

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALVARO CHRISTIAN MONTAÑO SAAVEDRA

INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE
ROBUSTO APLICADAS À MELHORIA DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR
DE POTÊNCIA CC/CC DO TIPO BUCK COM ESTRUTURA *SINGLE INDUCTOR*
MULTIPLE OUTPUT

TD: 15/2024

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2024

**“INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE
ROBUSTO APLICADAS À MELHORIA DE DESEMPENHO DE UM
CONVERSOR DE POTÊNCIA CC/CC DO TIPO BUCK COM
ESTRUTURA SINGLE INDUCTOR MULTIPLE OUTPUT”**

AUTOR: ALVARO CHRISTIAN MONTAÑO SAAVEDRA

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

APROVADA EM: 05/08/2024

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Walter Barra Júnior
(Orientador - PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior
(Avaliador Interno - PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Thiago Mota Soares
(Avaliador Interno - PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. João Aberides Ferreira Neto
(Avaliador Externo ao Programa - ITEC/UFPA)

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira
(Avaliador Externo - UFC)

Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros
(Avaliador Externo - UFAM)

VISTO:

Prof. Dr. Diego Lisboa Cardoso
(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

M757i Montañó Saavedra, Alvaro Christian.
INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE ROBUSTO APLICADAS À MELHORIA DE
DESEMPENHO DE UM CONVERSOR DE POTÊNCIA CC/CC
DO TIPO BUCK COM ESTRUTURA SINGLE INDUCTOR
MULTIPLE OUTPUT / ALVARO CHRISTIAN MONTAÑO
SAAVEDRA. — 2024.
78 f. : il.

Orientador(a): Prof. Dr. Walter Barra Júnior
Coorientador(a): Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros
Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de
Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Belém, 2024.

1. CONVERTIDOR SIDO, INCERTEZAS
PARAMÉTRICAS, CPL, LQR, . I. Título.

CDD 621.317

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALVARO CHRISTIAN MONTAÑO SAAVEDRA

INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE
ROBUSTO APLICADAS À MELHORIA DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR
DE POTÊNCIA CC/CC DO TIPO BUCK COM ESTRUTURA *SINGLE INDUCTOR*
MULTIPLE OUTPUT

Tese submetida à Banca Examinadora do
Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau
de Doutor em Engenharia Elétrica na área de
Sistemas de Energia.

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2024

*Dedico esta tese à toda
minha família: meus pais
Rosário e Emílio,
irmãos
Gabriela e Maurício.*

Agradecimentos

Agradeço a minha mãe Rosário que sempre foi meu apoio e me deu palavras de amor e carinho nos momentos mais complicados nesta trajetória. Ao meu pai Emílio que sempre soube me orientar nestes anos longe da família, incentivando-me a seguir em frente.

Agradeço aos meus irmãos Gabriela e Maurício, pelos laços de afetividade e união fraterna com os quais sempre conduzimos as nossas vidas.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Walter Barra Júnior, pelos conselhos técnicos, pela indicação de estratégias de desenvolvimento e solução de problemas, pela revisão dos textos, pela sabedoria e paciência comigo, não somente ao longo das aulas, como também e principalmente durante a etapa de orientação para a escrita desta tese.

Ao meu coorientador Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros, pela paciência e conselhos nas inúmeras reuniões mantidas para poder avançar no trabalho desta pesquisa com sucesso.

Agradeço aos membros da banca, Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior, Prof. Dr. Thiago Mota Soares, Prof. Dr. João Aberides Ferreira Neto e Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira por aceitarem o convite e proporcionarem relevantes contribuições para melhoria do conteúdo desta tese.

Agradeço à agência financiadora CNPq e à Organização dos Estados Americanos (OEA) por fornecerem os recursos financeiros necessários à realização das atividades correlacionadas ao doutorado.

Agradeço a todo o pessoal do laboratório e grupo de pesquisa de Automação e Sistemas de Controle, do qual fiz parte, cuja qual sem a colaboração e parceria este trabalho não teria sido possível.

Agradeço às amizades feitas na vida acadêmica e nas atividades físicas e de compartilhamento. Entendi que a atividade física é uma parte fundamental do crescimento pessoal.

E por fim, agradeço à vida por ter me dado a oportunidade de estudar novamente no Brasil, por ter conhecido pessoas das quais aprendi bastante, não somente na área acadêmica e profissional, mas também na área pessoal. A todos eles a minha eterna gratidão!

*“Há dois tipos de sabedoria: a inferior e a superior.
A sabedoria inferior é dada pelo quanto uma pessoa sabe
e a superior é dada pelo quanto ela tem
consciência de que não sabe.”
(Augusto Cury)*

SUMÁRIO

| | |
|---|------|
| SUMÁRIO..... | vii |
| LISTA DE TABELAS..... | ix |
| LISTA DE FIGURAS | x |
| RESUMO..... | xii |
| ABSTRACT | xiii |
| Capítulo 1 INTRODUÇÃO..... | 1 |
| 1.1 Estado da Arte. | 1 |
| 1.2 Motivação e Justificativa da Tese..... | 7 |
| 1.3 Definição dos Objetivos. | 7 |
| 1.3.1 Objetivo Geral. | 7 |
| 1.3.2 Objetivos Específicos. | 7 |
| 1.4 Estrutura do Trabalho. | 8 |
| Capítulo 2 MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR SIDO..... | 10 |
| 2.1 Introdução..... | 10 |
| 2.2 Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck..... | 11 |
| 2.2.1 Modos de Condução Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck. | 11 |
| 2.2.2 Dinâmica do Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck..... | 15 |
| 2.3 Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck de um Indutor e duas Saídas SIDO. | 17 |
| 2.3.1 Operação do Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck SIDO..... | 17 |
| 2.3.2 Modelo Matemático do Conversor de Potência CC/CC Buck do tipo SIDO. | 21 |
| 2.4 Análise do desempenho do Conversor de Potência Buck do tipo SIDO..... | 24 |
| 2.4.1 Análise de Estabilidade Robusta do Conversor SIDO. | 25 |
| 2.4.2 Análise do Efeito do Acoplamento nos Sinais de Saída do Conversor SIDO. | 28 |
| 2.5 Conclusão do Capítulo..... | 29 |

| | |
|--|----|
| Capítulo 3 PROPOSTAS DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE ROBUSTO PARA O CONVERSOR DE POTÊNCIA TIPO SIDO..... | 30 |
| 3.1 Introdução..... | 30 |
| 3.2 Análise de emparelhamento entrada/saída do conversor Buck tipo SIDO..... | 31 |
| 3.3 Projeto do Controlador baseado no Regulador Linear Quadrático - LQR. | 33 |
| 3.4 Projeto do Controlador PI Multimalha com Desacoplador. | 37 |
| 3.5 Conclusão do Capítulo..... | 41 |
| Capítulo 4 METODOLOGIA EXPERIMENTAL E DESCRIÇÃO DOS TESTES REALIZADOS NA PLANTA..... | 42 |
| 4.1 Introdução..... | 42 |
| 4.2 Descrição do Protótipo do Conversor tipo SIDO. | 42 |
| 4.3 Descrição dos Testes Experimentais. | 45 |
| 4.4 Conclusão do Capítulo..... | 47 |
| Capítulo 5 ANÁLISE DE RESULTADOS | 48 |
| 5.1 Introdução..... | 48 |
| 5.2 Teste 1. Variação do Valor de Tensão de Entrada V_{in} | 48 |
| 5.3 Teste 2. Variação das Cargas Resistivas nas Saídas do Sistema Conversor SIDO. | 50 |
| 5.4 Teste 3. Variação das Cargas nas Saídas do Sistema Conversor SIDO, adicionando uma CPL em paralelo com as Cargas Resistivas..... | 53 |
| 5.5 Conclusão do Capítulo..... | 56 |
| Capítulo 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS E RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS | 57 |
| 6.1 Considerações Finais do Trabalho..... | 57 |
| 6.2 Recomendações para Trabalhos Futuros. | 58 |
| Referências Bibliográficas..... | 60 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 2.1.- Valores dos parâmetros do conversor Buck tipo SIDO | 25 |
| Tabela 2.2.- Autovalores do sistema no ponto de operação. | 26 |
| Tabela 5.1.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação na tensão de entrada. | 50 |
| Tabela 5.2.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na carga R_1 | 53 |
| Tabela 5.3.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na carga R_2 | 53 |
| Tabela 5.4.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na CPL_1 adicionada. | 56 |
| Tabela 5.5.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na CPL_2 adicionada. | 56 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 2.1 Topologia do conversor tipo Buck..... | 11 |
| Figura 2.2 Conversor tipo Buck em modo MCC..... | 12 |
| Figura 2.3 Corrente no indutor em vários tipos de carga, D é mantida constante..... | 13 |
| Figura 2.4 Conversor tipo Buck em modo MCD. | 14 |
| Figura 2.5 Diagrama do circuito do conversor Buck tipo SIDO..... | 18 |
| Figura 2.6 Diagrama de tempos do conversor Buck tipo SIDO..... | 20 |
| Figura 2.7 Circuitos equivalentes do conversor Buck tipo SIDO. | 22 |
| Figura 2.8 Diagrama de blocos do conversor Buck tipo SIDO..... | 24 |
| Figura 2.9 Diagrama de Bode das funções de transferência do sistema..... | 27 |
| Figura 2.10 Uso do Teorema Generalizado de Kharitonov, <i>template</i> de incertezas. | 27 |
| Figura 2.11 Mapeamento dos polos do sistema, submetido a uma variação paramétrica dentro da faixa de incertezas. | 28 |
| Figura 2.12 Resposta do sistema a perturbações em D_1 e em D_2 | 29 |
| Figura 3.1 Avaliação via simulação do efeito das mudanças no ciclo de trabalho das chaves e variações correspondentes nas tensões de saída. | 32 |
| Figura 3.2 Valores singulares máximos de $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ para o sistema descompensado. | 35 |
| Figura 3.3 Valores singulares máximos de $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ para o sistema compensado. | 37 |
| Figure 4.1. Estrutura do sistema do conversor Buck tipo SIDO usado para testes. | 43 |
| Figura 4.2. Sistema de teste e protótipo desenvolvidos para realizar os experimentos.. | 44 |
| Figure 5.1. Resultados experimentais para uma variação em V_{in} no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador..... | 49 |
| Figura 5.2. Resultados experimentais para uma variação em R_1 no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador..... | 51 |
| Figura 5.3. Resultados experimentais para uma variação em R_2 no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador..... | 52 |

