESS.

Figura 3.1 – Diagrama de Blocos do Conversor VR-BESS.



Fonte: Pacheco et al. (2002), p.14.

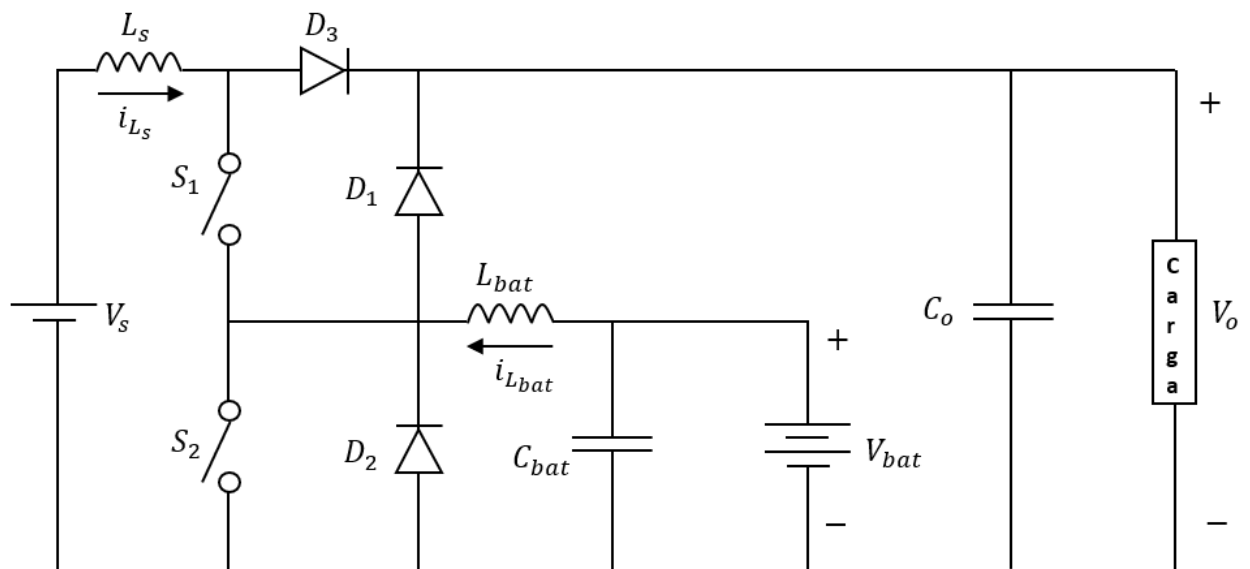
O conversor VR-BESS é constituído de duas chaves, S_1 e S_2 , três diodos, D_1 , D_2 e D_3 , dois indutores, L_s e L_{bat} , dois capacitores, C_{bat} e C_0 e uma bateria, V_{bat} , conforme identifica-se pela Figura 3.2. Neste dispositivo, apresenta-se três diferentes conversores:

- Conversor *Boost* (Regulador de Tensão): formado pelas chaves S_1 e S_2 , operando simultaneamente, fonte de tensão V_s , indutor L_s , diodo D_3 , capacitor C_0 e a carga.

- Conversor *Buck* (Carregador da Bateria): formado pela fonte de tensão V_s , indutor L_s , chave S_1 , indutor L_{bat} , diodo D_2 , capacitor C_{bat} e a bateria. O conversor carrega a bateria com o excesso de energia gerada.
- Conversor *Boost* (Descarregador da Bateria): formado pela bateria, capacitor C_{bat} , indutor L_{bat} , chave S_2 , diodo D_1 , capacitor C_o e a carga. Este conversor *boost* concede energia para carga, quando a fonte V_s não consegue fornecer toda a energia demandada.

O conversor VR-BESS a ser modelado é exibido na Figura 3.1 e sabe-se que ele pode ser conectado diretamente à fonte em painéis fotovoltaicos, entretanto, pela planta desenvolvida neste trabalho, verifica-se que ele situa-se na casa de controle.

Figura 3.2 – Circuito Elétrico do Conversor VR-BESS.



Fonte: Pacheco (2002), p.17.

O conversor *VR-BESS* trabalha em dois modos diferentes de operação, um deles de acordo com a energia disponível na fonte e o outro consoante com a necessidade da carga.

- Modo 1 - Regulação de Tensão e Carregamento do Banco de Baterias: A energia disponível na fonte de entrada é maior que a consumida pela carga. Assim, o excedente da energia é armazenado no banco de baterias. Neste modo, o sistema dispõe de uma entrada, V_s e duas saídas, sendo elas V_o e V_{bat} .
- Modo 2 - Regulação de Tensão e Compensador de Potência da Rede: Quando a energia disponível na fonte não é suficiente para atender a carga, o banco de baterias complementa

a energia solicitada. Neste modo, o sistema possui duas entradas que são V_s e V_{bat} e uma saída que é V_0 .

A seguir apresentar-se-á uma descrição detalhada de cada modo de operação, bem como suas etapas de funcionamento, além de seus respectivos circuitos elétricos e equações. Essa apresentação, representa o equacionamento do conversor, indispensável para que se faça a modelagem e o controle deste.

3.2 Modo 1

O modo 1 apresenta três etapas de funcionamento. Considerando-se que o período de funcionamento nesse modo seja T_s , a primeira etapa vai de 0 a t_1 , a segunda etapa de t_1 a t_2 e a terceira etapa de t_2 a t_3 , sendo $t_3 = T_s$.

Nesse modo de operação, o conversor VR-BESS possui uma entrada, que é o painel fotovoltaico V_s e duas saídas, que são a bateria v_{bat} e a carga (barramento CC) V_0 .

Antes de se realizar o equacionamento é importante lembrar que nesse modo, o conversor VR-BESS funciona como regulador de tensão e com o carregamento do banco de baterias.

Para este trabalho, todos os elementos dos circuitos elétricos foram considerados ideais e a bateria foi representada por uma resistência R_{bat} . Com o resistor é possível variar o valor da tensão da bateria V_{bat} . Entretanto, caso se utilize uma fonte de tensão no lugar da bateria, a tensão ficará fixa mesmo que haja variação no *duty cycle*.

Na primeira etapa fecha-se as chaves S_1 e S_2 , bloqueando-se assim os diodos. A tensão no indutor L_s é $v_{Ls} = V_s$ e a tensão no indutor L_{bat} é $v_{Lbat} = -V_{bat}$. As tensões resultam um aumento linear na corrente do indutor i_{Ls} e uma redução linear na corrente do indutor i_{Lbat} .

A figura 3.3 representa o circuito equivalente desta etapa de funcionamento do conversor.

Aplicando-se as leis de *Kirchhoff* das tensões e das correntes no circuito equivalente do conversor, as equações lineares obtidas para esse equacionamento são:

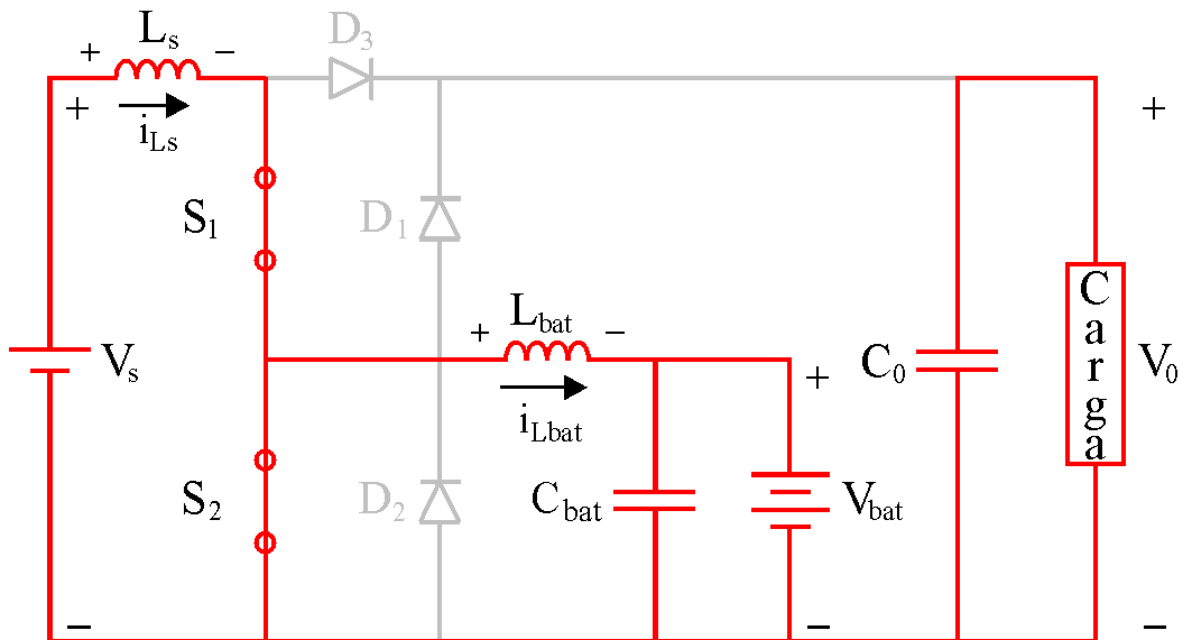
$$L_{bat} \dot{i}_{Lbat} = -v_{Cbat} \quad (3.1)$$

$$C_{bat} \dot{v}_{Cbat} = i_{Lbat} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}} \quad (3.2)$$

$$L_s \dot{i}_{L_s} = +V_s \quad (3.3)$$

$$C_0 \dot{v}_{C_0} = -\frac{v_{C_0}}{R_0} \quad (3.4)$$

Figura 3.3 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Funcionamento do Modo 1 do Conversor VR-BESS.



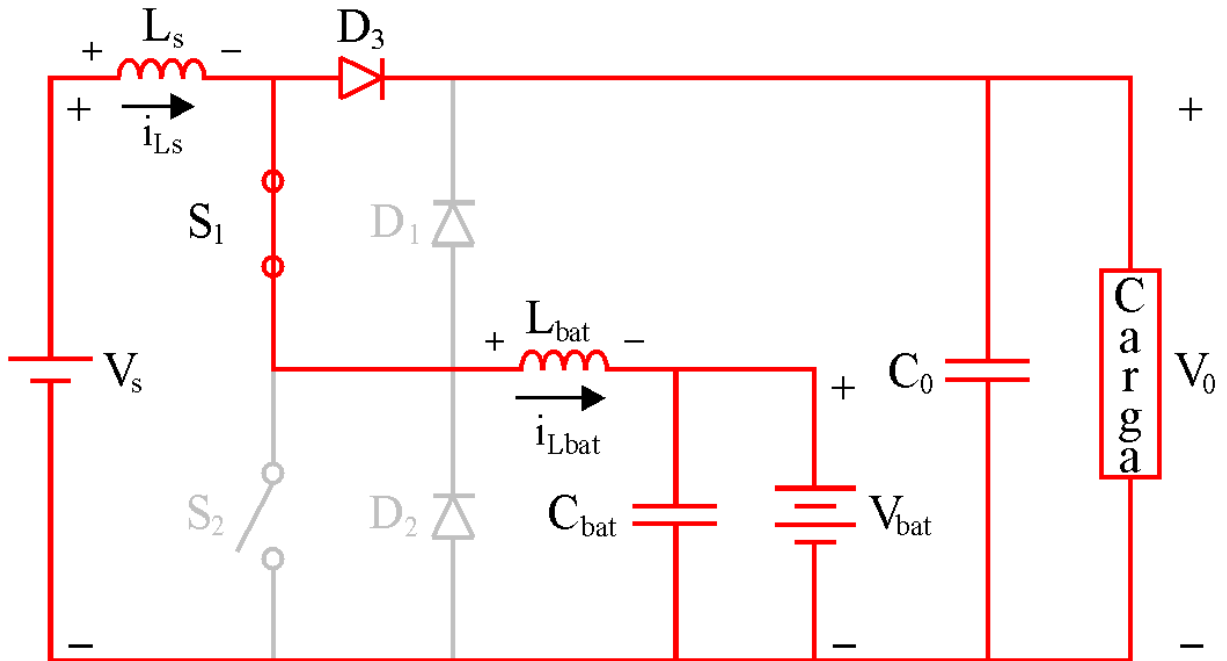
Fonte: Pacheco (2002), p.19.

Na segunda etapa, a chave S_1 permanece fechada e abre-se a chave S_2 . O diodo D_3 passa a conduzir a corrente $i_{L_s} - i_{L_{bat}}$. A tensão resultante sobre o indutor L_s é negativa $v_{L_s} = V_s - V_0$ e sobre o indutor L_{bat} , positiva $v_{L_{bat}} = V_0 - V_{bat}$. Nesta etapa, $i_{L_{bat}}$ diminui linearmente, pois a tensão no indutor é constante e negativa. E como se sabe, a corrente em um indutor é função da integral da tensão. E a integral de uma constante negativa é uma reta decrescente.

A figura 3.4 representa o circuito equivalente desta etapa de funcionamento do conversor.

Aplicando-se as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes no circuito equivalente do conversor, as equações lineares obtidas para esse equacionamento são:

Figura 3.4 – Circuito Equivalente da Segunda Etapa de Funcionamento do Modo 1 do Conversor VR-BESS.



Fonte: Pacheco (2002), p.19.

$$L_{bat} \dot{i}_{Lbat} = -v_{Cbat} + v_{C0} \quad (3.5)$$

$$C_{bat} \dot{v}_{Cbat} = i_{Lbat} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}} \quad (3.6)$$

$$L_s \dot{i}_{Ls} = -v_{C0} + V_s \quad (3.7)$$

$$C_0 \dot{v}_{C0} = (i_{Ls} - i_{Lbat}) - \frac{v_{C0}}{R_0} \quad (3.8)$$

Na terceira etapa, as chaves S_1 e S_2 são abertas e a carga adquire energia do indutor L_s e da fonte V_s . A corrente i_{Lbat} flui agora pelo diodo D_2 devido a energia armazenada induzida. A tensão no indutor L_{bat} é $v_{Lbat} = -V_{bat}$.

A Figura 3.5 apresenta o circuito equivalente desta etapa de funcionamento do conversor.

Aplicando-se as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes no circuito equivalente do conversor, as equações lineares obtidas para esse equacionamento são:

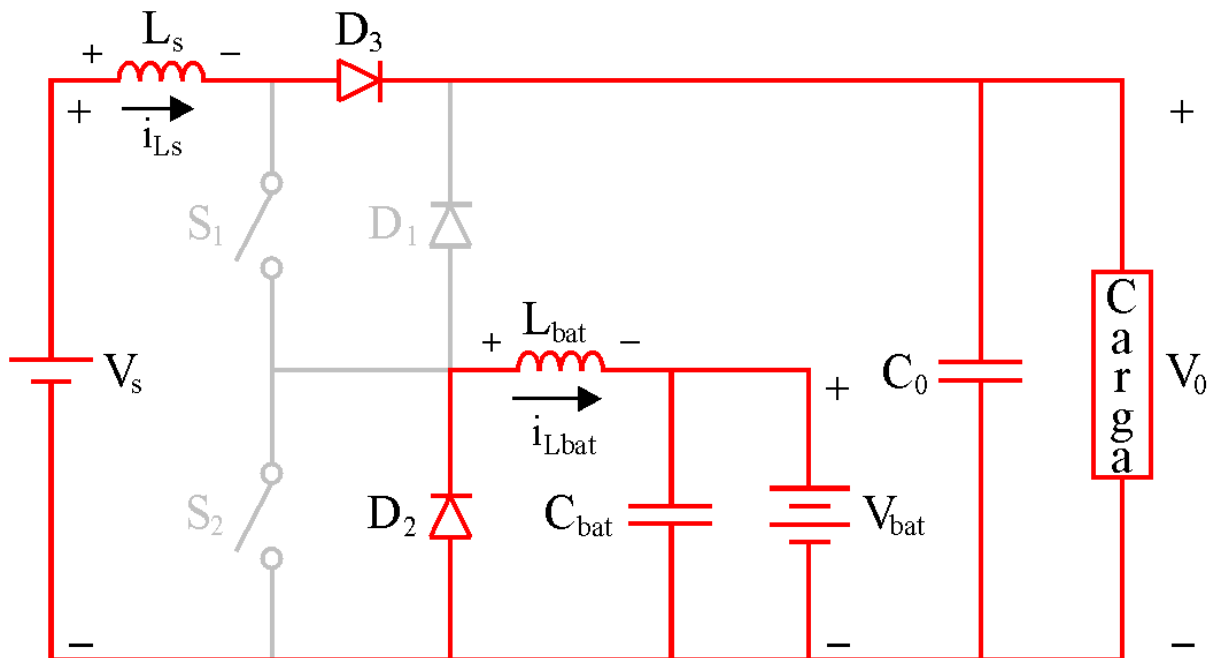
$$L_{bat} \dot{i}_{Lbat} = -v_{Cbat} \quad (3.9)$$

$$C_{bat}\dot{v}_{Cbat} = i_{Lbat} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}} \quad (3.10)$$

$$L_s\dot{i}_{Ls} = -v_{C0} + V_s \quad (3.11)$$

$$C_0\dot{v}_{C0} = i_{Ls} - \frac{v_{C0}}{R_0} \quad (3.12)$$

Figura 3.5 – Circuito Equivalente da Terceira Etapa de Funcionamento do Modo 1 do Conversor VR-BESS.



Fonte: Pacheco (2002), p.19.

3.3 Modo 2

Assim como no modo 1, o modo 2 também apresenta três etapas de funcionamento. Aqui também, considerar-se-á que o período de funcionamento seja T_s e sendo assim, a primeira etapa vai de 0 a t_1 , a segunda etapa de t_1 a t_2 e a terceira etapa de t_2 a t_3 , sendo $t_3 = T_s$.

No modo 2, o conversor possui duas entradas, que são o painel fotovoltaico V_s e a bateria V_{bat} e uma saída, que é a carga V_0 .

Antes de se realizar o equacionamento é importante relembrar que nesse modo, o conversor VR-BESS funciona como Regulador de Tensão e Compensador de Potência da Rede, o que se equivale dizer que o banco de baterias será descarregado afim de se fornecer a energia necessária para a carga.

Na primeira etapa, fecha-se as chaves S_1 e S_2 , bloqueando assim os diodos e isolando-se a carga. A fonte V_s fornece energia ao indutor L_s e a bateria, V_{bat} fornece energia ao indutor L_{bat} . A tensão nos indutores são $v_{L_s} = +V_s$ e $v_{L_{bat}} = +V_{bat}$. Essas tensões provocam um aumento linear nas correntes nos indutores i_{L_s} e $i_{L_{bat}}$.

A figura 3.6 apresenta o circuito equivalente dessa etapa de funcionamento.

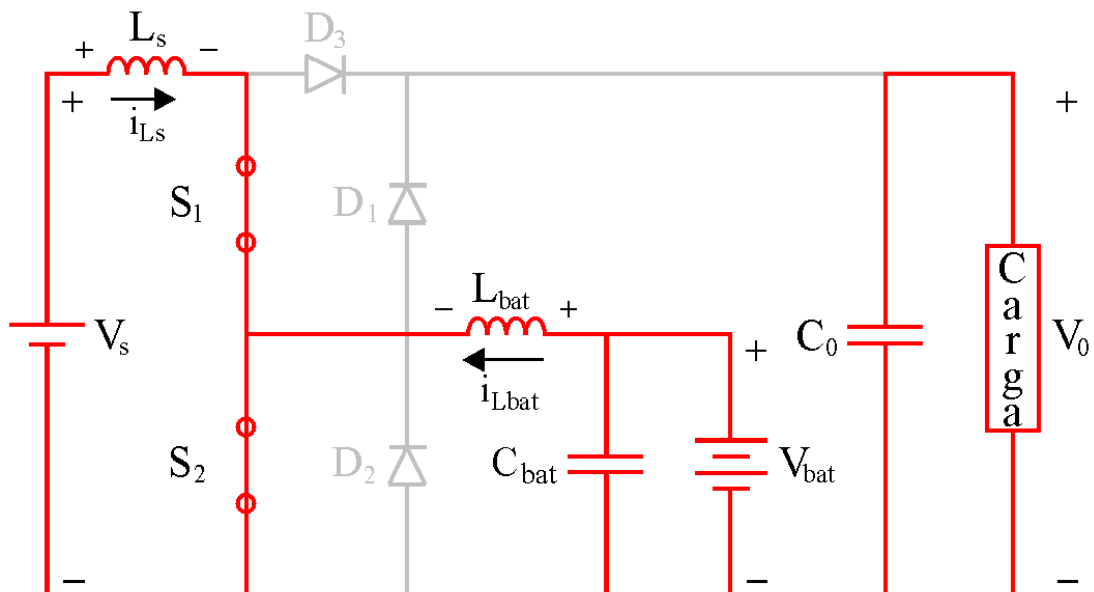
Aplicando-se as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes no circuito equivalente do conversor, as equações lineares obtidas para esse equacionamento são:

$$L_{bat} \dot{i}_{L_{bat}} = v_{C_{bat}} \quad (3.13)$$

$$L_s \dot{i}_{L_s} = V_s \quad (3.14)$$

$$C_0 \dot{v}_{C_0} = -\frac{v_{C_0}}{R_0} \quad (3.15)$$

Figura 3.6 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Funcionamento do Modo 2 do Conversor VR-BESS.



Fonte: Pacheco (2002), p.31.

Na segunda etapa, abre-se a chave S_1 e o diodo D_3 passa a conduzir, a fonte V_s e o indutor L_s alimentam a carga. A bateria carrega o indutor L_{bat} pela chave S_2 .

A figura 3.7 apresenta o circuito equivalente dessa etapa de funcionamento.

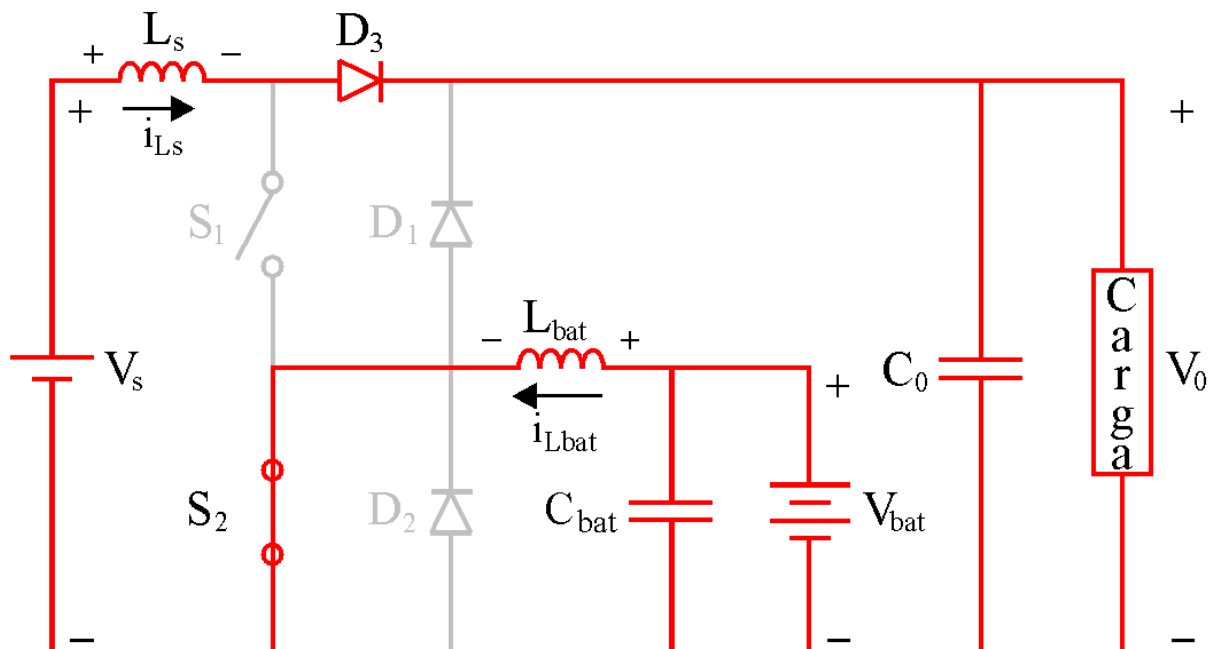
Aplicando-se as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes no circuito equivalente do conversor, as equações lineares obtidas para esse equacionamento são:

$$L_{bat} \dot{i}_{Lbat} = v_{Cbat} \quad (3.16)$$

$$L_s \dot{i}_{Ls} = -v_{C0} + V_s \quad (3.17)$$

$$C_0 \dot{v}_{C0} = i_{Ls} - \frac{v_{C0}}{R_0} \quad (3.18)$$

Figura 3.7 – Circuito Equivalente da Segunda Etapa de Funcionamento do Modo 2 do Conversor VR-BESS.



Fonte: Pacheco (2002), p.31.

Na terceira etapa, abre-se as chaves S_1 e S_2 e a carga recebe toda a energia dos indutores L_s e L_{bat} , além de receber energia da fonte V_s e da bateria V_{bat} .

A figura 3.8 apresenta o circuito equivalente dessa etapa de funcionamento.

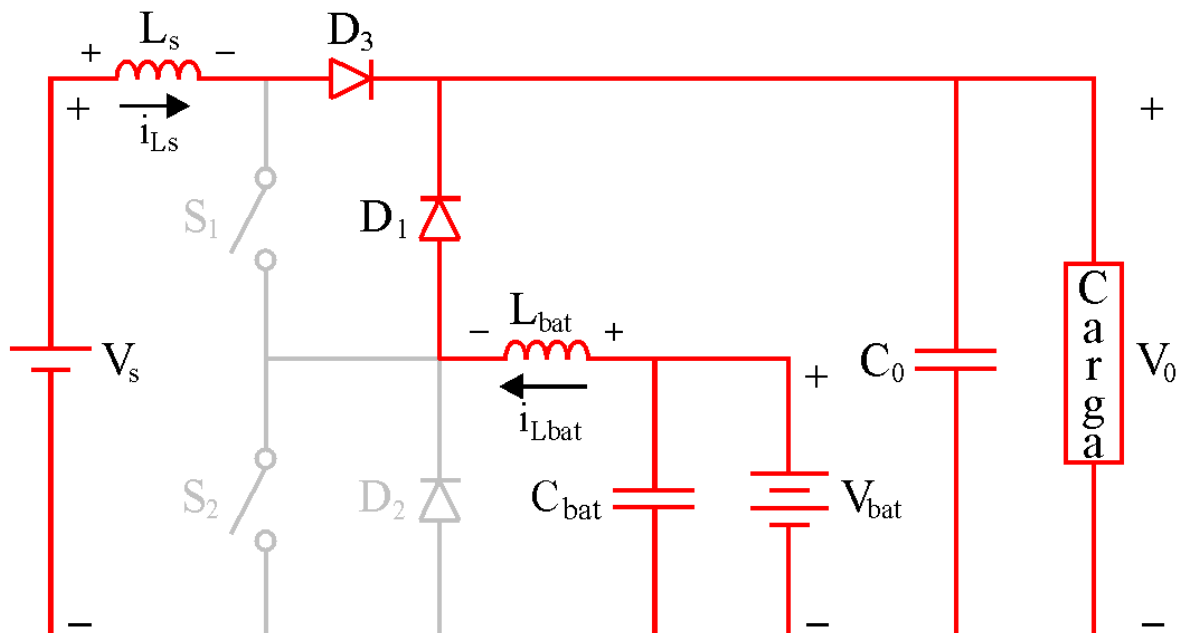
Aplicando-se as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes no circuito equivalente do conversor, as equações lineares obtidas para esse equacionamento são:

$$L_{bat}\dot{i}_{L_{bat}} = -v_{C0} + v_{C_{bat}} \quad (3.19)$$

$$L_s\dot{i}_{L_s} = -v_{C0} + V_s \quad (3.20)$$

$$C_0\dot{v}_{C0} = (i_{L_{bat}} + i_{L_s}) - \frac{v_{C0}}{R_0} \quad (3.21)$$

Figura 3.8 – Circuito Equivalente da Terceira Etapa de Funcionamento do Modo 2 do Conversor VR-BESS.



Fonte: Pacheco (2002), p.31.

4 MODELAGEM DO CONVERSOR *VR-BESS*

Um modelo pode ser definido como um projeto simplificado e alvo de entendimento e estudo de um sistema complexo e sendo assim, exprime essencialmente o comportamento deste. A modelagem propõe generalizações afim de que se considere o fenômeno estudado no contexto de fenômenos semelhantes e que se reproduza características comuns (SAIPET; NUCHPRAYOON, 2019).

