



RAFAEL ÁVILA DOS SANTOS

**TÉCNICAS DE CONTROLE MULTIVARIÁVEL APLICADAS A
UM CONVERSOR CC-CC DE TRÊS PORTAS**

LAVRAS – MG

2023

RAFAEL ÁVILA DOS SANTOS

**TÉCNICAS DE CONTROLE MULTIVARIÁVEL APLICADAS A UM CONVERSOR
CC-CC DE TRÊS PORTAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte das
exigências do Curso de Engenharia de Controle
e Automação, para a obtenção do título de
Bacharel.

Prof. DSc. Daniel Augusto Pereira
Orientador

LAVRAS – MG

2023

**Ficha catalográfica elaborada pela Coordenadoria de Processos Técnicos
da Biblioteca Universitária da UFLA**

Santos, Rafael Ávila dos

Técnicas de Controle Multivariável Aplicadas a Um Conversor CC-CC de Três Portas / Rafael Ávila dos Santos. 2^a ed. rev., atual. e ampl. – Lavras : UFLA, 2023.

49 p. : il.

Monografia (graduação)–Universidade Federal de Lavras, 2023.

Orientador: Prof. DSc. Daniel Augusto Pereira.

Bibliografia.

1. LQR. 2. LQG. 3. sistema MIMO. 4. Converter Conversor CC-CC de Três Portas. 5. H_∞

CDD-808.066

RAFAEL ÁVILA DOS SANTOS

**TÉCNICAS DE CONTROLE MULTIVARIÁVEL APLICADAS A UM CONVERSOR
CC-CC DE TRÊS PORTAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte das
exigências do Curso de Engenharia de Controle
e Automação, para a obtenção do título de
Bacharel.

APROVADA em 13 de Dezembro de 2023.

Prof. DSc. Vinícius Miranda Pacheco UFLA
Prof. DSc. Sílvia Costa Ferreira UFLA

Prof. DSc. Daniel Augusto Pereira
Orientador

**LAVRAS – MG
2023**

Dedico esse trabalho aos meus pais, Adilson e Roseli.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus por todas as bênçãos que sempre me direciona. Pelas oportunidades que coloca em minha vida (incluindo oportunidades de crescimento pessoal e intelectual). Pela força e persistência que me deu para conseguir lutar por todos os meus objetivos, sejam eles pessoais, profissionais ou acadêmicos, e por ter conquistado-os.

Agradeço aos meus pais, Adilson e Roseli, que sempre foram e sempre serão dois exemplos para mim, de pessoa, e de casal. Exemplos de como lidar com situações difíceis, e de manter o sorriso no rosto. Agradeço por todo o suporte que sempre me deram, por sacrifícios que fizeram que com certeza eu nem deva saber que aconteceram, mas que foram necessários para que meus sonhos fossem possíveis de se realizarem, sendo um deles estar aqui terminando minha graduação.

Agradeço a vida, por eu conseguir aprender e extrair aprendizado até mesmo nas situações mais adversas e difíceis que passei até aqui. Por nesses momentos de caos, eu encontrar as belezas da vida e agradecer por elas, ao invés de agravar com reclamações e murmúrios.

Agradeço pelos dias felizes, que sejam mais presentes para comemorar todas as lutas, escolhas difíceis, suor e sangue que foram necessárias para chegar até aqui.

Agradeço pelo dom da sabedoria, da paciência, da caridade e da humildade.

*"Não tenho nenhum talento especial. Apenas sou apaixonadamente curioso."
(Albert Einstein)*

RESUMO

Os conversores CC-CC de três portas são essenciais em sistemas de geração de energia fotovoltaica isolados da rede e que possuem módulo de armazenamento de energia com baterias. Os conversores devem entregar tensões reguladas às cargas, reduzindo os efeitos de oscilações tanto na fonte quanto nas baterias. Para isso, são necessários controladores, que nesse caso devem ser multivariáveis. Neste trabalho foram avaliadas técnicas de controle multivariável aplicadas a um conversor CC-CC de três portas com topologia isolada. As técnicas de controle adotadas foram: controle PI descentralizado, controle LQR (*Linear Quadratic Regulator*), controle LQG (*Linear Quadratic Gaussian*) e controle H_∞ . Para a avaliação das técnicas, foram realizadas simulações computacionais no *software* MATLAB. Todos os controladores mostraram-se capazes de atenuar o efeito de distúrbios representados por alterações nas tensões da fonte e da bateria, garantindo erro nulo em regime permanente e transitórios com baixa ultrapassagem percentual e rápida acomodação. A partir disso, conclui-se que a complexidade de implementação de cada controlador e as exigências de robustez devem ser os principais critérios para escolha da técnica de controle mais adequada.

Palavras-chave: LQR. LQG. Sistema MIMO. Conversor CC-CC de Três-Portas. H-infinito.

ABSTRACT

Three-port DC-DC converters are essential in off-grid photovoltaic power generation systems that have an energy storage module with batteries. The converters must deliver regulated voltages to the loads, reducing the effects of oscillations in both the source and the batteries. For this, controllers are needed, which must be multivariable. This work evaluates multivariable control techniques applied to a three-port DC-DC converter with isolated topology. The adopted control techniques were decentralized PI control, LQR control (*Linear Quadratic Regulator*), LQG control (*Linear Quadratic Gaussian*), and H_∞ control. For the evaluation of the techniques, computational simulations were carried out in the MATLAB software. All controllers were capable of attenuating the effect of disturbances represented by changes in source and battery voltages, ensuring zero error in steady state and transients with low percentage overshoot and fast accommodation. From this, it is concluded that the implementation complexity of each controller and the robustness requirements must be the main criteria for choosing the adequate control technique.

Keywords: LQR. LQG. MIMO system. Three Port DC-DC Converter. H-infinity.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Topologia Conversor Boost	14
Figura 2.2 – Topologia Parcialmente Isolada	15
Figura 2.3 – Topologia Totalmente Isolada	16
Figura 2.4 – Diagrama Elétrico Conversor CC-CC	17
Figura 2.5 – Diagrama Elétrico do Conversor na Etapa I de Operação	18
Figura 2.6 – Diagrama Elétrico do Conversor na Etapa II de Operação	19
Figura 2.7 – Diagrama Elétrico do Conversor na Etapa III de Operação	20
Figura 3.1 – Diagrama Desacoplamento	28
Figura 3.2 – Planta generalizada.	32
Figura 3.3 – Planta com controlador e funções de ponderação para a construção da planta generalizada.	33
Figura 4.1 – Distúrbios Aplicados na Tensão da Fonte (V_{in}) e da Bateria (V_b)	36
Figura 4.2 – Resposta Temporal da Tensão na Carga (V_o) e Corrente de Magnetização (I_{im})	40
Figura 4.3 – Zoom em 0.020s da Resposta Temporal	41
Figura 4.4 – Zoom em 0.045s da Resposta Temporal	42
Figura 4.5 – Sinais de <i>duty – cycle</i>	43
Figura 4.6 – Sinais de <i>duty cycle</i> no momento 0.020s	43
Figura 4.7 – Sinais de Duty-cycle no momento 0.045s	44

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros Elétricos do Conversor	17
Tabela 4.1 – Ultrapassagem Percentual $\%UP$ e Tempo de Acomodação das Simulações T_s	42

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
2	CONVERSORES CC-CC DE TRÊS PORTAS	13
2.1	Topologia Não-Isolado	13
2.2	Topologia Parcialmente-Isolado	14
2.3	Topologia Totalmente-Isolado	15
2.4	Topologia Utilizada Neste Trabalho	16
2.5	Modelagem em Espaço de Estados	17
2.6	Representação por Função de Transferência MIMO	22
3	CONTROLE MULTIVARIÁVEL	24
3.1	Sistemas Monovariáveis (SISO)	24
3.2	Sistemas Multivariáveis (MIMO)	25
3.3	Robustez	26
3.3.1	Estabilidade Robusta	26
3.3.2	Desempenho Robusto	27
3.4	PI Descentralizado	27
3.4.1	<i>Loop Shaping</i>	28
3.5	Regulador Linear Quadrático (LQR)	29
3.5.1	Controle integral	30
3.6	Controlador Linear Quadrático Gaussiano (LQG)	31
3.6.1	Filtro de Kalman	31
3.7	Controlador H_∞	32
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	35
4.1	Aplicação de Distúrbio	35
4.2	Projeto do controle PI Descentralizado	36
4.2.1	Projeto do controle LQR com ação integral	37
4.3	Projeto do controle LQG com ação integral	37
4.4	Projeto do controle H_∞	38
4.5	Análise de Respostas e Comportamentos Temporais	40
4.6	Análise dos Sinais de Controle e Saturação	42
4.7	Discussão dos Resultados	44
5	CONCLUSÃO	46

REFERÊNCIAS 48

1 INTRODUÇÃO

De acordo com o Relatório Síntese sobre Mudança Climática 2023 (LEE et al., 2023), publicado pelo Painel Intergovernamental sobre Mudanças Climáticas (IPCC), a temperatura média global já está 1,1 grau Celsius acima dos níveis pré-industriais. A meta do Acordo de Paris sobre o Clima (PROGRAMME, 2015) é de que esse incremento na temperatura seja de no máximo 1,5 grau Celsius. No entanto, as políticas que de fato estão sendo implementadas poderão acarretar um incremento de até 3 graus Celsius até o ano 2100 (RIPPLE et al., 2022), o que tenderia a inviabilizar a vida nos moldes que conhecemos. Nesse cenário de Emergência Climática, uma drástica ampliação do acesso às energias renováveis é uma das soluções prementes dentro de um processo mais longo de transição energética visando a eliminação das emissões de CO₂.

Entre as fontes de energias renováveis e menos emissoras de gás carbônico, está a utilização da energia provinda do sol para gerar energia elétrica, o que pode ser feito com placas fotovoltaicas. Com elas é possível converter as ondas vibracionais proveniente do sol em energia elétrica, especificamente em Corrente Contínua (CC). A cadeia produtiva do setor de energia fotovoltaica garante baixíssima emissão de CO₂, o que torna essa fonte de energia uma das mais promissoras para a transição energética (LEE et al., 2023; RIPPLE et al., 2022; MURILLO-YARCE et al., 2020). No entanto, além das questões políticas e econômicas, também são necessários avanços tecnológicos para que de fato seja possível ampliar drasticamente o acesso e a disponibilidade da energia fotovoltaica, garantindo-se custos reduzidos e boa qualidade de energia.

Apenas a garantia da disponibilidade de energia elétrica não é suficiente. É necessário que a carga receba tensão e corrente reguladas, o que pode ser garantido com a utilização de conversores e seu funcionamento adequado, sem a possível danificação que poderia ser causada por grandes variações da tensão e corrente que alimentam o conversor. Para sistemas isolados da rede elétrica e que operam com módulos de armazenamento de energia em baterias, conversores CC-CC de três portas são utilizados para gerenciar o fluxo de energia entre placas fotovoltaicas, baterias e cargas (WANG et al., 2020). Para que o conversor funcione com pouca variação de tensão e corrente na carga, é necessário que técnicas de controle sejam empregadas (GORJI et al., 2019).

Do ponto de vista de modelagem e controle de sistemas dinâmicos, os conversores de três portas são vistos como sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*) devido a sua pró-

pria natureza construtiva, onde identifica-se mais de uma entrada e/ou saída de energia (o qual para controle, é identificado como variáveis de controle ou variáveis manipuladas), por isso o problema está no contexto de controle multivariável. Em geral, as variáveis manipuladas são os *duty cycles* do acionamento por PWM (*Pulse Width Modulation*) os quais representam a porcentagem do tempo durante o qual a chave estará fechada em comparação com o ciclo completo de funcionamento do conversor. As variáveis controladas são, por exemplo, tensão na carga e corrente em algum ponto específico do circuito. Nesse caso, podem ser usados controladores multivariáveis descentralizados ou centralizados.

Neste trabalho, será apresentada uma análise comparativa entre diversas estratégias de controle multivariável aplicadas a um conversor CC-CC de três portas. Além disso, será discutido sobre os resultados obtidos em simulação e a real aplicabilidade de tais controles, tendo em vista as possíveis incertezas de modelagem existentes no conversor simulado e as perturbações (distúrbios e ruídos) que poderão existir no conversor real. O conversor utilizado foi proposto por Qian et al. (2009) e adaptado por Damasceno (2021). Para o controle, foi escolhida uma técnica de controle descentralizado que implementa um controlador PI (proporcional-integral), além de três técnicas de controle centralizado: controle LQR (*Linear Quadratic Regulator*); controle LQG (*Linear Quadratic Gaussian*); controle H_∞ . Todas as simulações foram realizadas no *software* Matlab, assim como seu simulador integrado *Simulink*, em conjunto com bibliotecas próprias do sistema.