| | |
|---|----|
| Figura 5.4. Resultados experimentais para uma variação na potência da CPL ₁ no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador. | 54 |
| Figura 5.5. Resultados experimentais para uma variação na potência da CPL ₂ no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador. | 55 |

RESUMO

Recentemente, conversores de potência CC/CC têm ganhado uma ampla atenção, especialmente na indústria, telecomunicações e no controle de fontes renováveis de energia. O incremento no uso desta tecnologia poder ser explicada pela crescente demanda de uma regulação de tensão DC de alta qualidade em várias aplicações. Adicionalmente, os recentes avanços em eletrônica de potência junto com a engenharia de controle aceleraram o desenvolvimento dos conversores de potência CC/CC. Portanto, buscaram a otimização destes conversores em vários sentidos, por exemplo, melhorando eficiência de conversão e reduzindo seu peso e custo.

No trabalho proposto são investigadas estratégias de controle para regulação de tensão em um sistema conversor Buck DC-DC de indutor único e saída dupla (SIDO). Com base em um modelo nominal de planta de múltiplas entradas e múltiplas saídas e requisitos de desempenho, tanto um Regulador Linear Quadrático (LQR) quanto uma lei de controle do tipo PI Desacoplada são projetados para controlar o sistema conversor de energia sob incertezas paramétricas, como variação da fonte de tensão, variações de cargas de potência constante (CPLs) e variações das resistências de carga. Um protótipo de um conversor Buck DC-DC de saída dupla com indutor único foi desenvolvido para testes experimentais. Os resultados indicam que a abordagem da estratégia LQR proposta é razoável e fornece melhorias adequadas de desempenho nos controladores do conversor SIDO nas condições de variação da fonte de tensão e variações nas resistências de carga, oferecendo desempenho robusto e estabilidade do sistema; no entanto, mais pesquisas são necessárias para lidar com variações nas cargas de potência constante e no projeto do controlador PI para sua aplicação neste tipo de planta.

PALAVRAS-CHAVE: Conversor SIDO, incertezas paramétricas, realimentação de estados, controle multivariável.

ABSTRACT

Recently, DC/DC power converters have gained wide attention, especially in industry, telecommunications, and the control of renewable energy sources. The increase in the use of this technology can be explained by the growing demand for high-quality DC voltage regulation in various applications. Additionally, recent advances in power electronics along with control engineering have accelerated the development of DC/DC power converters. Therefore, they looked to optimize these converters in several ways, such as improving conversion efficiency and reducing their weight and cost.

In the proposed work, control strategies for voltage regulation in a single-inductor, dual-output Buck DC-DC converter system (SIDO) are investigated. Based on a nominal multiple-input, multiple-output plant model and performance requirements, both a Linear Quadratic Regulator (LQR) and a Decoupled PI control strategy are designed to control the power converter system under parametric uncertainties such as variation of the voltage source, variations of constant power loads (CPLs) and variations of load resistances. A prototype of a single inductor dual output DC-DC Buck converter was developed for experimental testing. The results indicate that the proposed LQR strategy approach is reasonable and provides adequate performance improvements in SIDO converter controllers under conditions of varying voltage source and varying load resistances, offering robust performance and system stability; however, more research is needed to address variations in constant power loads and in the design of a PI controller for its application in this kind of system.

KEYWORDS: SIDO converter, parametric uncertainties, state feedforward, multivariable control.

Capítulo 1 INTRODUÇÃO

1.1 Estado da Arte.

Recentemente, conversores de potência CC/CC têm ganho uma ampla atenção, especialmente em aplicações industriais [1,2], em telecomunicações e no controle de fontes renováveis de energia [3], dentre outras. O incremento no uso desta tecnologia pode ser explicado pela crescente demanda de uma regulação de tensão CC de alta qualidade em várias aplicações. Adicionalmente, os recentes avanços em eletrônica de potência, juntamente com a engenharia de controle, aceleraram o desenvolvimento de diversas topologias de conversores de potência CC/CC. Portanto, as pesquisas vêm buscando a otimização destes conversores em vários sentidos, por exemplo, melhorando eficiência de conversão [4] e reduzindo seu peso e custo [5].

Com a finalidade de obter diferentes níveis de tensão regulada CC nas saídas dos conversores, várias pesquisas [4,6] propuseram novas topologias de conversores através do compartilhamento de um único indutor. Uma de estas topologias é a família dos conversores CC/CC não isolados, como por exemplo, os conversores CC/CC de um indutor e múltiplas saídas (SIMO) [8,9].

Conversores SIMO fornecem um bom aproveitamento em termos de custo, eficiência e diversidade de aplicações potenciais. Contudo, para operar eficientemente, o conversor SIMO precisa uma estratégia de controle de alto desempenho, levando a afrontar vários problemas de engenharia, como por exemplo, regulação cruzada, alta frequência de comutação, e várias não linearidades. O principal desafio do controle é causado devido à necessidade (para diminuir peso e custo) de compartilhar um único elemento indutor no circuito. Em resumo, um conversor SIMO apresenta um desempenho similar a um sistema multivariável com um alto acoplamento entre malhas, dando como resultado em altas dependências entre as principais variáveis, isto é, as tensões de saída, corrente da bobina, e ganhos de tensão CC. Como consequência, é necessário um sistema de controle automático sofisticado para manter um bom desempenho de regulação nos diferentes níveis das tensões de saída, enquanto são minimizados os efeitos indesejáveis por causa do forte acoplamento entre as malhas de controle. Para esse objetivo, várias pesquisas

têm proposto soluções para mitigar os efeitos de acoplamento nos conversores SIMO CC/CC [4,5,8,10].

Como estudo de caso, em [7] é utilizada a topologia de conversor Boost denominando o conversor de Single Inductor Dual Output (SIDO). Nesse estudo é realizada a multiplexação do canal de controle para as N saídas do sistema conversor SIDO, onde todas as chaves possuem a mesma frequência de comutação, de modo que o intervalo de comutação seja subdividido em N subintervalos, objetivando controlar cada subsistema como um conversor single-input single-output (SISO), deste modo o sistema de controle é multiplexado para controlar os N subsistemas SISO. Como principais contribuições do estudo, destacam-se o desenvolvimento de uma topologia de conversor multivariável CC/CC, que faz uso apenas de um elemento indutivo, de modo que tal topologia é facilmente expandida para outras topologias de conversores CC/CC isolado e não isolado, bem como enfatiza a nova proposta de controle multiplexado incluindo a regulação das saídas do conversor SIDO. No entanto, os resultados mostram que a estratégia utilizada apresenta alguns efeitos indesejados, como a presença de um grande ripple nas saídas do conversor juntamente com uma elevada corrente de pico no indutor, perda considerável de eficiência com o aumento de potência demandada do conversor, bem como a não utilização de cargas sensíveis à variação de corrente, dado que o conversor opera em modo de condução descontínua, onde em algum momento do ciclo de comutação do conversor a corrente se anulará.

O estudo de [11], faz uso da topologia proposta em [7] constituindo um integrado com o conversor SIDO onde este poderia operar com as topologias Buck-Boost. Utilizou-se o modo de condução pseudo contínuo onde valeu-se de uma chave de controle roda livre sob o elemento indutivo. Nesse estudo foi aplicado um nível de tensão contínuo no conversor de 1,2 [V] até 2,2 [V], onde os níveis de tensão das saídas eram de 1,6 [V] para a saída 1 (Buck) e 2,4 para a saída 2 (Boost). Como principal ganho, destaca-se a eficiência obtida pelo conversor, onde para as condições de projeto, obteve-se ganho de até 92%. Entretanto, verificou-se nos resultados que tal metodologia apresenta grande perda na qualidade da tensão de saída, em decorrência da grande amplitude de ripple nas saídas, quando aumentados os valores de corrente carga.