Neste trabalho, as técnicas utilizadas baseiam-se na abordagem da informação, isto é, o modelo será descrito a partir do conhecimento físico acerca do conversor em questão (MOQADDAM; HAMZEH, 2017). Ainda segundo Moqaddam e Hamzeh (2017), conhecimentos físicos a respeito de um sistema dão origem a descrições matemáticas das leis de conservação de energia e massa. Assim, as variações de energia dos sistemas são descritas pelas chamadas variáveis de estado (URTASUN et al., 2015). Tratando-se de conversores de energia, a informação é determinada pelo estado de condução de comutadores, pelas leis de Kirchhoff, das correntes e das tensões e pelas leis de Ohm (BACHA S.; BRATCU, 2015).

Neste trabalho apresentar-se-á a representação do modelo utilizando-se a técnica do valor médio em espaço de estados, que consiste em reproduzir o modelo a partir das equações matemáticas obtidas a partir do circuitos elétricos equivalentes.

Afim de simplificar os cálculos supôs-se algumas considerações para a implementação dos modelos, entretanto estas são precisas o bastante para que não se afete a validade destes (BACHA S.; BRATCU, 2015). Assim:

- i Considera-se os comutadores ideais, ou seja, resistência zero quando estiverem conduzindo, estado chamado de *ON*, e infinita quando estiverem desligados, estado chamado de *OFF*.
- ii Considera-se o tempo de comutação infinitamente pequeno.
- iii Considera-se as fontes de alimentação ideais, ou seja, no caso das fontes de tensão estas possuem energia infinita quando em curto.
- iv Considera-se os elementos passivos lineares e invariantes.

Entre as suposições acima, as três primeiras são fáceis de se entender, entretanto a quarta requer atenção. Admita um indutor cuja indutância é não linear e depende tanto da corrente quanto do tempo. Dá-se a tensão neste indutor pela seguinte equação:

$$v(t) = \frac{d(L(i,t) \cdot i(t))}{dt} \quad (4.1)$$

Desenvolvendo-se a equação 4.1 por meio de frações parciais, tem-se:

$$v(t) = \left(\frac{\partial L(i,t)}{\partial t} + \frac{\partial L(i,t)}{\partial i} \cdot \frac{di(t)}{dt} \right) \cdot i(t) + L(i,t) \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (4.2)$$

Admitindo-se que o primeiro termo da equação 4.2 não seja significativo para a maioria das aplicações e que a equação em si tenha-se pouco uso para modelagem, BACHA S.; BRATCU (2015) enfatiza que se legitime as suposições acima.

4.1 Modelagem do Conversor VR-BESS

Na seção 3.2 realizou-se o equacionamento do conversor *VR-BESS*, utilizando-se das leis de Kirchhoff das correntes e das tensões, obtendo-se as equações lineares dos circuitos equivalentes referentes à primeira, segunda e terceira etapa de funcionamento do conversor nos modos 1 e 2 de operação.

Essas equações são representadas em 3.1, 3.2, 3.3 e 3.4 para a primeira etapa, 3.5, 3.6, 3.7 e 3.8 para a segunda etapa e 3.9, 3.10, 3.11 e 3.12 para a terceira etapa de funcionamento do modo 1 de operação, bem como 3.13, 3.14 e 3.15 para a primeira etapa, 3.16, 3.17 e 3.18 para a segunda etapa e 3.19, 3.20 e 3.21 para a terceira etapa de funcionamento do modo 2 de operação do conversor VR-BESS.

Para se modelar este conversor, utilizando-se a técnica do valor médio em espaço de estados é necessário primeiramente, se obter as equações na forma de equações de estado.

4.1.1 Modo 1 de Operação

Partindo-se das equações obtidas a partir do equacionamento pelas leis de *Kirchhoff* das correntes e das tensões, pretende-se obter agora, a representação do modelo em espaço de estados.

4.1.1.1 Modo 1-Representação do Modelo em Espaço de Estados

A representação do modelo em espaço de estados é feita, colocando-se o termo que expressa a derivada no primeiro membro e todo restante da equação no segundo membro.

Para a etapa 1 de funcionamento do conversor faz-se assim:

$$\dot{i}_{Lbat} = -\frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.3)$$

$$\dot{v}_{Cbat} = \frac{i_{Lbat} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}}}{C_{bat}} \quad (4.4)$$

$$\dot{i}_{Ls} = +\frac{v_s}{L_s} \quad (4.5)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{-\frac{v_{C0}}{R_0}}{C_0} \quad (4.6)$$

Definindo-se $x_1 = i_{Lbat}$, $x_2 = v_{Cbat}$, $x_3 = i_{Ls}$ e $x_4 = v_{C0}$ e $u = V_s$, obtém-se:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = -\frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.7)$$

mas $x_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = -\frac{1}{L_{bat}} \cdot x_2 \quad (4.8)$$

$$\dot{x}_2 = \dot{v}_{Cbat} = \frac{i_{Lbat}}{C_{bat}} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}} \quad (4.9)$$

mas $x_1 = i_{Lbat}$ e $x_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C_{bat}} \cdot x_1 - \frac{1}{R_{bat}C_{bat}} \cdot x_2 \quad (4.10)$$

$$\dot{x}_3 = \dot{i}_{Ls} = \frac{V_s}{L_s} \quad (4.11)$$

mas $u = V_s$, então

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{L_s} \cdot u$$

$$\dot{x}_4 = \dot{v}_{C0} = \frac{-\frac{v_{C0}}{R_0}}{C_0} \quad (4.12)$$

mas $x_4 = v_{C0}$, então

$$\dot{x}_4 = \dot{v}_{C0} = -\frac{1}{R_0 C_0} \cdot x_4 \quad (4.13)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{11} e \mathbf{B}_{11} :

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat} R_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\mathbf{B}_{11} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Para a etapa 2 de funcionamento do conversor faz-se assim:

$$\dot{i}_{Lbat} = \frac{-v_{Cbat} + v_{C0}}{L_{bat}} \quad (4.16)$$

$$\dot{v}_{Cbat} = \frac{i_{Lbat} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}}}{C_{bat}} \quad (4.17)$$

$$\dot{i}_{Ls} = \frac{-v_{C0} + V_s}{L_s} \quad (4.18)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{(i_{Ls} - i_{Lbat}) - \frac{v_{C0}}{R_0}}{C_0} \quad (4.19)$$

Definindo-se $x_1 = i_{Lbat}$, $x_2 = v_{Cbat}$, $x_3 = i_{Ls}$ e $x_4 = v_{C0}$ e $u_1 = V_s$, obtém-se:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = \frac{-v_{Cbat} + v_{C0}}{L_{bat}}$$

mas $x_2 = v_{Cbat}$ e $x_4 = v_{C0}$, então:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = -\frac{1}{L_{bat}} \cdot x_2 + \frac{1}{L_{bat}} \cdot x_4$$

$$\dot{x}_2 = \dot{v}_{Cbat} = \frac{i_{Lbat}}{C_{bat}} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}C_{bat}}$$

mas $x_1 = i_{Lbat}$ e $x_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C_{bat}} \cdot x_1 - \frac{1}{R_{bat}C_{bat}} \cdot x_2$$

$$\dot{x}_3 = \dot{i}_{Ls} = \frac{-V_{C0} + V_s}{L_s}$$

mas $x_4 = v_{C0}$ e $u_1 = V_s$, então

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{L_s} \cdot x_4 + \frac{1}{L_s} \cdot u_1$$

$$\dot{x}_4 = \dot{v}_{C0} = \left[\left(\frac{i_{Ls} - i_{Lbat}}{C_0} \right) - \frac{v_{C0}}{R_0C_0} \right]$$

mas $x_1 = i_{Lbat}$, $x_3 = i_{Ls}$ e $x_4 = v_{C0}$, então

$$\dot{x}_4 = \dot{v}_{C0} = -\frac{1}{C_0} \cdot x_1 + \frac{1}{C_0} \cdot x_3 - \frac{1}{R_0C_0} \cdot x_4$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{12} e \mathbf{B}_{12} :

$$\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & \frac{1}{L_{bat}} \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}R_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ -\frac{1}{C_0} & 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0R_0} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{B}_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Para a etapa 3 de funcionamento do conversor faz-se assim:

$$\dot{i}_{Lbat} = -\frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.22)$$

$$\dot{v}_{Cbat} = \frac{i_{Lbat}}{C_{bat}} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}C_{bat}} \quad (4.23)$$

$$\dot{i}_{Ls} = \frac{-v_{C0} + V_s}{L_s} \quad (4.24)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{v_{C0}}{R_0C_0} \quad (4.25)$$

Definindo-se $x_1 = i_{Lbat}$, $x_2 = v_{Cbat}$, $x_3 = i_{Ls}$ e $x_4 = v_{C0}$ e $u_1 = V_s$, obtém-se:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = -\frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.26)$$

mas $x_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L_{bat}} \cdot x_2 \quad (4.27)$$

$$\dot{x}_2 = \dot{v}_{Cbat} = \frac{i_{Lbat}}{C_{bat}} - \frac{v_{Cbat}}{R_{bat}C_{bat}} \quad (4.28)$$

mas $x_1 = i_{Lbat}$ e $x_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_2 = \dot{v}_{bat} = \frac{1}{C_{bat}} \cdot x_1 - \frac{1}{R_{bat}C_{bat}} \cdot x_2 \quad (4.29)$$

$$\dot{x}_3 = \dot{i}_{Ls} = \frac{-v_{C0} + V_s}{L_s} \quad (4.30)$$

mas $x_4 = v_{C0}$ e $u_1 = V_s$, então

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{L_s} \cdot x_4 + \frac{1}{L_s} \cdot u_1 \quad (4.31)$$

$$\dot{x}_4 = \dot{v}_{C0} = \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \quad (4.32)$$

mas $x_3 = i_{Ls}$ e $x_4 = v_{C0}$, então

$$\dot{x}_4 = \dot{v}_{C0} = \frac{1}{C_0} \cdot x_3 - \frac{1}{R_0 C_0} \cdot x_4 \quad (4.33)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{13} e \mathbf{B}_{13} :

$$\mathbf{A}_{13} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}R_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\mathbf{B}_{13} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Para as três etapas de funcionamento do modo 1 de operação o sistema linear que representa o modelo em espaço de estados são, respectivamente:

$$\dot{\mathbf{x}}_{11} = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{11}\mathbf{u}_1 \quad (4.36)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{12} = \mathbf{A}_{12}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{12}\mathbf{u}_1 \quad (4.37)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{13} = \mathbf{A}_{13}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{13}\mathbf{u}_1 \quad (4.38)$$

E

$$\mathbf{y}_{11} = \mathbf{C}_{11}\mathbf{x}_1 \quad (4.39)$$

$$\mathbf{y}_{12} = \mathbf{C}_{12}\mathbf{x}_1 \quad (4.40)$$

$$\mathbf{y}_{13} = \mathbf{C}_{13}\mathbf{x}_1 \quad (4.41)$$

Note-se que nas equações 4.39, 4.40 e 4.41 não aparece a matriz \mathbf{D} , que é a matriz de transmissão direta, pois para o conversor *VR-BESS*, que é o conversor deste estudo, não há uma relação direta entre a entrada e a saída, ou seja, alterações na entrada não afetam diretamente a saída. Por isso a matriz \mathbf{D} é zero e não aparece nas referidas equações. Onde:

$\dot{\mathbf{x}}$: vetor da derivada das variáveis de estado de tamanho $n = 4$

\mathbf{A} : matriz de estados, tamanho $n \times n = 4 \times 4$

\mathbf{B} : matriz de entrada, tamanho $n \times m = 4 \times 1$

\mathbf{x}_1 : vetor de estados do modo 1 de operação do conversor

\mathbf{u}_1 : vetor de entrada do modo 1 de operação do conversor, tamanho $m = 1$

\mathbf{y} : as saídas desejadas de tamanho $p = 2$

\mathbf{C} : matriz de saída tamanho $p \times n = 2 \times 4$

Os índices $11,12$ e 13 das bases representam o modo de operação e a etapa de funcionamento do conversor, respectivamente.

Lembrando-se que no modo 1 de operação há somente uma entrada, $u_1 = V_s$, esse vetor torna-se um valor real, por isso, em 4.45, a matriz B_{11} é multiplicada apenas por V_s . Com relação à saída, tem-se duas, que são a tensão na carga, $V_0 = v_{C0}$, e a tensão na bateria, $V_{bat} = v_{Cbat}$. Por essa razão, a matriz \mathbf{C} traz apenas esses elementos. Assim:

$$\mathbf{C}_{11} = \mathbf{C}_{12} = \mathbf{C}_{13} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Lembrando-se que,

$$\dot{\mathbf{x}}_{11} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{v}_{Cbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

E que,

$$\mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ v_{Cbat} \\ i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Realizar-se-á os cálculos das matrizes de representação do modelo em espaço de estados, assim:

$$\dot{\mathbf{x}}_{11} = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{11}\mathbf{u}_1$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{v}_{Cbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}R_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_0R_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ v_{Cbat} \\ i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s \quad (4.45)$$

E assim:

$$\mathbf{y}_{11} = \mathbf{C}_{11}\mathbf{x}_1$$

$$\begin{bmatrix} v_{bat} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ v_{Cbat} \\ i_{Ls} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$\mathbf{y}_{11} = \mathbf{y}_{12} = \mathbf{y}_{13} = \begin{bmatrix} v_{Cbat} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

4.1.1.2 Modo 1-Representação do Modelo Utilizando-se a Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados

Após se obter as equações dos circuitos elétricos equivalentes do conversor *VR-BESS*, na forma de equações de espaço de estado, pode-se representar o modelo utilizando-se a técnica do valor médio em espaço de estados (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007b).

Para se valer desta técnica, empregar-se-á a equação

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{D}_1\dot{\mathbf{x}}_{11} + (D_2 - D_1)\dot{\mathbf{x}}_{12} + (1 - D_2)\dot{\mathbf{x}}_{13} \quad (4.48)$$

E,

$$\mathbf{y}_1 = D_1\mathbf{y}_{11} + (D_2 - D_1)\mathbf{y}_{12} + (1 - D_2)\mathbf{y}_{13} \quad (4.49)$$

Ou

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_1 \quad (4.50)$$

E,

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{C}_1\mathbf{x}_1 \quad (4.51)$$

Onde:

- $\mathbf{A}_1 = D_1 \cdot \mathbf{A}_{11} + (D_2 - D_1) \cdot \mathbf{A}_{12} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{A}_{13}$;

- $\mathbf{B}_1 = D_1 \cdot \mathbf{B}_{11} + (D_2 - D_1) \cdot \mathbf{B}_{12} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{B}_{13}$;
- $\mathbf{C}_1 = D_1 \cdot \mathbf{C}_{11} + (D_2 - D_1) \cdot \mathbf{C}_{12} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{C}_{13}$.

Lembrando-se que D é nas equações acima o *duty cycle* ou razão cíclica.

Efetuando-se estas operações, obtém-se:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & \frac{(D_2 - D_1)}{L_{bat}} \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}R_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{(1 - D_1)}{L_s} \\ -\frac{(D_2 - D_1)}{C_0} & 0 & \frac{(1 - D_1)}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

As equações na forma matricial, 4.50 e 4.51 são portanto, o resultado do emprego da técnica do valor médio em espaço de estados para o modo 1 de operação do conversor *VR-BESS*.

Ressalta-se que, o emprego dessa técnica permite-se agrupar todas as equações de representação em espaço de estados, em uma única equação capaz de descrever o comportamento de todas as etapas de funcionamento do conversor *VR-BESS*.

4.1.2 Modo 2 de Operação

Também para o modo 2 de operação, partindo-se das equações obtidas a partir do equacionamento pelas leis de *Kirchhoff* das correntes e das tensões, pretende-se obter agora, a representação do modelo em espaço de estados.

4.1.2.1 Modo 2-Representação do Modelo em Espaço de Estados

A representação do modelo em espaço de estados é feita, colocando-se o termo que expressa a derivada no primeiro membro e todo restante da equação no segundo membro.

Para a etapa 1 de funcionamento do conversor faz-se assim:

$$\dot{i}_{Lbat} = \frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.55)$$

$$\dot{i}_{Ls} = + \frac{v_s}{L_s} \quad (4.56)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{-\frac{v_{C0}}{R_0}}{C_0} \quad (4.57)$$

Definindo-se $x_1 = i_{Lbat}$, $x_2 = i_{Ls}$ e $x_3 = v_{C0}$ obtém-se:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = \frac{v_{Cbat}}{L_{bat}}$$

mas $u_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L_{bat}} \cdot u_2$$

$$\dot{x}_2 = \dot{i}_{Ls} = \frac{V_s}{L_s}$$

mas $u = V_s$, então

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{L_s} \cdot u_2$$

$$\dot{x}_3 = \dot{v}_{C0} = \frac{-\frac{v_{C0}}{R_0}}{C_0}$$

mas $x_3 = v_{C0}$, então

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{R_0 C_0} \cdot x_3$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{21} e \mathbf{B}_{21} :

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

$$\mathbf{B}_{21} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

Para a etapa 2 de funcionamento do conversor faz-se assim:

$$\dot{i}_{Lbat} = \frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.60)$$

$$\dot{i}_{Ls} = \frac{-v_{C0} + V_s}{L_s} \quad (4.61)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{i_{Ls} - \frac{v_{C0}}{R_0}}{C_0} \quad (4.62)$$

Definindo-se $x_1 = i_{Lbat}$, $x_2 = i_{Ls}$ e $x_3 = v_{C0}$, obtém-se:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = \frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.63)$$

mas $u_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = \frac{1}{L_{bat}} \cdot u_2 \quad (4.64)$$

$$\dot{x}_2 = \dot{i}_{Ls} = \frac{-v_{C0} + V_s}{L_s} \quad (4.65)$$

mas $x_3 = v_{C0}$ e $u_2 = V_s$, então

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{L_s} \cdot x_3 + \frac{1}{L_s} \cdot u_2 \quad (4.66)$$

$$\dot{x}_3 = \dot{v}_{C0} = \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \quad (4.67)$$

mas $x_2 = i_{Ls}$ e $x_3 = v_{C0}$, então

$$\dot{x}_3 = \dot{v}_{C0} = \frac{1}{C_0} \cdot x_2 - \frac{1}{R_0 C_0} \cdot x_3 \quad (4.68)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{22} e \mathbf{B}_{22} :

$$\mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

$$\mathbf{B}_{22} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

Para a etapa 3 de funcionamento do conversor faz-se assim:

$$i_{Lbat} = \frac{-v_0 + v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.71)$$

$$i_{Ls} = \frac{-v_{C0} + V_s}{L_s} \quad (4.72)$$

$$\dot{v}_{C0} = \left[\left(\frac{i_{Lbat} + i_{Ls}}{C_0} \right) - \frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \right] \quad (4.73)$$

Definindo-se $x_1 = i_{Lbat}$, $x_2 = i_{Ls}$ e $x_3 = v_{C0}$, obtém-se:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = \frac{-v_0 + L_{bat}}{L_{bat}} \quad (4.74)$$

mas $x_3 = v_{C0}$ e $u_2 = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{x}_1 = \dot{i}_{Lbat} = -\frac{1}{L_{bat}} \cdot x_3 + \frac{1}{L_{bat}} \cdot u_2 \quad (4.75)$$

$$\dot{x}_2 = \dot{i}_{Ls} = \frac{-v_{C0} + V_s}{L_s} \quad (4.76)$$

mas $x_3 = v_{C0}$ e $u_2 = V_s$, então

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{L_s} \cdot x_3 + \frac{1}{L_s} \cdot u_2 \quad (4.77)$$

$$\dot{x}_3 = \dot{v}_{C0} = \left[\left(\frac{i_{Lbat} + i_{Ls}}{C_0} \right) - \frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \right] \quad (4.78)$$

mas $x_1 = i_{Lbat}$, $x_2 = i_{Ls}$ e $x_3 = v_{C0}$, então

$$\dot{x}_3 = \dot{v}_{C0} = \frac{1}{C_0} \cdot x_1 + \frac{1}{C_0} \cdot x_2 - \frac{1}{R_0 C_0} \cdot x_3 \quad (4.79)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{23} e \mathbf{B}_{23} :

$$\mathbf{A}_{23} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_{bat}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

$$\mathbf{B}_{23} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

Para as três etapas de funcionamento do modo 2 de operação as equações que representam o modelo em espaço de estados são:

$$\dot{\mathbf{x}}_{21} = \mathbf{A}_{21}\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_{21}\mathbf{u}_1 \quad (4.82)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{22} = \mathbf{A}_{22}\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_{22}\mathbf{u}_2 \quad (4.83)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{23} = \mathbf{A}_{23}\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_{23}\mathbf{u}_2 \quad (4.84)$$

E

$$\mathbf{y}_{21} = \mathbf{C}_{21}\mathbf{x}_2 \quad (4.85)$$

$$\mathbf{y}_{22} = \mathbf{C}_{22}\mathbf{x}_2 \quad (4.86)$$

$$\mathbf{y}_{23} = \mathbf{C}_{23}\mathbf{x}_2 \quad (4.87)$$

Note-se que nas equações 4.85, 4.86 e 4.87 não aparece a matriz \mathbf{D} , que é a matriz de transmissão direta, pois para o conversor *VR-BESS*, que é o conversor deste estudo, não há uma relação direta entre a entrada e a saída, ou seja, alterações na entrada não afetam diretamente a saída. Por isso a matriz \mathbf{D} é zero e não aparece nas referidas equações. Onde:

$\dot{\mathbf{x}}$: vetor da derivada das variáveis de estado de tamanho $n=4$

\mathbf{A} : matriz de estados, tamanho $n \times n = 4 \times 4$

\mathbf{B} : matriz de entrada, tamanho $n \times m = 3 \times 2$

x_1 : vetor de estados do modo 1 de operação do conversor

u_1 : vetor de entrada do modo 1 de operação do conversor

y : as saídas desejadas de tamanho $p = 1$

\mathbf{C} : matriz de saída tamanho $p \times n = 1 \times 4$

Os índices $_{21,22}$ e $_{23}$ das bases representam o modo de operação e a etapa de funcionamento do conversor, respectivamente.

Lembrando-se que no modo 2 de operação há duas entradas, uma, que é a regulação da tensão de entrada, $u_1 = V_s$ e outra, que é a regulação da tensão na bateria $u_2 = V_{bat}$, para suprir a carga, e uma saída, que é a tensão na carga $V_0 = v_{C0}$. Por essa razão, a matriz y traz somente este elemento. Assim:

$$y_{21} = y_{22} = y_{23} = \begin{bmatrix} v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.88)$$

Considerando-se que os elementos que constituem a matriz coluna do vetor de estados x_1 , sejam, i_{Lbat} , v_{Cbat} , i_{Ls} e v_{C0} , exatamente nessa ordem, determina-se a matriz de saída $\mathbf{C}_{21} = \mathbf{C}_{22} = \mathbf{C}_{23}$:

$$\mathbf{C}_{21} = \mathbf{C}_{22} = \mathbf{C}_{23} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

Lembrando-se que,

$$\dot{\mathbf{x}}_{21} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.90)$$

E que,

$$\mathbf{x}_2 = \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.91)$$

E

$$\mathbf{u}_2 = \begin{bmatrix} v_{bat} \\ v_{Ls} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.92)$$

Realizar-se-á os cálculos das matrizes de representação do modelo em espaço de estados, assim:

$$\dot{\mathbf{x}}_{21} = \mathbf{A}_{21}\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_{21}\mathbf{u}_2$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{i}_{Ls} \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_0R_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.93)$$

E assim:

$$\mathbf{y}_{21} = \mathbf{C}_{21}\mathbf{x}_2$$

$$\begin{bmatrix} v_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.94)$$

4.1.2.2 Representação do Modelo Utilizando-se a Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados-Modo 2 de Operação do Conversor VR-BESS

Após se obter as equações na forma de equações de estado, pode-se representar o modelo utilizando-se a técnica do valor médio em espaço de estados (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007b).

Para se valer desta técnica, empregar-se-á a equação

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = D_1\dot{\mathbf{x}}_{11} + (D_2 - D_1)\dot{\mathbf{x}}_{12} + (1 - D_2)\dot{\mathbf{x}}_{13} \quad (4.95)$$

E,

$$\mathbf{y}_2 = D_1\mathbf{y}_{11} + (D_2 - D_1)\mathbf{y}_{12} + (1 - D_2)\mathbf{y}_{13} \quad (4.96)$$

Ou

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_1 \quad (4.97)$$

E,

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{C}_1\mathbf{x}_1 \quad (4.98)$$

Onde:

- $\mathbf{A}_1 = D_1 \cdot \mathbf{A}_{11} + (D_2 - D_1) \cdot \mathbf{A}_{12} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{A}_{13}$;
- $\mathbf{B}_1 = D_1 \cdot \mathbf{B}_{11} + (D_2 - D_1) \cdot \mathbf{B}_{12} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{B}_{13}$;
- $\mathbf{C}_1 = D_1 \cdot \mathbf{C}_{11} + (D_2 - D_1) \cdot \mathbf{C}_{12} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{C}_{13}$.

Lembrando-se que D é nas equações acima o *duty cycle* ou razão cíclica.

Efetuando-se corretamente estas operações, obtém-se:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-D_2)}{L_{bat}} \\ 0 & 0 & -\frac{(1-D_1)}{L_s} \\ \frac{(1-D_2)}{C_0} & \frac{(1-D_1)}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.99)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.100)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.101)$$

Analisando-se a matriz representada pela 4.99, identifica-se que a linha 1 e a linha 2 são linearmente dependentes, isso significa que uma é combinação linear da outra, ou seja, somente duas das três variáveis de estado são suficientes para descrever o comportamento do sistema, isso mostra que o conversor *VR-BESS*, no modo 2 de operação, se comporta como dois conversores *boost* independentes.

Nesse modo, os conversores *boost* atuam em paralelo, em ambas as etapas os conversores têm C_0 e R_0 em comum como saída.

Por esta razão, torna-se necessário um novo equacionamento para o modo 2 de operação.

4.1.3 Novo Equacionamento-Modo 2 de Operação do Conversor *VR-BESS*

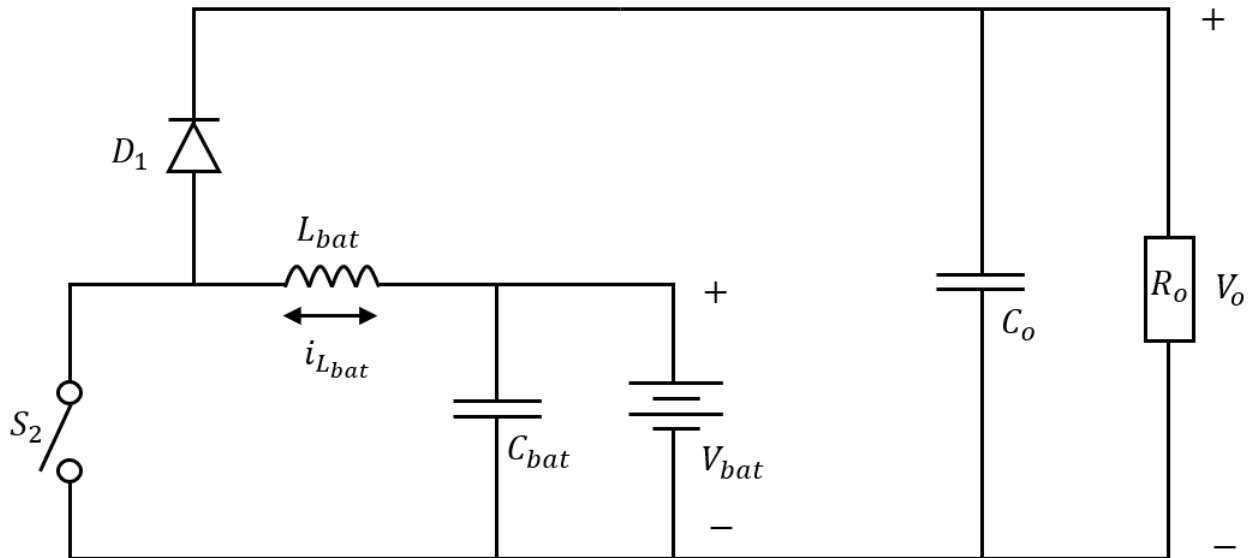
O circuito equivalente do conversor 1 a ser utilizado para o novo equacionamento do modo 2 de operação é apresentado pela Figura 4.1.

O circuito equivalente do conversor 2 a ser utilizado para o novo equacionamento do modo 2 de operação é apresentado pela Figura 4.2.

Analisar-se-á o conversor 1, considerando-se a primeira etapa de funcionamento como a que a chave S_2 está fechada. Pode-se ver esta etapa de operação pela Figura 4.3.

Valendo-se das leis de *Kirchhoff* das correntes e das tensões para se realizar este equacionamento, apresenta-se as seguintes equações como resultados:

Figura 4.1 – Circuito Equivalente do Conversor 1 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor VR-BESS. Segunda Etapa de Funcionamento do Conversor 1.