2 CONVERSORES CC-CC DE TRÊS PORTAS

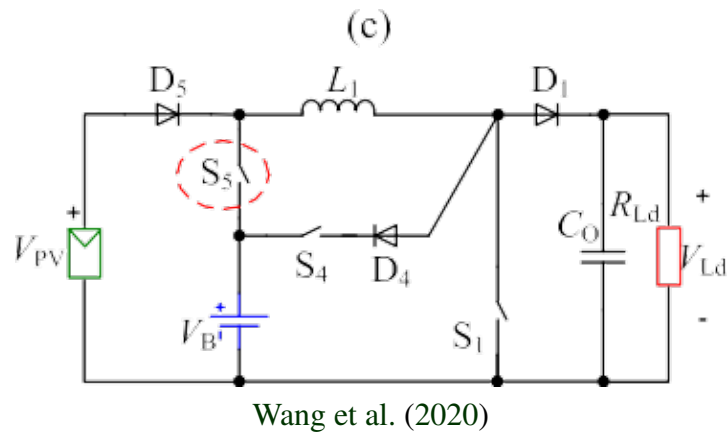
A topologia do conversor CC-CC de três portas pode ser classificado, conforme o isolamento galvânico, em três tipos: não isolado, totalmente isolado ou parcialmente isolado (WANG et al., 2020). Os conversores não isolados são utilizados em aplicações onde um isolamento galvânico não é requerido. Estes conversores apresentam menor custo e tamanho, e maior eficiência, se comparado aos outros tipos. Já os conversores totalmente isolados possuem transformadores com vários enrolamentos independentes, realizando, assim, o isolamento galvânico entre quaisquer portas do conversor. Todavia, essa topologia é a de maior tamanho e a mais cara que os demais tipos. Por fim, os conversores classificados como parcialmente isolados podem atender aplicações que requerem isolamento galvânico entre uma porta e as outras duas que apresentam aterramento comum. Esta topologia apresenta tamanho reduzido e alta densidade de potência. Para aplicações com alimentação elétrica provinda de sistemas fotovoltaicos, esse conversor é amplamente utilizado (WANG et al., 2020).

2.1 Topologia Não-Isolado

Os conversores que apresentam a topologia não-isolado são bem vistos em aplicações práticas e também são reconhecidos pela sua eficiência. Um dos seus principais diferenciais é o fato de não ser necessário o uso de transformadores para a sua construção, refletindo na sua simplicidade se comparado com conversores de topologia isolada (WANG et al., 2020; MIRA et al., 2016).

Existem várias categorias de conversores CC-CC desta topologia, cada uma com suas características específicas, como os Conversores *Buck* (Abaixador) os quais atuam reduzindo a tensão de entrada para uma tensão de saída (carga) menor, os Conversores *Boost* (Elevador) que aumenta a tensão de entrada e, assim, entrega uma tensão de saída maior, os Conversores *Buck-Boost* que pode aumentar ou diminuir a tensão de saída com relação a tensão de entrada, entre outros. A figura 2.1 mostra um exemplo da topologia não-isolado aplicado para um conversor *Boost* apresentado por Wang et al. (2020) onde V_{PV} é a tensão das placas fotovoltaicas, V_B é a tensão proveniente do banco de baterias e V_{Ld} é a tensão na carga.

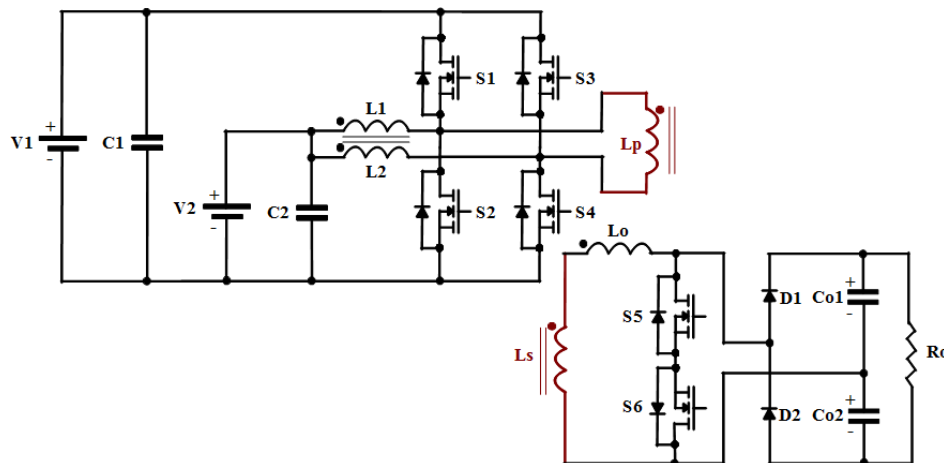
Figura 2.1 – Topologia Conversor Boost



2.2 Topologia Parcialmente-Isolado

Os conversores que são baseados nessa topologia para sua construção podem apresentar algumas variações (WANG et al., 2020; WANG; LI, 2012), porém, sua principal característica é o processamento de energia entre duas portas as quais possuem um ponto de referência em comum, enquanto são isoladas da terceira porta (MORAIS et al., 2017). Conversores Isolados por Carga é uma sub-categoria da topologia parcialmente-isolado, e hoje se encontra como sendo o mais estudado para este caso. Outras construções também podem ser encontradas como topologias que são categorizadas como parcialmente-isoladas, porém, que são compostos por dois conversores CC-CC isolados de duas portas em sua construção. Morais et al. (2017) apresenta um conversor adaptado de Wu et al. (2015) que se enquadra nessa topologia o qual é concebido através da junção de um retificador *boost bridgeless* dobrador de tensão com dois conversores bidirecionais *buck-boost* e pode ser visto na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Topologia Parcialmente Isolada

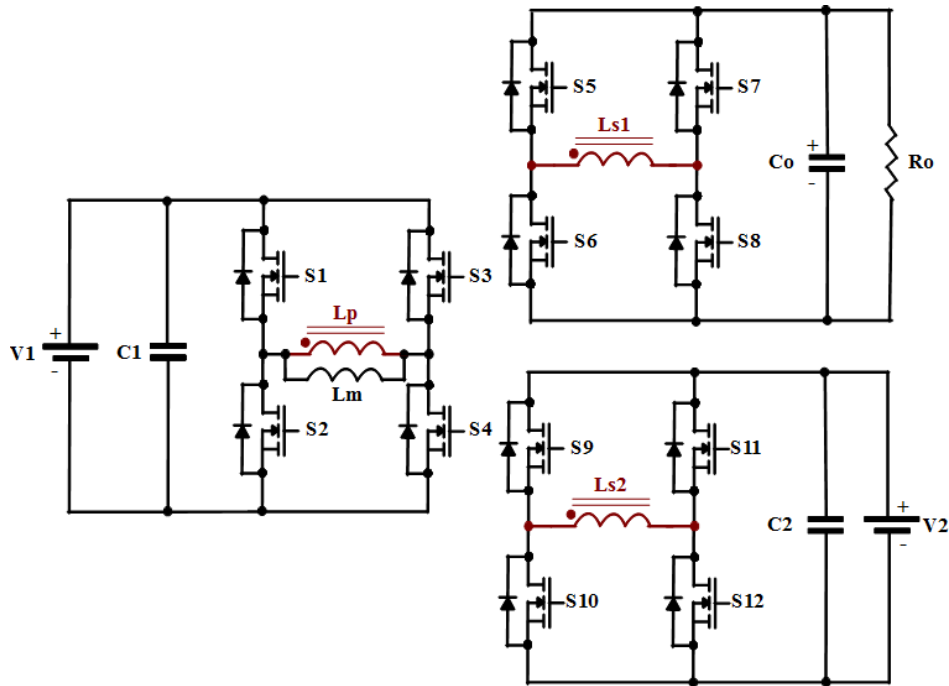


Morais et al. (2017)

2.3 Topologia Totalmente-Isolado

A primeira grande característica que pode ser vista e define a construção de um conversor utilizando a topologia totalmente-isolada é a existência e necessidade de um transformador robusto de alta frequência que une quaisquer duas portas do conversor. A presença desse transformador faz com que a construção seja mais complexa se comparado com as topologias anteriormente citadas aqui (WANG et al., 2020; LIU; LI, 2006). Uma variação desta topologia pode ser vista quando se emprega somente um transformador de três enrolamentos. Entretanto, o que a princípio seja uma desvantagem, a utilização do transformador traz o benefício do isolamento galvânico total, satisfazendo assim esse requisito crítico. Para essa topologia, é possível ver um exemplo de um conversor adaptado por Morais et al. (2017) originalmente proposto por Phattanasak et al. (2014) e Duarte, Hendrix e Simões (2007) e apresentado na Figura 2.3, o qual é composto pelo acoplamento de três conversores de ponte completa de frequência constante, através de um transformador de alta frequência com três enrolamentos individuais.

Figura 2.3 – Topologia Totalmente Isolada



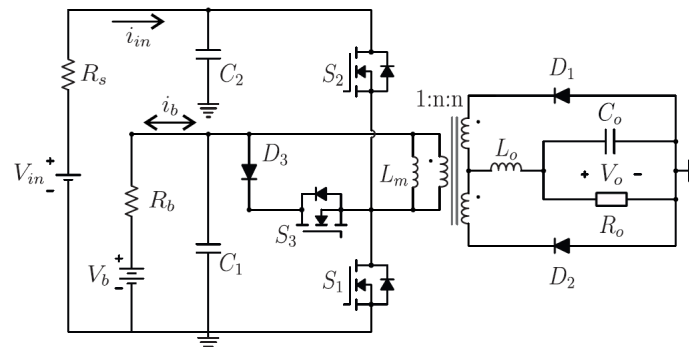
Morais et al. (2017)

2.4 Topologia Utilizada Neste Trabalho

O conversor utilizado neste trabalho foi apresentado por Qian et al. (2009) e adaptado por Damasceno (2021). É um conversor CC-CC de três portas isolado que mantém a tensão de alimentação do *driver* de acionamento do motor CC de um dessalinizador em 12V e a corrente em 8A, conforme especificado por Damasceno (2021). Sua alimentação é feita através do sistema fotovoltaico que entrega 40V e 3,5A, e também do banco de baterias que dá o suporte necessário, caso o primeiro não supra a necessidade da carga (enquadrando-se assim no modo de operação DI, conforme discorrido na seção anterior). O diagrama elétrico é apresentado na Figura 2.4 e os parâmetros elétricos na Tabela 2.1.

A operação do conversor, que se repete em um período de chaveamento, começa com o fechamento da chave S_1 , sendo a tensão da bateria aplicada ao primário do transformador. Em uma segunda etapa, a bateria é carregada pelo transformador devido a tensão negativa no primário do transformador que surge pelo fechamento da chave S_2 e abertura das chaves S_1 e S_3 . Por fim, na terceira etapa o transformador é desmagnetizado pelo circuito de roda livre quando a chave S_3 é fechada e as chaves S_2 e S_1 abertas. Na tabela 2.1 é possível obter os valores de

Figura 2.4 – Diagrama Elétrico Conversor CC-CC



Damasceno et al. (2020)

tensão e corrente, assim como os valores dos componentes (resistores, indutores e capacitores, freq. de chaveamento, etc.) da representação elétrica do conversor visto na figura 2.4.

Tabela 2.1 – Parâmetros Elétricos do Conversor

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (Painel FV)	$V_{in} = 40V$
Tensão na bateria	$V_b = 24V$
Tensão de saída	$V_o = 12V$
Corrente de saída	$I_o = 8A$
Corrente da bateria	$I_b = 4A$
Corrente de entrada (Painel FV)	$I_{in} = 3.5A$
Resistência da carga de saída	$R_b = 1.44\Omega$
Resistência interna da bateria	$R_b = 0.1\Omega$
Resistência interna do painel FV	$R_s = 0.1\Omega$
Indutância de saída	$L_o = 65\mu H$
Indutância de magnetização	$L_m = 45\mu H$
Capacitância de saída	$C_o = 680\mu F$
Capacitância da porta 1	$C_2 = 210\mu F$
Capacitância da porta 2	$C_1 = 680\mu F$
Relação de Transformação	$n = 3$
Frequência de comutação	$f_s = 100kHz$
Razão cíclica chave 1	$D_1 = 0.0833$
Razão cíclica chave 2	$D_2 = 0.125$

Damasceno et al. (2020)

2.5 Modelagem em Espaço de Estados

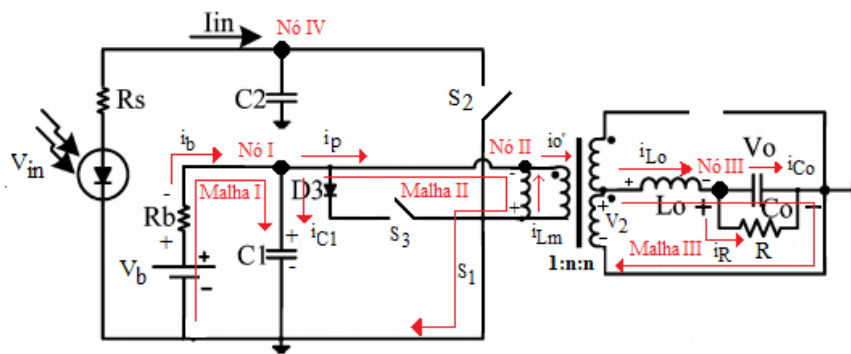
A técnica de modelo médio em espaço de estados pode ser utilizada para que as três etapas de operação sejam representadas por apenas um único modelo. Além disso, para uma

abordagem adequada do ponto de vista de controle, utiliza-se a técnica de perturbação de pequenos sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Será adotado neste trabalho o modelo que Damasceno (2021) propôs para o conversor apresentado na Figura 2.4.