Em [12], é utilizada uma topologia de conversor SIDO tipo Boost; no qual nota-se o interesse dos autores em ter uma redução do quantitativo de chaves para a realização do controle do conversor. É realizado um estudo de caso com um conversor de duas saídas, possuindo como número mínimo de 4 chaves para a realização do controle deste conversor. Outro ponto de destaque é a minimização do problema de regulação cruzada do conversor, bem como a utilização de uma técnica de controle, onde propõe uma variação do nível de corrente contínua que passa na chave roda livre, que se encontra sob o elemento indutivo. Tal metodologia se torna eficiente para grandes variações de carga, proporcionando melhoria na eficiência do conversor, além de levar em consideração o efeito de histerese do sistema; essa metodologia foi denominada de Modo de Condução Pseudo Contínuo (MCPC) dinâmico.

Depois, em [13], é avaliada uma topologia de conversor SIMO do tipo Buck de duas saídas, sendo utilizadas 4 chaves estáticas para a realização do controle do conversor. É usado como estratégia de controle nesse trabalho um controle de corrente média por saída do conversor. Também se desenvolveram desacopladores para o sistema conversor, fazendo depois a análise das malhas do sistema. Esse conversor foi desenvolvido em estrutura *System on Chip* (SoC) e, como principais contribuições do trabalho, os autores destacam a redução do tamanho do conversor a ser implementado em chip, a obtenção da eficiência máxima de 86% quando o conversor opera com potência máxima de 0,84 [W] e a minimização do problema de regulação cruzada com o uso de desacopladores.

No trabalho de [14], é apresentada uma topologia de conversores CC/CC com múltiplas saídas bipolares. Para a realização de um estudo de caso é utilizado um conversor de duas saídas, sendo uma positiva e a segunda negativa. Nesse trabalho o sistema opera em malha aberta sem a presença de controlador e faz uso de chave roda livre localizada sob o elemento indutivo, de modo que o conversor opera no MCPC; os resultados apresentados por este estudo são baseados apenas em simulação e a metodologia de controle não consegue corrigir adequadamente os ripples do sistema.

Na pesquisa desenvolvida em [15], é apresentada uma topologia de conversor de potência CC/CC que possui simultaneamente a presença das topologias Buck e/ou Boost e inversão (Buck/Boost). Tal topologia foi denominada de SIBBI (*Simultaneous Buck, Boost and Inverted outputs*) e este estudo tem como principal foco realizar uma

investigação acerca de modelos matemáticos que descrevam adequadamente o comportamento dinâmico dos conversores, podendo prever adequadamente os problemas de regulação cruzada, acoplamento e podendo ser base para projeto de controladores e desacopladores a serem aplicados ao sistema.

O estudo de [16], apresenta uma topologia de conversor de potência onde este possui múltiplas fontes de tensão CC, sendo consideradas como entradas do sistema e múltiplas saídas CC, no entanto é compartilhado apenas um elemento indutivo, e este pode operar em Modo de Condução Contínua (MCC) ou em Modo de condução Descontínua (MCD). Nesse estudo, é proposto o projeto de um controlador do tipo PI multivariável para a realização da regulação das saídas do conversor; os resultados apresentaram um bom desempenho quanto à obtenção do modelo do conversor e também com a regulação e estabilidade da topologia do conversor proposto.

Em [4], é apresentada uma proposta de metodologia de controle do tipo Data-Driven aplicada a uma topologia de conversor SIMO CC/CC. Para solucionar o problema da regulação cruzada, fez-se uso de desacopladores onde se obteve um modelo não paramétrico (modelo espectral) para a representação da dinâmica do conversor SIMO. As avaliações desse trabalho foram realizadas através de simulações e testes experimentais; assim, os resultados do trabalho mostraram que a metodologia de controle proposta conseguiu corrigir adequadamente o problema de acoplamento do sistema conversor SIMO, e proporcionou uma boa regulação das saídas do conversor.

No trabalho de [17], é proposta uma metodologia de projeto de controle Fuzzy, aplicado em uma topologia de conversor de potência SIMO; o estudo foi avaliado apenas em ambiente de simulação, porém os resultados foram emulados em um microcontrolador 89C51, com dois controladores Fuzzy: o primeiro faz uso de um algoritmo baseado em lógica Fuzzy e o segundo é o projeto de controlador Fuzzy baseado em uma estrutura PI. Os resultados demonstraram que a metodologia Fuzzy apresentou melhor desempenho que os demais verificados até então.

Na pesquisa desenvolvida em [18], é apresentado um método digital para o controle e regulação de um conversor SIMO; essa estratégia de controle tem como principal objetivo o compartilhamento de potência e a minimização da regulação cruzada aplicada

ao conversor SIMO, tal metodologia é denominada PS-CRS (*Power Sharing and Cross Regulation Supression*); então, a metodologia proposta de controle é baseada em controle preditivo, compartilhamento de potência e multiplexação temporal. Um outro controlador de compartilhamento de potência é utilizado para regular as potências das múltiplas fontes de alimentação; além disso, também é utilizado um controlador para lidar com o problema da regulação cruzada, este por sua vez é utilizado para minimizar o problema do acoplamento entre as saídas possibilitando regular adequadamente o valor das saídas do conversor. Nesse trabalho são realizados testes simulados do controlador, assim como testes experimentais em uma plataforma desenvolvida em componentes discretos. Os resultados apresentaram um bom desempenho da metodologia proposta, onde para baixos valores de corrente de carga se verificou uma elevada eficiência (em torno de 92%). Entretanto, ao aumentar a corrente de carga do sistema, a eficiência deste cai em torno de 73%; então, foi observado que a metodologia desenvolvida conseguiu corrigir adequadamente o problema de regulação cruzada, assim como regular adequadamente os valores de saída do conversor.

O estudo de [19] apresenta uma outra metodologia de projeto de um controlador descentralizado robusto para um conversor CC-CC do tipo SIDO baseado em um modelo de uma planta de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) e requerimentos de desempenho; uma análise de emparelhamento entrada-saída é desenvolvido para selecionar a entrada adequada com a finalidade de controlar cada saída visando a atenuação do acoplamento. Desse modo, os limites de incertezas da planta são selecionados e expressados em forma de intervalos com valores paramétricos do modelo da planta, desenvolvendo o projeto baseado em [20]. No trabalho, a técnica proposta foi avaliada exaustivamente em simulações computacionais e em planta física experimental atuando em uma placa de um conversor SIDO CC-CC, usando estruturas de controle PI e PID. Os indicadores de desempenho obtidos para a estratégia proposta mostram que a mesma expõe uma melhora no desempenho dos controladores se comparados com as técnicas de controle clássicas MIMO.

Em [21] são estudados conversores SIDO e conversores com Duas Entradas e Duas Saídas (DIDO) com aplicações de poderem trabalhar com cargas que demandam uma elevada corrente no MCC de operação. São desenvolvidos os controladores PID multivariável convencional e o Regulador Quadrático Linear Ótimo (LQR) e ambos seus

desempenhos são comparados para atingir os objetivos propostos no trabalho. Nesse sentido, modelos matemáticos generalizados para sistemas SIMO e MIMO são desenvolvidos e um Algoritmo Genético (GA) é usado para encontrar os parâmetros do controlador multivariável PID e também as matrizes do LQR ótimo, onde a função objetiva inclui a regulação cruzada como restrição. As respostas das simulações mostram que o controlador LQR apresenta um desempenho melhor para ambos os sistemas em relação ao controlador PID multivariável; os resultados são validados através de um protótipo com ajuda de um Módulo de Aquisição de Dados (DAQ).

No trabalho de [22] é proposto um controle desacoplado de tensão para o conversor denominado de indutor acoplado de uma entrada duas saídas (CI-SIDO), objetivando o acoplamento de cruzamento das saídas de tensão. Nesse sentido, são analisados os problemas de cruzamento de acoplamento e cruzamento de regulação devido à presença do indutor acoplado. Uma análise detalhada mostra que as duas saídas podem ser desacopladas através do desenho do compensador com elevado ganho ou com elevada frequência de cruzamento. O controlador proposto é desenhado com um compensador analógico do Tipo II; desse modo, o controlador consegue desacoplar as saídas de tensão, garantindo boa margem de estabilidade assim como uma boa regulação de carga. O desenho é verificado através de simulações e testes experimentais. Os resultados mostram que o controle desacoplado conseguiu suprimir consideravelmente a regulação cruzada com uma rápida resposta no regime transitório para a entrada de carga e variações na referência. Também é apresentada uma comparação de desempenho em regime transitório do controlador de tensão desacoplado proposto com outros métodos achados na bibliografia recente para o conversor SIDO.

Em [23] é discutido o desenho de controladores PID para sistemas que possuem interação entre malhas. Uma nova estrutura baseada em um desenho escalar modificado de um controlador PID e desacoplador estático é apresentada, onde são tomadas em conta as características de frequência do acoplamento entre as malhas de nível inferior. Isso conduz a um método de desenho focando na troca entre o desempenho das malhas individuais e os chamados índices de interação. O controlador proposto pode ser facilmente implementado devido à sua configuração simples baseada em elementos específicos.

1.2 Motivação e Justificativa da Tese.

Em vistas do estado da arte anteriormente apresentado, observa-se que o estudo de técnicas de projeto de controladores robustos (para uma planta com uma determinada faixa de incertezas paramétricas) focados em garantir robustez e desempenho de conversores de potência do tipo Buck de estrutura SIDO usando meios experimentais tem sido ainda pouco explorada. Neste contexto, este trabalho pretendeu desenvolver uma investigação experimental sistemática e aprofundada acerca de estratégias de controle LQR e PID com desacoplador, para a sua aplicação neste tipo de conversores.