Fonte: Da autora 2022

$$L_{bat} \dot{i}_{Lbat} = v_{Cbat} \quad (4.102)$$

$$C_0 \dot{v}_{C0} = -\frac{v_{C0}}{R_0} \quad (4.103)$$

Para a segunda etapa de funcionamento do conversor 1, considera-se que a chave S_2 está aberta. Pode-se ver esta etapa de operação pela Figura 4.1.

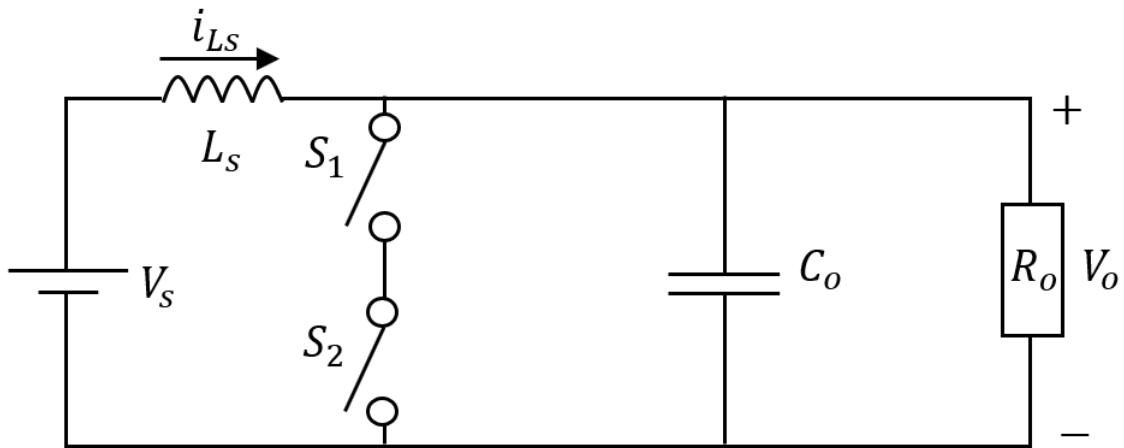
Valendo-se das leis de *Kirchhoff* das correntes e das tensões para realizar este equacionamento, apresenta-se as seguintes equações como resultados:

$$L_{bat} \dot{i}_{Lbat} = -v_{C0} + v_{bat} \quad (4.104)$$

$$C_0 \dot{v}_{C0} = i_{Lbat} - \frac{v_{C0}}{R_0} \quad (4.105)$$

Similarmente, analisar-se-á o conversor 2, considerando-se a primeira etapa de funcionamento como a que as chaves S_1 e S_2 estão fechadas. Pode-se ver esta etapa de operação pela Figura 4.4.

Figura 4.2 – Circuito Equivalente do Conversor 2 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor VR-BESS. Segunda etapa de funcionamento do conversor 2.



Fonte: Da autora 2022

Valendo-se das leis de *Kirchhoff* das correntes e das tensões para realizar este equacionamento, apresenta-se as seguintes equações como resultados:

$$L_s \dot{i}_{L_s} = V_s \quad (4.106)$$

$$C_o \dot{v}_{C_o} = -\frac{v_{C_o}}{R_o} \quad (4.107)$$

Para a segunda etapa de funcionamento do conversor 2, considera-se que as chaves S_1 e S_2 estão abertas. Pode-se ver esta etapa de operação pela Figura 4.2.

Valendo-se das leis de *Kirchhoff* das correntes e das tensões para realizar este equacionamento, apresenta-se as seguintes equações como resultados:

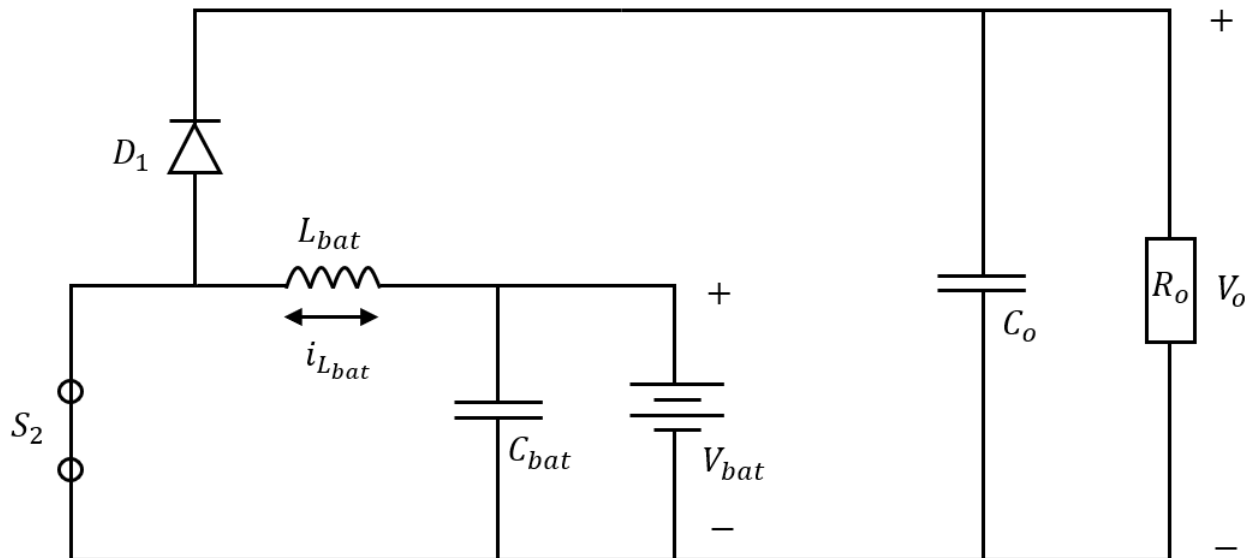
$$L_s \dot{i}_{L_s} = -v_{C_o} + v_s \quad (4.108)$$

$$C_o \dot{v}_{C_o} = i_{L_s} - \frac{v_{C_o}}{R_o} \quad (4.109)$$

4.1.3.1 Novo Equacionamento Modo 2 de Operação do Conversor VR-BESS-Representação do Modelo em Espaço de Estados

Partindo-se dos resultados do equacionamento apresentado, pretende-se agora, obter a representação do modelo em espaço de estados.

Figura 4.3 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Funcionamento do Conversor 1 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor VR-BESS.



Fonte: Da autora 2021

- **Conversor 1**

Para o conversor 1 a entrada u é $v_{bat} = v_{Cbat}$, a saída é $V_0 = v_{C0}$ e os estados são $x_{bat} = \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix}$.

Colocando-se o termo que expressa a derivada no primeiro membro e todo restante da equação no segundo membro, para o conversor 1, obtém-se as seguintes equações para a primeira etapa de funcionamento:

$$\dot{i}_{Lbat} = \frac{1}{L_{bat}} \cdot u_{bat} \quad (4.110)$$

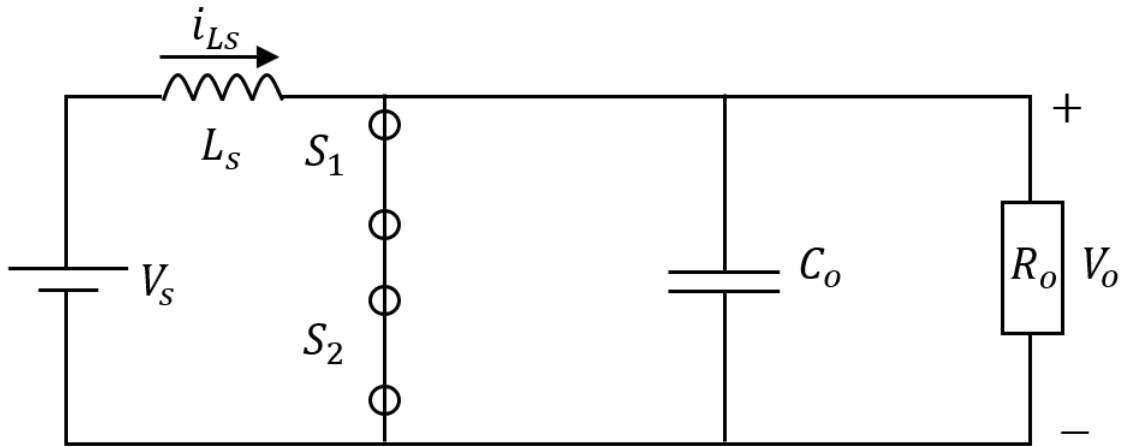
mas $u_{bat} = v_{Cbat}$, então:

$$\dot{i}_{Lbat} = \frac{v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.111)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{-\frac{v_0}{R_0}}{C_0} \quad (4.112)$$

mas $v_0 = v_{C0}$, então:

Figura 4.4 – Circuito Equivalente do Conversor 2 do Novo Equacionamento do Modo 2 de operação do Conversor VR-BESS.



Fonte: Da autora 2021

$$\dot{v}_{C0} = -\frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \quad (4.113)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{1bat} e \mathbf{B}_{1bat} :

$$\mathbf{A}_{1bat} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.114)$$

$$\mathbf{B}_{1bat} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.115)$$

Analogamente, para a segunda etapa de funcionamento do conversor 1, obtém-se as seguintes equações em espaço de estados:

$$\dot{i}_{Lbat} = \frac{-v_0}{L_{bat}} + \frac{u_{bat}}{L_{bat}} \quad (4.116)$$

mas $u_{bat} = v_{Cbat}$ e $v_0 = v_{C0}$, então:

$$\dot{i}_{Lbat} = \frac{-v_{C0} + v_{Cbat}}{L_{bat}} \quad (4.117)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{\left(i_{Lbat} - \frac{v_0}{R_0}\right)}{C_0} \quad (4.118)$$

mas $v_0 = v_{C0}$, então:

$$\dot{v}_{C0} = \frac{i_{Lbat}}{C_0} - \frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \quad (4.119)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{2bat} e \mathbf{B}_{2bat} :

$$\mathbf{A}_{2bat} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.120)$$

$$\mathbf{B}_{2bat} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.121)$$

As equações que representam o modelo em espaço de estados para o conversor 1, nas etapas 1 e 2 de funcionamento são respectivamente:

$$\dot{\mathbf{x}}_{1bat} = \mathbf{A}_{1bat}\mathbf{x}_{1bat} + \mathbf{B}_{1bat}\mathbf{u}_{1bat} \quad (4.122)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{2bat} = \mathbf{A}_{2bat}\mathbf{x}_{2bat} + \mathbf{B}_{2bat}\mathbf{u}_{2bat} \quad (4.123)$$

E

$$\mathbf{y}_{1bat} = \mathbf{y}_{2bat} = \mathbf{C}_{1bat}\mathbf{x}_{1bat} \quad (4.124)$$

Assim como já se mencionou anteriormente, a matriz \mathbf{D} , que que é a matriz de transmissão direta, também não aparece na equação 4.124, pela mesma razão já citada anteriormente, pois para o conversor *VR-BESS*, que é o conversor deste estudo, não há uma relação direta entre a entrada e a saída, ou seja, alterações na entrada não afetam diretamente a saída. Por isso a matriz \mathbf{D} é zero e não aparece nas referidas equações.

Relembra-se que a entrada, u , do conversor 1 é $u_{1bat} = u_{2bat} = v_{bat}$, para suprir a carga e a saída, é a tensão na carga $v_0 = v_{C0}$. Por essa razão, a matriz y traz somente este elemento.

Assim:

$$\mathbf{y}_{1bat} = \mathbf{y}_{2bat} = \begin{bmatrix} v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.125)$$

Considerando-se que os elementos que constituem a matriz coluna do vetor de estados x_1 , sejam, i_{Lbat} e v_{C0} , exatamente nessa ordem, determina-se a matriz de saída $\mathbf{C}_{1bat} = \mathbf{C}_{2bat}$:

$$\mathbf{C}_{1bat} = \mathbf{C}_{2bat} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.126)$$

Lembrando-se que,

$$\dot{\mathbf{x}}_{1bat} = \dot{\mathbf{x}}_{2bat} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.127)$$

E que,

$$\mathbf{x}_{1bat} = \mathbf{x}_{2bat} = \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.128)$$

E

$$\mathbf{x}_{1bat} = \mathbf{x}_{2bat} = \begin{bmatrix} v_{bat} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.129)$$

Realizar-se-á os cálculos das matrizes de representação do modelo em espaço de estados, assim:

$$\dot{\mathbf{x}}_{1bat} = \mathbf{A}_{1bat}\mathbf{x}_{1bat} + \mathbf{B}_{1bat}\mathbf{u}_{1bat}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_0R_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}_{1bat} \quad (4.130)$$

E assim:

$$\mathbf{y}_{1bat} = \mathbf{C}_{1bat} \mathbf{x}_{1bat}$$

$$\begin{bmatrix} v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lbat} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.131)$$

• **Conversor 2**

Para o conversor 2 a entrada u , é V_s , a saída é $v_0 = v_{C0}$ e os estados são $X_{bat} = \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix}$.

Colocando-se o termo que expressa a derivada no primeiro membro e todo restante da equação no segundo membro, para o conversor 2, obtém-se as seguintes equações para a primeira etapa de funcionamento:

$$\dot{i}_{Ls} = \frac{1}{L_s} \cdot u_s \quad (4.132)$$

mas $u_s = v_s$, então:

$$\dot{i}_{Ls} = \frac{v_s}{L_s} \quad (4.133)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{-\frac{v_0}{R_0}}{C_0} \quad (4.134)$$

mas $v_0 = v_{C0}$, então:

$$\dot{v}_{C0} = -\frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \quad (4.135)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{1s} e \mathbf{B}_{1s} :

$$\mathbf{A}_{1s} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.136)$$

$$\mathbf{B}_{1s} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.137)$$

Analogamente, para a segunda etapa de funcionamento do conversor 2, obtém-se as seguintes equações em espaço de estados:

$$\dot{i}_{Ls} = \frac{-v_0}{L_s} + \frac{u_s}{L_s} \quad (4.138)$$

mas $u_s = v_s$ e $v_0 = v_{C0}$, então:

$$\dot{i}_{Ls} = \frac{-v_{C0} + v_s}{L_s} \quad (4.139)$$

$$\dot{v}_{C0} = \frac{\left(i_{Ls} - \frac{v_0}{R_0}\right)}{C_0} \quad (4.140)$$

mas $v_0 = v_{C0}$, então:

$$\dot{v}_{C0} = \frac{i_{Ls}}{C_0} - \frac{v_{C0}}{R_0 C_0} \quad (4.141)$$

Estes resultados constituem os elementos das matrizes \mathbf{A}_{2s} e \mathbf{B}_{2s} :

$$\mathbf{A}_{2s} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \quad (4.142)$$

$$\mathbf{B}_{2s} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.143)$$

As equações que representam o modelo em espaço de estados para o conversor 1, nas etapas 1 e 2 de funcionamento são respectivamente:

$$\dot{\mathbf{x}}_{1s} = \mathbf{A}_{1s}\mathbf{x}_{1s} + \mathbf{B}_{1s}\mathbf{u}_{1s} \quad (4.144)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{2s} = \mathbf{A}_{2s}\mathbf{x}_{2s} + \mathbf{B}_{2s}\mathbf{u}_{2s} \quad (4.145)$$

E

$$\mathbf{y}_{1s} = \mathbf{y}_{2s} = \mathbf{C}_{1s}\mathbf{x}_{1s} \quad (4.146)$$

Assim como já se mencionou anteriormente, a matriz \mathbf{D} , que que é a matriz de transmissão direta, também não aparece nas equações pela mesma razão, pois para o conversor *VR-BESS*, que é o conversor deste estudo, não há uma relação direta entre a entrada e a saída, ou seja, alterações na entrada não afetam diretamente a saída. Por isso a matriz \mathbf{D} é zero e não aparece nas referidas equações.

Salienta-se que a entrada, u , do conversor 1 é $u_{1s} = u_{2s} = v_s$, para suprir a carga e a saída, é a tensão na carga $v_0 = v_{CO}$. Por essa razão, a matriz \mathbf{y} traz somente este elemento. Assim:

$$\mathbf{y}_{1s} = \mathbf{y}_{2s} = \begin{bmatrix} v_{CO} \end{bmatrix} \quad (4.147)$$

Considerando-se que os elementos que constituem a matriz coluna do vetor de estados x_1 , sejam, i_{Lbat} e v_{CO} , exatamente nessa ordem, determina-se a matriz de saída $\mathbf{C}_{1s} = \mathbf{C}_{2s}$:

$$\mathbf{C}_{1s} = \mathbf{C}_{2s} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.148)$$

Lembrando-se que,

$$\dot{\mathbf{x}}_{1s} = \dot{\mathbf{x}}_{2s} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{Lbat} \\ \dot{v}_{CO} \end{bmatrix} \quad (4.149)$$

E que,

$$\mathbf{x}_{1s} = \mathbf{x}_{2s} = \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (4.150)$$

E

$$\mathbf{u}_{1s} = \mathbf{u}_{2s} = \begin{bmatrix} v_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.151)$$

Realizar-se-á os cálculos das matrizes de representação do modelo em espaço de estados, assim:

$$\dot{\mathbf{x}}_{1s} = \mathbf{A}_{1s}\mathbf{x}_{1s} + \mathbf{B}_{1s}\mathbf{u}_{1s}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ls} \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_{1s} \quad (4.152)$$

E assim:

$$\mathbf{y}_{1s} = \mathbf{C}_{1s} \mathbf{x}_{1s}$$

$$\begin{bmatrix} v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.153)$$

Após se obter as equações na forma de equações de estado, pode-se representar o modelo utilizando-se a técnica do valor médio em espaço de estados (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007b).

4.1.3.2 Novo Equacionamento do Modo 2 - Representação do Modelo Utilizando-se a Técnica do Valor Médio em Espaço de Estados

No modo 2, abre-se a chave S_1 em t_1 e a chave S_2 em t_2 . Como a chave S_2 é responsável pela mudança de etapa 1 para a etapa 2 do conversor 1, o cálculo da média das equações considera a razão cíclica $D_2 = \frac{t_2}{T_s}$. Assim:

$$\dot{\mathbf{x}}_{bat} = D_2 \cdot \dot{\mathbf{x}}_{1bat} + (1 - D_2) \cdot \dot{\mathbf{x}}_{2bat} \quad (4.154)$$

Então:

$$\dot{\mathbf{x}}_{bat} = D_2 [(\mathbf{A}_{1bat} \mathbf{x}_{bat}) + (\mathbf{B}_{1bat} \mathbf{u}_{bat})] + (1 - D_2) [(A_{2bat} x_{bat} + B_{2bat} u_{bat})] \quad (4.155)$$

E

$$\mathbf{y}_{bat} = \mathbf{y}_{2bat} = D_2 (\mathbf{C}_{1bat} \mathbf{x}_{bat}) + (1 - D_2) \mathbf{C}_{2bat} \mathbf{x}_{bat} \quad (4.156)$$

Ou

$$\dot{\mathbf{x}}_{bat} = \mathbf{A}_{bat}\mathbf{x}_{bat} + \mathbf{B}_{bat}\mathbf{u}_{bat} \quad (4.157)$$

E

$$\mathbf{y}_{bat} = \mathbf{C}_{bat}\mathbf{x}_{bat} \quad (4.158)$$

Onde:

- $\mathbf{A}_{bat} = D_2 \cdot \mathbf{A}_{1bat} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{A}_{2bat}$;
- $\mathbf{B}_{bat} = D_1 \cdot \mathbf{B}_{1bat} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{B}_{2bat}$;
- $\mathbf{C}_{bat} = D_1 \cdot \mathbf{C}_{1bat} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{C}_{2bat}$.

Lembrando-se que D é nas equações acima o *duty cycle* ou razão cíclica.

Efetuando-se corretamente estas operações, obtém-se:

$$\mathbf{A}_{bat} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-D_2)}{L_{bat}} \\ \frac{(1-D_2)}{C_0} & -\frac{1}{R_0C_0} \end{bmatrix} \quad (4.159)$$

$$\mathbf{B}_{bat} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.160)$$

$$\mathbf{C}_{bat} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.161)$$

Para o conversor 2, as equações para se utilizar a técnica do modelo médio em espaço de estados são:

$$\dot{\mathbf{x}}_s = D_1\dot{\mathbf{x}}_{1s} + (1 - D_1)\dot{\mathbf{x}}_{2s} \quad (4.162)$$

E,

$$\mathbf{y}_s = D_2\mathbf{y}_{1s} + (1 - D_2)\mathbf{y}_{2s} \quad (4.163)$$

Ou

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s \mathbf{u}_s \quad (4.164)$$

E,

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s \quad (4.165)$$

Onde:

- $\mathbf{A}_s = D_2 \cdot \mathbf{A}_{1s} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{A}_{2s}$;
- $\mathbf{B}_s = D_1 \cdot \mathbf{B}_{1s} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{B}_{2s}$;
- $\mathbf{C}_s = D_1 \cdot \mathbf{C}_{1s} + (1 - D_2) \cdot \mathbf{C}_{2s}$.

Lembrando-se que D é nas equações acima o *duty cycle* ou razão cíclica.

Efetuando-se estas operações, obtém-se:

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-D_2)}{L_s} \\ \frac{(1-D_2)}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad (4.166)$$

$$\mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.167)$$

$$\mathbf{C}_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.168)$$

Com as equações obtidas a partir da modelagem empregando-se a técnica do valor médio em espaço de estados, realizar-se-á a análise CC e na análise CA, pois sabe-se que o sistema real está sujeito às perturbações e pretende-se com a modelagem, entender como o sistema se comporta quando essas perturbações ocorrem, projetar controladores para que o sistema seja capaz de atenuar o efeito dessas perturbações e obter uma equação que se tenha a razão cíclica D como variável para então se aplicar as técnicas de controle.

4.2 Análise CC ou Análise em Regime Permanente

A partir da equação resultado do emprego da técnica do valor médio em espaço de estados, realizar-se-á a análise CC.

Esta análise, acerca do conversor *VR-BESS*, permite que se associe o comportamento dele como *buck* ou *boost* e se obtenha uma função em relação à razão cíclica ou *duty cycle*, D .

De acordo com Lima et al. (2019) esta análise é importante de se fazer após se obter o modelo médio em espaço de estados para se verificar como é o comportamento do sistema em regime permanente. Por ela estabelece-se a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, validando-se assim como o conversor funciona. Realizando-se esta análise e o equacionamento verifica-se que no modo 1 o conversor *VR-BESS* trabalha como um conversor tipo *boost* para estabilizar a tensão de saída e como um conversor tipo *buck* para carregar a bateria. O autor define ainda que a análise CC permite estabelecer uma relação entre as entradas do circuito elétrico que é tensão de entrada, V_s e as saídas que são as tensões de saída, V_{bat} e V_0 .

Após o sistema estar operando em regime permanente, todas as variáveis de estado e de saída convergiram para valores constantes aplica-se uma pequena perturbação, uma perturbação de pequenos sinais, que é o princípio da análise CA.

- **Modo 1**

Essencialmente, esta análise consiste em igualar o \dot{x} , da equação $\dot{x}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_1$ a zero e isolar o termo x_1 , lembrando-se que para matrizes, ao se passar a matriz de estados \mathbf{A}_1 para o segundo membro a operação a se fazer é a inversa desta matriz.

Para o modo 1 de operação do conversor *VR – BESS*, a equação que representa a entrada é:

$$\mathbf{X}_1 = -\mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{B}_1 \mathbf{U}_1 \quad (4.169)$$

Similarmente, para a saída, tem-se:

$$\mathbf{Y}_1 = -\mathbf{C}_1 \mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{B}_1 \mathbf{U}_1 \quad (4.170)$$

Matricialmente:

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{v_s(D_2-D_1)}{(1-D_1)R_{bat}} \\ -\frac{v_s(D_2-D_1)}{(1-D_1)} \\ -\frac{v_s[R_0(D_2-D_1)+R_{bat}]}{(1-D_1)^2 R_0 R_{bat}} \\ -\frac{v_s}{(1-D_1)} \end{bmatrix} \quad (4.171)$$

E

$$\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{v_s(D_2-D_1)}{(1-D_1)} \\ -\frac{v_s}{(1-D_1)} \end{bmatrix} \quad (4.172)$$

Adverte-se sobre a nomenclatura aqui utilizada, letras maiúsculas, para se caracterizar o regime permanente, entretanto, os termos de 4.169 e 4.170, continuam sendo:

- **X**: Variáveis de estado em regime permanente;
- **A**: Matriz de estados;
- **B**: Matriz de entrada;
- **C**: Matriz de saída;
- **U**: Vetor de entrada em regime permanente.

Utilizando-se do *software* MATLAB obtém-se, a partir de 4.170, o seguinte resultado:

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1-D_1} \quad (4.173)$$

E

$$\frac{V_{bat}}{V_0} = \Delta D \quad (4.174)$$

Pelo resultado de 4.173 identifica-se que o conversor *VR-BESS* comporta-se como um conversor *boost*, com tensão de entrada V_s , tensão de saída V_0 e operando com ciclo de chaveamento D_1 .

Em contrapartida, pelo resultado de 4.174 identifica-se que o conversor *VR-BESS* comporta-se como um conversor *buck*, com tensão de entrada V_0 , tensão de saída V_{bat} e operando com ciclo de chaveamento ΔD .

• **Modo 2**

Para o modo 2, a análise CC consiste essencialmente em igualar o \dot{x}_{bat} , da equação $\dot{x}_{bat} = \mathbf{A}_{bat}\mathbf{x}_{bat} + \mathbf{B}_{bat}\mathbf{u}_{bat}$ e o x_s da equação $\dot{x}_s = \mathbf{A}_s\mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s\mathbf{u}_s$ a zero e isolar os termos x_{bat} e x_s , lembrando-se que para matrizes, ao se passar a matriz de estados \mathbf{A}_1 para o segundo membro a operação a se fazer é a inversa desta matriz.

Similarmente, para o modo 2 de operação do conversor *VR-BESS*, a equação que representa a entrada é:

$$\mathbf{X}_{bat} = -\mathbf{A}_{bat}^{-1}\mathbf{B}_{bat}\mathbf{U}_{bat} \quad (4.175)$$

E

$$\mathbf{X}_s = -\mathbf{A}_s^{-1}\mathbf{B}_s\mathbf{U}_s \quad (4.176)$$

Matricialmente:

$$\mathbf{X}_{bat} = \begin{bmatrix} -\frac{v_{bat}}{R_0(D_2-1)^2} \\ -\frac{v_{bat}}{(D_2-1)^2} \end{bmatrix} \quad (4.177)$$

E

$$\mathbf{X}_s = \begin{bmatrix} \frac{v_s(1-D_1)-(D_1-1)}{R_0(D_1-1)^2} \\ -\frac{v_s(1-D_1)-(D_1-1)}{(D_1-1)} \end{bmatrix} \quad (4.178)$$

Para a saída, tem-se:

$$\mathbf{Y}_{bat} = \mathbf{C}_{bat} \mathbf{A}_{bat}^{-1} \mathbf{B}_{bat} \mathbf{U}_{bat} \quad (4.179)$$

E

$$\mathbf{Y}_s = -\mathbf{C}_s \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{B}_s \mathbf{U}_s \quad (4.180)$$

Matricialmente:

$$\mathbf{Y}_{bat} = \begin{bmatrix} -\frac{v_{bat}}{(D_2-1)} \end{bmatrix} \quad (4.181)$$

$$\mathbf{Y}_s = \begin{bmatrix} -\frac{v_s}{(D_1-1)} \end{bmatrix} \quad (4.182)$$

Adverte-se sobre a nomenclatura aqui utilizada, letras maiúsculas, para se caracterizar o regime permanente.

Utilizando-se do *software* MATLAB obtém-se, a partir de 4.179 e 4.180 o seguinte resultado:

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1-D_1} \quad (4.183)$$

E

$$\frac{V_{bat}}{V_0} = \frac{1}{1-D_2} \quad (4.184)$$

Pelo resultado de 4.183 e de 4.184 identifica-se que o conversor *VR-BESS* opera com dois conversor *boost* em paralelo, um com tensão de entrada V_s , tensão de saída V_0 e operando com ciclo de chaveamento D_1 e outro com tensão de entrada V_{bat} , tensão de saída V_0 e operando com ciclo de chaveamento D_2 . Este D_1 e D_2 é que mostram que os conversores são *boost* e independentes.

Destaca-se que esta análise, considerando-se dois conversores independentes, é possível, pois no modo 2 de operação, V_s é maior que V_{bat} e D_2 é maior que D_1 .