Para essa modelagem, foram definidos 5 variáveis de estado: a tensão v_{C_2} no capacitor C_2 , a tensão v_{C_1} no capacitor C_1 , a corrente de magnetização i_{L_m} , a corrente i_{L_o} no indutor L_o e a tensão de saída v_o (a mesma tensão sobre C_o). As entradas de controle são os *duty cycles* d_1 e d_2 das chaves S_1 e S_2 , respectivamente. As saídas controladas são a corrente de magnetização i_{L_m} e a tensão de saída v_o , que apresentam seus valores de referência na Tabela 2.1. Oscilações nos valores de tensão da fonte (v_{in}) e de tensão da bateria (v_b) serão tratadas como entradas de distúrbio.

Como visto anteriormente, o conversor referenciado nesse trabalho pode ser dividido em três etapas de operação, e conseqüentemente, a modelagem pode ser feita separadamente para cada uma delas. O diagrama que representa as malhas na primeira etapa de operação pode ser visto na Figura 2.5, onde é possível observar a chave S_1 fechada, possibilitando que a tensão da bateria seja aplicada ao primário do transformador:

Figura 2.5 – Diagrama Elétrico do Conversor na Etapa I de Operação



Damasceno et al. (2020)

A partir das análises baseadas na aplicação da Lei de Kirchhoff sobre as malhas demonstradas na Figura 2.5, é possível obter as equações diferenciais para os sinais do sistema citados anteriormente (DAMASCENO, 2021).

$$\frac{d v_{C_2}}{dt} = -\frac{v_{C_2}}{R_s \cdot C_2} + \frac{v_{in}}{R_s \cdot C_2} \quad (2.1)$$

$$\frac{d v_{C_1}}{dt} = -\frac{v_{C_1}}{R_b \cdot C_1} + \frac{i_{L_m}}{C_1} - \frac{n \cdot i_{L_o}}{C_1} + \frac{v_b}{R_b \cdot C_1} \quad (2.2)$$

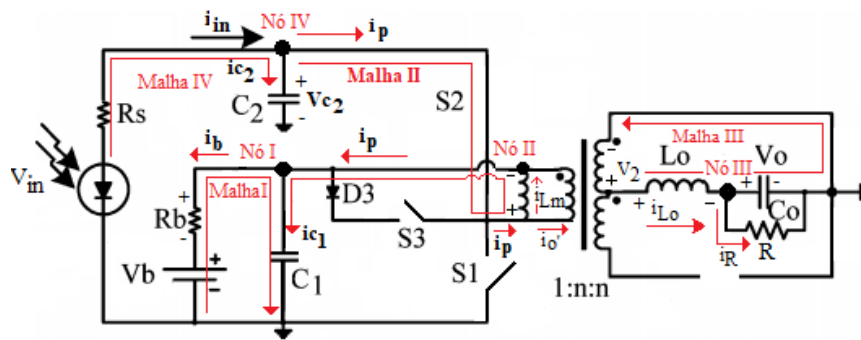
$$\frac{d i_{Lm}}{dt} = -\frac{v_{C1}}{L_m} \quad (2.3)$$

$$\frac{d i_{Lo}}{dt} = \frac{n \cdot v_{C1}}{L_o} - \frac{v_o}{L_o} \quad (2.4)$$

$$\frac{d v_o}{dt} = \frac{i_{Lo}}{C_o} - \frac{v_o}{R \cdot C_o} \quad (2.5)$$

De forma análoga, tem-se o comportamento dos fluxos de corrente em malha do esquemático elétrico para a segunda etapa de operação demonstrada na figura 2.6 onde é possível observar a chave S_1 agora aberta, e a chave S_2 fechada, propiciando o carregamento da bateria pela tensão negativa do transformador, enquanto o sistema é alimentado pela potência provinda das placas fotovoltaicas.

Figura 2.6 – Diagrama Elétrico do Conversor na Etapa II de Operação



Damasceno et al. (2020)

Assim é possível obter sua modelagem para os mesmos cinco sinais do sistema:

$$\frac{d v_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{R_s \cdot C_2} - \frac{i_{Lm}}{C_2} - \frac{n \cdot i_{Lo}}{C_2} + \frac{v_{in}}{R_s \cdot C_2} \quad (2.6)$$

$$\frac{d v_{C1}}{dt} = -\frac{v_{C1}}{R_b \cdot C_1} + \frac{i_{Lm}}{C_1} + \frac{n \cdot i_{Lo}}{C_1} + \frac{V_b}{R_b \cdot C_1} \quad (2.7)$$

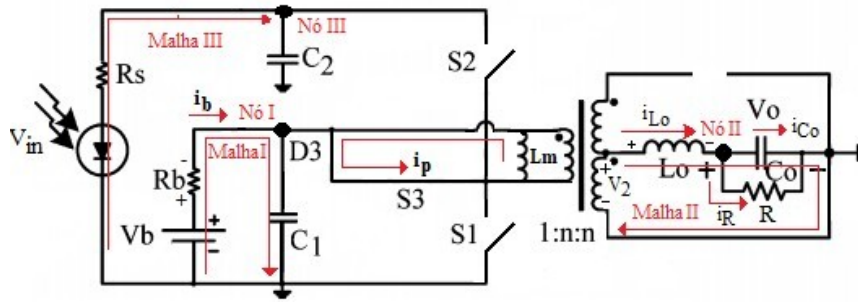
$$\frac{d i_{Lm}}{dt} = \frac{v_{C2}}{L_m} - \frac{v_{C1}}{L_m} \quad (2.8)$$

$$\frac{d i_{Lo}}{dt} = \frac{n \cdot v_{C2}}{L_o} - \frac{n \cdot v_{C1}}{L_o} - \frac{v_o}{L_o} \quad (2.9)$$

$$\frac{d v_o}{dt} = \frac{i_{L_o}}{C_o} - \frac{v_o}{R \cdot C_o} \quad (2.10)$$

Por fim, tem-se a modelagem da terceira etapa de operação do conversor, ilustrado pela figura 2.7, onde denota-se ambas as chaves S_2 e S_1 abertas, de modo que com o fechamento da chave S_3 , o transformador é desmagnetizado pelo circuito de roda livre.

Figura 2.7 – Diagrama Elétrico do Conversor na Etapa III de Operação



Damasceno et al. (2020)

$$\frac{d v_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{R_s \cdot C_2} + \frac{v_{in}}{R_s \cdot C_2} \quad (2.11)$$

$$\frac{d v_{C1}}{dt} = -\frac{v_{C1}}{C_1 \cdot R_b} + \frac{V_b}{R_b \cdot C_1} \quad (2.12)$$

$$\frac{d i_{L_m}}{dt} = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{d i_{L_o}}{dt} = -\frac{v_o}{L_o} \quad (2.14)$$

$$\frac{d v_o}{dt} = \frac{i_{L_o}}{C_o} - \frac{v_o}{R \cdot C_o} \quad (2.15)$$

A partir da análise de pequenos sinais em conjunto com fundamentos baseados na técnica de espaço de estados médio (RASHID, 2017; SPIER; OGGIER; SILVA, 2019) é possível manipular as modelagem parciais de forma a unificá-las, resultando em um único modelo do Conversor. Define-se o sinal de controle $d = \bar{D} + \hat{d}$, o sinal de distúrbio $u = \bar{U} + \hat{u}$ e o sinal de saída $y = \bar{Y} + \hat{y}$, sendo \bar{D} , \bar{U} e \bar{Y} , respectivamente, os valores em regime permanente de d , u e

y. Os sinais \hat{d} , \hat{u} e \hat{y} representam as pequenas perturbações em torno dos valores estacionários.

Note ainda que:

$$d = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_b \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Dessa forma, o modelo proposto por Damasceno (2021) que representa os três estados de operação do Conversor CC-CC é:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{u} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + D \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{u} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

onde

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{C_2} \\ \hat{v}_{C_1} \\ \hat{i}_{Lm} \\ \hat{i}_{L_o} \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} \quad \hat{d} = \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} \quad \hat{u} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{v}_b \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_s C_2} & 0 & \frac{-D_2}{C_2} & \frac{-nD_2}{C_2} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_b C_1} & \frac{D_2 + D_1}{C_1} & \frac{n(D_2 - D_1)}{C_1} & 0 \\ \frac{D_2}{L_m} & \frac{-(D_2 + D_1)}{L_m} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D_2 n}{L_o} & \frac{n(D_1 - D_2)}{L_o} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s C_2} \\ \frac{1}{R_b C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(I_{Lm} + nI_{Lo})}{C_2} \\ \frac{I_{Lm} - nI_{Lo}}{C_1} & \frac{(I_{Lm} + nI_{Lo})}{C_1} \\ \frac{-V_{c1}}{L_m} & \frac{V_{c2} - V_{c1}}{L_m} \\ \frac{nV_{c1}}{L_o} & \frac{n(V_{c2} - V_{c1})}{L_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

2.6 Representação por Função de Transferência MIMO

A partir do momento em que os sinais de controle são conhecidos, assim como a modelagem do distúrbio, pode-se ter a representação dos sinais a serem controlados por função de transferência a partir da conversão utilizando as matrizes de estado apresentadas anteriormente.

Com base no sinal de controle provindo do *duty cycle 1* (\hat{d}_1), pode-se escrever I_{Lm} e V_o como sendo:

$$I_{Lm1G1} = \frac{-5.333 \cdot 10^5 s^3 - 3.306 \cdot 10^{10} s^2 - 3.772 \cdot 10^{14} s - 2.14 \cdot 10^{17}}{s^4 + 6.232 \cdot 10^4 s^3 + 7.14 \cdot 10^8 s^2 + 2.602 \cdot 10^{11} s + 9.352 \cdot 10^{12}} \quad (2.23)$$

$$V_{o21G1} = \frac{1.629 \cdot 10^9 s^3 + 1.016 \cdot 10^{14} s^2 + 1.154 \cdot 10^{18} s + 2.105 \cdot 10^{20}}{s^5 + 6.335 \cdot 10^4 s^4 + 7.777 \cdot 10^8 s^3 + 9.894 \cdot 10^{11} s^2 + 2.751 \cdot 10^{14} s + 9.551 \cdot 10^{15}} \quad (2.24)$$

Por sua vez, a partir do sinal de controle provindo do *duty cycle 2* (\hat{d}_2), pode-se escrever I_{Lm} e V_o como sendo:

$$I_{Lm12G1} = \frac{3.556 \cdot 10^5 s^3 + 2.168 \cdot 10^{10} s^2 + 2.36 \cdot 10^{14} s - 2.484 \cdot 10^{16}}{s^4 + 6.232 \cdot 10^4 s^3 + 7.14 \cdot 10^8 s^2 + 2.602 \cdot 10^{11} s + 9.352 \cdot 10^{12}} \quad (2.25)$$

$$V_{o22G1} = \frac{1.086 \cdot 10^9 s^3 + 6.661 \cdot 10^{13} s^2 + 7.427 \cdot 10^{17} s + 5.824 \cdot 10^{19}}{s^5 + 6.335 \cdot 10^4 s^4 + 7.777 \cdot 10^8 s^3 + 9.894 \cdot 10^{11} s^2 + 2.751 \cdot 10^{14} s + 9.551 \cdot 10^{15}} \quad (2.26)$$

Através da modelagem do distúrbio, o qual ocorrerá na tensão proveniente do sistema fotovoltaico (V_{in}) e na tensão do banco de baterias (V_b) também pode-se estabelecer tais representações de I_{Lm} e V_o . Para o distúrbio em V_{in} tem-se que:

$$I_{Lm_{11Gd}} = \frac{-6.808 \cdot 10^7 s^2 - 3.242 \cdot 10^{12} s - 5.611 \cdot 10^{14}}{s^4 + 6.232 \cdot 10^4 s^3 + 7.14 \cdot 10^8 s^2 + 2.602 \cdot 10^{11} s + 9.352 \cdot 10^{12}} \quad (2.27)$$

$$V_{o_{21Gd}} = \frac{-4.159 \cdot 10^{10} s^2 - 1.98 \cdot 10^{15} s + 2.751 \cdot 10^{17}}{s^5 + 6.335 \cdot 10^4 s^4 + 7.777 \cdot 10^8 s^3 + 9.894 \cdot 10^{11} s^2 + 2.751 \cdot 10^{14} s + 9.551 \cdot 10^{15}} \quad (2.28)$$