Adicionalmente, foram feitos o estudo e a análise do comportamento do SIDO tendo um outro conversor de potência interligado em cascata (carga com comportamento de potência constante CPL); e por meio de experimentos foi analisado o desempenho dos controladores desenhados via estratégia de LQR e PID com desacoplador. No final do trabalho, foi realizada uma análise comparativa entre ambos os controladores.

1.3 Definição dos Objetivos.

1.3.1 Objetivo Geral.

Realizar a proposta e avaliar a mesma de forma experimental, de duas metodologias de controle aplicadas a um sistema de conversor de potência Buck com estrutura SIDO. A primeira metodologia é o desenho de um controlador robusto descentralizado baseado na técnica LQR. A outra metodologia é o desenho de um controlador descentralizado baseado na técnica do PID com desacoplador estático.

1.3.2 Objetivos Específicos.

- ✓ Analisar as dinâmicas presentes no conversor de potência Buck com estrutura SIDO.

- ✓ Desenvolver um modelo matemático que descreva adequadamente a dinâmica do sistema, bem como descreva as incertezas relativas ao modelo matemático.
- ✓ Desenvolver um sistema experimental para o conversor SIDO, juntamente com subsistemas que auxiliem a realização de variações paramétricas de algumas variáveis da planta, como as resistências de carga (R_1 e R_2) e a tensão de entrada CC (V_{in}). Adicionalmente, empregar uma carga eletrônica programável para emular o comportamento de uma CPL nas saídas do conversor.
- ✓ Realizar as avaliações experimentais usando metodologias de controle que resolvam o problema de regulação cruzada presente no conversor SIDO devido ao forte acoplamento das saídas e às não linearidades do sistema.
- ✓ Desenvolver uma análise dos principais índices de desempenho integral, de modo a avaliar quantitativamente a robustez e o desempenho das estratégias de controle propostas.

1.4 Estrutura do Trabalho.

O presente trabalho se encontra dividido em seis capítulos, descritos a seguir:

- Capítulo 1: Apresenta a introdução, estado da arte, motivação e justificativa da tese, assim como os objetivos geral e específicos do trabalho.
- Capítulo 2: Descreve a modelagem do conversor de potência Buck tipo SIDO, objeto do presente estudo.
- Capítulo 3: Apresenta e faz uma descrição dos métodos robustos de controle propostos neste trabalho.
- Capítulo 4: Exibe o ambiente experimental assim como descreve os experimentos realizados no presente trabalho.

- Capítulo 5: Apresenta e discute os resultados obtidos no protótipo desenvolvido.

- Capítulo 6: Denota as considerações finais do presente trabalho, indicando melhoras propostas e sugestões de próximos passos a serem seguidos em futuras pesquisas.

Capítulo 2 MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR SIDO

2.1 Introdução.

Conversores CC/CC de uma entrada e múltiplas saídas (SIMO) tem tido um interesse crescente para aplicações nas quais vários níveis de tensão independentes são requeridos [4]. Comparados com vários conversores CC/CC independentes de uma entrada e uma saída (SISO), um conversor SIMO usa somente um único indutor para poder gerar vários níveis de tensão. Portanto, em termos de custo e eficiência de conversão, um conversor SIMO é a solução preferida. Apesar das suas vantagens, o conversor SIMO sofre de interdependência funcional entre parâmetros como nas tensões de saída, os ganhos de tensão CC e as correntes nas cargas. Conseqüentemente, para poder ter um apropriado funcionamento do conversor SIMO, é preciso uma estratégia sofisticada de minimização do problema de regulação cruzada, de modo a suavizar o problema do acoplamento das tensões de saída.

Nos anos recentes, conversores CC/CC de um indutor e duas saídas (SIDO) têm sido estudados [24]. Por causa da simplicidade do circuito e baixo custo, este tipo de conversores tem sido usado em aplicações de baixa potência que requerem múltiplas saídas de tensão tais como vários dispositivos eletrônicos. A operação de conversores SIDO pode ser classificado em dois modos: modo de condução descontínua (MCD) e modo de condução contínua (MCC), dependendo da forma de corrente no indutor. Conversores SIDO no modo MCD de operação trabalham como dois conversores independentes com a corrente do indutor multiplexando às diferentes saídas e podem ser modelados e desenhados de forma similar a conversores Buck convencionais. Conversores SIDO no modo MCC de operação apresentam problemas com acoplamento cruzado entre as duas saídas, o que torna difícil desenvolver o projeto do controlador. Neste capítulo, é apresentado o sistema do conversor SIDO alvo do estudo. Primeiramente é feita uma descrição da topologia, operação e dinâmica de um conversor tipo Buck, para depois apresentar um estudo em detalhe do conversor multivariável SIMO, analisando suas dinâmicas e estabilidade robusta perante uma faixa de incertezas paramétricas da planta.

2.2 Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck.

Conversores CC/CC são dispositivos eletrônicos que convertem valores de tensão ou corrente contínua em diferentes níveis de saída [25]. Esta conversão pode ser obtida com a combinação de um indutor e um capacitor, além de um dispositivo de estado sólido operando em alta frequência no modo de comutação. No caso de conversores tipo Buck, também chamados de *Step-down* ou queda de tensão, a saída tem um valor de tensão menor do que a tensão de entrada. Uma topologia típica de um conversor tipo Buck é mostrada na Fig. 2.1, onde d é um switch, L é a indutância do indutor, C é a capacitância do capacitor, D_1 é um diodo, R_L é a carga, i_L é a corrente no indutor L , V_i é a tensão de entrada, v_c é a tensão de saída no capacitor C . A operação do conversor tipo Buck pode ser analisado em dois estados alternantes para cada período do sinal de controle [26]. O primeiro estado acontece quando o *MOSFET*, Q_1 , está em “on” e o diodo D_1 está em “off”, provocando a transferência de energia desde a fonte até o indutor, capacitor e a carga, carregando o indutor e o capacitor, assim como alimentando a carga. No segundo estado, Q_1 está em “off”, e D_1 está em “on”, então a corrente do indutor se comporta como a fonte de alimentação para a carga, causando sua descarga gradual. Quando a corrente do indutor se torna menor do que a drenada pela carga, o capacitor começa a descarregar para supri-la. No final do período, Q_1 está em “on” e o ciclo recomeça. O tempo no qual Q_1 se encontra em “on” ou em “off” é controlado pelo *Pulse Width Modulation* (PWM).

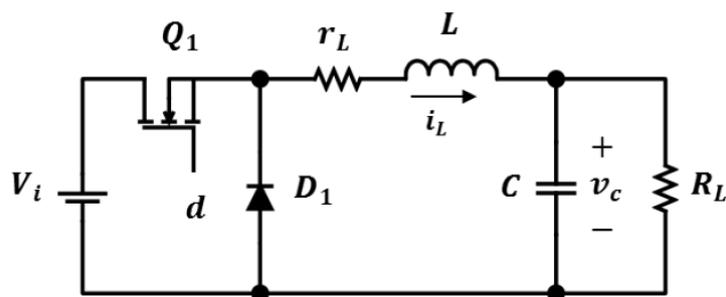


Figura 2.1 Topologia do conversor tipo Buck.

2.2.1 Modos de Condução Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck.

De acordo com a variação da corrente do indutor, o conversor do tipo Buck pode apresentar dois diferentes modos de condução: contínua e descontínua [26], [27]. O

indutor age como um meio de transferência de energia desde a entrada até a saída do circuito. Ligando o transistor se incrementa a energia do indutor por uma quantidade determinada, vindo da fonte de alimentação, a qual é transferida à saída durante o intervalo “off” do transistor.

Um conversor do tipo Buck é mostrado na Fig. 2.2a, com o transistor e o diodo constituindo as duas posições do *switch*. A resistência equivalente em série do capacitor é ignorada. O transistor na posição *ON* incrementa a corrente no indutor no sub-circuito da Fig. 2.2b. Quando o transistor está em “off” a corrente do indutor flui através do diodo, como mostrado na Fig. 2.2c.