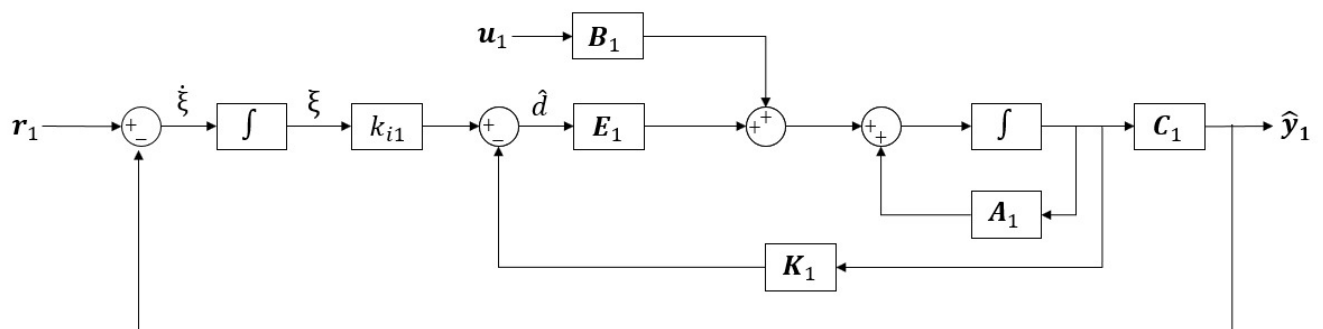
4.3 Análise CA

A partir da equação resultado do emprego da técnica do valor médio em espaço de estados, realizar-se-á a análise CA.

De acordo com Lima et al. (2019) a análise CA consiste em analisar o sistema após se inserir uma pequena perturbação. Pela figura 4.6 fazendo-se a análise CA, o caminho \hat{u}_1 , \hat{B}_1 e matriz de estados, A_1 representa uma entrada que é a tensão V_s e a saída que são duas tensões. Acrescentando-se uma pequena perturbação em todos os elementos do sistema o produto é um sinal \hat{d} , que aqui não se trata de um distúrbio e sim da definição de *duty cycle*, passando-se assim a dois conjuntos de entradas, uma que é a tensão V_s e outra que são os *duty cycle*, as variáveis de controle, as variáveis manipuladas, D_1 e D_2 .

Assim, pelo modelo apresentado neste trabalho, o distúrbio é a tensão de entrada V_s . Pela figura 4.5 verifica-se que \hat{d} é o sinal de controle e é por ele que fazer-se-á a análise de controle realimentado. Deste modo, aplicando-se um distúrbio no sistema, uma variação em u_1 acarretará em uma variação em \hat{y}_1 e conseqüentemente um controle por \hat{d} .

Figura 4.5 – Diagrama de Blocos Equivalentes ao Modelo em Malha Fechada do Modo 1.



Fonte: Da autora (2022)

• Modo 1

Sabe-se que equações dinâmicas formam um conjunto de equações que descrevem univocamente as relações entre as variáveis de entrada, de saída e de estado. Sendo assim, na análise CA essas equações, de forma geral, podem ser descritas por:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X}_1 + \hat{\mathbf{x}} \quad (4.185)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{U}_1 + \hat{\mathbf{u}} \quad (4.186)$$

$$\mathbf{d}_1 = \mathbf{D}_1 + \hat{\mathbf{d}}_1 \quad (4.187)$$

$$\mathbf{d}_2 = \mathbf{D}_2 + \hat{\mathbf{d}}_2 \quad (4.188)$$

Sendo:

- \mathbf{X} , \mathbf{U} , \mathbf{D}_1 e \mathbf{D}_2 , já definidos na análise CC;
- $\hat{\mathbf{x}}$, $\hat{\mathbf{u}}$, $\hat{\mathbf{d}}_1$ e $\hat{\mathbf{d}}_2$: Perturbações de pequenos sinais.

Essencialmente, esta análise consiste em aplicar uma perturbação, $\hat{\mathbf{d}}$, em cada termo da equação, 4.48, que é a equação resultado de se aplicar a técnica do modelo médio em espaço de estados ao projeto deste estudo, lembrando-se que $\dot{x}_{11} = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{11}\mathbf{u}_1$, $\dot{x}_{12} = \mathbf{A}_{12}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{12}\mathbf{u}_1$ e $\dot{x}_{13} = \mathbf{A}_{13}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{13}\mathbf{u}_1$. Assim:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{X}}}_1 + \hat{\mathbf{X}}_1 = & \{ (\mathbf{D}_1 + \hat{\mathbf{d}}_1) \mathbf{A}_{11} + [(\mathbf{D}_2 + \hat{\mathbf{d}}_2) - (\mathbf{D}_1 + \hat{\mathbf{d}}_1)] \mathbf{A}_{12} + [1 - (\mathbf{D}_2 + \hat{\mathbf{d}}_2)] \mathbf{A}_{13} \} \\ & (\mathbf{X}_1 + \hat{\mathbf{x}}_1) + \\ & \{ (\mathbf{D}_1 + \hat{\mathbf{d}}_1) \mathbf{B}_{11} + [(\mathbf{D}_2 + \hat{\mathbf{d}}_2) - (\mathbf{D}_1 + \hat{\mathbf{d}}_1)] \mathbf{B}_{12} + [1 - (\mathbf{D}_2 + \hat{\mathbf{d}}_2)] \mathbf{B}_{13} \} \\ & (\mathbf{U}_1 + \hat{\mathbf{u}}_1) \end{aligned} \quad (4.189)$$

Reescrevendo-se a equação 4.189, eliminando-se os termos CC e termos não lineares de segunda ordem, as equações de estado são expressas por:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_1 = & \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}_1 \hat{\mathbf{u}}_1 + \\ & [(\mathbf{A}_{11} - \mathbf{A}_{12}) \mathbf{X}_1 + (\mathbf{B}_{11} - \mathbf{B}_{12}) \mathbf{U}_1] \hat{\mathbf{d}}_1 + \\ & [(\mathbf{A}_{12} - \mathbf{A}_{13}) \mathbf{X}_1 + (\mathbf{B}_{12} - \mathbf{B}_{13}) \mathbf{U}_1] \hat{\mathbf{d}}_2 \end{aligned} \quad (4.190)$$

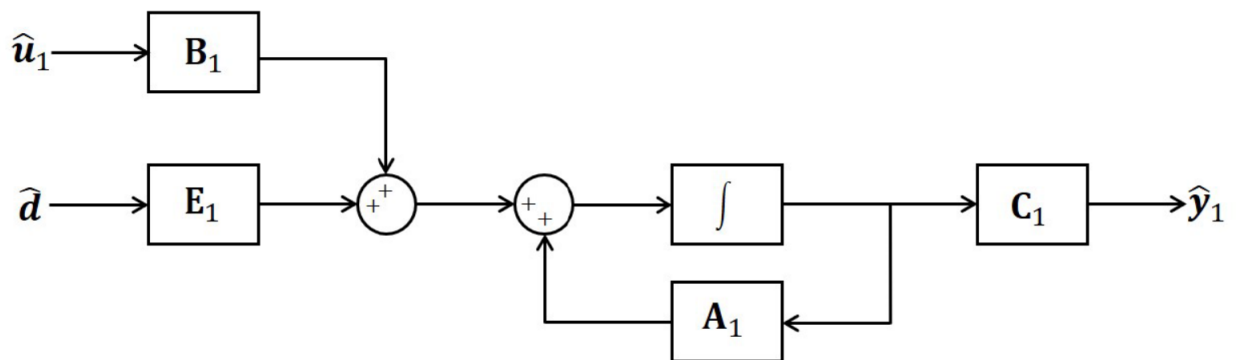
A equação 4.190 dá origem ao projeto de controle.

Similarmente, inserindo-se as perturbações na equação 4.49, obtém-se a equação:

$$\hat{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{C}_1 \hat{\mathbf{x}}_1 \quad (4.191)$$

Sendo que $\hat{\mathbf{y}}_1$ representa a saída quando há uma variação de pequenos sinais nas variáveis de estado.

Figura 4.6 – Diagrama de Blocos do Modelo Matemático no Modo 1 de operação do Conversor VR-BESS.



Fonte: Da autora 2022

Pode-se ver o modelo definido pelas equações 4.190 e 4.191 pela Figura 4.6.

Na Figura 4.6, os blocos \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 e \mathbf{C}_1 representam as matrizes dadas em 4.52, 4.53 e 4.54.

O bloco \mathbf{E}_1 é o resultado da análise CA e pode-se obtê-lo assim:

$$\hat{\mathbf{E}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{11} & \mathbf{E}_{12} \end{bmatrix} \quad (4.192)$$

Sabendo-se que E_{11} e E_{12} são:

$$\hat{\mathbf{E}}_{11} = (\mathbf{A}_{11} - \mathbf{A}_{12})\mathbf{X}_1 + (\mathbf{B}_{11} - \mathbf{B}_{12})\mathbf{U}_1 \quad (4.193)$$

$$\hat{\mathbf{E}}_{12} = (\mathbf{A}_{12} - \mathbf{A}_{13})\mathbf{X}_1 + (\mathbf{B}_{12} - \mathbf{B}_{13})\mathbf{U}_1 \quad (4.194)$$

Matricialmente:

$$\mathbf{E}_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{V_s}{(1-D_1)L_b} \\ 0 \\ \frac{V_s}{(1-D_1)L_s} \\ \left[\frac{(D_2-D_1)(1-D_1)R_0 - (D_2-D_1)^2R_0 - R_{bat}}{(1-D_1)^2R_{bat}R_0C_0} \right] V_s \end{bmatrix} \quad (4.195)$$

$$\mathbf{E}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{(1-D_1)L_b} \\ 0 \\ 0 \\ \left[-\frac{(D_2-D_1)}{(1-D_1)R_{bat}C_0} \right] V_s \end{bmatrix} \quad (4.196)$$

E:

$$\hat{\mathbf{E}}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{V_s}{(1-D_1)L_b} & \frac{V_s}{(1-D_1)L_b} \\ 0 & 0 \\ \frac{V_s}{(1-D_1)L_s} & 0 \\ \left[\frac{(D_2-D_1)(1-D_1)R_0 - (D_2-D_1)^2R_0 - R_{bat}}{(1-D_1)^2R_{bat}R_0C_0} \right] V_s & \left[-\frac{(D_2-D_1)}{(1-D_1)R_{bat}C_0} \right] V_s \end{bmatrix} \quad (4.197)$$

Finalizando-se a análise CA utilizar-se-á a equação 4.190 para se iniciar o projeto de controle.

- **Modo 2**

Essencialmente, esta análise consiste em aplicar uma perturbação, \hat{d} , em cada termo das equações, 4.154 e 4.162, que são as equações resultados de se aplicar a técnica do modelo médio em espaço de estados ao projeto deste estudo, para os conversores 1 e 2, respectivamente, lembrando-se que $\dot{x}_{1bat} = \mathbf{A}_{1bat}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{1bat}\mathbf{u}_1$ e $\dot{x}_{2bat} = \mathbf{A}_{2bat}\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_{2bat}\mathbf{u}_2$ e $\dot{x}_{1s} = \mathbf{A}_{1s}\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_{1s}\mathbf{u}_1$ e $\dot{x}_{2s} = \mathbf{A}_{2s}\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_{2s}\mathbf{u}_2$. Assim:

$$\hat{\mathbf{x}}_{bat} = \mathbf{A}_{bat}\hat{\mathbf{x}}_{bat} + \mathbf{B}_{bat}\hat{\mathbf{u}}_{bat} + [(\mathbf{A}_{bat22} - \mathbf{A}_{bat23})\mathbf{x}_{bat}]\hat{\mathbf{d}}_2 \quad (4.198)$$

E

$$\hat{\mathbf{y}}_{bat} = \mathbf{C}_{bat}\hat{\mathbf{x}}_{bat} \quad (4.199)$$

E

$$\hat{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}_s\hat{\mathbf{x}}_s + \mathbf{B}_s\hat{\mathbf{u}}_s + [(\mathbf{A}_{s1} - \mathbf{A}_{s2})\mathbf{x}_s]\hat{\mathbf{d}}_1 \quad (4.200)$$

E

$$\hat{\mathbf{y}}_s = \mathbf{C}_s\hat{\mathbf{x}}_s \quad (4.201)$$

A Figura 4.7, representa as equações 4.198, 4.199, 4.200 e 4.201 e os blocos \mathbf{A}_{bat} , \mathbf{B}_{bat} e \mathbf{C}_{bat} e \mathbf{A}_s , \mathbf{B}_s e \mathbf{C}_s representam as matrizes dadas em 4.159, 4.160, 4.161 e 4.166, 4.167 e 4.168.

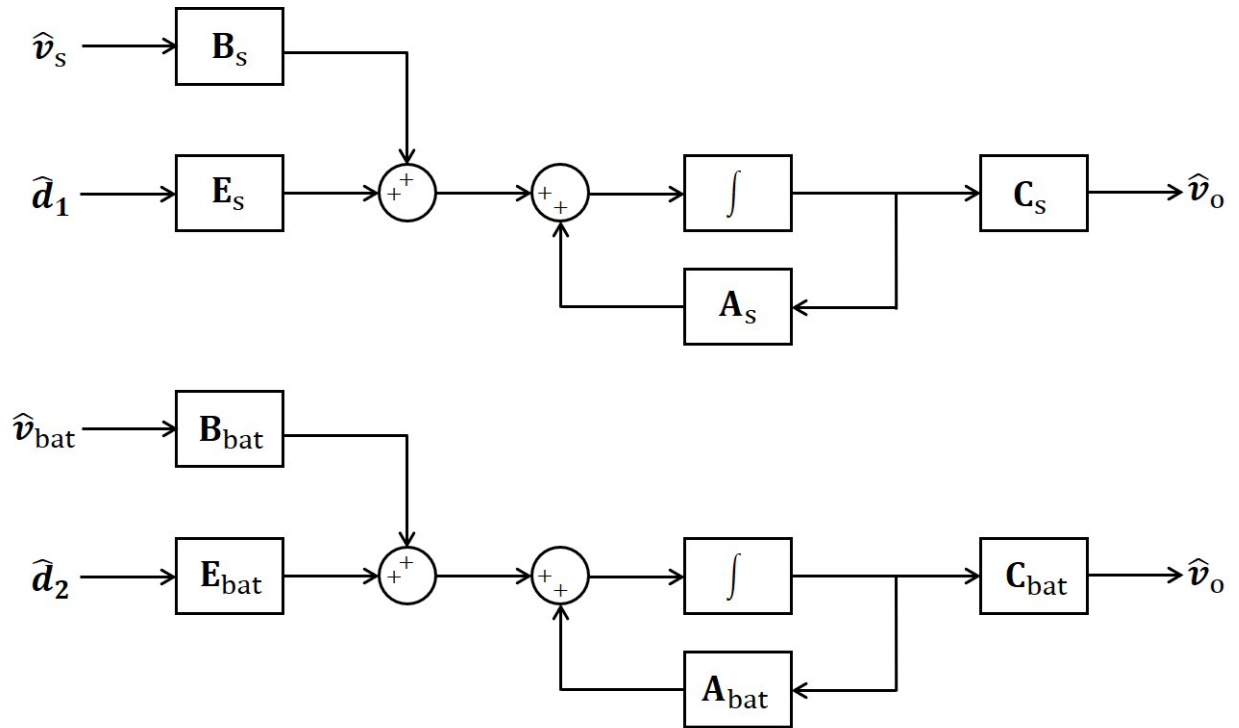
Os blocos \mathbf{E}_{bat} e \mathbf{E}_s , são o resultado da análise CA que são dados por:

$$\mathbf{E}_{bat} = (\mathbf{A}_{1bat} - \mathbf{A}_{2bat})\mathbf{X}_{bat} \quad (4.202)$$

$$\hat{\mathbf{E}}_s = (\mathbf{A}_{1s} - \mathbf{A}_{2s})\mathbf{X}_s \quad (4.203)$$

Matricialmente:

Figura 4.7 – Diagrama de Blocos do Modelo Matemático no Modo 2 de operação do Conversor VR-BESS.



Fonte: Da autora 2022

$$\mathbf{E}_{bat} = \begin{bmatrix} \frac{v_b}{(1-D_2)l_b} \\ \frac{V_b}{(1-D_2)^2 R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad (4.204)$$

$$\mathbf{E}_s = \begin{bmatrix} \frac{v_s}{(1-D_1)l_s} \\ -\frac{V_s}{(1-D_2)^2 R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad (4.205)$$

As equações 4.202 e 4.203 representam o resultado da análise CA para o modo 2 de operação do conversor *VR-BESS* e elas dão início ao projeto de controle deste.

5 CONTROLE DO CONVERSOR VR-BESS - ALOCAÇÃO DE POLOS

5.1 Projeto de controle

Os projetos de controle são fundamentais em inúmeros campos da engenharia e da ciência, tais sistemas são utilizados nas mais variadas áreas da indústria Ogata (2010), bem como veículos espaciais, procedimentos da indústria que envolvem o controle de vazão, temperatura, direção, pressão e estabilização, além de sistemas robóticos (NISE, 2012). A literatura tem discutido amplamente sobre o problema de projeto de controladores por realimentação de estados para sistemas lineares invariantes no tempo (Dorf. R.; BISHOP, 2001).

Tratando-se de alocação de polos, o problema de controle consiste em se determinar um ganho de realimentação de estados de forma a alocar todos os polos do sistema em malha fechada no semiplano esquerdo aberto ou em uma região predeterminada do semiplano esquerdo do plano s (PRADO, 2006).

Para Garcia et al. (2009), essa técnica de controle é bastante comum para problemas físicos e objetiva definir especificações transitórias associadas as respostas subamortecidas. Sabe-se, pela definição que quanto menor o valor do fator de amortecimento, ζ , mais oscilatória é a resposta do sistema:

$$\zeta = \frac{\text{frequência de decaimento exponencial}(\text{rad/ segundo})}{\text{frequência natural}(\text{rad/ segundo})} = \frac{\sigma}{\omega_n} \quad (5.1)$$

A frequência natural, ω_n é a frequência de oscilação do sistema sem amortecimento e o fator de amortecimento, ζ , considera a razão entre a frequência de decaimento exponencial da envoltória e a frequência natural.

Essa técnica de controle permite que se especifique determinadas características para a resposta transitória em malha fechada a uma entrada em degrau, tais como o tempo de pico t_p , tempo de atraso t_d , tempo de estabilização t_s , tempo de subida t_r e máximo de sobressinal M_p (HART, 2001).

NISE (2012) define M_p , máximo de sobressinal ou %UP, ultrapassagem percentual como sendo no valor que a forma de onda ultrapassa o valor do regime permanente, no instante de pico, expresso em % do valor permanente. Bem como, tempo de acomodação ou estabilização, t_s , como sendo o tempo necessário para que as oscilações transitórias permaneçam dentro de uma faixa de 2% em torno do valor final do regime permanente.

$$M_p = e^{-\left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)\pi} \times 100 \quad (5.2)$$

Considerando-se o critério de 2% para o tempo de estabilização ou tempo de assentamento, t_s , tem-se:

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (5.3)$$

NISE (2012) define também o tempo de subida, t_r , como sendo o tempo necessário para que a forma de onda vá de 0,1 do valor final até 0,9 do valor final. Bem como o instante de pico ou tempo de pico, t_p como sendo o tempo necessário para alcançar o primeiro pico, ou pico máximo.

$$t_r = \frac{1,76\zeta^3 - 0,417\zeta^2 + 1,039\zeta + 1}{\omega_n} \quad (5.4)$$

$$t_p = \frac{\pi}{\omega \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (5.5)$$

Visando-se evitar expressivas oscilações na tensão de saída do sistema e assegurar a segurança dos dispositivos conectados a ela, deseja-se que a resposta seja rápida e amortecida. Para tanto, escolheu-se, arbitrariamente, valores de índices para os polos, considerando-se a necessidade de equilíbrio entre a estabilidade relativa do sistema e a velocidade de sua resposta transitória, dado que essas grandezas são inversamente proporcionais, isto é, quanto menor o máximo de sobressinal, M_p , mais lento torna-se o sistema e vice-versa (HEYMANN, 1968).

De acordo com Ogata (2010), para que o sistema seja subamortecido, ($0 < \zeta < 1$), os polos de malha fechada são complexos conjugados e se situam no semiplano esquerdo do plano s . Nesse caso é necessário que se tenha uma par de polos conjugados em:

$$p_{1,2} = \zeta \omega_n \pm \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \quad (5.6)$$

$$\hat{\mathbf{A}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Esta matriz, 5.7, possui dimensão 6×6 e o vetor J_1 representa esses 6 polos (OGATA, 2010).

$$J_1 = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Com esse problema modificado, torna-se possível projetar o ganho integral junto com o ganho da realimentação de estado.

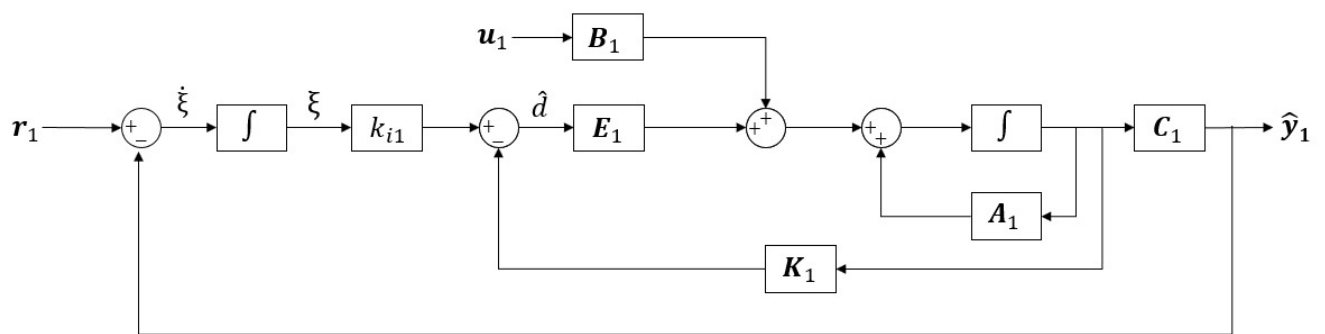
Os sistemas fotovoltaicos, de acordo com Barata (2017), apresentam instabilidade de tensão, e o controle por alocação de polos via realimentação de estados permite, segundo (Van Cutsem; VOURNAS, 2007), que se alcance esta estabilidade, mantendo-se a tensão na carga.

5.2 Alocação de Polos - Modo 1 do Conversor VR-BESS

Para o conversor objeto de estudo deste trabalho, para se fazer a alocação de polos via realimentação de estados, inseriu-se um integrador entre o erro e a planta. Sabe-se que inserir um integrador antes do distúrbio, o elimina em regime permanente.

A Figura 5.1 mostra o diagrama de blocos equivalente ao modelo matemático em malha fechada do modo 1 de operação do conversor VR-BESS.

Figura 5.1 – Diagrama de Blocos Equivalentes ao Modelo em Malha Fechada do Modo 1.



Fonte: Da autora (2022)

Partindo-se desse diagrama, obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_1 \quad (5.9)$$

$$y_1 = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_1 \quad (5.10)$$

$$u_1 = -\mathbf{K}_1 x_1 + k_{i1} \xi_1 \quad (5.11)$$

$$\dot{\xi}_1 = r_1 - y_1 = r_1 - \mathbf{C}_1 x_1 \quad (5.12)$$

onde

x = vetor de estado da planta (vetor n)

u = sinal de controle (escalar)

y = sinal de saída (escalar)

ξ = saída do integrador (variável de estado do sistema, escalar)

r = sinal de entrada de referência (função degrau, escalar)

\mathbf{A} = matriz constante $n \times n$

\mathbf{B} = matriz constante $n \times 1$

\mathbf{C} = matriz constante $1 \times n$

Admitindo-se que a planta dada pela Equação 5.9 seja de estado completamente controlável. A função de transferência da planta pode ser dada por:

$$G_{1p}(s) = \mathbf{C}_1 (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_1)^{-1} \mathbf{B}_1$$

Afim de se impedir que o integrador inserido seja cancelado por um zero na origem da planta, admite-se que $G_{1p}(s)$ não tenha zeros na origem.

Empregando-se em $t = 0$ uma entrada de referência (função degrau), então, para $t > 0$, as dinâmicas do sistema podem ser apresentadas por uma equação que é a combinação das equações 5.9 e 5.12:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_1(t) \\ \dot{\xi}_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ -\mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(t) \\ \xi_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_1(t) \quad (5.13)$$

Esboçando-se um sistema assintoticamente estável, de maneira que $x_1(\infty)$, $p_1(\infty)$ e $u_1(\infty)$ tendam a valores constantes, nessa ordem, então obtém-se $y_1(\infty) = r_1$ no regime permanente.

Observa-se que no regime permanente, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_1(\infty) \\ \dot{\xi}_1(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ -\mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(\infty) \\ \xi_1(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(\infty) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_1(\infty) \quad (5.14)$$

Compreendendo-se que $r(t)$ é uma entrada em degrau, tem-se $r(\infty) = r(t) = r(\text{constante})$ para $t > 0$. Subtraindo-se a Equação 5.14 da Equação 5.13, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_1(t) - \dot{\mathbf{x}}_1(\infty) \\ \dot{\xi}_1(t) - \dot{\xi}_1(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ -\mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(t) - \mathbf{x}_1(\infty) \\ \xi_1(t) - \xi_1(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} [u_1(t) - u_1(\infty)] \quad (5.15)$$

Definindo-se:

$$\mathbf{x}_1(t) - \mathbf{x}_1(\infty) = \mathbf{x}_{1e}$$

$$\xi_1(t) - \xi_1(\infty) = \xi_{1e}(t)$$

$$u_1(t) - u_1(\infty) = u_{1e}(t)$$

Consequentemente, pode-se escrever a Equação 5.15 como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{1e}(t) \\ \dot{\xi}_{1e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ -\mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1e}(t) \\ \xi_{1e}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_{1e}(t) \quad (5.16)$$

onde

$$u_{1e}(t) = -\mathbf{K}_1 \mathbf{x}_{1e}(t) + k_{i1} \xi_{1e}(t) \quad (5.17)$$

Definindo-se um novo vetor de erro $e(t)$ de ordem $(n+1)$ por:

$$e(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1e}(t) \\ \xi_{1e}(t) \end{bmatrix} = (n+1) - \text{vetor}$$

Então, a Equação 5.16 converte-se em:

$$\dot{\mathbf{e}} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{e} + \hat{\mathbf{B}}u_e \quad (5.18)$$

Onde

$$\hat{\mathbf{A}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ -\mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{B}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Incluindo-se as matrizes \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 e \mathbf{C}_1 na equação 5.19, tem-se:

$$\hat{\mathbf{A}}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} & 0 & \frac{(D_2-D_1)}{L_{bat}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}R_{bat}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-D_1)}{L_s} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_0} & 0 & \frac{(1-D_1)}{C_0} & -\frac{1}{C_0R_0} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

E:

$$\hat{\mathbf{B}}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

e a Equação 5.17 fica:

$$u_{1e} = -\hat{\mathbf{K}}_1 \mathbf{e}_1 \quad (5.22)$$

Onde

$$\hat{\mathbf{K}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \vdots & -k_{i1} \end{bmatrix}$$

Afim de se adquirir a equação de estado do erro, substituiu-se a Equação 5.22 na Equação 5.18:

$$\dot{\mathbf{e}}_1 = (\hat{\mathbf{A}}_1 - \hat{\mathbf{B}}_1 \hat{\mathbf{K}}_1) \mathbf{e}_1 \quad (5.23)$$

Caso o sistema definido pela Equação 5.18 seja de estado completamente controlável e especifique-se por $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n + 1$, os autovalores desejados da matriz $(\hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{K}})$ (ou seja, os polos desejados de malha fechada), então pode-se determinar pelo método de alocação de polos a matriz de ganho \mathbf{K} de realimentação de estado e a constante de ganho integral k_I . Ressalta-se que, se a nova matriz \mathbf{A} para o sistema de malha fechada

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ -\mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

tem posto $n + 1$, então o sistema estabelecido pela Equação 5.18 é de estado completamente controlável.

5.3 Alocação de Polos - Modo 2 do Conversor VR-BESS

Similarmente ao modo 1 de operação, para o modo 2, o conversor objeto de estudo deste trabalho, para se fazer a alocação de polos via realimentação de estados, inseriu-se um integrador entre o erro e a planta. Sabe-se que inserir um integrador antes do distúrbio, o elimina em regime permanente.