Já para o distúrbio em V_b obtém-se que:

$$I_{Lm_{12Gd}} = \frac{1.323 \cdot 10^8 s^2 + 1.945 \cdot 10^{12} s - 1.87 \cdot 10^{14}}{s^4 + 6.232 \cdot 10^4 s^3 + 7.14 \cdot 10^8 s^2 + 2.602 \cdot 10^{11} s + 9.352 \cdot 10^{12}} \quad (2.29)$$

$$V_{o_{22Gd}} = \frac{4.04 \cdot 10^{11} s^2 + 5.941 \cdot 10^{15} s + 4.584 \cdot 10^{17}}{s^5 + 6.335 \cdot 10^4 s^4 + 7.777 \cdot 10^8 s^3 + 9.894 \cdot 10^{11} s^2 + 2.751 \cdot 10^{14} s + 9.551 \cdot 10^{15}} \quad (2.30)$$

Tendo visto todas as representações das funções de transferência em razão dos seus respectivos sinais, a função de transferência MIMO pode ser escrita por:

$$y = G_1 \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} + G_d \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_b \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Onde:

$$G_1 = \begin{bmatrix} I_{Lm_{11G1}} & I_{Lm_{12G1}} \\ V_{o_{21G1}} & V_{o_{22G1}} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$G_d = \begin{bmatrix} I_{Lm_{11Gd}} & I_{Lm_{12Gd}} \\ V_{o_{21Gd}} & V_{o_{22Gd}} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

3 CONTROLE MULTIVARIÁVEL

Dentre o universo de plantas que deseja-se controlar e seus mais diferentes aspectos, pode-se distinguir os sistemas em dois grandes grupos, baseando tal divisão na quantidade de variáveis associadas à ele (e conseqüentemente, no grau de complexidade, seja na modelagem ou no controle): **Sistemas Monovariáveis (SISO) e Sistemas Multivariáveis (MIMO)**. Nos Sistemas Monovariáveis é comum encontrar Controladores Proporcional (P), Integral (I) e Derivativos (D) aplicados de forma combinada (PI, PD e PID). Já para Sistemas Multivariáveis é possível aplicar técnicas de controle, tais como: PI Descentralizado, Regulador Linear Quadrático (LQR), Controle Linear Quadrático Gaussiano (LQG) e o Controlador H_∞ , sendo este último enquadrado na classificação de controle robusto.

3.1 Sistemas Monovariáveis (SISO)

Sistemas Monovariáveis, comumente chamados de *single-input, single-output*, em abreviatura SISO, são identificados quando, dado a modelagem de um sistema qualquer, o mesmo possui apenas uma variável de saída (a qual deseja-se fazer o controle), e para isso também possui apenas uma variável de controle (a qual será manipulada afim de manter a variável de saída dentro dos valores estabelecidos em projeto).

A representação por espaço de estados dessa tipologia de sistema pode ser vista equacionando os estados como:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (3.2)$$

Onde $\dot{x}(t)$ é o vetor de estados, $u(t)$ é o sinal de entrada, $y(t)$ é o sinal de saída, A é uma matriz de coeficientes para a dinâmica dos estados, B é a matriz de entrada, C é a matriz de saída e D é a matriz de transmissão direta. Para além, é possível obter a função de transferência $G(s)$ utilizando expansão em frações parciais:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.3)$$

Onde I é a matriz identidade.

A representação é válida dado que o sistema é um modelo matemático sob a ótica de equações diferenciais e considerando as condições iniciais nulas (OGATA et al., 2010).

Tratando-se de sistemas elétricos tais como os Conversores CC-CC que são aqui o objeto de estudo, indutores e capacitores desenergizados é entendido como sendo exemplos de condições iniciais nulas.

3.2 Sistemas Multivariáveis (MIMO)

Os Sistemas Multivariáveis, como seu nome pressupõe, são classificados assim quando dado a modelagem, observa-se que o mesmo possui n variáveis de saída, assim como também possuirá m variáveis de controle, dando assim o nome MIMO (*multiple-input multiple-output*). Denota-se n e m números inteiros e finitos, ou seja, o sistema também pode possuir quantidades diferentes de variáveis de saída e entrada. Tratando-se da modelagem aqui tratada para o Conversor CC-CC, o mesmo se enquadra em um sistema Multivariáveis MIMO 2x2 que também pode ser chamado de TITO (*two input, two output*), tendo em vista que possui 2 variáveis que desejamos controlar, e duas variáveis de entrada, que alimentam o conversor. Assim como sistemas SISO, os sistemas MIMO também podem ser representados em espaço de estados pelas equações 3.1, 3.2 e 3.3. Porém, nesse caso tem-se dimensões maiores para as matrizes A, B, C e D, dado que o sistema MIMO pode ter mais de uma entrada e/ou saída. Dessa forma, $x(t)$ terá dimensões $p \times 1$, onde p é a ordem do sistema, $u(t)$ terá dimensões $m \times 1$, $y(t)$ terá dimensões $n \times 1$, A terá dimensões $p \times p$, B terá dimensões $p \times m$, C terá dimensões $n \times p$ e D terá dimensões $n \times m$.

O controle multivariável pode ser implementado utilizando duas abordagens diferentes: controle descentralizado e controle centralizado ((SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2001)). O controle descentralizado pode ser aplicado quando é possível fazer o desacoplamento das malhas do sistema, tornando-as independentes entre si. Dessa maneira, é possível tratar um sistema MIMO (*multiple-input multiple-output*) como vários subsistemas SISO (*single-input single-output*) e o sistema terá múltiplos controladores, que serão sistemas do tipo SISO. Já o controle centralizado pode ser aplicado em sistemas MIMO mesmo quando não é possível realizar o desacoplamento, sendo o controlador um único sistema MIMO.

3.3 Robustez

Em níveis iniciais, quando tem-se interesse em projetar um controlador para um sistema dinâmico, projeta-se o controlador com base nas especificações de regime transitório desejados, assim como desejados para o regime permanente. Entretanto, ao implementá-lo no mundo físico, o sistema estará propenso a interferências mecânicas, elétricas, incertezas de sensores, entre outros sinais que são exteriores e não estão descritos propriamente na modelagem do sistema. Outras incertezas também podem contribuir para a diminuição de robustez do controlador como incertezas da própria modelagem (modelagem imperfeita), casos de aproximação por linearização ou até mesmo variações no tempo (tendo em vista modelagens que consideram invariação no tempo). Com isso, um controlador robusto será aquele que além de respeitar todas as especificações técnicas estabelecidas, contorna as perturbações (as quais contemplam quaisquer ações externas, sejam elas distúrbios de entrada, variações de parâmetros, ruídos nos sensores, entre outros) que possam vir a ocorrer, retornando para o valor de referência em regime permanente. Em suma, robustez se refere a capacidade de um controlador fazer com que o sistema não sinta efeitos significativos de distúrbios ocorridos (ZARDINI, 2017), (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2001).

Para além, tratando-se do conceito de Controle Robusto, pode-se dividir robustez em duas partes: Estabilidade Robusta e Desempenho Robusto.

3.3.1 Estabilidade Robusta

Como discorrido anteriormente, a existência de incertezas ao projetar um controlador pode ter impactos na sua atuação na planta real. Os distúrbios e ruídos mencionados anteriormente, por mais que influenciam na dinâmica do sistema, eles não interferem diretamente a estabilidade do mesmo. Dessa forma, em situações onde ocorram distúrbios e/ou ruídos, o valor em regime permanente poderá se alterar, diferenciando-se do valor de referência originalmente estabelecido, porém, ainda assim continuará em um valor fixo (considerando, para esse exemplo dito, um caso onde o controlador não foi capaz de inibir as consequências das incertezas ditas, no sistema).

Podemos categorizar três tipos de problemas que podem vir a gerar incertezas na modelagem do problema: dinâmica não-modelada, incertezas paramétricas e não-linearidades. Pro-

blemas com dinâmica não-modelada, tratando-se de uma modelagem baseada em função de transferência, está associada a equívocos de alocação de polos e/ou zero, ou até mesmo o seu desconhecimento. Ou seja, a falha se encontra na estrutura da função de transferência. Já os casos de incertezas paramétricas é visto quando, se tratando novamente de uma modelagem baseada em função de transferência, a mesma pode possuir parâmetros que apresentam incertezas em certos intervalos de valores possíveis. Por fim, problemas com não-linearidade acontecem quando sistemas de grau maior que são aproximados linearmente, ou seja, a modelagem é baseada em graus menores do que o sistema realmente é. Controladores que conseguem contornar os efeitos dessas ocorrências possui estabilidade robusta.

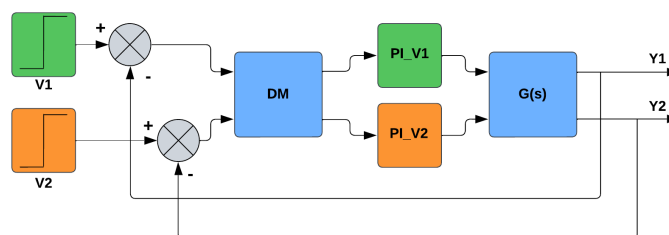
3.3.2 Desempenho Robusto

Visando projetar um controlador robusto, e fazendo uso de modelagem por funções de transferências com diagrama de blocos, os ruídos e distúrbios também podem ser vistos como funções de transferência. Dessa maneira, é possível projetar o controlador levando em consideração a interferência desses sinais. Porém, esta modelagem das incertezas também não serão exatas, e na prática, podem ocorrer sinais fora dos descritos pelo modelo. À vista disso, a complexidade do desempenho robusto está associada com a necessidade do controlador em fazer com que a planta tenha o mesmo desempenho, independente de quais sejam as variações empregadas pelos sinais de incerteza (que por sua vez, é plausível de se entender que são muitas tais variações). Para alcançar o desempenho robusto, técnicas de controle robusto são frequentemente empregadas. Em outras palavras, o objetivo é garantir que o sistema de controle mantenha seu desempenho dentro de limites aceitáveis, mesmo quando confrontado com situações desafiadoras ou incertezas inerentes ao ambiente operacional. Exemplos incluem o uso de controladores robustos como o H_∞ devido à sua capacidade de lidar efetivamente com incertezas e variações no sistema.

3.4 PI Descentralizado

Dado um sistema MIMO 2×2 , um diagrama para o projeto de controladores PI utilizando técnica de desacoplamento é mostrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Diagrama Desacoplamento



O bloco "DM" representa a matriz de desacoplamento, que permitirá que um sinal de entrada tenha efeito preponderante sobre apenas um sinal de saída, tornando o sistema MIMO em múltiplos sistemas SISO. Dessa forma, será possível projetar controladores independentes que no diagrama se apresentam como "PI_V1" e "PI_V2", respectivamente. O projeto de ambos os controladores pode ser feito a partir da ferramenta *Looptune*, que é uma função do software MATLAB que faz a sintonia de controladores com base na abordagem de *Loop Shaping*.

Com a função *Looptune* (MATHWORKS, 2023) é possível projetar o controlador a partir de parâmetros e requisitos de projeto tais como frequência de cruzamento de ganho, rejeição de distúrbio em termos do valor máximo de pico, tempo de estabilização e máxima ultrapassagem percentual.

3.4.1 *Loop Shaping*

O projeto de um controlador de um sistema dinâmico está sujeito as incertezas de modelagem e a perturbações definidas em dois grandes grupos: distúrbios e ruídos. Como já falado anteriormente, os distúrbios podem acontecer por causas mecânicas, elétricas, entre outros. Já os ruídos são caracterizados principalmente por incertezas de medições. Sendo assim, pode-se identificar que, pelas próprias naturezas de origem, os distúrbios acontecem em intervalos de baixa frequência, enquanto que os ruídos acontecem em faixas de alta frequência, e claramente, deseja-se evitar os dois. Se fosse aplicado um filtro passa baixa, evitaríamos os ruídos porém continuaríamos com os distúrbios. E se fosse aplicado um filtro passa alta, os distúrbios seriam ignorados, porém, persistiria os ruídos. Esse dilema traz a tona que é impossível ignorar-se totalmente ambas as interferências, e com isso, a técnica de *Loop Shaping* visa encontrar uma frequência de corte que seja adequada para o sistema em questão, a fim de obter um controlador eficiente e assim diminuir as influências das perturbações descritas. Multiplicando-se a

função de transferência da planta (P) com a função de transferência do controlador (C) tem-se a função de transferência de malha aberta, a qual é usada para fazer a sintonia pelo método Loop Shaping:

$$L = PC \quad (3.4)$$

A partir da função L, pode-se definir as funções de sensibilidade (S) e a função de sensibilidade complementar (T):

$$S = \frac{1}{1+L} \quad (3.5)$$

$$T = \frac{L}{1+L} \quad (3.6)$$

De modo que:

$$S + T = \frac{1}{1+L} + \frac{L}{1+L} = 1 \quad (3.7)$$

Quanto maior o valor da função de sensibilidade (S), maior é a rejeição a distúrbios e ruídos. Já a função de sensibilidade complementar (T), quanto maior seu valor, menor é o erro em regime permanente. A sintonia por *Loop Shaping* visa maximizar os dois de forma adequada, tendo em vista que a equação 3.7 demonstra a proporção inversa entre S e T.