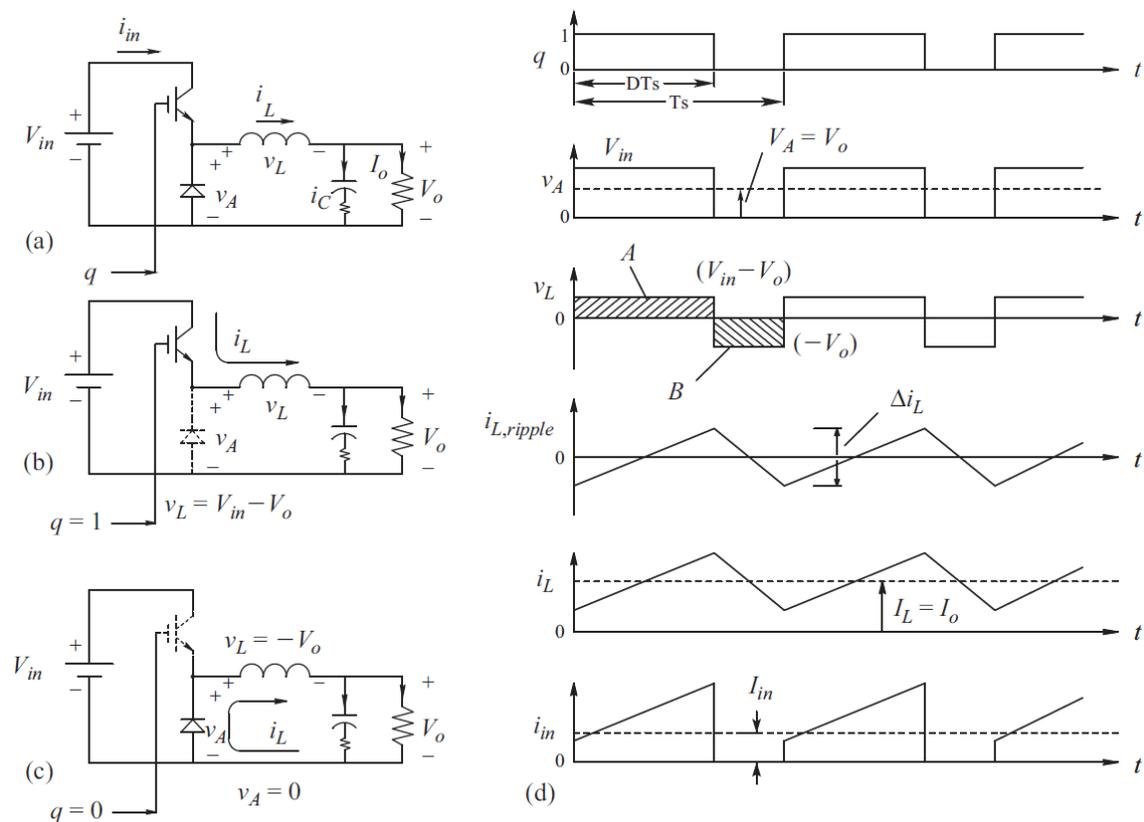


Figura 2.2 Conversor tipo Buck em modo MCC.

Para uma dada forma de onda $q(t)$ mostrada na Fig. 2.2d, a forma de onda de v_A segue a $q(t)$. Na mesma figura, a tensão pro-médio V_A iguala a DV_{in} (onde $D = \frac{T_{ON}}{T_S}$); assumindo que o valor médio da tensão no indutor é igual a zero, temos a Eq. 2.1.

$$V_0 = V_A = DV_{in} \quad (2.1)$$

A Eq. 2.1 mostra que a razão de conversão de tensão nos conversores tipo Buck no modo de condução contínua (MCC) depende de D , mas é independente da carga na saída. Se a carga decrescer (ou seja, se é incrementada a resistência da carga) chegando a que a corrente no indutor se torne descontínua, então a relação entrada – saída em MCC já não é mais válida, e se a razão D se espera que seja constante, a tensão de saída no modo de condução descontínua (MCD) aumentará acima do valor fornecido pela Eq. 2.1. Na Fig. 2.3, se mantiver a relação D constante, uma diminuição na saída da carga resulta na diminuição do valor pro-médio da corrente no indutor, até que um valor crítico da carga é alcançado e a forma de onda da corrente do indutor chega a zero no final do intervalo do *turn-off*. O valor médio da corrente do indutor nessas condições é chamado de corrente crítica $I_{L,crit}$. Para valores de carga abaixo desse valor crítico, a corrente do indutor não pode voltar através do diodo e o conversor opera em MCD onde a corrente do indutor permanece em zero por um intervalo finito de tempo, até que o transistor é ligado, começando o novo ciclo de *switching*. Durante o intervalo de operação no modo MCD, não existe fornecimento de potência desde a fonte, e não há energia no indutor que possa ser transferida à saída do conversor. Este intervalo de inatividade geralmente resulta no incremento do estresse dos dispositivos e na capacidade dos componentes passivos.

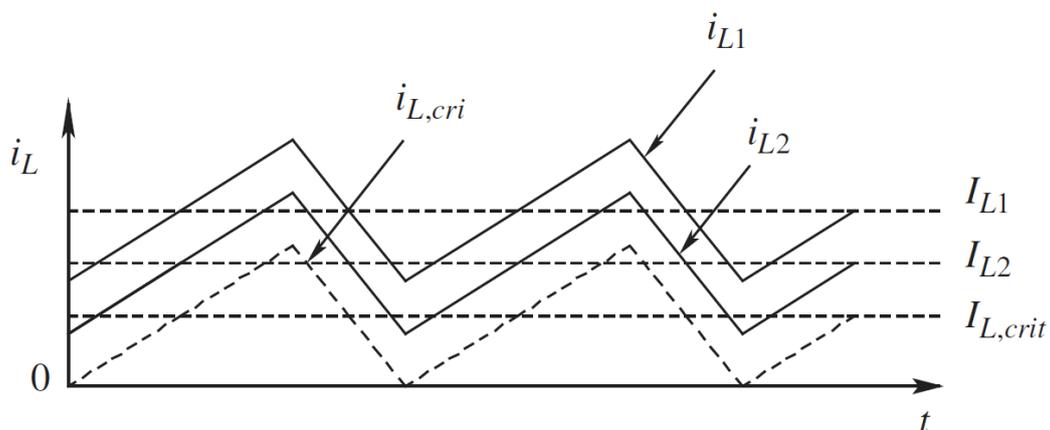


Figura 2.3 Corrente no indutor em vários tipos de carga, D é mantida constante.

As formas de onda de um conversor tipo Buck no modo MCD são apresentadas na Fig. 2.4a, a corrente do indutor permanece em zero por um intervalo de tempo finito, resultando em um valor pro-médio que é menor ao valor crítico. Quando a corrente do indutor for zero durante o intervalo $D_{off,2}T_s$, a tensão sobre o indutor é zero e $v_A = V_0$. Em um conversor Buck, a corrente i_{in} é igual à corrente i_L durante o intervalo de condução, de outra forma é zero. Na Fig. 2.4a, em MCD tem-se:

$$\hat{I}_{in} = \hat{I}_L = \frac{V_{in}-V_0}{L}DT_s \quad (2.2)$$

Enquanto a corrente de entrada, fazendo $f_s = \frac{1}{T_s}$:

$$I_{in} = \frac{V_{in}-V_0}{2Lf_s} D^2 \quad (2.3)$$

A equação que relaciona a potência de entrada ($P_{in} = V_{in}I_{in}$) com a potência de saída ($P_o = V_o^2/R$) em MCD, é dada por (onde $M = \left(\frac{R}{2Lf_s}\right) D^2$):

$$V_o = \frac{V_{in}}{2} (\sqrt{M(M+4)} - M) \quad (2.4)$$

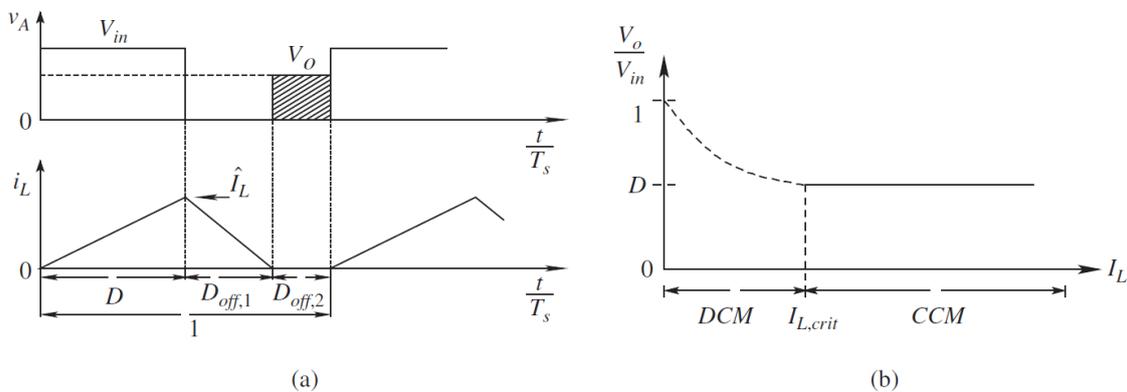


Figura 2.4 Conversor tipo Buck em modo MCD.

A Eq. 2.4 mostra que cargas leves com $R > R_{crit,Buck}$ produz que a tensão de saída cresce em direção à tensão de entrada, como é mostrado na Fig. 2.4b.