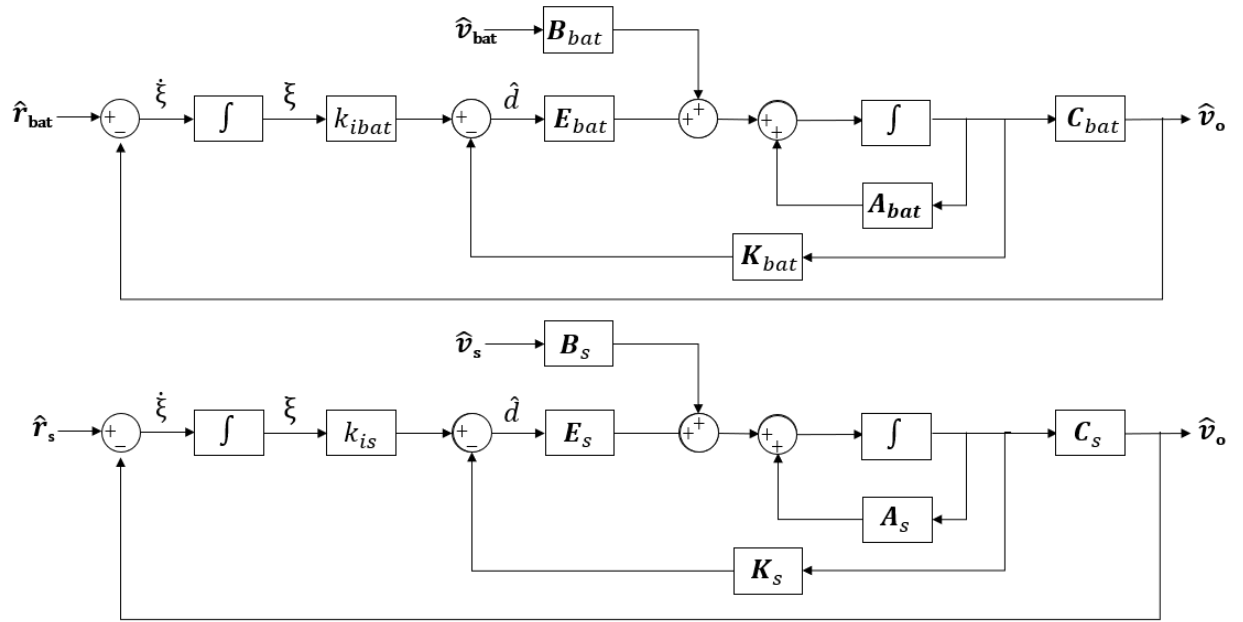
A Figura 5.2 mostra o diagrama de blocos equivalente ao modelo matemático em malha fechada do modo 1 de operação do conversor VR-BESS.

Partindo-se desse diagrama, obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s \mathbf{u}_s \quad (5.25)$$

$$y_s = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s \quad (5.26)$$

Figura 5.2 – Diagrama de Blocos Equivalentes ao Modelo em Malha Fechada do Modo 2.



Fonte: Da autora (2021)

$$u_s = -\mathbf{K}_s x_s + k_{is} \xi_s \quad (5.27)$$

$$\dot{\xi}_s = r_s - y_s = r_s - \mathbf{C}_s x_s \quad (5.28)$$

E

$$\dot{\mathbf{x}}_{bat} = \mathbf{A}_{bat} \mathbf{x}_{bat} + \mathbf{B}_{bat} \mathbf{u}_{bat} \quad (5.29)$$

$$y_{bat} = \mathbf{C}_{bat} \mathbf{x}_{bat} \quad (5.30)$$

$$u_{bat} = -\mathbf{K}_{bat} x_{bat} + k_{ibat} \xi_{bat} \quad (5.31)$$

$$\dot{\xi}_{bat} = r_{bat} - y_{bat} = r_{bat} - \mathbf{C}_{bat} x_{bat} \quad (5.32)$$

Empregando-se em $t = 0$ uma entrada de referência (função degrau), então, para $t > 0$, as dinâmicas do sistema podem ser apresentadas por uma equação que é a combinação das equações 5.29 e 5.32:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_s(t) \\ \dot{\xi}_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & 0 \\ -\mathbf{C}_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s(t) \\ \xi_s(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ 0 \end{bmatrix} u_s(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_s(t) \quad (5.33)$$

E

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{bat}(t) \\ \dot{\xi}_{bat}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat} & 0 \\ -\mathbf{C}_{bat} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{bat}(t) \\ \xi_{bat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{bat} \\ 0 \end{bmatrix} u_{bat}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_{bat}(t) \quad (5.34)$$

Esboçando-se um sistema assintoticamente estável, de maneira que $x_s(\infty)$, $x_{bat}(\infty)$, $p_s(\infty)$, $p_{bat}(\infty)$ e $u_s(\infty)$, $u_{bat}(\infty)$ tendam a valores constantes, nessa ordem, então obtém-se $y_s(\infty) = r_s$ e $y_{bat}(\infty) = r_s$ no regime permanente.

Observa-se que no regime permanente, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_s(\infty) \\ \dot{\xi}_s(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & 0 \\ -\mathbf{C}_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s(\infty) \\ \xi_s(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ 0 \end{bmatrix} u_s(\infty) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_s(\infty) \quad (5.35)$$

E

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{bat}(\infty) \\ \dot{\xi}_{bat}(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat} & 0 \\ -\mathbf{C}_{bat} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{bat}(\infty) \\ \xi_{bat}(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{bat} \\ 0 \end{bmatrix} u_{bat}(\infty) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_{bat}(\infty) \quad (5.36)$$

Compreendendo-se que $r_s(t)$ e $r_{bat}(t)$ são entradas em degrau, tem-se $r_s(\infty) = r_s(t) = r_s(\text{constante})$ e $r_{bat}(\infty) = r_{bat}(t) = r_{bat}(\text{constante})$ para $t > 0$. Subtraindo-se a Equação 5.36 da Equação 5.34, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_s(t) - \dot{\mathbf{x}}_s(\infty) \\ \dot{\xi}_s(t) - \dot{\xi}_s(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & 0 \\ -\mathbf{C}_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s(t) - \mathbf{x}_s(\infty) \\ \xi_s(t) - \xi_s(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ 0 \end{bmatrix} [u_s(t) - u_s(\infty)] \quad (5.37)$$

E

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{bat}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{bat}(\infty) \\ \dot{\xi}_{bat}(t) - \dot{\xi}_{bat}(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat} & 0 \\ -\mathbf{C}_{bat} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{bat}(t) - \mathbf{x}_{bat}(\infty) \\ \xi_{bat}(t) - \xi_{bat}(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{bat} \\ 0 \end{bmatrix} [u_{bat}(t) - u_{bat}(\infty)] \quad (5.38)$$

Definindo-se:

$$\mathbf{x}_s(t) - \mathbf{x}_s(\infty) = \mathbf{x}_{se}$$

$$\xi_s(t) - \xi_s(\infty) = \xi_{se}(t)$$

$$u_s(t) - u_s(\infty) = u_{se}(t)$$

E

$$\mathbf{x}_{bat}(t) - \mathbf{x}_{bat}(\infty) = \mathbf{x}_{ebat}$$

$$\xi_{bat}(t) - \xi_{bat}(\infty) = \xi_{ebat}(t)$$

$$u_{bat}(t) - u_{bat}(\infty) = u_{ebat}(t)$$

Consequentemente, pode-se escrever a Equação 5.38 como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{se}(t) \\ \dot{\xi}_{se}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & 0 \\ -\mathbf{C}_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{se}(t) \\ \xi_{se}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ 0 \end{bmatrix} u_{se}(t) \quad (5.39)$$

E

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{ebat}(t) \\ \dot{\xi}_{ebat}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat} & 0 \\ -\mathbf{C}_{bat} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ebat}(t) \\ \xi_{ebat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{bat} \\ 0 \end{bmatrix} u_{ebat}(t) \quad (5.40)$$

onde

$$u_{se}(t) = -\mathbf{K}_s \mathbf{x}_{se}(t) + k_{is} \xi_{se}(t) \quad (5.41)$$

E

$$u_{ebat}(t) = -\mathbf{K}_{bat} \mathbf{x}_{ebat}(t) + k_{ibat} \xi_{ebat}(t) \quad (5.42)$$

Definindo-se um novo vetor de erro $e_s(t)$ e $e_{bat}(t)$ de ordem $(n+1)$ por:

$$e_s(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{se}(t) \\ \dot{\xi}_{se}(t) \end{bmatrix} = (n+1) - \text{vetor}$$

E

$$e_{bat}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ebate}(t) \\ \dot{\xi}_{ebate}(t) \end{bmatrix} = (n+1) - \text{vetor}$$

Então, a Equação 5.40 converte-se em:

$$\dot{\mathbf{e}}_s = \hat{\mathbf{A}}_s \mathbf{e}_s + \hat{\mathbf{B}}_s u_{se} \quad (5.43)$$

E

$$\dot{\mathbf{e}}_{bat} = \hat{\mathbf{A}}_{bat} \mathbf{e}_{bat} + \hat{\mathbf{B}}_{bat} u_{ebate} \quad (5.44)$$

Onde

$$\hat{\mathbf{A}}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & 0 \\ -\mathbf{C}_s & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{B}}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

E

$$\hat{\mathbf{A}}_{bat} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat} & 0 \\ -\mathbf{C}_{bat} & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{B}}_{bat} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{bat} \\ 0 \end{bmatrix}$$

e a Equação 5.42 fica:

$$u_{se} = -\hat{\mathbf{K}}_s \mathbf{e}_s \quad (5.45)$$

E

$$u_{ebate} = -\hat{\mathbf{K}}_{bat} \mathbf{e}_{bat} \quad (5.46)$$

Onde:

$$\hat{\mathbf{K}}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_s & \vdots & -k_{is} \end{bmatrix}$$

E

$$\hat{\mathbf{K}}_{bat} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{bat} & \vdots & -k_{ibat} \end{bmatrix}$$

Afim de se adquirir a equação de estado do erro, substituiu-se a Equação 5.45 na Equação 5.43:

$$\dot{\mathbf{e}}_s = (\hat{\mathbf{A}}_s - \hat{\mathbf{B}}_s \hat{\mathbf{K}}_s) \mathbf{e}_s \quad (5.47)$$

Similarmente, afim de se adquirir a equação de estado do erro, substituiu-se a Equação 5.46 na Equação 5.44:

$$\dot{\mathbf{e}}_{bat} = (\hat{\mathbf{A}}_{bat} - \hat{\mathbf{B}}_{bat} \hat{\mathbf{K}}_{bat}) \mathbf{e}_{bat} \quad (5.48)$$

Caso os sistemas definidos pelas Equações 5.43 e 5.44, sejam de estado completamente controlável e especifique-se por $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n + 1$, os autovalores desejados da matriz $(\hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{K}})$ (ou seja, os polos desejados de malha fechada), então pode-se determinar pelo método de alocação de polos a matriz de ganho \mathbf{K} de realimentação de estado e a constante de ganho integral k_i . Ressalta-se que, se as novas matrizes \mathbf{A} para os sistemas em malha fechada

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & 0 \\ -\mathbf{C}_s & 0 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

E

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat} & 0 \\ -\mathbf{C}_{bat} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

têm posto $n + 1$, então os sistemas estabelecidos pelas Equações 5.43 e 5.44 são de estado completamente controláveis.

6 CONTROLE *LQR*

6.1 Introdução

Criado pelo matemático Rudolf Kalman em 1960, a técnica de controle *LQR* (Regulador Quadrático Linear) consiste em um controlador de retroalimentação, onde o problema *QL* compreende a dinâmica do sistema descrito por um conjunto de equações diferenciais lineares e o custo uma função quadrática (MÄKILÄ, 2004). Esta técnica inclui a realimentação dos estados, que são ponderados de forma a minimizar uma função custo *R*.

De acordo com Prakash e Parida (2020), nesta técnica de controle, obtém-se os ganhos relacionados aos estados para geração da lei de controle, pela solução de uma equação algébrica de Ricatti, detalhada de acordo com Nobrega (2008), relacionada ao problema. Essencialmente, sabe-se que é possível definir combinações entre amplitude do sinal de controle, a amplitude das variáveis de estado e a velocidade de resposta do sistema, por meio da escolha apropriada dos índices de desempenho referentes a estas variáveis.

O regulador linear quadrático *LQR* é um controlador ótimo que tem sido bastante utilizado de acordo com a literatura em aplicações que compreendem desde a redução de risco de tombamento em veículos automotivos na área de mecânica dos sólidos e projetos mecânicos, Poggetto (2014), até controle de servo-mecanismos em robótica (UYGUN; MATTHEW; HUANG, 2006). Essa vasta e diversificada aplicabilidade é graças a sua simplicidade de implementação, bem como os expressivos atributos de desempenho.

Neste trabalho, utilizar-se-á tal técnica para o cálculo dos ganhos do controlador.

Comparando-se o Regulador Quadrático Linear Ótimo, *LQR* com outras estratégias de controle, identifica-se que este é capaz de proporcionar melhoria no tempo de resposta das variáveis controladas na ocorrência de variações das grandezas elétricas do sistema de acordo com os critérios do projeto, além de minimizar o erro estático.

Para se aplicar esta estratégia de controle, é necessário inicialmente modelar o conversor. No caso do controle *LQR* com ação integral, é necessário valer-se da modelagem utilizando-se a técnica do valor médio em espaço de estado, pois segundo Levine (2018), a formulação teórica matemática desta técnica parte de matrizes que representam dinamicamente o sistema. Essa técnica de modelagem possibilita obter-se uma melhor representação do sistema, bem como simular este incluindo-se condições iniciais para as variáveis de estado.

Segundo Erickson e Maksimovic (2007a), obtém-se o projeto do controle *LQR* com o objetivo de minimizar a função custo J , definida pela expressão $J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^* \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^* \mathbf{R} \mathbf{u}) (dt)$, como uma combinação linear dos estados e do sinal de controle presentes no sistema. A matriz \mathbf{Q} indica quais estados a serem controlados são mais relevantes do que os outros. A matriz \mathbf{R} pondera a ação de controle a ser aplicada. Assim, encontra-se o vetor k ótimo considerando-se o consumo de energia das variáveis de estado e dos sinais de controle.

A seguir, detalhar-se-á o controle *LQR* para o conversor *VR-BESS*, que é o conversor alvo deste estudo.

6.2 Controle *LQR* do Conversor *VR-BESS*

O método de Controle Quadrático Ótimo permite calcular a matriz de ganho de controle por realimentação de estado de maneira sistemática.

6.2.1 O Problema do Regulador Quadrático Ótimo

Considera-se o problema do regulador quadrático que possui a seguinte equação do sistema:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (6.1)$$

possibilita estabelecer a matriz \mathbf{K} do vetor de controle ótimo

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(t) \quad (6.2)$$

afim de se minimizar o índice de desempenho

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^* \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^* \mathbf{R} \mathbf{u}) (dt) \quad (6.3)$$

sendo \mathbf{Q} uma matriz hermitiana definida positiva (ou semidefinida positiva) ou real simétrica e \mathbf{R} uma matriz hermitiana definida positiva ou real simétrica. Observa-se que o segundo termo do lado direito da Equação 6.3 traduz o consumo de energia dos sinais de controle (NEACSU; SIRBU, 2020). As matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} explicitam a importância relativa do erro e o consumo dessa energia. Nesse problema, admite-se que o vetor de controle $\mathbf{u}(t)$ não seja limitado (OGATA, 2010).

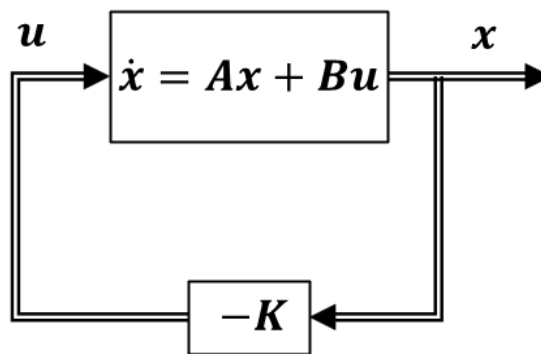
A lei de controle linear dada pela Equação 6.2 é a lei de controle ótimo. Assim, caso os elementos não conhecidos da matriz \mathbf{K} sejam determinados para minimizar o índice de desempenho, então $\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(t)$ será ótimo para qualquer estado inicial $\mathbf{x}(0)$. A Figura 6.1 representa o diagrama de blocos da configuração ótima.

Afim de se solucionar o problema de otimização, substitui-se a Equação 6.2 na Equação 6.1 e obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{x} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})\mathbf{x} \quad (6.4)$$

Para as deduções seguintes, admite-se que a matriz $\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}$ seja estável ou que os autovalores de $\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}$ tenham partes reais negativas.

Figura 6.1 – Sistema Regulador Ótimo.



Fonte: Da autora 2021

Substituindo-se a Equação 6.2 na Equação 6.3, tem-se:

$$\begin{aligned} J &= \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^* \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{x}^* \mathbf{K}^* \mathbf{R} \mathbf{K} \mathbf{x}) (dt) \\ &= \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^* (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^* \mathbf{R} \mathbf{K}) \mathbf{x}) dt \end{aligned} \quad (6.5)$$

Fazendo-se:

$$\mathbf{x}^* (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^* \mathbf{R} \mathbf{K}) \mathbf{x} = -\frac{d}{dt} (\mathbf{x}^* \mathbf{P} \mathbf{x})$$

sendo \mathbf{P} é uma matriz hermitiana definida positiva ou simétrica real. Dessa maneira, obtém-se:

$$x^*(\mathbf{Q} + \mathbf{K}^* \mathbf{R} \mathbf{K})x = -\dot{x}^* \mathbf{P} x - x^* \mathbf{P} \dot{x} = -x^* [(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K})^* \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K})]x$$

Contrapondo-se ambos os lados da última equação e observando-se que essa deve ser verdadeira, seja qual for \mathbf{x} , tem-se impreterivelmente:

$$(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K})^* \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}) = -(\mathbf{Q} + \mathbf{K}^* \mathbf{R} \mathbf{K}) \quad (6.6)$$

Dessa forma, tem-se recurso para assumir que, caso $\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}$ seja uma matriz estável, haverá uma matriz definida positiva \mathbf{P} que satisfaça a Equação 6.6.

Assim, a partir da Equação 6.6 determina-se os integrantes de \mathbf{P} e verifica-se se ela é positiva. Observa-se que mais de uma matriz \mathbf{P} pode satisfazer essa equação, isso significa que resolvendo-se essa equação e encontrando-se uma matriz definida positiva \mathbf{P} tem-se o sistema estável. Deve-se desconsiderar matrizes \mathbf{P} que satisfaçam essa equação e não sejam definidas positivas.

Pode-se calcular o índice de desempenho J assim:

$$J = \int_0^{\infty} x^*(\mathbf{Q} + \mathbf{K}^* \mathbf{R} \mathbf{K})x dt = -x^* \mathbf{P} x \Big|_0^{\infty} = -x^*(\infty) \mathbf{P} x(\infty) + x^*(0) \mathbf{P} x(0) \quad (6.7)$$

Admitindo-se que todos os autovalores de $\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}$ tenham partes reais negativas, tem-se $\mathbf{x}(\infty) \mapsto \mathbf{0}$. Assim, obtém-se:

$$J = x^*(0) \mathbf{P} x(0) \quad (6.8)$$

Desse modo, o índice de desempenho J pode ser obtido em termos da condição inicial $\mathbf{x}(0)$ e \mathbf{P} .

Afim de se alcançar a solução do problema de controle quadrático ótimo, supõe-se que \mathbf{R} seja uma matriz hermitiana definida positiva ou real simétrica, pode-se escrever:

$$\mathbf{R} = \mathbf{T}^* \mathbf{T} \quad (6.9)$$

na qual \mathbf{T} é uma matriz não singular. Desse modo, pode-se escrever a Equação 6.6 como:

$$(A^* - K^*B^*)P + P(A - BK) + Q + K^*T^*TK = 0 \quad (6.10)$$

e pode-se reescrevê-la como:

$$A^*P + PA + \left[TK - (T^*)^{-1}B^*P\right]^* \left[TK - (T^*)^{-1}B^*P\right] - PBR^{-1} + Q = 0 \quad (6.11)$$

A minimização de **J** em relação a **K** requer a minimização de

$$x^* \left[TK - (T^*)^{-1}B^*P\right]^* \left[TK - (T^*)^{-1}B^*P\right] x \quad (6.12)$$

em relação a **K**. Dado que essa última expressão é não negativa, o mínimo acontece quando ela é zero ou quando

$$TK = (T^*)^{-1}B^*P \quad (6.13)$$

Consequentemente,

$$K - T^{-1}(T^*)^{-1}B^*P = R^{-1}B^*P \quad (6.14)$$

Com a Equação 6.14 obtém-se a matriz ótima **K**. Desse modo, tem-se que a lei de controle ótimo do problema de controle quadrático ótimo, quando o índice de desempenho é dado pela Equação 6.6, é linear e é dada por:

$$u(t) = -Kx(t) = -R^{-1}B^*Px(t)$$

Na Equação 6.14 a matriz **P** precisa atender a Equação 6.6 ou a seguinte equação reduzida:

$$A^*P + PA - PBR^{-1}B^*P + Q = 0 \quad (6.15)$$

A Equação 6.15 é denominada equação matricial reduzida de Riccati. Expressa-se as etapas do projeto assim:

- 1 - Resolve-se a equação matricial reduzida de Riccati, Equação 6.15, para a matriz \mathbf{P} . Caso exista uma matriz definida positiva \mathbf{P} , o sistema será estável ou a matriz $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$ será estável.
- 2 - Substitui-se essa matriz \mathbf{P} na Equação 6.14. A matriz \mathbf{K} resultante é a matriz ótima.

Observa-se que caso a matriz $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$ seja estável, sempre há de se obter o resultado correto pelo método apresentado.

Finalmente, verifica-se que, caso o índice de desempenho seja dado em termos do vetor de saída ao invés do vetor de estado, assim:

$$J = \int_0^{\infty} (y^* Q y + u^* R u) dt \quad (6.16)$$

então pode-se modificar a expressão do índice utilizando-se a equação de saída

$$y = \mathbf{C}x$$

para

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^* \mathbf{C}^* \mathbf{Q} \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{u}^* \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (6.17)$$

e pode-se utilizar as etapas do projeto, retratadas nesta seção para se obter a matriz ótima \mathbf{K} .

7 METODOLOGIA

A sistematização para se alcançar resultados, ou seja, a metodologia, utilizada neste trabalho tem início obtendo-se o circuito elétrico do conversor *VR-BESS*, tanto para o modo 1 quanto para o modo 2 de operação em suas três etapas de funcionamento.

A seguir, faz-se a análise de *Kirchoff* das correntes e das tensões para as três etapas de funcionamento dos dois modos de operação do conversor *VR-BESS*. Esta etapa resulta na obtenção do circuito equivalente para cada etapa de funcionamento, bem como as equações que o descrevem.

A próxima etapa consiste em se realizar a modelagem em espaço de estados do conversor *VR-BESS*. As técnicas utilizadas baseiam-se na abordagem da informação e sendo assim o modelo será descrito a partir do conhecimento físico acerca do conversor em questão. Para tanto, obtém-se as equações diferenciais ordinárias que descrevem o comportamento do sistema em um determinado instante de tempo e que pode ser descrito por um conjunto de variáveis de estado.

Posteriormente à modelagem em espaço de estados utiliza-se a técnica do valor médio em espaço de estados, afim de se obter uma única equação capaz de representar todo o sistema, (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007b).

De posse dessa única equação, realiza-se primeiramente a análise CC e posteriormente, a CA e com a equação obtida após esta, aplica-se a técnica de controle denominada alocação de polos via realimentação de estados. Efetiva-se esta parte com o uso da função *place* do MATLAB.

Aplica-se também a técnica de controle *LQR*. Efetiva-se esta parte com a função *LQI* do MATLAB, uma vez que para se realizar a realimentação dos estados, adicionou-se um termo integral que executa automaticamente o reajuste do valor de *setpoint* para se eliminar o *off-set*.

Realiza-se a simulação do sistema utilizando-se o *software* MATLAB.

Por fim, analisa-se os resultados obtidos.

8 RESULTADOS E ANÁLISES

Neste capítulo apresentar-se-á os resultados obtidos pela elaboração do referencial teórico e pelas simulações utilizando-se o MATLAB. Enfatiza-se que o tempo utilizado para simulação foi de 0,6 segundos em todos os projetos apresentados e realizou-se as análises a partir do tempo 0,15 segundos, dado que a partir deste, a resposta já havia convergido para os valores de regime permanente.

Esta seção apresenta os dados experimentais dos componentes do conversor *VR-BESS* utilizados no *Simulink*.

Para se validar a modelagem, este trabalho apresenta o projeto de controle por realimentação de estados e a simulação do circuito com o controle. A tabela 8.1 descreve-se os parâmetros dos componentes utilizados nesta etapa. Ressalta-se também que a frequência de chaveamento utilizada na geração do *PWM* foi de 50 *kHz*.

Tabela 8.1 – Parâmetros utilizados na Simulação.

Tensão de Entrada V_s	300 (V)
Tensão da Bateria V_{bat}	120 (V)
Tensão de Saída V_0	400 (V)
Indutor L_s	1 (mH)
Indutor L_{bat}	1,1 (mH)
Capacitor C_0	220 (μF)
Capacitor C_{bat}	330 (μF)
Resistor R_0	80 (Ω)
Resistor R_{bat}	29 (Ω)
Ciclo de Chaveamento D_1 no modo 1	0,25
Ciclo de Chaveamento D_2 no modo 1	0,55
Ciclo de Chaveamento D_1 no modo 2	0,25
Ciclo de Chaveamento D_2 no modo 2	0,7

Fonte: Da autora 2022

A Figura 8.1 representa o Diagrama de Blocos do Conversor *VR-BESS* operando no modo 1, utilizado para se realizar as simulações no *Simulink*. Por ela pode-se ver que a chave utilizada foi uma chave ideal e os parâmetros desta para a simulação foram: resistência interna igual a 0,001, $R_{on} = 0,001$, que é o padrão para este parâmetro; o estado inicial, sendo 0 para aberto e 1 para fechado e como se tem um *gate*, g na chave, o que está conectado a ele, neste caso o bloco *PWM*, é que a faz abrir ou fechar; resistor de amortecimento, $R_s = 1 \text{ e}^{12}$, sendo que o padrão para este parâmetro é 1 e^5 ; capacitância de amortecimento, $C_s = \infty$, que é o padrão para este parâmetro.

Identifica-se também o gerador *PWM*, CC-CC, que gera um pulso, no bloco identificado como *P*, para acionar a chave de um conversor *buck* ou *boost*. Sendo que neste a entrada é especificada por *D*, *duty cycle*, e um valor entre 0 e 1 determina a porcentagem do período de pulso em que a saída está ligada. Os parâmetros utilizados foram: frequência de comutação, que é a frequência do sinal dente de serra interno usado para gerar o pulso, igual a 50.000 *Hz*, que é o padrão para este parâmetro e tempo de amostra igual a 0 segundos, que é o padrão para este parâmetro.

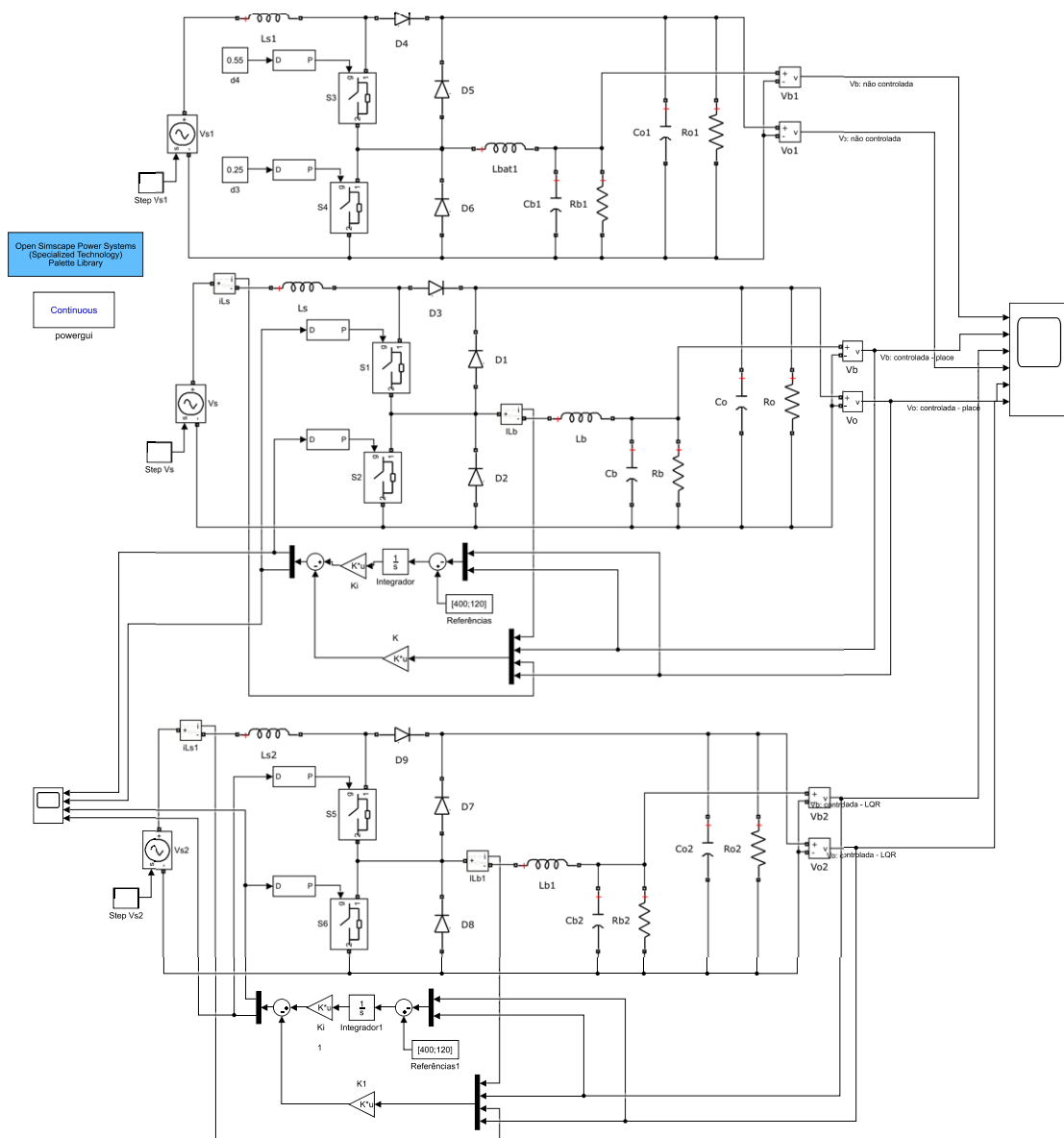
Bloco *powergui*, que permite que se escolha um método para se resolver o circuito e o utilizado foi o contínuo, pois este aplica um solucionador de etapa variável do *Simulink*. Este bloco também abre ferramentas para análise de resultados de simulação e estado estacionário, além de *design* avançado de parâmetros e armazena o circuito equivalente que representa as equações de espaço de estado do modelo.