3.5 Regulador Linear Quadrático (LQR)

Com base na teoria de controle moderno, o Regulador Linear Quadrático (LQR - *Linear Quadratic Regulator*) é um controlador ótimo (isto é, com o viés de otimização) capaz de minimizar uma função de custo, que é definida como a integral da energia dos estados e do controle ao longo do tempo, vista em (3.8):

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + d^T R d) dt \quad (3.8)$$

sendo x o vetor de estado e d o sinal de controle. As matrizes de ponderação para os estados Q e ponderação para as entradas R, que determinam a influência relativa da energia dos estados e do controle na função de custo, são geralmente selecionadas por meio do método de tentativa e erro iterativo, levando-se em conta uma avaliação heurística do sistema que está sendo controlado. A dimensão das matrizes Q e R depende, respectivamente, da dimensionalidade do vetor de estados e do número de entradas de controle. Uma vez que essas matrizes são

escolhidas, a minimização da função custo J tem como solução um sinal de controle d ótimo que caracteriza uma lei de controle que é simplesmente uma realimentação de estados (OGATA et al., 2010), (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2001), ou seja, $d = -Kx$, sendo K a matriz de ganhos que será determinada na solução do problema de otimização. Essa matriz pode ser encontrada através da equação Algébrica de Riccati expressa pela equação 3.9:

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (3.9)$$

Onde P é uma matriz simétrica semi-definida positiva que é a solução da Equação de Riccati, A e B são matrizes de estados vistas em 3.1 e 3.2. A matriz de ganho do controlador é então dada pela equação 3.10:

$$K = R^{-1}B^T P \quad (3.10)$$

A solução desse problema é amplamente conhecida e o cálculo de K pode ser feito com pacotes computacionais especializados, como a função *lqr.m* do software MATLAB.

3.5.1 Controle integral

A realimentação de estados com matriz de ganhos fornecida pela solução do problema LQR é capaz de garantir uma resposta transitória iterativamente ajustada. No entanto, é necessário acrescentar um termo integral para que o controle garanta erro nulo em regime permanente, ou seja, para que as variáveis controladas converjam para os valores de referência. A ação integral é implementada com uma integral do erro e um ganho a ser projetado. Assim, a lei de controle utilizada pelo LQR com ação integral é:

$$d = K_i x_i - Kx \quad (3.11)$$

onde x é o estado do sistema, x_i é o estado do termo integral, K_i é a matriz de ganhos da ação integral e K é a matriz de ganhos da realimentação de estado. A realimentação de estado com ação integral pode ser resolvida adotando-se uma formulação modificada que incorpora K_i e K numa única matriz de ganhos que será a solução do problema modificado (OGATA et al., 2010), (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2001).

3.6 Controlador Linear Quadrático Gaussiano (LQG)

O controle LQG pode ser tratado de forma muito similar ao controle LQR, com a utilização das mesmas matrizes de ganho e adotando-se apenas uma modificação na lei de controle, que é a substituição do vetor de estados x por suas estimativas x_e fornecidas por um filtro de Kalman. Dessa forma, partindo-se de um projeto inicial de controlador LQR, faz-se necessário projetar apenas o filtro de Kalman. A lei de controle será:

$$d = K_i x_i - K x_e \quad (3.12)$$

3.6.1 Filtro de Kalman

O filtro de Kalman segue a estrutura clássica de um observador de estado, com equação de estado dada por:

$$\dot{x}_e = A x_e + B d + L(y - C x_e) \quad (3.13)$$

sendo L uma matriz de ganhos a ser determinada. Para a formulação do problema, leva-se em consideração uma versão do modelo do sistema que incorpora ruídos de processo w_p e ruídos de medição w_n :

$$\dot{x} = A x + B d + G w_p \quad (3.14)$$

$$y = C x + D d + H w_p + w_n \quad (3.15)$$

Para o cálculo de L é necessário conhecer, além do modelo do sistema, as matrizes Q_K e R_K , que são as covariâncias dos ruídos de processo e de medição. Assim como no problema LQR, essas matrizes são parâmetros de projeto que devem ser iterativamente ajustados por meio de tentativa e erro, levando-se em conta uma avaliação heurística do sistema. Definidas as matrizes Q_K e R_K , pacotes computacionais podem ser utilizados para a solução do problema que fornecerá a matriz de ganhos L .

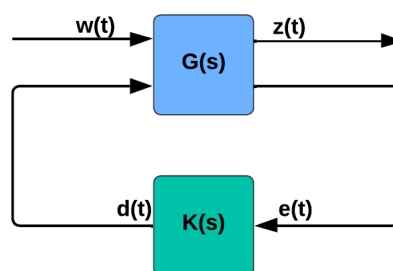
Esta solução para o Filtro de Kalman se dá pela implementação numérica dividida entre Inicialização, Predição e Atualização. A Inicialização é responsável por estabelecer as esti-

mativas iniciais do estado e da matriz de covariância, posterior a isso, a Predição é a etapa responsável por usar as equações para estimar o próximo estado e a matriz de covariância da predição. Por fim, é comparado a estimativa com a observação real, calculado a matriz de ganho de Kalman, atualizado a estimativa do estado com base na nova observação e na matriz de ganho de Kalman e atualizado a matriz de covariância com base na matriz de ganho de Kalman. Os ciclos de predição e atualização se repetem para cada novo conjunto de dados observados. No MATLAB, pode ser utilizada a função *kalman.m* ou o bloco *Kalman Filter* no *Simulink*.

3.7 Controlador H_∞

De acordo com Skogestad e Postlethwaite (2001), a técnica de controle H_∞ surge com o propósito de melhorar as deficiências no quesito robustez (conceito discutido na seção 3.3) que o controle LQG trazia consigo devido a sua sensibilidade a mudanças do sistema e as incertezas. Para o projeto de um controlador H_∞ , adota-se como referência a representação do sistema de controle no formato representado na Figura 3.2, onde $G(s)$ é a planta generalizada; $K(s)$ é o controlador; $w(t)$ é o vetor que contém as entradas exógenas (sinais de referência e perturbações, por exemplo); $d(t)$ é vetor com os sinais de controle; $e(t)$ é o vetor com sinais conhecidos que serão realimentados (sinais de erro, por exemplo); e $z(t)$ é vetor que contém os sinais de desempenho, definidos de acordo com as necessidades de projeto.

Figura 3.2 – Planta generalizada.



A formulação padrão do problema H_∞ considera uma planta generalizada dada por:

$$\begin{bmatrix} z \\ e \end{bmatrix} = G(s) \begin{bmatrix} w \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w \\ d \end{bmatrix}$$

Seja $T_{zw}(s)$ a função de transferência de malha fechada, que relaciona as saídas de desempenho z com as entradas exógenas w . Adotando-se uma representação por transformação

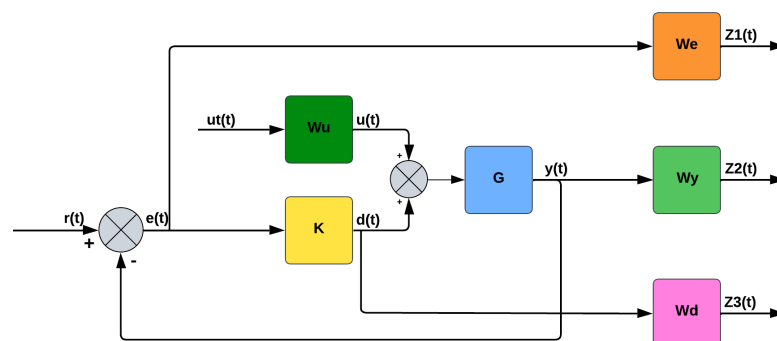
linear fracional, é possível escrever que

$$T_{zw}(s) = F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (3.16)$$

O controlador H_∞ deverá minimizar $\|T_{zw}(s)\|_\infty$. Existem diversos algoritmos para o projeto do controlador sob essa perspectiva. Nesse trabalho, foi adotada a solução via equações de Riccati (GLOVER; DOYLE, 1988), (DOYLE et al., 1989) implementada pela função *hinfsyn* do software MATLAB.

O controlador H_∞ minimiza a norma infinita da função de transferência que relaciona as saídas de desempenho z com as entradas exógenas w . Para a solução do problema, é essencial definir w e z , além dos sinais medidos e que entram no controlador e os sinais de controle d que saem do controlador. A Figura 3.3 detalha como esses sinais estão conectados. Usando o conversor CC-CC estudado neste trabalho para ilustrar os significados de cada sinal, pode-se dizer que: a entrada exógena será composta por r , que representa os sinais de referência, e u , que representa as perturbações na tensão da fonte e na tensão da bateria; o sinal de controle d contém os *duty cycles* aplicados nas chaves; o sinal realimentado e representa o erro dado pela diferença entre o valor de referência r adotado para as variáveis controladas (tensão na carga e corrente de magnetização) e o valor de fato verificado na saída y ; as saídas de desempenho são e , y e d . Com essa configuração, pode-se dizer, muito simplificada, que o controlador H_∞ minimizará o efeito das perturbações sobre a saída controlada, sobre o erro e também minimizará o sinal de controle.

Figura 3.3 – Planta com controlador e funções de ponderação para a construção da planta generalizada.



Nota-se que na Figura 3.3 que foram consideradas funções de ponderação Wu para o sinal de distúrbio u , além de ponderações We , Wy e Wd , respectivamente, para os sinais de

desempenho. Essas funções são responsáveis por refletir os objetivos estabelecidos do projeto, sendo assim, W_e é responsável por minimizar o erro em regime permanente e garantir um ganho mínimo para a estabilidade do sistema, W_d age como um limitador de ganho máximo do controlador e W_y está relacionado a rejeição de ruídos e a determinação da atenuação do pico de ressonância. As funções (ou filtros) de ponderação adotadas seguem a formulação proposta por Zhou e Doyle (1998) e possuem os seguintes parâmetros: ganho na rejeição (G_r), ganho na passagem (G_p), e frequência de ganho unitário (ω_c). Tais parâmetros dão origem ao filtro, que por sua vez, pode ser passa-baixa ou passa-alta.

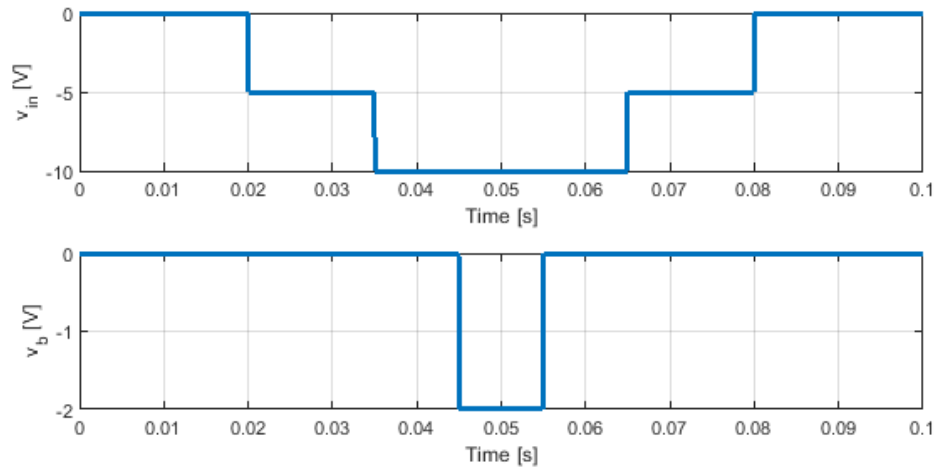
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações computacionais realizadas com a modelagem do conversor CC-CC de três portas com topologia isolado proposto por Damasceno (2021) e adaptado de Qian et al. (2009), o qual é representado pelas equações de estado 2.19, 2.20, 2.21, 2.22 e os valores dos seus parâmetros são apresentados pela Tabela 2.1. Conhecendo-se o modelo do conversor, com parâmetros elétricos especificados na Tabela 2.1, foram projetados quatro controladores: PI descentralizado, LQR, LQG e H_∞ . As mesmas condições de operação foram simuladas para cada um dos controladores. Para isso, foram definidos valores de referência fixos para as variáveis controladas, que são a tensão na carga e a corrente de magnetização. Durante a operação, quando as variáveis controladas já haviam atingido os valores de referência em regime permanente, foram aplicadas as perturbações, ou seja, pequenas variações nos valores pré-fixados de tensão fornecida pelo painel fotovoltaico e tensão fornecida pela bateria. A partir disso, verificou-se o comportamento tanto das variáveis controladas quanto dos sinais de controle, a fim de mantê-los em níveis aceitáveis e não prejudiciais para o dispositivo levando em consideração os limites de variações físicas de componentes eletrônicos que constituem o sistema na prática, ou para a rede elétrica, indicando assim a eficiência dos controladores.