2.2.2 Dinâmica do Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck.

Como mostrado na Fig. 1, o modelo do conversor tipo Buck no modo de condução contínua (MCC) pode ser escrita como:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L(t)}{dt} = d(t)V_i - v_C(t) - r_L i_L(t) \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_L} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Considerando a presença dos elementos armazenadores de energia no circuito, o modelamento do sistema deve estar baseado em equações diferenciais que possam determinar o comportamento das variáveis de estado, a tensão no capacitor (v_C) e a corrente no indutor (i_L). Devido à não linearidade introduzida pelo *switching* estático, a análise pode ser dividida em dois intervalos diferentes de operação para cada período, como discutido anteriormente para cada modo de operação. Portanto, no estado *ON*, quando $0 \leq t \leq T_{ON}$, $i_C(t) = i_L(t) - i_{RL}(t)$, $v_L(t) = V_i - v_C(t)$ e $d(t)=1$, as equações estão dadas por:

$$\left. \frac{di_L(t)}{dt} \right|_{ON} = -\frac{r_L}{L} i_L(t) - \frac{1}{L} v_C(t) + \frac{V_i}{L} \quad (2.6)$$

$$\left. \frac{dv_C(t)}{dt} \right|_{ON} = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{R_L C} v_C(t) \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix}_{ON} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (2.8)$$

Para o estado *OFF*, quando $T_{ON} \leq t \leq T_S$, $i_C(t) = i_L(t) - i_{RL}(t)$, $v_L(t) = -v_C(t)$ e $d(t)=0$. As equações em espaço de estados que representam este estado são mostradas a seguir:

$$\frac{di_L(t)}{dt}_{OFF} = -\frac{r_L}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}v_C(t) \quad (2.9)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt}_{OFF} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_L C}v_C(t) \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix}_{OFF} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L * C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (2.11)$$

Agora, o comportamento dinâmico do conversor pode ser aproximado por um ciclo, segundo o mostrado nas equações (2.12) e (2.13).

$$T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = d(t) T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} + [1 - d(t)] T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L * C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d \quad (2.13)$$

Considerando o interesse prático de controlar a saída do conversor mediante o *switching* aplicado à porta do transistor de potência e definindo a tensão no capacitor como a saída do sistema, a função de transferência do modelo ficará como mostrado na equação (2.14).

$$\frac{v_C(s)}{D(s)} = \frac{V_i / (LC)}{s^2 + \left(\frac{1}{R_L C} + \frac{r_L}{L}\right)s + \left(\frac{1}{LC} + \frac{r_L}{R_L LC}\right)} \quad (2.14)$$

2.3 Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck de um Indutor e duas Saídas SIDO.

Como foi mencionado anteriormente, a operação dos conversores tipo SIDO podem ser classificados em dois modos, MCD e MCC, dependendo da forma de onda da corrente do indutor. Os conversores tipo SIDO no modo de operação MCD trabalham como dois conversores independentes com o indutor multiplexando a corrente às diferentes saídas, então pode ser modelado e desenhado de modo similar a um conversor Buck convencional. Conversores SIDO no modo de operação MCC apresentam problemas com acoplamento cruzado entre as duas saídas, o que o vira complexo para o desenho do circuito de controle com realimentação [24].

2.3.1 Operação do Conversor de Potência CC/CC do tipo Buck SIDO.

A Fig. 2.5 mostra o diagrama do circuito do conversor Buck tipo SIDO com duas malhas de realimentação de tensão [24]. Na Fig. 2.6, é possível ver o diagrama de tempo para as comportas dos transistores e a forma de onda da corrente do indutor no modo MCC. Dependendo da tensão de entrada, da tensão de saída e das condições da carga, o modo MCC pode ser classificado em três categorias, de acordo com a magnitude relativa dos dois ciclos de trabalho dos dois *switches* Q_1 e Q_2 dos respectivos *MOSFET*. Quando D_1 é maior que D_2 , o modo de operação é chamado de Classe - A. Por outro lado, quando D_1 é igual a D_2 , o modo de operação é chamado de Classe - B; e quando D_1 é menor que D_2 , o modo de operação é chamado de Classe - C. A Fig. 2.6 mostra as formas de onda dessas três classes de operação.

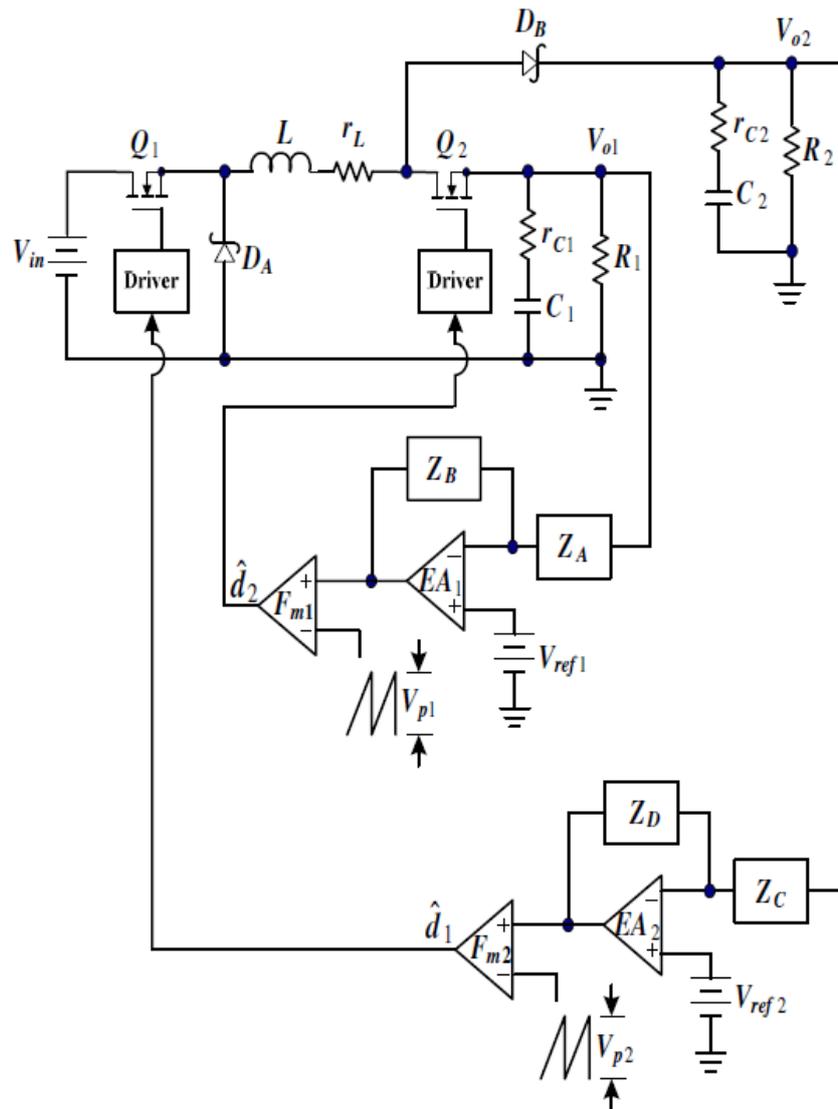
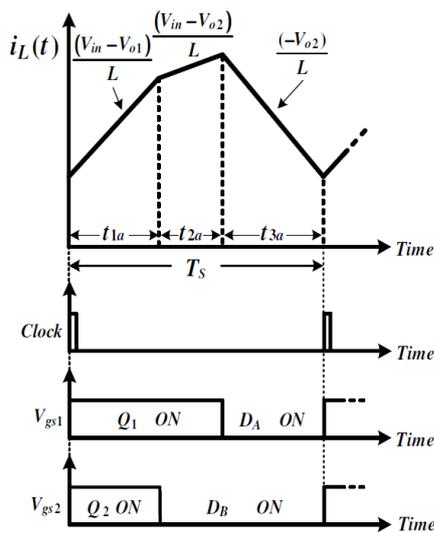
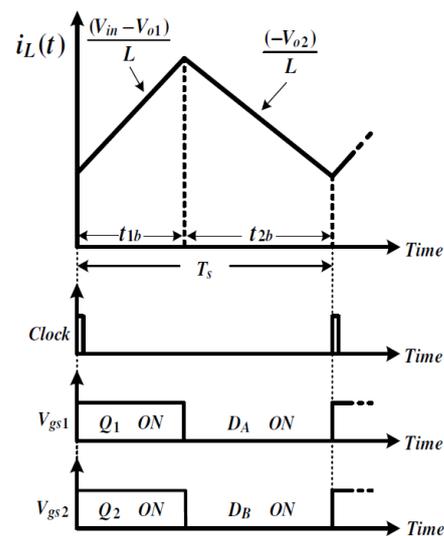


Figura 2.5 Diagrama do circuito do conversor Buck tipo SISO.

Na operação Classe – A, durante o período t_{1a} os *switches* Q_1 e Q_2 estão em modo *ON*, e a corrente do indutor cresce em modo rampa com uma pendente de $(V_{in}-V_{o1})/L$ e o diodo D_B é inversamente polarizado porque o valor de V_{o2} é maior que V_{o1} . Durante o período t_{2a} quando Q_1 ainda está em *ON* mas Q_2 está em *OFF*, a corrente do indutor i_L cresce em modo rampa com a inclinação de $(V_{in}-V_{o2})/L$ e flui para V_{o2} através do diodo D_B . Durante o tempo t_{3a} quando Q_1 e Q_2 estão em *OFF*, a corrente no indutor flui através dos diodos D_A e D_B e descarrega em V_{o2} , e i_L decresce em modo rampa com uma inclinação de V_{o2}/L . Nesta Classe de operação, o indutor é carregado através dos dois períodos e descarregado na saída de tensão V_{o2} no último período.

Agora, na operação Classe – B, tanto Q_1 como Q_2 estão em modo *ON* durante t_{1b} , a corrente do indutor i_L cresce em modo rampa com a pendente $(V_{in}-V_{o1})/L$ e o diodo D_B é inversamente polarizado porque o valor de V_{o2} é maior que V_{o1} . Na duração de t_{2b} quando Q_1 e Q_2 estão em *OFF*, a corrente no indutor está fluindo através dos diodos D_A e D_B e descarregando em V_{o2} , e i_L decresce em modo rampa com uma inclinação de V_{o2}/L . Nesta Classe de operação, o indutor é carregado através de um período e é descarregado à saída de tensão V_{o2} no seguinte período.