O bloco *step* gera um sinal lógico para controlar a abertura e o fechamento da chave ideal, gera também um sinal cuja amplitude muda por etapas em tempos de transição especificados. Os parâmetros utilizados foram: tempo igual a [0 0.1 0.2], sendo que o padrão para este parâmetro é [0, 1, 3, 3, 5]. Neste, especifica-se os tempos de transição, em segundos, quando a saída muda para os valores especificados no parâmetro amplitude. A saída é mantida em zero até que a simulação atinja o primeiro tempo de transição. Amplitude igual [300 330 270], sendo que o padrão para este parâmetro é [1, -1, 2, 5, 0]. Neste, especifica-se a amplitude do sinal de saída que é mantida constante entre os tempos de transição especificados no parâmetro tempo. A amplitude da saída é mantida em 0 até que a simulação atinja o primeiro tempo de transição.

O bloco *Constant*, denominado na Figura 8.1 de *referências*, gera um valor constante real ou complexo, bem como uma saída escalar, vetorial ou matricial, dependendo da dimensionalidade do parâmetro de valor constante. Para este bloco, utilizou-se os seguintes parâmetros:

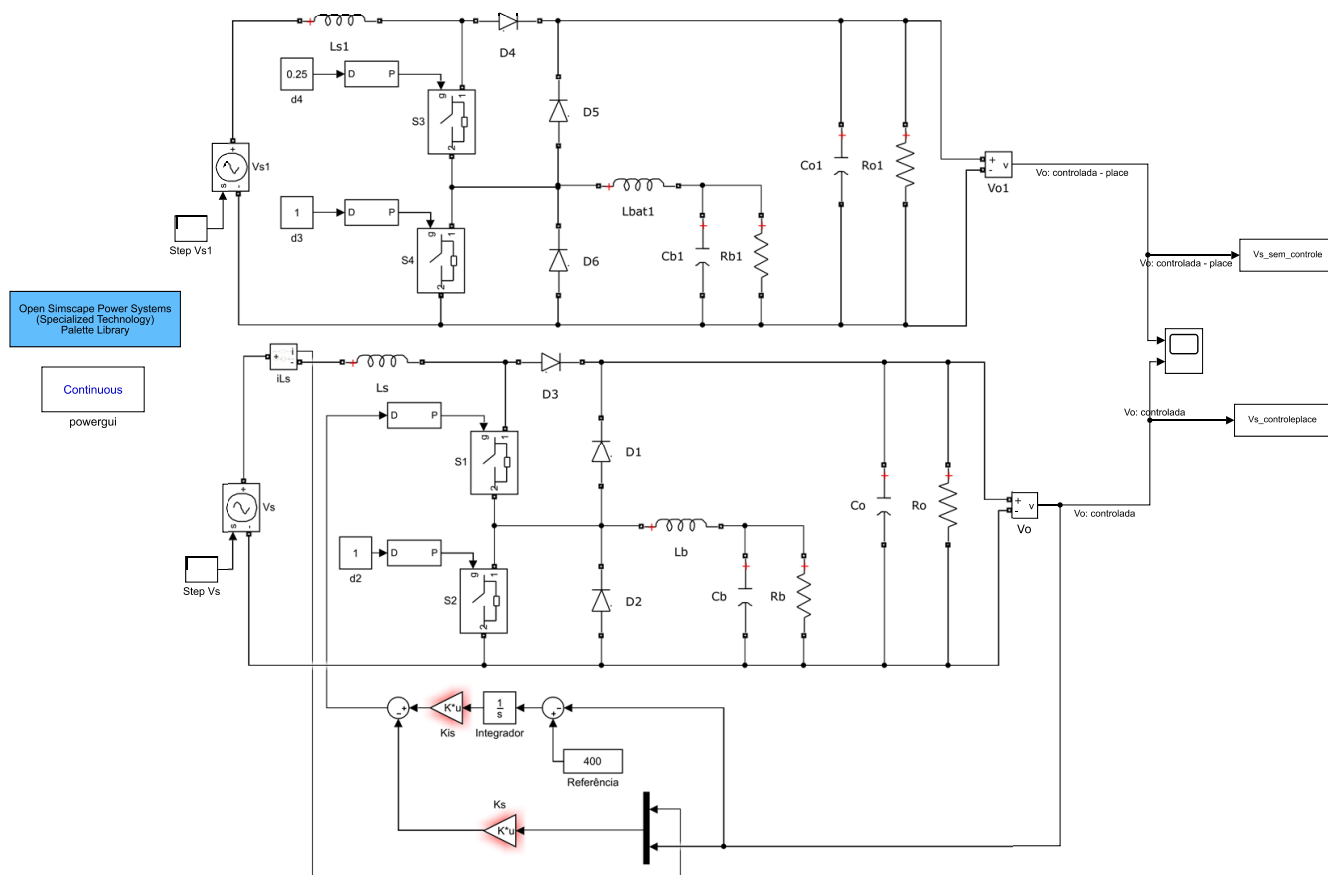
valor constante igual a $[400; 120]$, que representam respectivamente os valores de tensão de saída, V_0 e tensão na bateria, V_{bat} ; e o tempo de amostra igual a infinito.

Figura 8.1 – Diagrama de Blocos do Conversor VR-BESS-Modo 1.



Fonte: Da autora 2021

Sabe-se que no modo 2 o conversor *VR-BESS* comporta-se como dois conversores *boost* independentes. Na Figura 8.2, pode-se ver o Diagrama de Blocos do Conversor *VR-BESS*, utilizado para se realizar as simulações no *Simulink*, quando a entrada é V_s . Os parâmetros utilizados nos elementos desta figura são os mesmos da Figura 8.1.

Figura 8.2 – Diagrama de Blocos do Conversor VR-BESS-Modo 2-Entrada V_s .

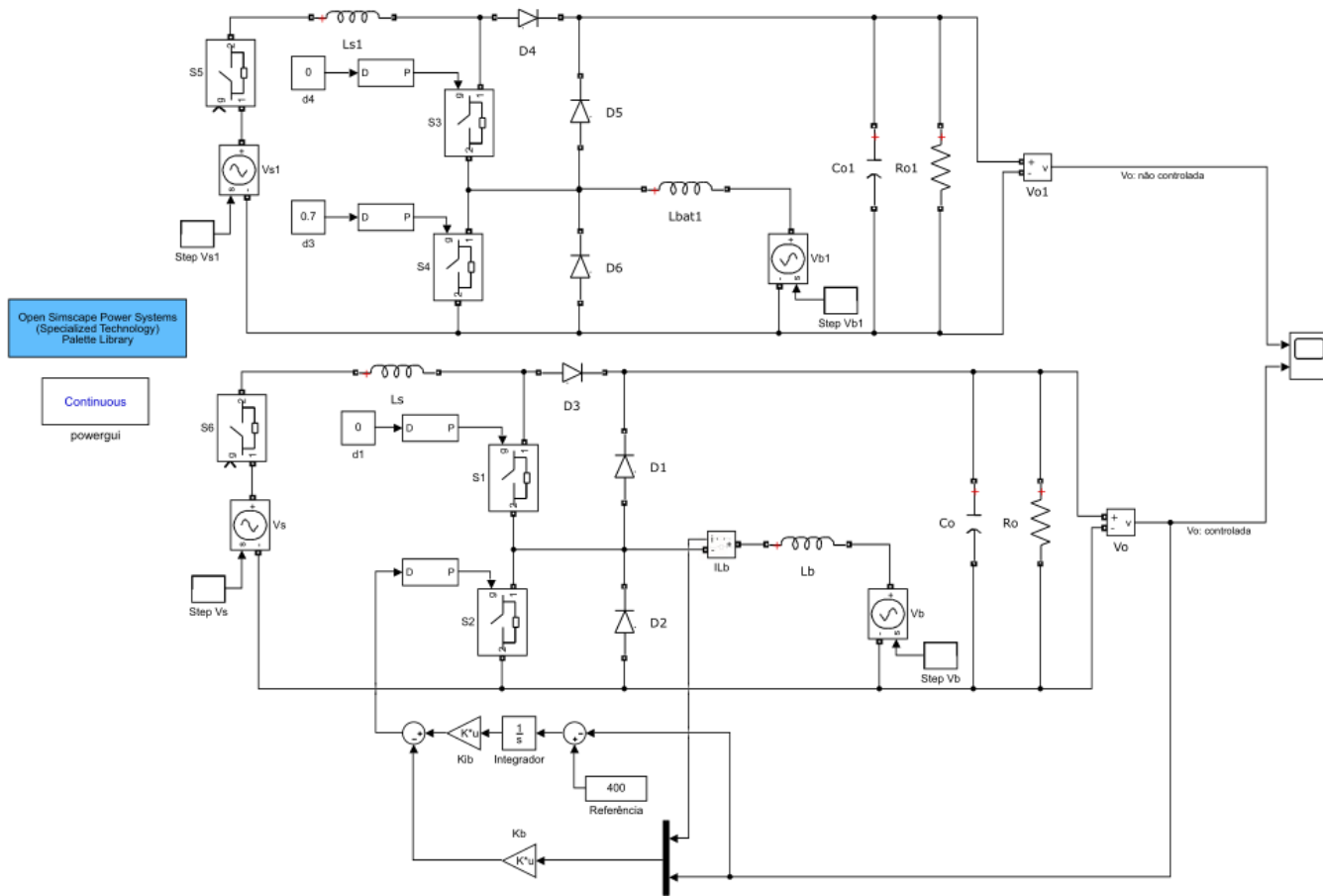
Fonte: Da autora 2021

Ainda para o modo 2 de operação, pode-se ver pela Figura 8.3, o Diagrama de Blocos do Conversor VR-BESS, utilizado para se realizar as simulações no *Simulink*, quando a entrada é V_{bat} . Os parâmetros utilizados nos elementos desta figura são os mesmos da Figura 8.1.

A partir disso, estabeleceu-se rotinas no *software* MATLAB, implementando-se cada um dos métodos de controle. Como descrito a seguir.

Afim de se determinar os ganhos K de controle que resolvem este projeto por alocação de polos, utilizou-se no MATLAB, o comando *place* por meio da seguinte sintaxe: $[Khat, PREChat] = place(Ahat, Ehat, Phat)$; onde $Phat$ são os polos desejados em malha fechada e $Khat$ o vetor de ganhos que garante as especificações da resposta transitória.

Para esta técnica de controle, a alocação arbitrária de polos, pelas definições que se utilizou na rotina do MATLAB, variou-se o *overshoot*, M_p e o tempo de acomodação, t_s ,

Figura 8.3 – Diagrama de Blocos do Conversor VR-BESS-Modo 2-Entrada V_{bat} .

Fonte: Da autora 2021

definidos respectivamente pelas equações 5.2 e 5.3, dado que por esta definiu-se $\zeta = -(\log(M_p)/\sqrt{\pi^2 + \log(M_p)^2})$, $\sigma = 4/t_s$ e $\omega_n = \sigma/\zeta$, permitindo-se assim a obtenção dos polos dominantes 1 e 2 considerando-se um máximo de sobressinal, M_p igual a 20 % e tempo de estabilização, t_s igual a 10 ms.

Substituindo-se o valor de M_p na equação 5.2 obtém-se:

$$M_p = e^{-\left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)\pi} \times 100 \quad (8.1)$$

$$0,2 = e^{-\left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)\pi} \quad (8.2)$$

$$\zeta = 0,4559 \quad (8.3)$$

Valendo-se da equação 8.4 obtém-se a frequência natural, ω_n :

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (8.4)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s} = \frac{4}{(0,4559 \times 0,01)} = 877,2895 \quad (8.5)$$

De posse desses valores, determina-se os polos dominantes definidos pela Equação 8.6:

$$p_{1,2} = \zeta \omega_n \pm \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = -400 \pm 780,79i \quad (8.6)$$

Segundo Henrique e Oliveira (2006), se a magnitude da parte real de um polo adicional for maior que 5 a 10 vezes que a de um polo dominante, então este polo adicional pode ser considerado insignificante para a resposta transiente. Assim, simulações foram realizadas considerando o polo real P_3 5 vezes maior que a parte real dos polos dominantes. Os demais polos adicionais, P_4 , P_5 e P_6 , foram posicionados de forma que a distância entre eles fosse de 1 a 5 vezes a parte real dos polos dominantes. Notou-se que os resultados foram satisfatórios, sendo que o sobressinal diminuiu com o maior distanciamento entre os polos adicionais. Simulações também foram realizadas posicionando-se o polo real P_3 10 vezes maior que a parte real dos polos dominantes e os demais polos adicionais, P_4 , P_5 e P_6 , foram posicionados de forma que a distância entre eles fosse de 1 a 5 vezes a parte real dos polos dominantes. Os resultados foram muito semelhantes às simulações anteriores, com exceção dos polos adicionais com distância de 5 vezes a parte real dos polos dominantes, onde as saídas V_o e V_{bat} ficaram com valores iguais a zero. A partir dos resultados obtidos, optou por utilizar os polos adicionais da simulação 6 da tabela 8.2, em 5, 9, 13 e 17 vezes a parte real dos polos dominantes, por apresentar os menores sobressinais em V_o e V_{bat} . Estes polos constituem a matriz 8.8 que é a matriz de polos para se efetuar o cálculo da matriz de ganhos \mathbf{K} :

$$\mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & P_3 & P_4 & P_5 & P_6 \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

$$\mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} -400 - 781i & 400 + 781i & -2000 & -3600 & -5200 & -6800 \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

Para estes quatro últimos polos, utilizou-se fatores multiplicadores do *sigma* de maneira tal a assegurar uma resposta transitória satisfatória. A tabela 8.2 mostra os valores arbitrados tanto de M_p quanto de T_s , bem como os fatores multiplicadores que precedem os polos 3, 4, 5 e 6, respectivamente.

Tabela 8.2 – Valores Arbitrados para Técnica de Controle por Alocação de Polos-Modo 1

	$M_{\{p\}}$	$T_{\{s\}}$	F.Multi	F.Multi	F.Multi	F.Multi
	(%)	(s)	Polo 3	Polo 4	Polo 5	Polo 6
Simulação 1	0,2	0,01	5	6	7	8
Simulação 3	0,2	0,01	10	11	12	13
Simulação 3	0,2	0,01	5	7	9	11
Simulação 4	0,2	0,01	5	8	11	14
Simulação 5	0,2	0,01	10	13	16	19
Simulação 6	0,2	0,01	5	9	13	17
Simulação 7	0,2	0,01	10	14	18	22
Simulação 8	0,2	0,01	5	11	17	23

Fonte: Da autora 2022

O emprego da técnica de controle ótimo *LQR* para o problema objeto deste estudo, assim como a técnica de controle por alocação de polos, tem como objetivo encontrar os ganhos K que satisfaçam uma boa resposta transitória.

Neste estudo, assim como em muitos encontrados na literatura, entre eles Ribas (2011), William et al. (2017), Cruz Neto (2018), Abreu (2008), entre outros, escolheu-se os valores de \mathbf{Q} e \mathbf{R} de maneira heurística, isto é, tentativa e erro. Ressalta-se que a escolha dessas matrizes dependem das limitações físicas da planta e da experiência do projetista. Neste trabalho optou-se por uma forma habitual de escolha para a matriz \mathbf{Q} , fazendo-se uma matriz diagonal onde cada elemento define a importância relativa de cada uma das variáveis de estado. Em relação a \mathbf{R} , em sistemas com uma única entrada de controle, sabe-se que seu aumento resulta em redução do sinal de controle. Embora o sistema deste trabalho possua mais de uma entrada, considerou-se a análise simplificada. Dessa maneira, a escolha de \mathbf{Q} e \mathbf{R} envolve a energia do sinal de

controle, a velocidade de resposta e a amplitude de variáveis de estado. Utilizou-se as seguintes matrizes 8.9, 8.10 e 8.11 nas simulações do controle LQR :

- Modo 1:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,001 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,001 & 0 & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,001 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,001 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 4,000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4,000 \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,05 & 0 \\ 0 & 0,05 \end{bmatrix}$$

Em 8.9, na matriz \mathbf{Q} , os 4 primeiros elementos da diagonal representam as variáveis de estado e os 2 últimos, as variáveis de saída e na matriz \mathbf{R} os elementos da diagonal representam as ponderações do sinal d_3 de controle.

- Modo 2, V_s :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,0001 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0001 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5000 \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,010 \end{bmatrix}$$

Em 8.10, na matriz \mathbf{Q} , os 2 primeiros elementos da diagonal representam as variáveis de estado e o último, a variável de saída e na matriz \mathbf{R} , o seu elemento representa a ponderação do sinal d_3 de controle.

- Modo 2, V_{bat} :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,0001 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0001 & 0 \\ 0 & 0 & 0,3000 \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,010 \end{bmatrix}$$

Em 8.11, na matriz \mathbf{Q} , os 2 primeiros elementos da diagonal representam as variáveis de estado e o último, a variável de saída e na matriz \mathbf{R} , o seu elemento representa a ponderação do sinal d_3 de controle.

A tabela 8.3 apresenta os valores arbitrados para \mathbf{Q} e \mathbf{R} para o controle LQR .

Tabela 8.3 – Valores Arbitrados para Técnica de Controle LQR

\mathbf{Q} n_x	\mathbf{Q} n_y	\mathbf{R}
0,00001	4	0,0005

Fonte: Da autora 2022

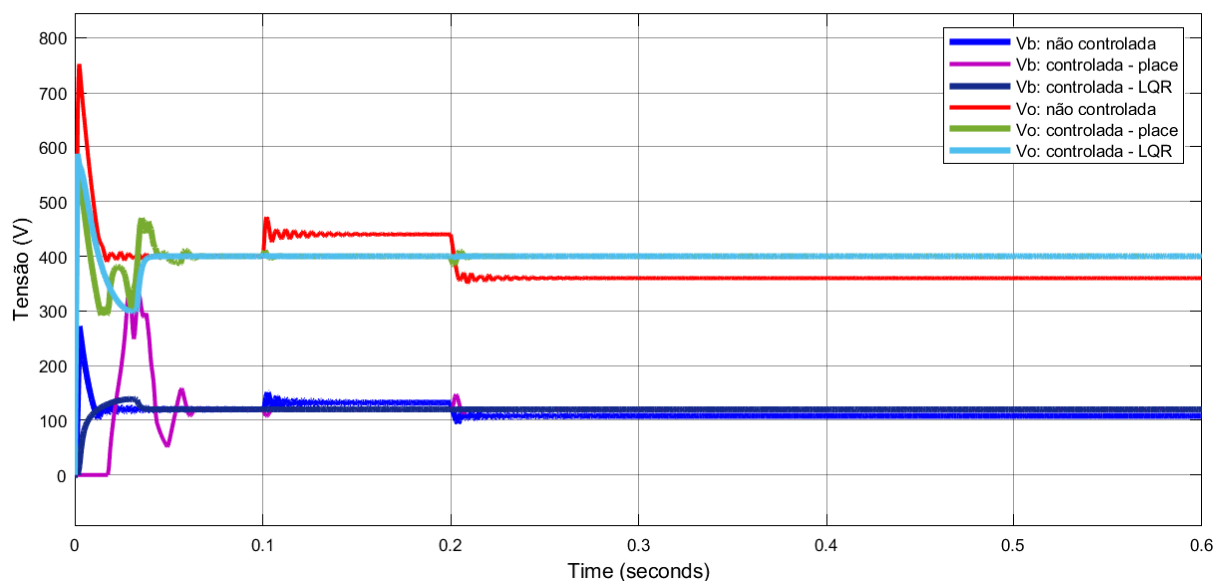
Após esta escolha, observa-se se a resposta transitória do sistema é satisfatória ou não e realiza-se ajustes nestes parâmetros até que esta seja.

No MATLAB, utilizou-se o comando *lqi*, lembrando-se aqui a adição de um termo integral afim de se corrigir o erro em regime permanente, por meio da seguinte sintaxe: $Klqi = lqi(ss(A,E,C,D),Q,R)$; onde $Klqi$ é o ganho de realimentação de estados. Ao se adicionar este termo integral, no modo 1, a matriz \mathbf{Q} passa a ter dois estados a mais, deixando-se de ser uma matriz 4×4 e tornando-se uma matriz 6×6 . A duração da ação integral no processo ao longo do tempo permanece até que não exista mais a diferença entre o valor desejado *setpoint*, e o valor medido (OGATA, 2010).

8.1 Modo 1

O valor de \mathbf{Q} utilizado para se multiplicar os números de estados, n_x e os números de saídas, n_y , presentes na rotina do MATLAB, detalhada no Apêndice A, bem como os valores de \mathbf{R} da técnica LQR são apresentados pela tabela 8.3.

Figura 8.4 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor VR-BESS - Simulação 1.



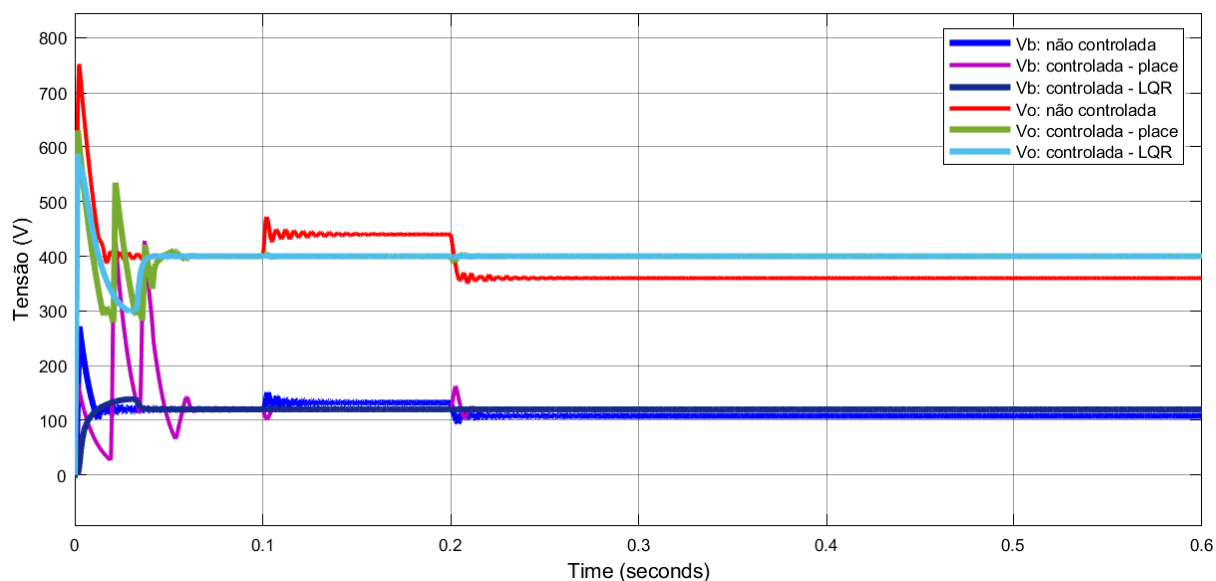
8.1.0.1 Projeto de Controle - Modo 1

A fim de se efetuar uma análise de menor sensibilidade aos distúrbios dos métodos de controle utilizados aplicou-se dois distúrbios, validados por alterações nos parâmetros V_s e V_{bat} . Nas simulações realizadas, esses distúrbios representam uma oscilação da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico. Aplicou-se os distúrbios que modelam variações na tensão de entrada e da bateria em forma de degraus, assim: a tensão de entrada inicia-se em 300 (V), aumenta-se para 330 (V), quando aplica-se o distúrbio 1 e diminui-se para 270 (V), quando aplica-se o distúrbio 2; para a bateria utilizou-se os seguintes valores de tensões: 120 (V), 150 (V) e 100 (V). Em todas as simulações utilizou-se como *setpoint* $V_0 = 400$ (V) e $V_{bat} = 120$ (V). Tanto no controle por alocação de polos quanto para o *LQR* adicionou-se um termo integral a fim de se corrigir o erro em estado permanente.

O gráfico da Figura 8.9 mostra os melhores resultados obtidos, este representa os valores da simulação 6 da tabela 8.2. Por ele observa-se o efeito da ação proporcional nas variáveis manipuladas, *duty cycle* 1 e 2, corrigidas pela ação integral em períodos contínuos, no tempo 0,1 (s) e 0,2 (s), acrescentado-se a esta o valor do desvio em relação ao *setpoint*. Identifica-se um novo ponto de equilíbrio após a ação proporcional e com este resultado inicia-se a ação integral. A resposta da ação integral é proporcional ao desvio, ou seja, quanto menor o desvio, menor é a resposta da ação integral.

Os gráficos das Figuras 8.4, 8.5, 8.6, 8.7, 8.8, 8.10 e 8.11 representam as demais simulações.

Figura 8.5 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor VR-BESS - Simulação 2.



As variações máximas do *setpoint* para a tensão V_0 após a aplicação do distúrbio 1 foram de 49 (V) para a técnica de alocação de polos e 5 (V) para a técnica *LQR* e após o distúrbio 2 essa variação foi de 81 (V) para alocação de polos e 11 (V) para *LQR*. Para a tensão V_{bat} as variações foram de 19 (V) para a técnica de alocação de polos e 2 (V) para a técnica *LQR* após o distúrbio 1 e após o distúrbio 2, 32 (V) para a técnica de alocação de polos e 4 (V) para a técnica *LQR*. Diante desses dados e da figura 8.9 fica evidente que a técnica de controle *LQR* mostrou um resultado superior à técnica por alocação de polos. Além de subamortecimento em suas respostas, a técnica por alocação de polos apresentou maior deslocamento em relação ao *setpoint*.

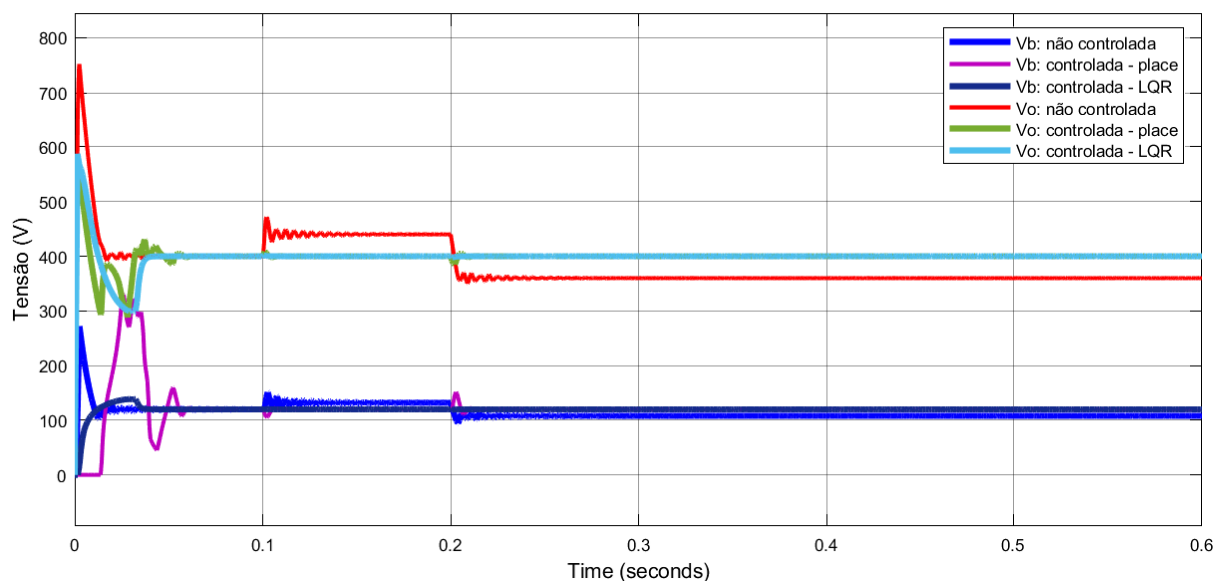
Aplicou-se ruídos de medição, PSD, *Power Spectral Density*, capazes de quantificarem a observabilidade do modo do sinal medido, nos estados realimentados durante a realimentação de estados de 0,1 (W/Hz). Não se realizou análises sobre os transitórios iniciais, pois conforme definido no início deste capítulo, estas aconteceram a partir do tempo 0,15 segundos, a partir do qual a resposta já havia convergido para os valores de regime permanente.