4.1 Aplicação de Distúrbio

Conforme apresentado na Tabela 2.1, o valor de regime da tensão no painel é de 40 [V] e da tensão não bateria é 24 [V]. Como o sistema possui dois sinais de entrada, podemos avaliar o impacto de distúrbios em cada um, mas também o impacto de distúrbios nos dois sinais simultaneamente, conforme a Figura 4.1 apresenta os sinais de distúrbio aplicados na tensão da fonte (v_{in}) e na tensão da bateria (v_b). No instante $t = 0,02$ [s] a tensão da fonte decai 5 [V] e no instante $t = 0,035$ [s] decai mais 5 [V]. No instante de tempo $t = 0,065$ [s] a tensão na fonte recupera 5 [V] e no instante $t = 0,08$ [s] retorna ao valor inicial. Já a tensão na bateria cai 2 [V] em $t = 0,045$ [s] e retorna ao valor inicial em $t = 0,055$ [s].

Figura 4.1 – Distúrbios Aplicados na Tensão da Fonte (V_{in}) e da Bateria (V_b)



4.2 Projeto do controle PI Descentralizado

Após ajustes iterativos, foram adotados os seguintes parâmetros para a sintonia do controlador utilizando a técnica de *looptune*:

- Valor Máximo Absoluto: 10^{-3}
- Tempo Máximo para Estabilização: 10^{-4} [s]
- ω_c (Frequência de Cruzamento de Ganho): 500 [rad/s]
- Overshoot Máximo: 5%

Como resultado da sintonia via *looptune*, foi obtida a seguinte matriz de desacoplamento:

$$DM = \begin{bmatrix} 1.0000 & -59.9887 \\ 0.0162 & -1.0000 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

e os seguintes controladores PI do tipo SISO:

$$PI_V1 = -301 - \frac{3.1 \times 10^8}{s} \quad (4.2)$$

$$PI_V2 = -1.01 \times 10^4 - \frac{2.7 \times 10^7}{s}. \quad (4.3)$$

4.2.1 Projeto do controle LQR com ação integral

A partir de ajustes iterativos, foram obtidas as seguintes matrizes Q e R :

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{14} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Nota-se que os dois últimos elementos da diagonal principal da matriz Q estão em escala diferente dos demais. Estas matrizes tratam-se como problema aumentado que além de contemplar as variáveis de estado da modelagem, possuem mais dois estados. Esses elementos estão relacionados com os estados dos integradores e durante o processo de ajuste foi necessário adotar uma ordem de grandeza muito diferente afim de se garantir boa resposta em regime permanente, e consequentemente diminuindo o erro. Com esses valores de Q e R , as matrizes de ganho usadas na lei de controle são:

$$K = \begin{bmatrix} -0.0008 & 0.0035 & -2.4384 & 0.2599 & 25.3091 \\ 0.0065 & -0.0078 & 2.0374 & 0.3714 & 35.8499 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$K_i = 10^6 \cdot \begin{bmatrix} -2.5734 & 1.8378 \\ 1.8378 & 2.5734 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

4.3 Projeto do controle LQG com ação integral

Para o controle LQG, são utilizados os mesmos ganhos K e K_i projetados para o controle LQR. No entanto, a lei de controle utiliza os estados estimados pelo filtro de Kalman. As matrizes Q_K e R_K são os parâmetros de projeto do filtro de Kalman e também foram definidas a partir de ajustes iterativos, resultando em:

$$Q_K = 10^3 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{15} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^6 \end{bmatrix} R_K = 10^4 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

A partir desses parâmetros, a matriz de ganhos do filtro de Kalman obtida foi:

$$L = 1.0 \times 10^8 \begin{bmatrix} -0.0000 & -0.0001 \\ -3.1075 & -0.0003 \\ 0.0173 & 0.0000 \\ 0.0072 & 0.0034 \\ 0.0000 & 0.0003 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

4.4 Projeto do controle H_∞

Para o projeto do controlador H_∞ foi adotado o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.3, com todas as funções de ponderação adotando os seguintes parâmetros:

- G_r (Ganho na Rejeição): 10^{-3} ;
- G_p (Ganho na Passagem): 10^4 ;
- ω_c (Frequência de Ganho Unitário): 10^7 .

As funções de ponderação W_u e W_e são do tipo passa-baixas, enquanto que as funções W_d e W_y são do tipo passa-altas. É usual nesse tipo de projeto que a ponderação para o sinal de controle e para a saída controlada ocorram em faixa de frequência distinta das perturbações, que são sinais predominantemente de baixas frequências (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2001; DOYLE et al., 1989).

Após a parametrização das funções de ponderação e a implementação em simulação, o controlador obtido é um sistema dinâmico de ordem 13, com duas entradas e duas saídas. Assim a matriz de estado será de dimensão 13×13 , a matriz de entrada 13×2 , a matriz de saída 2×13 e a matriz de transição de estado 2×2 . Tais matrizes serão apresentadas a seguir.

A														
$-9.01 \cdot 10^4$	$2.33 \cdot 10^4$	$7.95 \cdot 10^{11}$	$-8.18 \cdot 10^{06}$	$-3.51 \cdot 10^{09}$	$-8.07 \cdot 10^{14}$	$1.1 \cdot 10^{15}$	$-7.95 \cdot 10^{22}$	$-4.08 \cdot 10^{16}$	$-5.56 \cdot 10^{17}$	$-5.56 \cdot 10^{17}$	$-3.61 \cdot 10^{07}$	$4.76 \cdot 10^{11}$		
$2.74 \cdot 10^4$	$-2.97 \cdot 10^4$	$-5.12 \cdot 10^{11}$	$5.27 \cdot 10^{06}$	$2.25 \cdot 10^{09}$	$5.19 \cdot 10^{14}$	$-7.06 \cdot 10^{14}$	$5.12 \cdot 10^{22}$	$-2.53 \cdot 10^{16}$	$3.54 \cdot 10^{17}$	$3.54 \cdot 10^{17}$	$1.47 \cdot 10^{11}$	$-9.29 \cdot 10^{07}$		
$3.33 \cdot 10^5$	$-1.86 \cdot 10^5$	$-6.19 \cdot 10^{12}$	$6.36 \cdot 10^{07}$	$2.73 \cdot 10^{10}$	$6.27 \cdot 10^{15}$	$-8.54 \cdot 10^{15}$	$6.19 \cdot 10^{23}$	$-3.86 \cdot 10^{15}$	$4.27 \cdot 10^{18}$	$4.27 \cdot 10^{18}$	$2.81 \cdot 10^{08}$	$-1.12 \cdot 10^{09}$		
$-1.32 \cdot 10^5$	$7.34 \cdot 10^4$	$2.57 \cdot 10^{12}$	$-2.64 \cdot 10^{07}$	$-1.13 \cdot 10^{10}$	$-2.61 \cdot 10^{15}$	$3.55 \cdot 10^{15}$	$-2.57 \cdot 10^{23}$	$-6.59 \cdot 10^{15}$	$4.27 \cdot 10^{18}$	$4.27 \cdot 10^{18}$	$2.81 \cdot 10^{08}$	$-1.12 \cdot 10^{09}$		
$1.37 \cdot 10^{-17}$	$-7.52 \cdot 10^{-18}$	970.65	1471	$-6.82 \cdot 10^{04}$	294	$-7.89 \cdot 10^{04}$	$4.06 \cdot 10^{13}$	$-2.47 \cdot 10^{14}$	$-1.73 \cdot 10^{-04}$	$-1.73 \cdot 10^{-04}$	$-1.16 \cdot 10^{-14}$	$-4.66 \cdot 10^{-14}$		
$1.88 \cdot 10^{-18}$	$-1.03 \cdot 10^{-18}$	$-8.71 \cdot 10^{-09}$	$3.62 \cdot 10^{-16}$	$5.27 \cdot 10^{-11}$	-959.7	$-4.83 \cdot 10^{-08}$	868.7	0.2761	$2.37 \cdot 10^{-05}$	$2.37 \cdot 10^{-05}$	$1.60 \cdot 10^{-15}$	$-6.39 \cdot 10^{-15}$		
$-4.73 \cdot 10^{-27}$	$2.56 \cdot 10^{-27}$	$-5.17 \cdot 10^{-12}$	$-9.11 \cdot 10^{-25}$	$-8.63 \cdot 10^{-09}$	$-1.01 \cdot 10^{-07}$	-959.7	-0.19	866.1	$-2.39 \cdot 10^{-13}$	$-2.39 \cdot 10^{-13}$	$-4.02 \cdot 10^{-24}$	$1.61 \cdot 10^{-23}$		
$-3.69 \cdot 10^{-26}$	$2.02 \cdot 10^{-26}$	1	$-7.10 \cdot 10^{-24}$	$1.47 \cdot 10^{-08}$	$-7.9 \cdot 10^{-07}$	$1.89 \cdot 10^{-11}$	$-1 \cdot 10^{11}$	-96.09	$-4.65 \cdot 10^{-13}$	$-4.65 \cdot 10^{-13}$	$-3.13 \cdot 10^{-23}$	$1.25 \cdot 10^{-22}$		
$1.36 \cdot 10^{-28}$	$-7.47 \cdot 10^{-29}$	$9.71 \cdot 10^{-09}$	$2.62 \cdot 10^{-26}$	1	$2.92 \cdot 10^{-09}$	$-7.89 \cdot 10^{-07}$	405.8	$-1 \cdot 10^{11}$	$1.72 \cdot 10^{-15}$	$1.72 \cdot 10^{-15}$	$1.16 \cdot 10^{-25}$	$-4.62 \cdot 10^{-25}$		
-0.37	0.204	$6.96 \cdot 10^{06}$	-71.6	$-3.07 \cdot 10^{04}$	$-7.06 \cdot 10^{09}$	$9.60 \cdot 10^{09}$	$-6.96 \cdot 10^{17}$	$4.33 \cdot 10^{09}$	$-4.87 \cdot 10^{12}$	$-4.77 \cdot 10^{12}$	-315.5	1263		
0.372	-0.204	$-6.96 \cdot 10^{06}$	71.59	$3.07 \cdot 10^{04}$	$7.06 \cdot 10^{09}$	$-9.60 \cdot 10^{09}$	$6.96 \cdot 10^{17}$	$-4.33 \cdot 10^{09}$	$4.87 \cdot 10^{12}$	$4.77 \cdot 10^{12}$	315.5	-1263		
$1.28 \cdot 10^{-22}$	$-6.99 \cdot 10^{-23}$	0.636	$2.45 \cdot 10^{-20}$	-0.537	0.002732	-0.001116	$1.25 \cdot 10^{10}$	$-3.74 \cdot 10^{09}$	$1.607 \cdot 10^{-09}$	$1.607 \cdot 10^{-09}$	-1000	$-4.33 \cdot 10^{-19}$		
$6.06 \cdot 10^{-23}$	$-3.32 \cdot 10^{-23}$	-0.5181	$1.17 \cdot 10^{-20}$	-0.6844	0.001299	-0.002475	$-9.996 \cdot 10^{09}$	$-4.58 \cdot 10^{09}$	$7.64 \cdot 10^{-10}$	$7.64 \cdot 10^{-10}$	$5.14 \cdot 10^{-20}$	-1000		
C														
$-1.75 \cdot 10^{-04}$	$9.61 \cdot 10^{-05}$	$3.28 \cdot 10^{03}$	-0.034	-14.47	$-3.33 \cdot 10^{06}$	$4.53 \cdot 10^{06}$	$-3.28 \cdot 10^{14}$	$2.04 \cdot 10^{06}$	$-2.25 \cdot 10^{09}$	$-2.25 \cdot 10^{09}$	-0.149	0.5952		
$1.75 \cdot 10^{-04}$	$-9.61 \cdot 10^{-05}$	$-3.28 \cdot 10^{03}$	0.034	14.47	$3.33 \cdot 10^{06}$	$-4.53 \cdot 10^{06}$	$3.28 \cdot 10^{14}$	$-2.04 \cdot 10^{06}$	$2.29 \cdot 10^{09}$	$2.29 \cdot 10^{09}$	-0.149	-0.5952		