Na operação Classe – C, tanto Q_1 como Q_2 estão em modo *ON* durante t_{1c} , a corrente do indutor i_L cresce em modo rampa com a pendente $(V_{in}-V_{o1})/L$ e o diodo D_B é inversamente polarizado V_{o2} é maior que V_{o1} . Durante o período t_{2c} Q_2 ainda está em *ON* entretanto que Q_1 está em modo *OFF*, e a corrente no indutor i_L decresce em modo rampa com uma inclinação de V_{o1}/L e flui para V_{o1} através do diodo D_A . No período t_{3c} quando Q_1 e Q_2 estão em *OFF*, a corrente no indutor flui através dos diodos D_A e D_B e descarregar em V_{o2} , e i_L decresce em modo rampa com uma inclinação de V_{o2}/L . Em resumo, quando Q_1 está em modo *ON*, a energia é armazenada no indutor; porém, quando Q_1 está em *OFF*, a potência é distribuída em alguma das duas saídas, dependendo do estado de Q_2 .

(a) Classe – A: $D_1 > D_2$ (b) Classe – B: $D_1 = D_2$

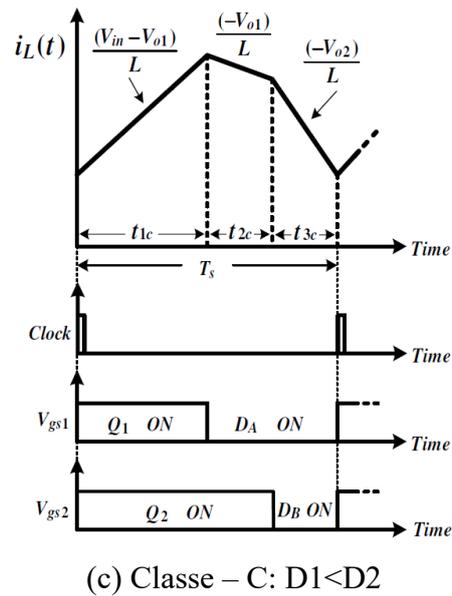


Figura 2.6 Diagrama de tempos do conversor Buck tipo SIDO.

Usando o modelo por modulação por largura de banda (PWM), a expressão para o ganho de tensão CC pode ser achada [28]. As expressões dos ganhos das duas tensões de saída são apresentadas nas equações (2.15) e (2.16), onde R_1 e R_2 são as resistências de carga. Deve ser mencionado que tais expressões foram obtidas assumindo que ambos os transistores e os diodos têm um comportamento ideal.

$$\frac{V_{O1}}{V_{in}} = \frac{D_1 D_2 R_1}{D_2^2 R_1 + (1 - D_2)^2 R_2 + r_L} \quad (2.15)$$

$$\frac{V_{O2}}{V_{in}} = \frac{D_1 (1 - D_2) R_2}{D_2^2 R_1 + (1 - D_2)^2 R_2 + r_L} \quad (2.16)$$

onde $0 < D_1 < 1$ e $0 < D_2 < 1$.

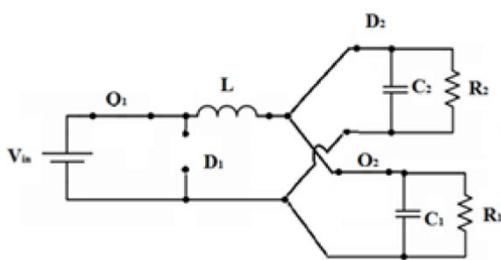
Resolvendo simultaneamente as equações (2.15) e (2.16), D_1 e D_2 podem ser representadas pelas equações (2.17) e (2.18) respectivamente. Pode ser visto que os ciclos de trabalho dependem dos valores das duas tensões e das condições da carga.

$$D_2 = \frac{I_{o1}}{I_{o1} + I_{o2}} \quad (2.17)$$

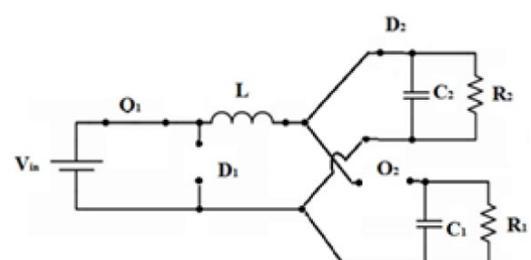
$$D_1 = \frac{V_{o1} * [D_2^2 * R_1 + (1 - D_2)^2 * R_2 + r_L]}{V_{in} * D_2 * R_1} \quad (2.18)$$

2.3.2 Modelo Matemático do Conversor de Potência CC/CC Buck do tipo SIDO.

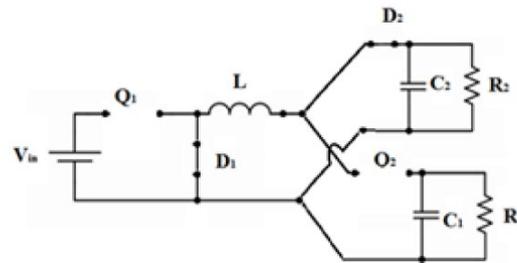
Dado que têm dois *switches* independentes de controle ativos envolvidos, o modelo convencional do conversor tipo Buck não pode ser adotado [24]. Então, um outro modelo deve ser achado usando o conceito de “modelo do *switch* PWM”. Para a obtenção do modelo matemático que descreva adequadamente a dinâmica do conversor CC/CC multivariável SIMO, verifica-se que o sistema é descrito por um conjunto de equações não lineares, deste modo torna-se necessário o uso de técnicas de linearização do sistema em torno de um determinado ponto de operação [19]. Nesse sentido, a obtenção do modelo linearizado é descrita com melhores detalhes em [24], onde é apresentado o desenvolvimento de modelos a variação de pequenos sinais e seus respectivos circuitos equivalentes, assim como a verificação experimental dos modelos obtidos. A Fig. 2.7 apresenta os circuitos equivalentes de um conversor CC/CC multivariável Buck do tipo SIDO operando em sua configuração na classe A, em suas respectivas comutações.



(a) Quando $t \leq d_2 \leq d_1$



(b) Quando $d_2 \leq t \leq d_1$

(c) Quando $d_2 \leq d_1 \leq t$ **Figura 2.7 Circuitos equivalentes do conversor Buck tipo SIDO.**

Fazendo uso da análise dos respectivos circuitos equivalentes como apresentado na Fig. 2.7 e utilizando as leis fundamentais de circuitos elétricos, é possível obter um sistema de equações diferenciais que descrevam a dinâmica do conversor Buck tipo SIDO:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} d_1 - V_1 d_2 - V_2 (1 - d_2) \\ C_1 \frac{dV_1}{dt} = i_L d_2 - \frac{V_1}{R_1} \\ C_2 \frac{dV_2}{dt} = i_L (1 - d_2) - \frac{V_2}{R_2} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Linearizando o modelo em torno a um ponto de operação, expande-se o equacionamento baseado em séries de Taylor e se adotam os ciclos de trabalho das chaves estáticas (d_1 e d_2), como as entradas do sistema, e a tensão de entrada do circuito (V_{in}) como uma perturbação. Em seguida, organizam-se as relações em formato matricial, como apresentam as relações a seguir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_1 C_1} & 0 & \frac{D_2^0}{C_1} \\ 0 & \frac{-1}{R_2 C_2} & \frac{1-D_2^0}{C_2} \\ \frac{-D_2^0}{L} & -\frac{1-D_2^0}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{i_L^0}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{i_L^0}{C_2} & 0 \\ \frac{V_{in}^0}{L} & \frac{-V_1^0+V_2^0}{L} & \frac{D_1^0}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ V_{in} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

De posse do modelo do conversor em formato matricial, é possível obter as funções de transferência que descrevem o comportamento do sistema:

$$G_{11}(s) = \frac{V_1(s)}{d_1(s)} = \frac{V_{in}^0 D_2^0 R_{eq1}}{(D_2^0)^2 R_{eq1} + (1-D_2^0)^2 R_{eq2} + sL} \quad (2.21)$$

$$G_{12}(s) = \frac{V_2(s)}{d_1(s)} = \frac{V_{in}^0 (1-D_2^0) R_{eq2}}{(D_2^0)^2 R_{eq1} + (1-D_2^0)^2 R_{eq2} + sL} \quad (2.22)$$

$$G_{21}(s) = \frac{V_1(s)}{d_2(s)} = \frac{I_L^0 R_{eq1} [(1-D_2^0) R_{eq2} + sL] + D_2^0 R_{eq1} (V_2^0 - V_1^0)}{(D_2^0)^2 R_{eq1} + (1-D_2^0)^2 R_{eq2} + sL} \quad (2.23)$$

$$G_{22}(s) = \frac{V_2(s)}{d_2(s)} = \frac{-[I_L^0 R_{eq2} (D_2^0 R_{eq1} + sL) + (1-D_2^0) R_{eq2} (V_2^0 - V_1^0)]}{(D_2^0)^2 R_{eq1} + (1-D_2^0)^2 R_{eq2} + sL} \quad (2.24)$$

onde:

$$R_{eq1} = \frac{R_1}{1+sC_1R_1} \quad (2.25)$$

$$R_{eq2} = \frac{R_2}{1+sC_2R_2} \quad (2.26)$$

$$I_L^0 = \frac{V_1^0}{R_1} + \frac{V_2^0}{R_2} \quad (2.27)$$

onde $V_1^0, V_2^0, D_1^0, D_2^0, I_L^0$ representam os valores no ponto de operação ao qual são colocadas as saídas de tensão 1 e 2, respectivamente. Na Fig. 2.8 é possível ver o diagrama

de blocos com todas as funções de transferência do sistema, onde $G_{31}(s) = \frac{V_1}{V_{in}}$, $G_{32}(s) = \frac{V_2}{V_{in}}$ e $G_{33}(s) = \frac{i_L}{V_{in}}$.