Pela tabela 8.4, apresenta-se o vetor de ganho K que pondera os estados realimentados pelo controle por alocação de polos e *LQR*.

Pela tabela 8.5, apresenta-se o vetor de ganho integral, K_i , que pondera as duas saídas pelo controle por alocação de polos e *LQR*.

Por estas análises identifica-se que o desempenho do controle *LQR* aplicado ao conversor VR-BESS é significativamente melhor que o controle por alocação de polos aplicado a

Figura 8.6 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor VR-BESS - Simulação 3.



este mesmo conversor. Pela frequência, 50 KHz, de chaveamento utilizada na geração do *PWM* aplicada às chaves, este desempenho é praticável uma vez que existem componentes eletrônicos capazes de suportarem tal frequência.

8.1.1 Modo 2

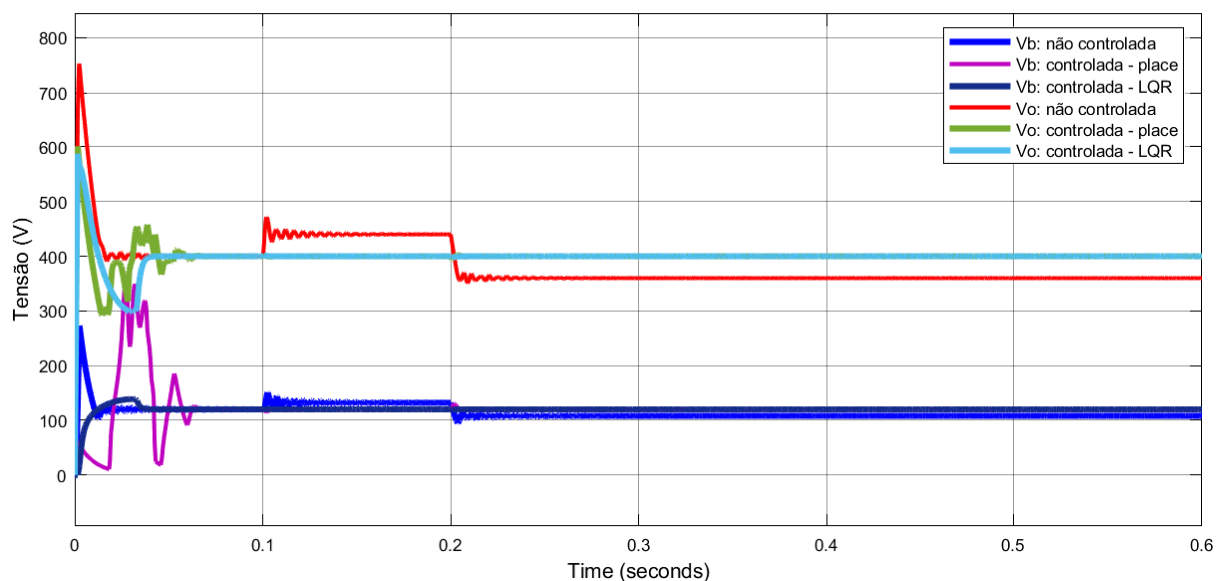
A tabela 8.6 resume os valores de *overshoot*, M_p , o tempo de acomodação, T_s , bem como os fatores multiplicadores, F_{Multi} , para os polos, 3_s e 3_{bat} , arbitrados para se obter o valor do ganho K pela técnica de controle por alocação de polos.

A tabela 8.7 resume os valores de Q utilizados para se multiplicar os números de estados, n_x e os números de saídas, n_y , presentes na rotina do MATLAB, bem como os valores de R da técnica *LQR*.

8.1.2 Projeto de Controle - Modo 2

Para o modo 2 aplicou-se os mesmos critérios utilizados para o modo 1. E sendo assim, a fim de se efetuar uma análise de menor sensibilidade aos distúrbios dos métodos de controle utilizados aplicou-se dois distúrbios, validados por alterações nos parâmetros V_s e V_{bat} . Nas simulações realizadas, esses distúrbios representam uma oscilação da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico. Aplicou-se os distúrbios que modelam variações na tensão de entrada e da bateria em forma de degraus, assim: a tensão de entrada inicia-se em 300 (V), aumenta-se para 330 (V), quando aplica-se o distúrbio 1 e diminui-se para 270 (V), quando aplica-se o distúrbio

Figura 8.7 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor VR-BESS - Simulação 4.

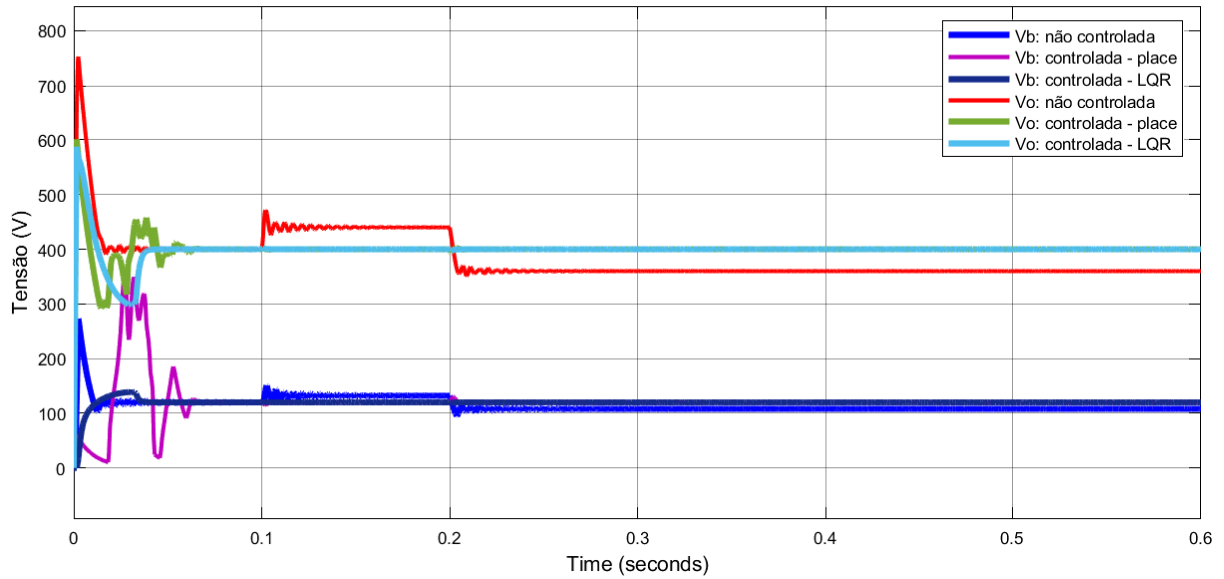


2; para a bateria utilizou-se os seguintes valores de tensões: 120 (V), 150 (V) e 100 (V). Em todas as simulações utilizou-se como *setpoint* $V_0 = 400$ (V) e $V_{bat} = 120$ (V). Tanto no controle por alocação de polos quanto para o *LQR* adicionou-se um termo integral a fim de se corrigir o erro em estado permanente. Os gráficos das Figuras 8.12 e 8.13 mostram os resultados obtidos.

Nelas, observa-se o efeito da ação proporcional nas variáveis manipuladas, *duty cycle* 1 e 2, corrigidas pela ação integral em períodos contínuos, no tempo 0,2 (s) e 0,4 (s), acrescentando-se a esta o valor do desvio em relação ao *setpoint*. Identifica-se um novo ponto de equilíbrio após a ação proporcional e com este resultado inicia-se a ação integral. A resposta da ação integral é proporcional ao desvio, ou seja, quanto menor o desvio, menor é a resposta da ação integral.

As variações máximas do *setpoint* para a tensão V_{bat} após a aplicação do distúrbio 1 foram de 31 (V) para a técnica de alocação de polos e 7 (V) para a técnica *LQR* e após o distúrbio 2 essa variação foi de 58 (V) para alocação de polos e 9 (V) para *LQR*. Para a tensão V_s as variações foram de 66 (V) para a técnica de alocação de polos e 11 (V) para a técnica *LQR* após o distúrbio 1 e após o distúrbio 2, 90 (V) para a técnica de alocação de polos e 9 (V) para a técnica *LQR*. Diante desses dados e das figuras 8.12 e 8.13 fica evidente que a técnica de controle *LQR* mostrou um resultado superior à técnica por alocação de polos. Além de subamortecimento em suas respostas, a técnica por alocação de polos apresentou maior deslocamento em relação ao *setpoint*.

Figura 8.8 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor *VR-BESS* - Simulação 5.



Pela tabela 8.8, apresenta-se o vetor de ganho K que pondera os estados realimentados pelo controle por alocação de polos e LQR .

Pela tabela 8.9, apresenta-se o vetor de ganho integral, K_i , que pondera as duas saídas pelo controle por alocação de polos e LQR .

Por estas análises identifica-se que o desempenho do controle LQR aplicado ao conversor *VR-BESS* é significativamente melhor que o controle por alocação de polos aplicado a este mesmo conversor. Pela frequência, 50 KHz, de chaveamento utilizada na geração do *PWM* aplicada às chaves, este desempenho é praticável uma vez que existem componentes eletrônicos capazes de suportarem tal frequência.

$$\sigma = \frac{4}{t_s} \quad (8.12)$$

De posse desses valores, determina-se os polos dominantes definidos pela Equação 8.6:

$$p_{3,4,5,6} = -\sigma \text{ (Fator Multiplicador)}$$

Figura 8.9 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor *VR-BESS* - Simulação 6.

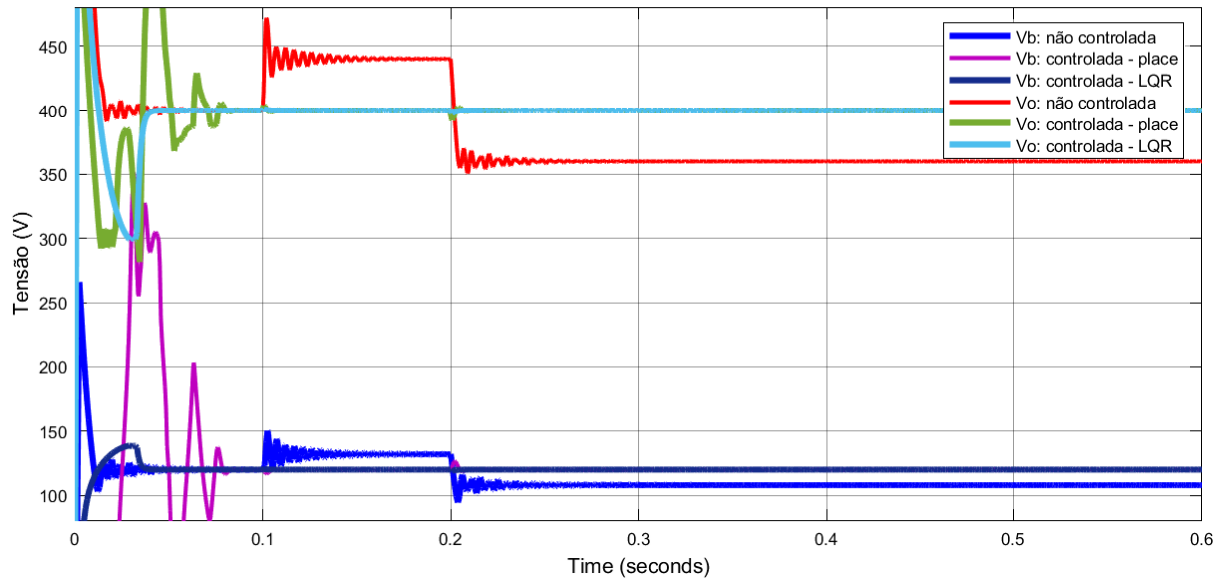


Figura 8.10 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor *VR-BESS* - Simulação 7.

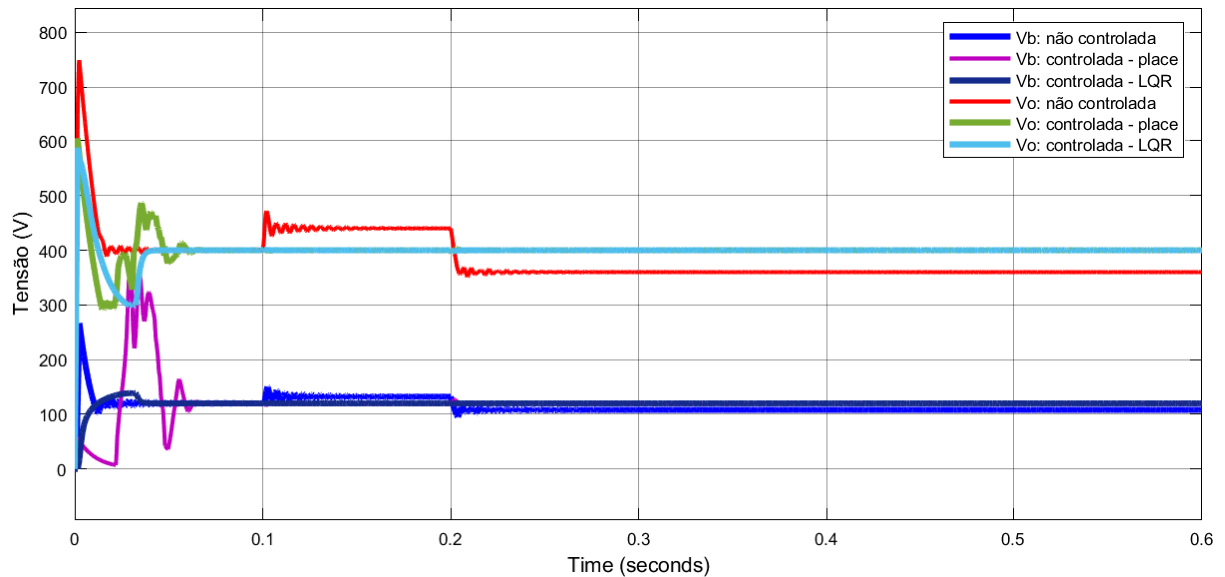


Figura 8.11 – Projeto de Controle - Modo 1 de operação do Conversor *VR-BESS* - Simulação 8.

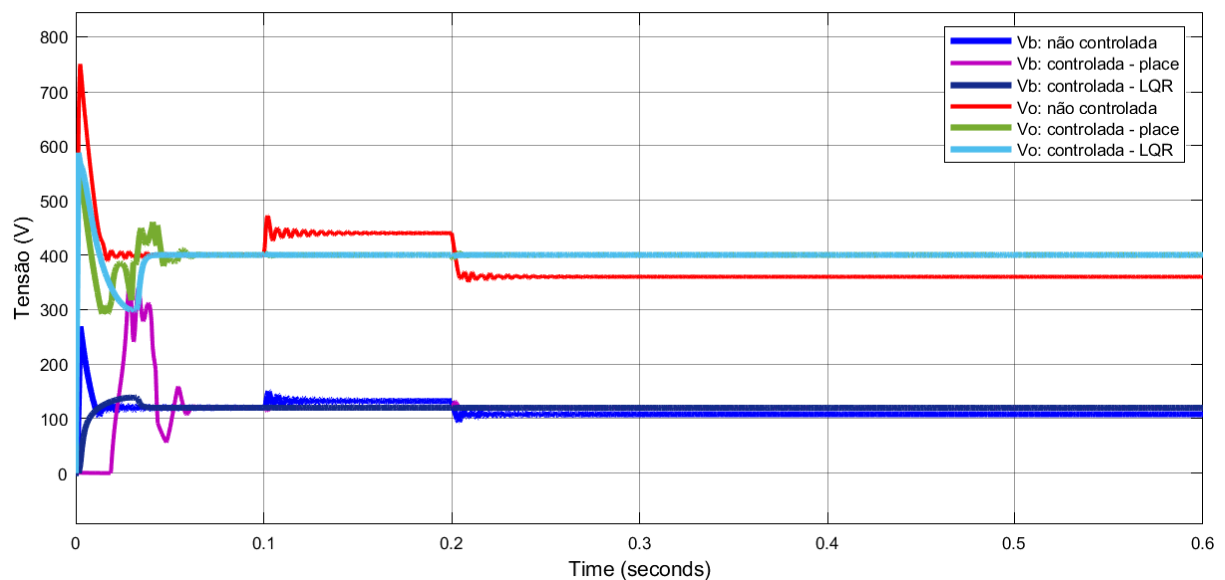


Tabela 8.4 – Simulação 6 - Ganho K dos Estados Realimentados-Modo 1

Alocação de Polos				LQR			
K_{iLbat}	K_{vCbat}	K_{iLS}	K_{vC0}	K_{iLbat}	K_{vCbat}	K_{iLS}	K_{vC0}
-0.0028	0.0013	0.0298	0.0216	0.0537	-0.0270	0.1523	0.1580
0.0170	0.0094	0.0304	0.0253	0.1383	0.1613	0.0711	0.0337

Fonte: Da autora 2022

Tabela 8.5 – Simulação 6 - Ganho Integral K_i -Saídas-Modo 1

Alocação de Polos		LQR	
K_{i1}	K_{i2}	K_{i1}	K_{i2}
14.8009	-7.2926	87.9581	-16.2285
23.2890	-2.6646	16.2285	87.9581

Fonte: Da autora 2022

Tabela 8.6 – Valores Arbitrados para Técnica de Controle por Alocação de Polos-Modo 2

	M_p (%)	T_s (s)	F.Multi Polo 3_s	F.Multi Polo 3_{bat}
Simulação 1	0,05	0,01	5	6

Fonte: Da autora 2022

Tabela 8.7 – Valores Arbitrados para Técnica de Controle LQR -Modo 2

Q nx	Q ny	R
0,00001	4	0,0005

Fonte: Da autora 2022

Tabela 8.8 – Simulação 1-Ganho K -Estados Realimentados-Modo 2

	Alocação de Polos		LQR	
	K_{iLs}	K_{vC0}	K_{iLs}	K_{vC0}
K_s	0,0139	0,0007	0,1636	0,1619
K_{bat}	0,0203	0,0085	0,1253	0,0941

Fonte: Da autora 2022

Tabela 8.9 – Simulação 1-Ganho Integral K_i -Saídas-Modo 2

	Alocação de Polos	LQR
K_{is}	1,1826	89,4427
K_{ibat}	0,5420	5,4772

Fonte: Da autora 2022

Figura 8.12 – Projeto de Controle - Modo 2 de operação do Conversor VR-BESS - Simulação 1.

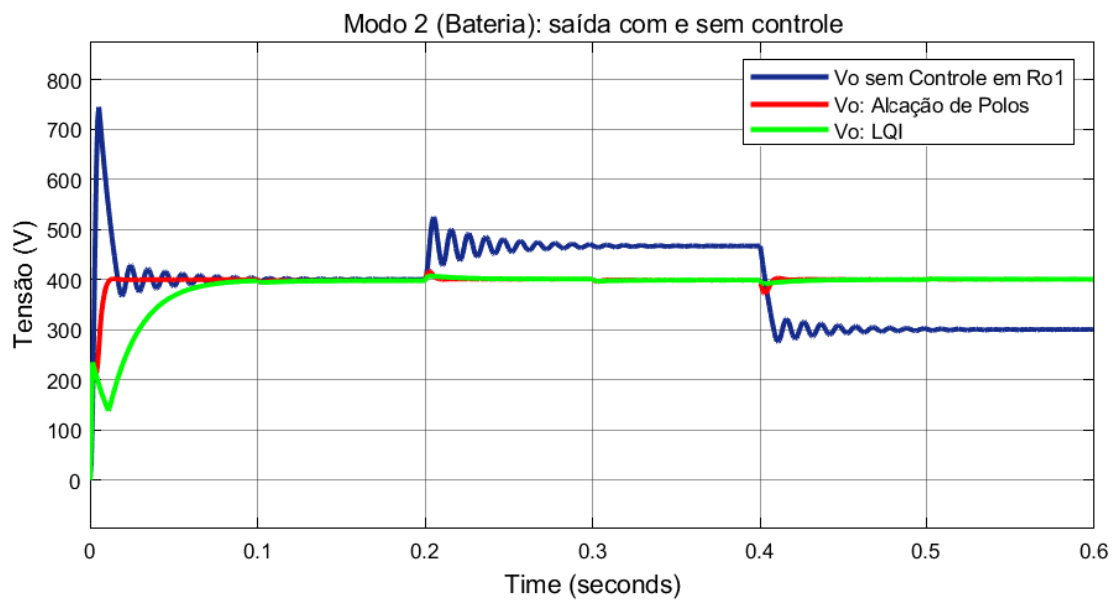
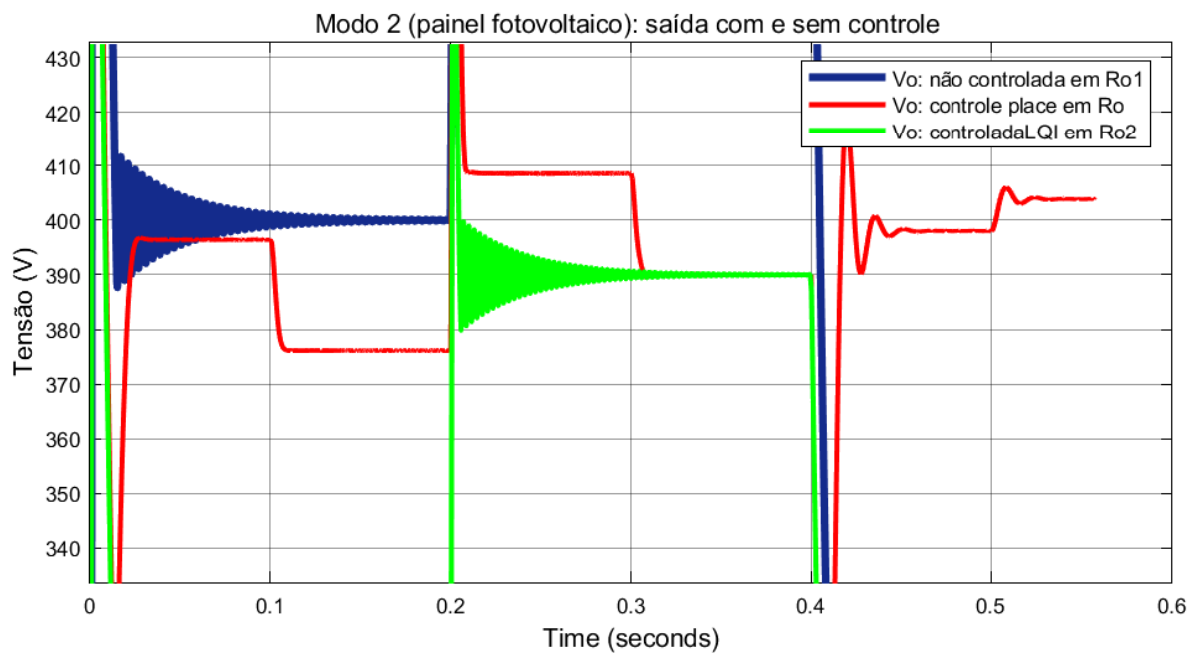


Figura 8.13 – Projeto de Controle - Modo 2 de operação do Conversor VR-BESS - Simulação 1.



9 CONCLUSÃO

Neste trabalho estudou-se o problema de instabilidade de tensão, que prejudica ou não atende a demanda da carga, oriundo de plantas solares fotovoltaicas, bem como as estratégias de controle por alocação de polos e *LQR* capazes de oferecerem melhor desempenho para o sistema, através de um conversor CC.

Apresentou-se o equacionamento, a partir dos circuitos elétricos equivalentes, e a modelagem matemática de um sistema regulador de tensão e armazenamento de energia em baterias, integrados em uma mesma estrutura, para projetos *off-grid*.

Demonstrou-se as equações matemáticas para cada uma das três etapas de operação, nos dois modos que este conversor trabalha. Obtê-las permitiu-se calcular as equações de estado necessárias para a modelagem do problema.

Modelando-se este, aplicou-se a técnica do valor médio em espaço de estados e adquiriu-se uma única equação capaz de descrever todo comportamento do sistema.

De posse dessa equação, realizou-se a análise CC e a análise CA e utilizou-se o resultado desta última para se aplicar as técnicas de controle por alocação de polos e pelo regulador linear quadrático, *LQR*. Em ambas as técnicas, incluiu-se um integrador afim de se eliminar o erro em regime permanente.

Pela metodologia, propôs-se também, a modelagem, simulação e análise de sistemas através da ferramenta *Simulink*, do *software* MATLAB.

Apresentou-se os resultados por meio de gráficos e tabelas gerados e entende-se que a metodologia proposta é uma boa alternativa para se solucionar o problema proposto com as técnicas de controle por alocação de polos e *LQR*.

Entende-se também que pelas análises realizadas que o controle *LQR* apresenta desempenho significativamente superior que o controle por alocação de polos quando aplicados ao conversor *VR-BESS*.

Planeja-se a divulgação científica dos resultados apresentados nesta dissertação através da escrita e submissão de artigos para congressos e periódicos.

9.1 Principais Contribuições

- Demonstrar que a modelagem matemática proposta abrange de maneira satisfatória problemas com múltiplas entradas e saídas, tal como o conversor alvo deste estudo;

- Efetivar que as técnicas de controle propostas viabilizam resultados satisfatórios para o problema proposto;
- Mostrar que há uma dependência considerável dos parâmetros ótimos, Q e R em relação à condição inicial do sistema dinâmico, mas que a metodologia sugerida pode resolver esse problema com eficiência;
- Expor que a ação de controle integral no erro incluída na representação de estados assegurou um alto ganho na frequência zero e conseqüentemente erro nulo em regime permanente;
- Destacar que o sinal de controle u é implementado na forma *PWM*, *Pulse Width Modulation*, e que a limitação da amplitude e da banda passante do sinal foram consideradas no projeto da lei de controle escolhido-se adequadamente as matrizes Q e R do *LQR*;
- Mostrar que o controle obtido possui características de robustez às variações de parâmetros.

9.2 Sugestões para trabalhos futuros

- Implementar o protótipo para validar empiricamente os resultados, bem como confrontá-los com os resultados das simulações;
- Avaliar outras metodologias para o projeto do *LQR*, onde se possa obter de forma automatizada as matrizes Q e R ;
- Estudar diferentes metodologias para o projeto do controle *LQR*, avaliando se em estruturas mais complexas são necessárias e suficientes para se verificar a eficácia do método proposto;
- Analisar a aplicação das soluções considerando processos com tempo morto. Em projetos reais é comum que se apresentem tempo morto. Portanto, seria interessante investigar a aplicação das soluções propostas nesse caso;
- Expandir a metodologia para sistemas *on-grid*;
- Aplicar a metodologia para outros projetos com o objetivo de se verificar sua aplicabilidade.