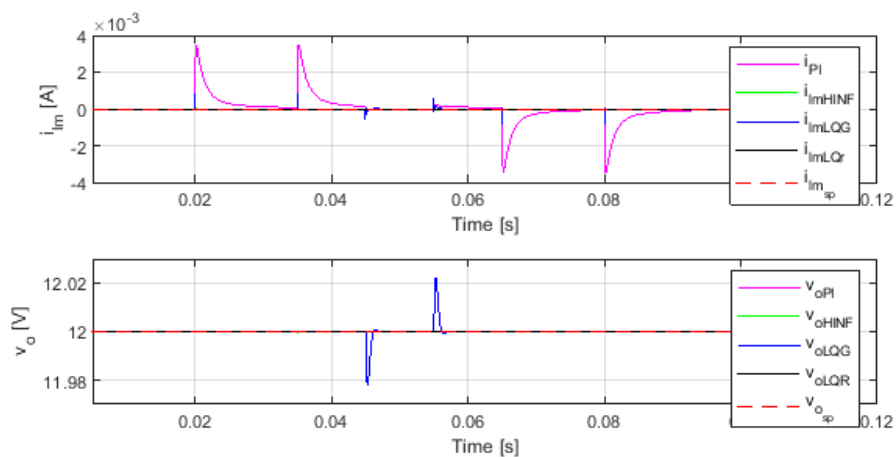
$$B = \begin{bmatrix} -1.93 \cdot 10^{08} & -3.60 \cdot 10^{09} \\ 2.92 \cdot 10^{06} & -1.48 \cdot 10^{08} \\ 2.12 \cdot 10^{03} & -1.17 \cdot 10^{-07} \\ -1.33 \cdot 10^{-08} & 2.12 \cdot 10^{03} \\ -0.0041 & 2.92 \cdot 10^{-05} \\ 2.92 \cdot 10^{-05} & -0.0015 \\ 1.33 \cdot 10^{-06} & -4.01 \cdot 10^{-45} \\ -1.33 \cdot 10^{-06} & 4.01 \cdot 10^{-45} \\ 1.61 \cdot 10^{03} & -1.22 \cdot 10^{03} \\ 1.31 \cdot 10^{03} & -1.55 \cdot 10^{03} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$D = \begin{bmatrix} 6.27 \cdot 10^{-10} & -1.89 \cdot 10^{-48} \\ -6.27 \cdot 10^{-10} & 1.89 \cdot 10^{-48} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

4.5 Análise de Respostas e Comportamentos Temporais

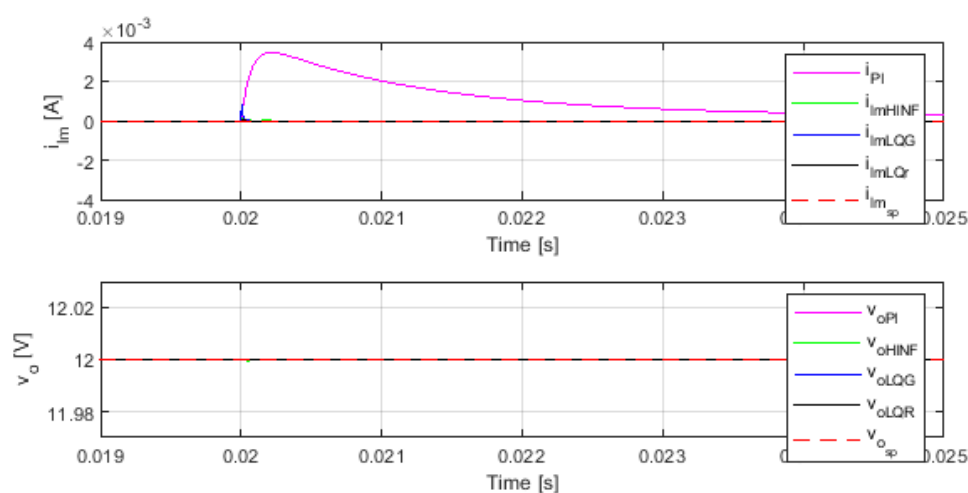
Essa seção destina-se à apresentação e análise comparativa entre as respostas obtidas dos controladores projetados em razão das especificações desejadas e do comportamento tendo em vista as influências das aplicações dos distúrbios apresentados na Figura 4.1. A Figura 4.2 mostra as respostas obtidas para a tensão na carga v_o e para a corrente de magnetização i_{Lm} . Os valores de referência (apresentados na legenda com o índice sp, por serem o *set point*) foram $v_o = 12$ [V] e $i_{Lm} = 0$ [A].

Figura 4.2 – Resposta Temporal da Tensão na Carga (V_o) e Corrente de Magnetização (I_{im})



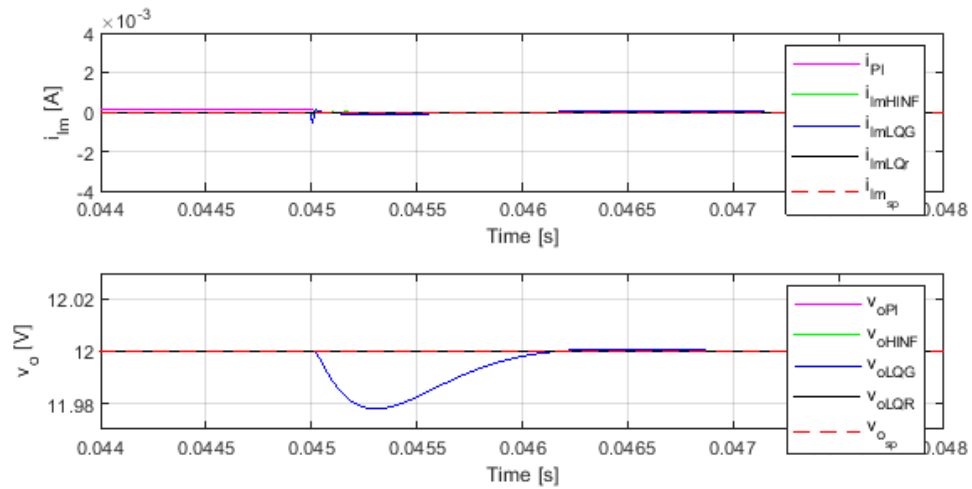
Observa-se que as variáveis controladas acompanham os valores de referência com todos os controladores, sem erro em regime permanente e com transitórios que qualitativamente podem ser avaliados como rápidos e com baixas ultrapassagens percentuais. Para o controle da corrente de magnetização i_{Lm} , é possível observar que o controle via PI Descentralizado foi o que mais teve impacto, variando-a de 0 [A] para próximo de +-4 [mA], enquanto que a variação dos demais controladores é praticamente imperceptível. Já para o controle da tensão na carga v_o , o controlador LQG demonstrou maior variação, mudando a tensão na carga de 12 [V] para próximo de +-12.02 [V].

Figura 4.3 – Zoom em 0.020s da Resposta Temporal



A partir da resposta em regime permanente, aparece um primeiro momento oscilatório próximo ao tempo $t = 0.020$ [s], quando ocorre a primeira queda na tensão v_{in} gerada pelo painel fotovoltaico, como pode ser visto de forma ampliada na Figura 4.3, embora tal variação não tenha gerado impacto na tensão na carga com nenhuma das quatro técnicas de controle aplicadas. Apenas pode-se ver de forma ampliada a variação na corrente de magnetização pela técnica de PI Descentralizado discutida anteriormente. Outros transitórios semelhantes podem ser observados nos instantes próximos de $t = 0.035$ [s], $t = 0.065$ [s] e $t = 0.08$. Nos instantes $t = 0.045$ [s] e $t = 0.055$ [s] os picos oscilatórios na tensão da carga são maiores apenas para a técnica de controle LQG, porque além do distúrbio em v_{in} há o distúrbio v_b na bateria, conforme especificado na Figura 4.1. Na Figura 4.4 é possível observar de forma ampliada o comportamento oscilatório atenuado em torno de $t = 0.045$ [s]. O desempenho fica um pouco pior, no entanto ainda é possível considerar pequena ultrapassagem percentual e rápida acomodação.

Figura 4.4 – Zoom em 0.045s da Resposta Temporal



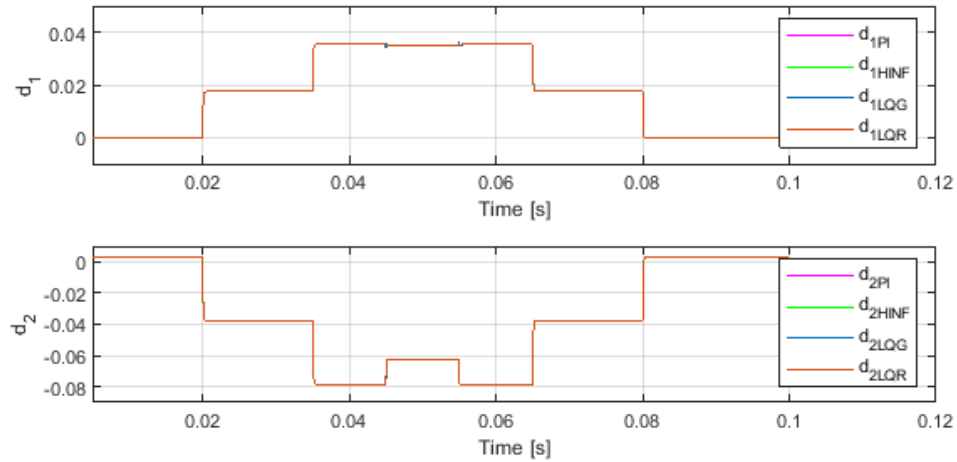
Na tabela 4.1 pode-se observar os valores de Ultrapassagem Percentual ($\%UP$) e do Tempo de Acomodação (T_s) de cada um dos controladores para os sinais de Tensão e Corrente, nos instantes 0.020s e 0.045s:

Tabela 4.1 – Ultrapassagem Percentual $\%UP$ e Tempo de Acomodação das Simulações T_s

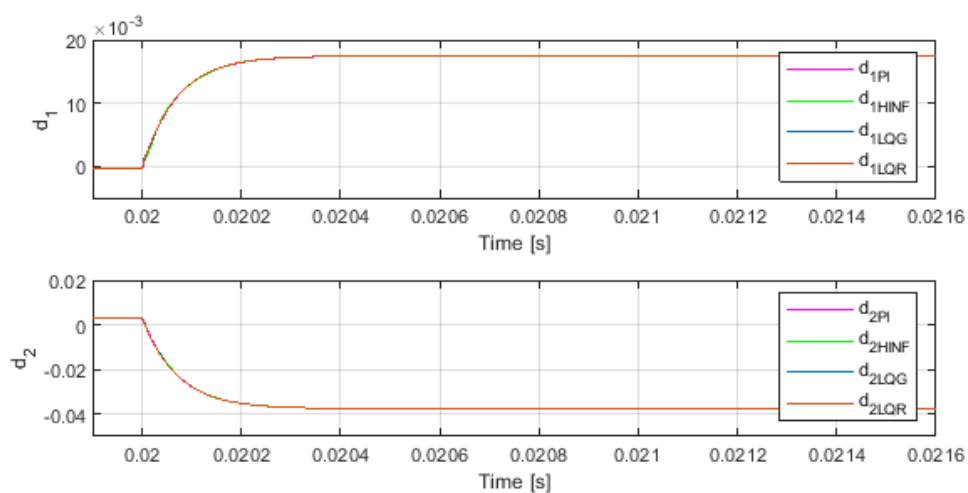
	0.020s		0.045s	
	$\%UP$	T_s	$\%UP$	T_s
I_{imPI}	$345.90 \cdot 10^{-3}$	0.033	$81.5 \cdot 10^{-6}$	$4.69 \cdot 10^{-3}$
I_{imHINF}	$14.74 \cdot 10^{-3}$	$60 \cdot 10^{-6}$	$100 \cdot 10^{-6}$	$90 \cdot 10^{-6}$
I_{imLQG}	$82.60 \cdot 10^{-3}$	$40 \cdot 10^{-6}$	$585 \cdot 10^{-6}$	$1.60 \cdot 10^{-3}$
I_{imLQR}	-	-	-	-
V_{oPI}	$7.623 \cdot 10^{-3}$	0.0032	$49.56 \cdot 10^{-6}$	$2.3 \cdot 10^{-3}$
V_{oHINF}	$30.580 \cdot 10^{-3}$	$210 \cdot 10^{-6}$	$18.1 \cdot 10^{-3}$	$270 \cdot 10^{-6}$
V_{oLQG}	$8.100 \cdot 10^{-3}$	$50 \cdot 10^{-6}$	2.203	$2.09 \cdot 10^{-3}$
V_{oLQR}	-	-	-	-

4.6 Análise dos Sinais de Controle e Saturação

Os sinais de controle correspondem às razões cíclicas das chaves do conversor. Em uma aplicação real é necessário avaliar se o sinal de controle está dentro das possibilidades físicas do atuador. Nesse caso, os limites físicos são os limites do próprio *duty-cycle*, de 0 a 100% (representado graficamente de 0 a 1). No entanto, é importante ressaltar que o *duty-cycle* fornecido pelo controlador é \hat{d} , sendo que o valor que de fato é aplicado nas chaves é $d = D + \hat{d}$.

Figura 4.5 – Sinais de *duty – cycle*

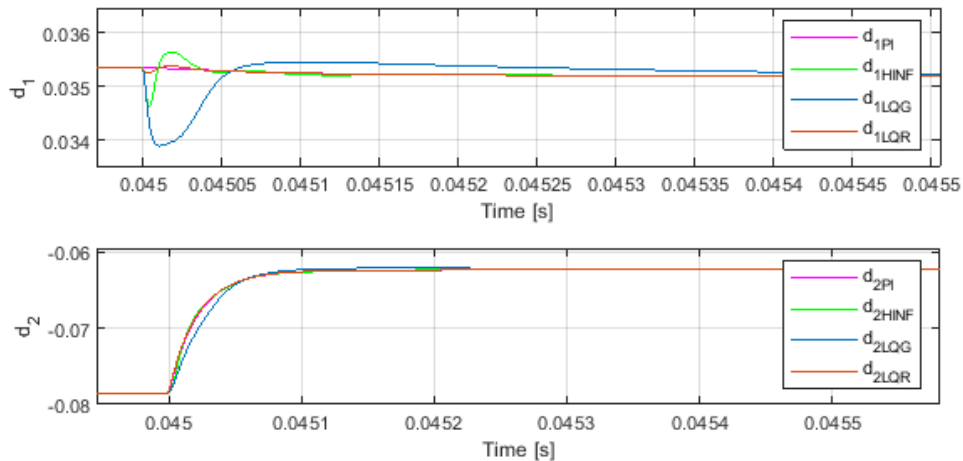
A Figura 4.5 mostra o comportamento desses sinais de controle. A primeira observação feita é que em ambos os casos não ocorre saturação, isso é, os sinais não extrapolam o limite físico do *duty-cycle*, tendo em vista que os valores do gráfico somados aos valores de D_1 e D_2 apresentados na tabela 2.1 não ultrapassam o limite físico, tornando-se apropriado para aplicação em um sistema real. Todas as técnicas de controle aplicadas se comportaram de forma semelhante e satisfatória para os sinais de controle, com transitórios rápidos, sem picos significativos, sem saturação e com oscilações insignificantes.

Figura 4.6 – Sinais de *duty cycle* no momento 0.020s

Analisando-se o sinal de controle em torno de $t = 0.020$ [s], momento no qual ocorrem as primeiras perturbações, podemos notar que o sinal provindo de todos os controladores se

comportam de forma muito parecida e dentro dos limites desejados, conforme visto de forma ampliada na Figura 4.6.

Figura 4.7 – Sinais de Duty-cycle no momento 0.045s



Já em torno de $t = 0.045$ [s], ocorrem as maiores interferências no sinal de controle, conforme era de se esperar, já que ocorrem simultaneamente distúrbios na tensão da fonte e da bateria. Pode-se observar que o controle LQG teve o pior desempenho, o que pode ser justificado pela utilização de estimativas das variáveis de estado que ainda não convergiram para os valores de regime permanente.

4.7 Discussão dos Resultados

Todas as estratégias de controle multivariável estudadas neste trabalho mostraram-se adequadas, em ambientes simulados, para regular a tensão de saída do conversor de três portas quando ocorrem distúrbios nas tensões da fonte e da bateria assim como para manter a corrente de magnetização nula. No entanto, para implementação em sistemas reais algumas considerações devem ser realizadas:

- A modelagem e projeto de controladores aqui apresentados não levam em consideração o estado inicial dos componentes eletrônicos do *hardware* que armazenam energia, estes que poderão estar descarregados, totalmente carregados, ou em níveis diferentes de carregamento e consequentemente poderão surtir efeitos colaterais no regime transitório para o controlador. Além de que a linearização do conversor pode aumentar os graus de incertezas, os quais estarão presentes no conversor real.

- Os controladores PI descentralizados possuem estrutura muito simples para implementação em *hardware* e requerem a medição e realimentação apenas das variáveis controladas, podendo isso ser visto como um ponto positivo para a escolha dessa técnica de controle;
- O controlador LQR também pode ser implementado em *hardware* com uma estrutura muito simples, já que requer apenas a multiplicação das variáveis de estado por ganhos. No entanto, requer a medição de todas as variáveis de estado, o que pode ser impraticável em algumas situações, tornando-se assim um ponto negativo para a implementação real dessa técnica de controle;
- O controlador LQG tem implementação mais complexa, já que requer um filtro de Kalman, que é um sistema dinâmico da ordem do modelo do sistema. Neste trabalho, o filtro de Kalman é um sistema dinâmico de quinta ordem e a viabilidade de sua implementação dependerá do *hardware* disponível. Ou seja, quanto mais potente for o *hardware* em que o sistema se encontra e mais qualidade tiver os sensores dos estados requeridos (maior precisão, menor existência de ruídos, etc.), mais eficiente será o filtro de Kalman, e com isso, o controlador LQG.
- O controlador H_∞ tem como vantagem o fato de não depender das variáveis de estado e requerer a medição e realimentação apenas das variáveis controladas, o que fisicamente torna-se mais possível. No entanto, a técnica utilizada neste trabalho fornece um controlador que tem ordem igual à do modelo do sistema acrescida da ordem das funções de ponderação. Neste caso, foi obtido um controlador de ordem 13, que terá um custo de implementação que poderá inviabilizar sua aplicação em sistemas reais considerando casos onde o Conversor CC-CC não esteja em um sistema que possua um hardware potente para tal.

Além disso, outro fator importante a ser levado em consideração na comparação das técnicas é a robustez a incertezas de modelagem. Conceitualmente, controladores H_∞ estão na categoria de Controle Robusto. Os controladores PI também costumam apresentar grau satisfatório de robustez em situações práticas. No entanto, controladores LQR tenderão a apresentar problemas diante de incertezas de modelagem, por ser fortemente dependente da precisão do modelo utilizado durante o projeto. Controladores LQG também pode ser sensível a mudanças significativas no sistema.

5 CONCLUSÃO

Conversores CC-CC de três portas são sistemas dinâmicos multivariáveis que podem ser modelados matematicamente a partir da técnica de modelo médio em espaço de estados, a qual é mais usual, porém, também é possível obter o modelo por Função de Transferência. Afim de garantir que a tensão de saída seja regulada, assim como a corrente de magnetização permaneça dentro dos valores desejados, é possível aplicar técnicas de controle multivariáveis baseadas em modelo matemático, sejam elas descentralizadas ou centralizadas. Neste trabalho foram aplicadas quatro técnicas diferentes: controle PI descentralizado, controle LQR com ação integral, controle LQG com ação integral e controle H_∞ . Os resultados obtidos permitem concluir que todas as técnicas podem fornecer resultados satisfatórios a partir de ajustes iterativos dos parâmetros de projeto, até que as variações das variáveis de saída esteja dentro de valores aceitáveis, tendo em vista as limitações elétricas e físicas dos componentes do Conversor. No entanto, a viabilidade de aplicação de cada uma em situações práticas estará condicionada às condições de hardware disponíveis e também à robustez a incertezas de modelagem.

O controle PI descentralizado e o controle H_∞ podem ser aplicados quando a medição das variáveis de estado é impraticável. Além disso, são técnicas com algum grau de robustez, sendo que o projeto do controlador H_∞ pode ser ajustado a fim de se melhorar a robustez de modo que seu controle atue melhor em amplitudes maiores de incerteza. Nessas mesmas situações o controle LQG também pode ser escolhido, mas exige a utilização de um filtro de Kalman para estimar as variáveis de estado. Uma vantagem a ser denotada é que a implementação do filtro de Kalman pode ser mais simples que a implementação do controlador H_∞ , que pode ter ordem muito elevada em decorrência das funções de ponderação, conforme vimos no projeto desse controlador. Quando as variáveis de estado estão disponíveis para realimentação, o controle LQR pode ser implementado de forma muito simples, no entanto não garante robustez.

Com isso, conclui-se que é possível obter respostas satisfatórias e dentro dos limites de variações aceitáveis para os componentes eletrônicos com a simulação das quatro técnicas de controle projetadas. Dessa forma, o que ditará qual técnica realmente devemos implementar na prática é a viabilidade desta implementação, levando em consideração os requisitos necessários para seu controle, a possibilidade de acessar e/ou obter esses requisitos, o custo em hardware para o processamento desse controlador, e conseqüentemente, o custo monetário para isso, entre outras análises de projeto e aplicação que poderão serem avaliadas.

Para a continuidade dessa pesquisa, serão realizados testes experimentais com um conversor CC-CC de três portas, mas adotando-se uma topologia não isolada, que é de menor custo. Além disso, serão avaliados os efeitos de incertezas de modelagem tanto em simulação quanto nos testes experimentais. Outra abordagem é fazer uso de simulações em softwares que levam em consideração as não linearidades e chaveamento real do conversor para analisar esses comportamentos a princípio não modelados, e dessa forma, a capacidade dos controladores projetados aqui em atuar nesses cenários.

REFERÊNCIAS

- DAMASCENO, D. P. Conversor cc-cc isolado de três portas com controle robusto lqg/ltr aplicado em sistemas fotovoltaicos com armazenamento de energia. 2021.
- DAMASCENO, D. P. et al. Controle lqg/ltr de um conversor cc-cc de tres portas aplicado a um dessalinizador. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [S.l.: s.n.], 2020. v. 2, n. 1.
- DOYLE, J. C. et al. State-space solutions to standard h_2 and h_∞ / control problems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 34, p. 831–847, 1989.
- DUARTE, J. L.; HENDRIX, M.; SIMÕES, M. G. Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 480–487, 2007.
- ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Springer US, 2001. (Online access with purchase: Springer). ISBN 9780792372707.
- GLOVER, K.; DOYLE, J. C. State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an h -norm bound and relations to relations to risk sensitivity. **Systems Control Letters**, v. 11, n. 3, p. 167–172, 1988. ISSN 0167-6911.
- GORJI, S. A. et al. Topologies and control schemes of bidirectional dc–dc power converters: An overview. **IEEE Access**, v. 7, p. 117997–118019, 2019.
- LEE, H. et al. **Synthesis Report of the IPCC Sixth Assessment Report (AR6)**. [S.l.]: IPCC, 2023.
- LIU, D.; LI, H. A zvs bi-directional dc–dc converter for multiple energy storage elements. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 21, n. 5, p. 1513–1517, 2006.
- MATHWORKS. **MATLAB Control Toolbox**. Natick, MA, 2023. <<https://www.mathworks.com/products/control.html>>.
- MIRA, M. C. et al. Analysis, design, modeling, and control of an interleaved-boost full-bridge three-port converter for hybrid renewable energy systems. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 32, n. 2, p. 1138–1155, 2016.
- MORAIS, J. L. d. S. d. et al. **Desenvolvimento de um conversor CC-CC de três portas parcialmente isolado baseado na integração dos conversores CUK bidirecional e LC série ressonante**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017.
- MURILLO-YARCE, D. et al. A review of control techniques in photovoltaic systems. **Sustainability**, v. 12, n. 24, 2020. ISSN 2071-1050.
- OGATA, K. et al. **Modern control engineering**. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2010. v. 5.
- PHATTANASAK, M. et al. Control of a hybrid energy source comprising a fuel cell and two storage devices using isolated three-port bidirectional dc–dc converters. **IEEE transactions on Industry applications**, IEEE, v. 51, n. 1, p. 491–497, 2014.
- PROGRAMME, U. N. E. **Paris Agreement**. 2015.

- QIAN, Z. et al. Modeling and control of three-port dc/dc converter interface for satellite applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 25, n. 3, p. 637–649, 2009.
- RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. [S.l.]: Butterworth-heinemann, 2017.
- RIPPLE, W. J. et al. World Scientists' Warning of a Climate Emergency 2022. **BioScience**, v. 72, n. 12, p. 1149–1155, 10 2022. ISSN 0006-3568.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control: analysis and design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2001.
- SPIER, D.; OGGIER, G.; SILVA, S. D. Dynamic modeling and analysis of the bidirectional dc-dc boost-buck converter for renewable energy applications. **Sustainable Energy Technologies and Assessments**, Elsevier, v. 34, p. 133–145, 2019.
- WANG, Z.; LI, H. An integrated three-port bidirectional dc–dc converter for pv application on a dc distribution system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 10, p. 4612–4624, 2012.
- WANG, Z. et al. Topology analysis and review of three-port dc–dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 35, n. 11, p. 11783–11800, 2020.
- WU, H. et al. Secondary-side-regulated soft-switching full-bridge three-port converter based on bridgeless boost rectifier and bidirectional converter for multiple energy interface. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 31, n. 7, p. 4847–4860, 2015.
- ZARDINI, G. Control systems ii. 2017.
- ZHOU, K.; DOYLE, J. C. **Essentials of Robust Control**. [S.l.]: Prentice-Hall, 1998.