REFERÊNCIAS

- ABREU, I. S. Alocação de Autoestrutura em Sistemas Dinâmicos Multivariáveis Controle Inteligente LQR Neuro-Genético para Alocação de Autoestrutura em Sistemas Dinâmicos Multivariáveis. 2008.
- Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Energia Solar. **Atlas da Energia Elétrica do Brasil**, p. 14, 2005. Disponível em: <[http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia{_}Solar\(3\).>](http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia{_}Solar(3).>)
- ALLOCATION, P. Controllability, observability, pole allocation, and state reconstruction. p. 582–595, 1971.
- ANDRIES, V. D. et al. On the accuracy of a time-domain identification method for a DC-DC buck converter. **ISSCS 2019 - International Symposium on Signals, Circuits and Systems**, IEEE, p. 1–6, 2019.
- ANEEL, A. N. D. E. E. **Brasil termina 2021 com maior acréscimo em potência instalada desde 2016**. 2022. Disponível em: <<https://www.aneel.gov.br/sala-de-imprensa-exibicao/>>.
- ARYAL, A. et al. Residential grid connected solar inverter using fuzzy logic DC-DC Converter. **Proceeding - 2016 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application: Sustainable Energy for a Better Life, ICSEEA 2016**, IEEE, p. 12–16, 2017.
- BACHA S.; BRATCU, A. I. M. **Power Electronic Converters Modeling and Control**. [S.l.]: Springer, 2015. ISBN 978-1-4471-5477-8.
- BARATA, H. A. Impacto de Redes de Distribuição com Massiva Conexão de Geradores Fotovoltaicos na Estabilidade de Tensão de Longo-Prazo em Sistemas de Potência. p. 131, 2017.
- BARBI, I. Modelagem de conversores cc-cc empregando modelo médio em espaços de estados. **Edição do autor. Florianópolis-SC**, 2015.
- BECQUEREL, M. Mémoire sur les effets électriques produits sous l'influence des rayons solaires. **Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des sciences**, v. 9, p. 561–567, 1839.
- BOLDRINI, J. L. et al. Álgebra linear. **Núcleo**, v. 15, p. 19, 1980.
- BREGANON, R. et al. Um estudo sobre o controle por realimentação de estado com alocação de polos em um pêndulo furuta. **Brazilian Journal of Development**, v. 6, n. 6, p. 36373–36390, 2020.
- BRITO MIGUEL C.; SILVA, J. A. Energia fotovoltaica: conversão de energia solar em electricidade. 2019.
- CHAVES, E. N. et al. Projeto De Controlador Baseado No Modelo Interno Utilizado Em P & O-Mppt E Conversor Cc-Cc Boost Quadrático. p. 383–394, 2015.
- Cruz Neto, H. J. da. Otimização do Posicionamento de Sensores e Atuadores Para o Controle com Realimentação de Saída Utilizando Critério de Desempenho Quadrático. p. 113, 2018.
- CUBILLOS, M.; GADELHA, L. C. Extensão da teoria do regulador linear quadrático para o controle de atitude de um satélite artificial. 2005.

Dorf. R., R. C.; BISHOP, H. **Sistemas De Controle Modernos 8A Ed - Dorf - Ltc.pdf**. 2001. 659 p.

DURÁN-GÓMEZ, J. L. et al. Analysis and evaluation of a series-combined connected boost and buck-boost DC-DC converter for photovoltaic application. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 2006, n. April, p. 979–985, 2006.

ENERGÉTICA, E. d. P. Balanço Energético Nacional 2020: Ano base 2019. **Rio de Janeiro : EPE**, p. 7–295, 2020.

ENERGIA, M. D. M. E. **Geração solar deve crescer acima de 60% em 2021**. 2021. Disponível em: <<https://agenciabrasil.ebc.com.br/radioagencia-nacional/geral/audio/2021-11/geracao-de-energia-solar-no-brasil-deve-crescer-67-em-2021>>.

ENERGY, I.; AGENCY. Global Energy Review 2019. **Global Energy Review 2019**, 2020.

EPE. Balanço Energético Nacional - BEN 2021. **Empresa de Pesquisa Energética**, p. 268, 2021. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-ben>>.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.: s.n.], 2007.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

FARIAS. Regulador Linear Quadrático (LQR) com Ação Integral Aplicado ao Conversor Boost com Carga não Linear. p. 4159–4165, 2014.

GARCIA, F. S. et al. Analysis and control of DC-DC converters based on Lyapunov Stability Theory. **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009**, p. 2920–2927, 2009.

HART, D. W. **ELECTRÓNICA DE POTENCIA**. [S.l.]: PE A R S O N E D U C A C I Ó N , S. A., Madrid, 2001. ISBN 84-205-3179-0.

HENRIQUE, A. R. Y.; OLIVEIRA, M. D. E. Universidade federal fluminense. 2006.

HEYMANN, M. Comments “On Pole Assignment in Multi-Input Controllable Linear Systems”. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 13, n. 6, p. 748–749, 1968. ISSN 15582523.

JAEN, C. et al. A linear-quadratic regulator with integral action applied to PWM DC-DC converters. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, n. 3, p. 2280–2285, 2006.

JEMIMA, J. J.; RAJA, S. C. Design of photovoltaic based battery charger using sliding mode MPPT control. **2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies, i-PACT 2017**, v. 2017-Janua, p. 1–7, 2018. ISSN 2321-113X.

KAILATH, T. **Linear Systems**. [S.l.]: Edição Inglês, 1979.

KATHUSHIKO, O. Engenharia de controle moderno. 5ª edição. **Editora LTC**, 2011.

LEVINE, W. S. **The Control Handbook (three volume set)**. [S.l.]: CRC press, 2018.

LIMA, M. A. M. d. et al. Utilização de sistemas armazenadores de energia para controle do perfil de tensão em regime permanente em redes elétricas de distribuição. Universidade Federal de Uberlândia, 2019.

LIPO T. A.; HOLMES, D. G. **Pulse Width Modulation for Power Converters**. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2003. ISBN 84-205-3179-0.

MAGNAGO, H. S. et al. Modelagem e controle de velocidade de um gerador a etanol operando com velocidade variável. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, n. 1.

MÄKILÄ, P. Kalman Filtering and Linear Quadratic Gaussian Control: PART II - Linear Quadratic Gaussian Control. **Lecture Notes for course**, p. 1–31, 2004. Disponível em: <[http://www.dt.fee.unicamp.br/\\$\sim\\$jbosco/ia856/KF_part1_Makila.pdf](http://www.dt.fee.unicamp.br/\simjbosco/ia856/KF_part1_Makila.pdf)>.

MARGARIDO, G.; TRIGOSO, F.; FRAJUCA, C. Avaliação do impacto da temperatura no rendimento da produção de energia fotovoltaica: Estudo de caso. **Geoambiente on-line**, n. 39, 2021. ISSN 1679-9860.

MATTOS, E. et al. Conversor Boost com Duas Saídas Aplicados a Subsistemas de Energia de Pequenos Satélites : Modelagem e Controle. 2008.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. **1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 18–34, 2015.

MOQADDAM, M. A.; HAMZEH, M. PWM plus secondary-side phase-shift controlled full-bridge three-port bidirectional converter for application in MVDC distribution networks. **8th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, PEDSTC 2017**, p. 178–183, 2017.

MOTA, J. d. O. e. a. Sistema de armazenamento de energia solar com controle microprocessado para dispositivos eletrônicos. 2020.

NATIONAL, G.; PILLARS, H. Resolução Normativa ANEEL N°950 de 23 de novembro de 2021. 2021.

NEACSU, D. O.; SIRBU, A. Design of a LQR-Based boost converter controller for energy savings. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 7, p. 5379–5388, 2020. ISSN 15579948.

NISE, N. S. **Diagrama de Blocos Parâmetros do Esquema**. [S.l.: s.n.], 2012. ISBN 9780470547564.

NOBREGA, N. **Equações Diferenciais**. [S.l.: s.n.], 2008. v. 1. ISBN 8576482118.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.: s.n.], 2010. 912 p. ISBN 9788576058106.

OLIVEIRA, E. A. et al. Controle adaptativo baseado em passividade aplicado a um conversor. 2008.

- ONS., O. N. do S. E. Padrões de Desempenho da Rede Básica – Submódulo 2.2. [S.l.], 2000.
- OTICO, R. O. B. UM CONTROLADOR ROBUSTO LQR / LQG E FILTRO DE KALMAN EM UM MANIPULADOR UM CONTROLADOR ROBUSTO LQR / LQG E. 2017.
- PACHECO, V. M. et al. A dc-dc converter adequate for alternative supply system applications. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 2, n. c, p. 1074–1080, 2002.
- PEARSON, G. Conversion of solar to electrical energy. **American Journal of Physics**, American Association of Physics Teachers, v. 25, n. 9, p. 591–598, 1957.
- Pengaruh PMA, PMDN, TK, d. I. Resolução normativa nº 876, de 10 de março de 2020. v. 2507, n. February, p. 1–9, 2020.
- PINHEIRO CARLOS ALBERTO MURARI; MACHADO, J. N. F. L. H. d. C. **SISTEMAS DE CONTROLES DIGITAIS E PROCESSAMENTO DE SINAIS - Projetos, Simulações e Experiências de Laboratório**. [S.l.]: INTERCIÊNCIA, 2017., 2017. ISBN 9788571934085.
- PINHO J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos**. [S.l.: s.n.], 2014.
- POGGETTO, F. D. Vinícius Fonseca Dal Poggetto. 2014.
- PRADO, M. L. M. Controle Robusto por Alocação de Pólos via Análise Intervalar Modal. 2006.
- PRAKASH, A.; PARIDA, S. K. LQR based PI controller for load frequency control with distributed generations. **2020 21st National Power Systems Conference, NPSC 2020**, p. 1–5, 2020.
- RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2017.
- REIS, F. E. U. Conversor cc/cc com dois estágios para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos de energia. 2020.
- RIBAS, S. P. Um Controle Ótimo Aplicado a Fontes Ininterruptas De Energia : Projeto , Validação Experimental E Análise De. 2011.
- RIBEIRO, G. C. et al. Projeto e Estudo Comparativo de um Controlador LQR Aplicado a uma Planta de Segunda Ordem. n. 2, 2020.
- ROSEMBACK, R. H. Conversor cc-cc bidirecional buck-boost atuando como controlador de carga de baterias em um sistema fotovoltaico. 2020.
- RÜTHER, R. **Edifícios solares fotovoltaicos: o potencial da geração solar fotovoltaica integrada a edificações urbanas e interligada à rede elétrica pública no Brasil**. [S.l.: s.n.], 2004. 114 p. ISBN 8587583042.
- SAIPET, A.; NUCHPRAYOON, S. On Controlling Power Ramping and Output of Grid-Connected Rooftop Solar PV Using Battery Energy Storage System. p. 1–5, 2019.
- SILVA, J. M. D.; PRADO, M. L. M. Controlador por alocação de polos aplicado a um sistema de suspensão ativa. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, n. 1.

SILVA, P. F. Breve história da energia solar. 2019.

SOUZA, A. C. D. et al. Avaliação crítica das correntes certificadas propostas pelo submódulo 2.8 do procedimento de rede do ons. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, n. 1.

SPIER, D. W.; OGGIER, G. G.; SILVA, S. A. da. Dynamic modeling and analysis of the bidirectional DC-DC boost-buck converter for renewable energy applications. **Sustainable Energy Technologies and Assessments**, v. 34, p. 133–145, 2019. ISSN 22131388.

TORRES, R. C. Energia solar fotovoltaica como fonte alternativa de geração de energia elétrica em edificações residenciais. **Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo-SP**, p. 164, 2012. Disponível em: <http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18147/tde-18032013-091511/>.

URTASUN, A. et al. Frequency-based energy-management strategy for stand-alone systems with distributed battery storage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 9, p. 4794–4808, 2015. ISSN 08858993.

UYGUN, K.; MATTHEW, H. W.; HUANG, Y. DFBA-LQR: An optimal control approach to flux balance analysis. **Industrial and Engineering Chemistry Research**, v. 45, n. 25, p. 8554–8564, 2006. ISSN 08885885.

Van Cutsem, T.; VOURNAS, C. D. Emergency voltage stability controls: An overview. **2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, PES**, p. 1–10, 2007.

WILLIAM, A. et al. Baseado Em Um Lqr Robusta Lqr-Based Control for a Battery Charging System With Robust Stability To Parametric. p. 408–417, 2017.

YE, D.; YANG, G. H. Adaptive fault-tolerant tracking control against actuator faults. **Proceedings of the American Control Conference**, v. 2006, n. 6, p. 5505–5510, 2006. ISSN 07431619.

A APÊNDICES

Contents

- Parâmetros Utilizados
- Modelagem em Espaço de Estados
- Análise CC
- Análise de Pequenos Sinais ou CA
- Controle por Alocação de Polos
- Controle por LQR
- Gráficos

```
clc
clear all
%----- MODO 1 -----
```

Parâmetros Utilizados

```
D1 = 0.25;
D2 = 0.55;
Vs = 300;
Ls = 1e-3; Lb= 1.1e-3;
Co = 220e-6; Cb = 330e-6;
Ro = 80; Rb = 29;
```

Modelagem em Espaço de Estados

```
%A1 = [ 0      -1/Lb      0      0; ...
%      1/Cb      -1/(Cb*Rb)  0      0; ...
%      0      0      0      0; ...
%      0      0      0      -1/(Co*Ro) ];

%A2 = [ 0      -1/Lb      0      1/Lb; ...
%      1/Cb      -1/(Cb*Rb)  0      0 ; ...
%      0      0      0      -1/Ls; ...
%      -1/Co      0      1/Co      -1/(Co*Ro) ];

%A3 = [ 0      -1/Lb      0      0; ...
%      1/Cb      -1/(Cb*Rb)  0      0; ...
%      0      0      0      -1/Ls; ...
%      0      0      1/Co      -1/(Co*Ro) ];

%A = (D1*A1) + ((D2-D1)*A2) + ((1-D2)*A3);

A = [ 0      -1/Lb      0      (D2-D1)/Lb; ...
      1/Cb      -1/(Cb*Rb)  0      0; ...
      0      0      0      -(1-D1)/Ls; ...
      -(D2-D1)/Co      0      (1-D1)/Co      -1/(Co*Ro) ];

%B1 = [0; 0; 1/Ls; 0];
%B2 = [0; 0; 1/Ls; 0];
%B3 = [0; 0; 1/Ls; 0];
%B = (D1*B1) + ((D2-D1)*B2) + ((1-D2)*B3);
B = [0; 0; 1/Ls; 0];
```

```

%C1 = [0 0 0 1; 0 1 0 0];
%C2 = [0 0 0 1; 0 1 0 0];
%C3 = [0 0 0 1; 0 1 0 0];
%C = (D1*C1)+(D2-D1)*C2+((1-D2)*C3);
C = [0 0 0 1; 0 1 0 0];

```

Análise CC

```

%X = -(A^(-1))*B*U

% A^(-1) = [ -Lb/Rb          Cb          -(D2-D1)*Ls/((1-D1)*Rb)
0;...
%          -Lb          0          -(D2-D1)*Ls/(1-D1)
0;...
%          -(D2-D1)*Lb/((1-D1)*Rb)  (D2-D1)*Cb/(1-D1)  -(Rb+(D2-D1)^2*Ro)*Ls/((1-D1)^2*Rb
*Ro)  Co/(1-D1);...
%          0          0          -Ls/(1-D1)
0          ];

%U = Vs

%X = [ (D2-D1)/((1-D1)*Rb);...
%      (D2-D1)/(1-D1);...
%      (Rb+(D2-D1)^2*Ro)/((1-D1)^2*Rb*Ro);...
%      1/(1-D1)          ]*Vs;

```

Análise de Pequenos Sinais ou CA

```

%E1 = (A1-A2)*X+(B1-B2)*U;
%E2 = (A2-A3)*X+(B2-B3)*U;

%E1 = [ -1/((1-D1)*Lb);...
%      0;...
%      1/((1-D1)*Ls);...
%      ((D2-D1)*(1-D1)*Ro-(D2-D1)^2*Ro-Rb)/((1-D1)^2*Rb*Ro*Co) ]*Vs;

%E2 = [ 1/((1-D1)*Lb);...
%      0;...
%      0;...
%      -(D2-D1)/((1-D1)*Rb*Co) ]*Vs;

%E = [E1 E2];

E = [ -1/((1-D1)*Lb)          1/((1-D1)*Lb);...
0          0;...
1/((1-D1)*Ls)          0;...
((D2-D1)*(1-D1)*Ro-(D2-D1)^2*Ro-Rb)/((1-D1)^2*Rb*Ro*Co)  -(D2-D1)/((1-D1)*Rb*Co) ]*V
s;

states = {'iLb' 'vCb' 'iLs' 'vCo'};
inputs = {'d1' 'd2'};
outputs = {'vo' 'vb'};

D = [0 0; 0 0];

sys_mimo = ss(A,E,C,D,'statename',states,...

```


Controle por LQR

```

Chat = [C [0;0] [0;0]];
nx = 4;    %Number of states
ny = 2;    %Number of outputs

%Q = blkdiag(0.001*eye(nx),4*eye(ny)); % original
%R = 0.05*[1 0;0 1]; % original

Q = blkdiag(0.00001*eye(nx),4*eye(ny));
R = 0.00001*[1 0;0 1];

Klqi = lqi(ss(A,E,C,D),Q,R);
%Klqi = lqr(ss(Ahat,Ehat,Chat,D),Q,R);

K_lqi = Klqi(1:2, 1:4)
Klqi_i = -Klqi(1:2, 5:6)

% sys = ss(A,[E E],C,[D D]);
% Qn = eye(2);
% Rn = eye(2);
% kest = kalman(sys,Qn,Rn);
%
% trksys = lqgtrack(kest,Klqi)

```

Gráficos

```

load('SaidasModol.mat');
tempo = SaidasModol.time;
VoNaoControlada = SaidasModol.signals(1).values;
VoAlocacaoPolos = SaidasModol.signals(2).values;
VoLQI = SaidasModol.signals(3).values;
VBatNaoControlada = SaidasModol.signals(4).values;
VBatAlocacaoPolos = SaidasModol.signals(5).values;
VBatLQI = SaidasModol.signals(6).values;

% figure()
% plot(tempo,VaNaoControlada,'b',tempo,VoAlocacaoPolos,'m',tempo,VoLQI,'k',tempo,...
% VBatNaoControlada,'r',tempo,VBatAlocacaoPolos,'g',tempo,VBatLQI,'c','LineWidth',2);
% xlim([0.15 0.6])
% ylim([0 630])

figure(1)
plot(tempo,VaNaoControlada,'b',tempo,VoAlocacaoPolos,'m',tempo,VoLQI,'k','LineWidth',2);
xlim([0.15 0.6])
ylim([0 630])

```

```

% legend({'V_{o}: Não Controlada','V_{o}: Alocação de Polos','V_{o}: LQI',...
%       'V_{bat}: Não Controlada','V_{bat}: Alocação de Polos','V_{bat}: LQI'},...
%       'interpreter','tex','FontSize',12)
ylabel('Tensão (V)');
xlabel('Tempo (s)');
grid on

figure(2)
plot(tempo,VBatNaoControlada,'r',tempo,VBatAlocacaoPolos,'g',tempo,VBatLQI,'c','LineWidth'
,2);
xlim([0.15 0.6])
ylim([0 630])
ylabel('Tensão (V)');
xlabel('Tempo (s)');
grid on

set(gcf, 'PaperUnits', 'inches');
x_width=10.25 ;y_width=7.25
set(gcf, 'PaperPosition', [0 0 x_width y_width]); %
set(gca, 'FontSize',12);
saveas(gcf, 'modol-fig2.png')

% Grafico Duty 1
load('DutyCyclesCompModol.mat');
time = DutyCyclesCompModol.time;
D1LQI = DutyCyclesCompModol.signals(1).values;
D1AlocacaoPolos = DutyCyclesCompModol.signals(2).values;

figure()
plot(time,D1LQI,'b',time,D1AlocacaoPolos,'k','LineWidth',2);
xlim([0.15 0.6])
ylim([0 1])

legend({'D_{1}: LQI','D_{1}: Alocação de Polos'},...
       'interpreter','tex','FontSize',12)
ylabel('Duty Cycle');
xlabel('Tempo (s)');
grid on

set(gcf, 'PaperUnits', 'inches');
x_width=10.25 ;y_width=7.25
set(gcf, 'PaperPosition', [0 0 x_width y_width]); %
set(gca, 'FontSize',12);
saveas(gcf, 'duty-cycle-fig5.png')

% Duty ampliado
figure()
plot(time,D1LQI,'b',time,D1AlocacaoPolos,'k','LineWidth',1);
xlim([0.28675 0.2871])
ylim([0.32 0.54])

% legend({'D_{1}: LQI','D_{1}: Alocação de Polos'},...
%       'interpreter','tex','FontSize',12)
ylabel('Duty Cycle');
xlabel('Tempo (s)');
grid on

set(gcf, 'PaperUnits', 'inches');

```

```
x_width=10.25 ;y_width=7.25
set(gcf, 'PaperPosition', [0 0 x_width y_width]); %
set(gca, 'FontSize',12);
saveas(gcf, 'duty2.png')
```

Contents

- [Parâmetros Utilizados](#)
- [Modelagem em Espaço de Estados - FONTE Vb](#)
- [Análise CC - FONTE Vb](#)
- [Análise de Pequenos Sinais ou CA - FONTE Vb](#)
- [Modelagem em Espaço de Estados - FONTE Vs](#)
- [Análise CC e CA - FONTE Vs](#)
- [Controle por Alocação de Polos](#)
- [Controle por LQR](#)
- [Gráficos](#)

```
clc
clear
%----- MODO 2 -----
% Este scrip roda o simulink unificado também
```

Parâmetros Utilizados

```
D1 = 0.25;
D2 = 0.7;
Vs = 300; Vb = 120;
Ls = 1e-3; Lb = 1.1e-3;
Co = 220e-6;
Ro = 80;
```

Modelagem em Espaço de Estados - FONTE Vb

```
% Modelagem em Espaço de Estados
%Abat1 = [ 0 0;...
%         0 -1/(Co*Ro) ];

%Abat2 = [ 0 -1/Lb;...
%         1/Co -1/(Co*Ro) ];

%Abat = (D2*Abat1)+((1-D2)*Abat2)

Abat = [ 0 -(1-D2)/Lb;...
(1-D2)/Co -1/(Co*Ro) ];

%Bbat1 = [1/Lb; 0];
%Bbat2 = [1/Lb; 0];
%Bbat = (D2*Bbat1)+((1-D2)*Bbat2);
Bbat = [1/Lb; 0];

%Cbat1 = [0 1];
%Cbat2 = [0 1];
%Cbat = (D2*Cbat1)+((1-D2)*Cbat2);
Cbat = [0 1]; %
```

Análise CC - FONTE Vb

```
%Xbat = -(Abat^(-1))*Bbat*Ub

%Abat^(-1) = [ -Lb/((1-D2)^2*Ro)   Co/(1-D2);...
%           -Lb/(1-D2)           0           ];

%Ub = Vb;

%Xbat = [ 1/((1-D2)^2*Ro); 1/(1-D2) ]*Vb;
```

Análise de Pequenos Sinais ou CA - FONTE Vb

```
%Ebat = (Abat1-Abat2)*Xbat+(Bbat1-Bbat2)*Ub;

Ebat = [ 1/((1-D2)*Lb); -1/((1-D2)^2*Co*Ro) ]*Vb;

statesb = {'iLb' 'vCo'};
inputsb = {'d2'};
outputsb = {'vo'}; %fazer com que aqui seja Ls

sys_ssb = ss(Abat,Ebat,Cbat,0,'statename',statesb,...
'inputname',inputsb,...
'outputname',outputsb);

sys_tfb = tf(sys_ssb);
```

Modelagem em Espaço de Estados - FONTE Vs

```
% Modelagem em Espaço de Estados

%As1 = [ 0   0;...
%       0   -1/(Co*Ro)];

%As2 = [ 0   -1/Ls;...
%       1/Co  -1/(Co*Ro)];

%As = (D1*As1)+((1-D1)*As2);

As = [ 0           -(1-D1)/Ls;...
      (1-D1)/Co  -1/(Co*Ro) ];

%Bs1 = [1/Ls; 0];
%Bs2 = [1/Ls; 0];
%Bs = (D1*Bs1)+((1-D1)*Bs2);
Bs = [1/Ls; 0];

%Cs1 = [0 1];
%Cs2 = [0 1];
%Cs = (D1*Cs1)+((1-D1)*Cs2);
Cs = [0 1];
```

Análise CC e CA - FONTE Vs

```
%Xs = -(As^(-1))*Bs*Us;
```

```

%As^(-1) = [ -Ls/((1-D1)^2*Ro)  Co/(1-D1); ...
%           -Ls/(1-D1)         0           ];

%Us = Vs;

%Xs = [ 1/((1-D1)^2*Ro); 1/(1-D1) ]*Vs;

%Es = (As1-As2)*Xs+(Bs1-Bs2)*Us;

Es = [ 1/((1-D1)*Ls); -1/((1-D1)^2*Co*Ro) ]*Vs;

statess = {'iLs' 'vCo'};
inputss = {'d1'};
outputss = {'vo'};

sys_sss = ss(As,Es,Cs,0,'statename',statess,...
'inputname',inputss,...
'outputname',outputss);

sys_tfs = tf(sys_sss);

```

Controle por Alocação de Polos

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PROJETO DE CONTROLADOR %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Definindo características de desempenho
% Overshoot de 20% e tempo de estabilização de 10ms
Mp = 0.05; Ts = 0.01;

% Coeficiente de amortecimento
zeta = - (log(Mp) / sqrt(pi^2+log(Mp)^2));
sigma = 4/Ts;

% frequência natural
wn = sigma/zeta;

% frequência
wd = wn*sqrt(1-zeta^2);

% Polos
polo1 = -sigma+wn*sqrt(1-zeta^2)*1i;
polo2 = -sigma-wn*sqrt(1-zeta^2)*1i;
polo3s = -sigma*12;
polo3b = -sigma*2;

A0 = [0;0];

%Fonte Vs
Ashat = [As A0; -Cs 0];
Eshat = [Es; 0];

Pshat = [polo1; polo2; polo3s]';
[Kshat, PREsChat] = place (Ashat,Eshat,Pshat);

Ks = [Kshat(1) Kshat(2)]
Kis = -Kshat(3)

%Fonte Vb
Abhat = [Abat A0; -Cbat 0];
Ebhat = [Ebat; 0];

```

```

Pbhat = [polo1; polo2; polo3b]';
[Kbhat, PREbChat] = place(Abhat,Ebhat,Pbhat);

Kb = [Kbhat(1) Kbhat(2)]
Kib = -Kbhat(3)

```

Controle por LQR

```

#####TESTE LQI ###
###Vs###
nx_s = 2;      %Number of states
ny_s = 1;      %Number of outputs
Q = blkdiag(0.0001*eye(nx_s),0.5*eye(ny_s));
%R = 1000;
R = 0.01
Klqi_s = lqi(ss(As,Es,Cs,0),Q,R);

Ks_lqi = [Klqi_s(1) Klqi_s(2)]
Kis_lqi = -Klqi_s(3)

###Vbat###
nx_bat = 2;    %Number of states
ny_bat = 1;    %Number of outputs
Q = blkdiag(0.0001*eye(nx_bat),0.3*eye(ny_bat));
%R = 1000;
R = 0.01
Klqi_bat = lqi(ss(Abat,Ebat,Cbat,0),Q,R);

Kbat_lqi = [Klqi_bat(1) Klqi_bat(2)]
Kibat_lqi = -Klqi_bat(3)

```

Gráficos

```

%save('Modo2SaidasVb','Modo2SaidasVb');
load('Modo2SaidasVb.mat');

tempo = Modo2SaidasVb.time;
VoNaoControlada = Modo2SaidasVb.signals(1).values;
VoAlocacaoPolos = Modo2SaidasVb.signals(2).values;
VoLQI = Modo2SaidasVb.signals(3).values;

figure()
plot(tempo,VaNaoControlada,'b',tempo,VoAlocacaoPolos,'m',tempo,VoLQI,'k','LineWidth',2);
xlim([0.15 0.6])
ylim([270 540])

legend({'V_o}: Não Controlada','V_o}: Alocação de Polos','V_o}: LQI'},...
       'interpreter','tex','FontSize',12)
ylabel('Tensão (V)');
xlabel('Tempo (s)');
grid on

set(gcf, 'PaperUnits', 'inches');
x_width=10.25 ;y_width=7.25
set(gcf, 'PaperPosition', [0 0 x_width y_width]); %
set(gca, 'FontSize',12);
saveas(gcf, 'modo2-bat-fig3.png')

% Vs
%save('Modo2SaidasVs','Modo2SaidasVs');
load('Modo2SaidasVs.mat');

tempo = Modo2SaidasVs.time;
VoNaoControlada = Modo2SaidasVs.signals(1).values;
VoAlocacaoPolos = Modo2SaidasVs.signals(2).values;
VoLQI = Modo2SaidasVs.signals(3).values;

figure()
plot(tempo,VaNaoControlada,'b',tempo,VoAlocacaoPolos,'m',tempo,VoLQI,'k','LineWidth',2);
xlim([0.15 0.6])
ylim([250 640])

legend({'V_o}: Não Controlada','V_o}: Alocação de Polos','V_o}: LQI'},...
       'interpreter','tex','FontSize',12)
ylabel('Tensão (V)');
xlabel('Tempo (s)');
grid on

set(gcf, 'PaperUnits', 'inches');
x_width=10.25 ;y_width=7.25
set(gcf, 'PaperPosition', [0 0 x_width y_width]); %
set(gca, 'FontSize',12);
saveas(gcf, 'modo2-s-fig4.png')

```