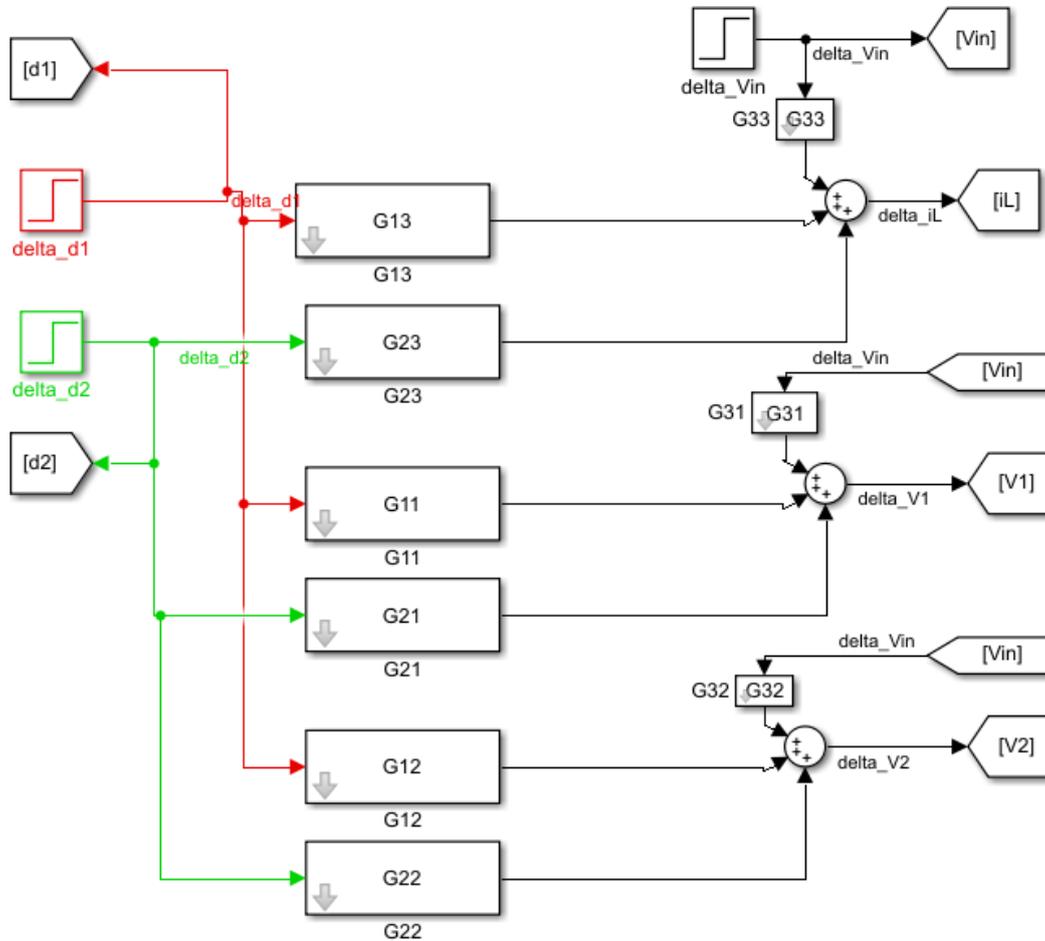


Figura 2.8 Diagrama de blocos do conversor Buck tipo SISO.

2.4 Análise do desempenho do Conversor de Potência Buck do tipo SISO.

Com a finalidade de realizar uma análise de comportamento do sistema, foi constituído o sistema operando em um determinado ponto de operação, segundo os dados contidos na Tabela 2.1, que contém os valores dos parâmetros e do ponto de operação ao qual o sistema foi linearizado [19]. Depois, é analisada a estabilidade robusta do sistema, usando-se para isso o Teorema Generalizado de Kharitonov a fim de obter o *template* de incertezas para as frequências de interesse do sistema. Logo depois é analisado o grau de

acoplamento entre os canais (interferência entre os sinais de entrada e os sinais de saída do sistema) através da resposta do sistema a perturbações em D_1 e em D_2 .

2.4.1 Análise de Estabilidade Robusta do Conversor SIDO.

Os valores nominais da planta assim como as faixas das variações dos parâmetros são apresentados na Tabela 2.1; desta forma é possível obter as funções de transferência do sistema.

Tabela 2.1.- Valores dos parâmetros do conversor Buck tipo SIDO

| Parâmetro | Unidade | Variação | Valor Nominal | Descrição |
|-----------|----------|-----------|---------------|--|
| V_{in} | V | 6-7 | 7 | Tensão de alimentação |
| R_1 | Ω | 5-10 | 10 | Carga na saída 1 |
| R_2 | Ω | 5-10 | 10 | Carga na saída 2 |
| CPL_1 | W | 0,6-0,5 | 0,5 | |
| CPL_2 | W | 0,35-0,25 | 0,25 | |
| C_1 | μF | - | 2200 | Capacitor 1 |
| C_2 | μF | - | 1000 | Capacitor 2 |
| L | μH | - | 330 | Indutor |
| D_1^0 | % | - | 40 | Ponto operacional da chave 1 |
| D_2^0 | % | - | 60 | Ponto operacional da chave 2 |
| V_1^0 | V | - | 3,11 | Tensão de saída 1 |
| V_2^0 | V | - | 1,74 | Tensão de saída 2 |
| I_1^0 | A | - | 0,311 | Ponto operacional da corrente de saída 1 |
| I_2^0 | A | - | 0,174 | Ponto operacional da corrente de saída 2 |
| f_{sw} | kHz | - | 7,8 | Frequência de comutação |
| f_s | kHz | - | 2,0 | Frequência de amostragem |

Assim, as funções de transferência no ponto de operação são apresentadas nas Eq. (2.28) a (2.31), e os autovalores do sistema no ponto de operação são mostrados na Tabela 2.2.

$$G_{11}(s) = \frac{6.36 \cdot 10^6 s + 6.36 \cdot 10^8}{s^3 + 150s^2 + 1.035 \cdot 10^6 s + 7.88 \cdot 10^7} \quad (2.28)$$

$$G_{12}(s) = \frac{8.48 \cdot 10^6 s + 4.24 \cdot 10^8}{s^3 + 150s^2 + 1.035 \cdot 10^6 s + 7.88 \cdot 10^7} \quad (2.29)$$

$$G_{21}(s) = \frac{242.5s^2 - 1.22 \cdot 10^6 s - 1.83 \cdot 10^8}{s^3 + 150s^2 + 1.035 \cdot 10^6 s + 7.88 \cdot 10^7} \quad (2.30)$$

$$G_{22}(s) = \frac{485s^2 - 1.64 \cdot 10^6 s + 5.15 \cdot 10^6}{s^3 + 150s^2 + 1.035 \cdot 10^6 s + 7.88 \cdot 10^7} \quad (2.31)$$

Tabela 2.2.- Autovalores do sistema no ponto de operação.

| |
|----------------|
| -36.74 + i1014 |
| -36.74 - i1014 |
| -76.52 + i0.00 |

Para determinar o intervalo das frequências de interesse, é preciso obter o diagrama de Bode dos sistemas (Fig. 2.9).

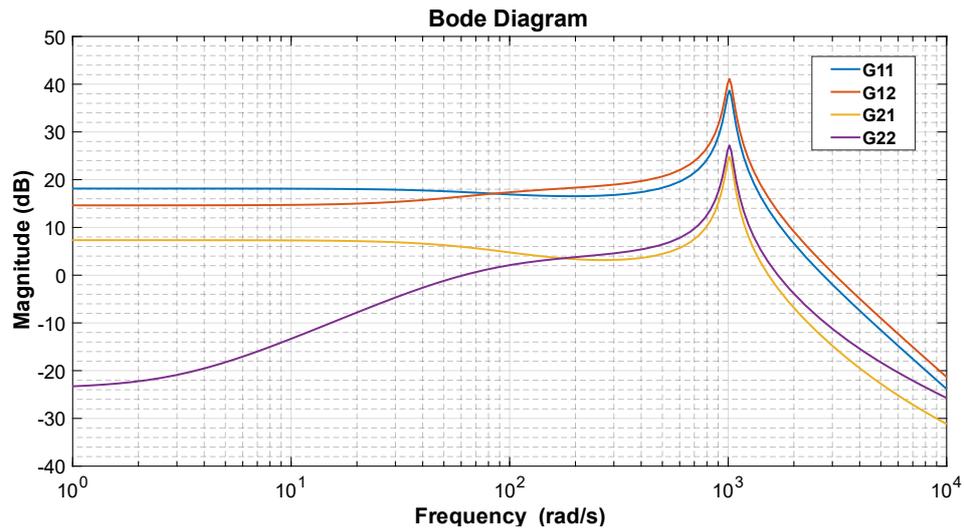
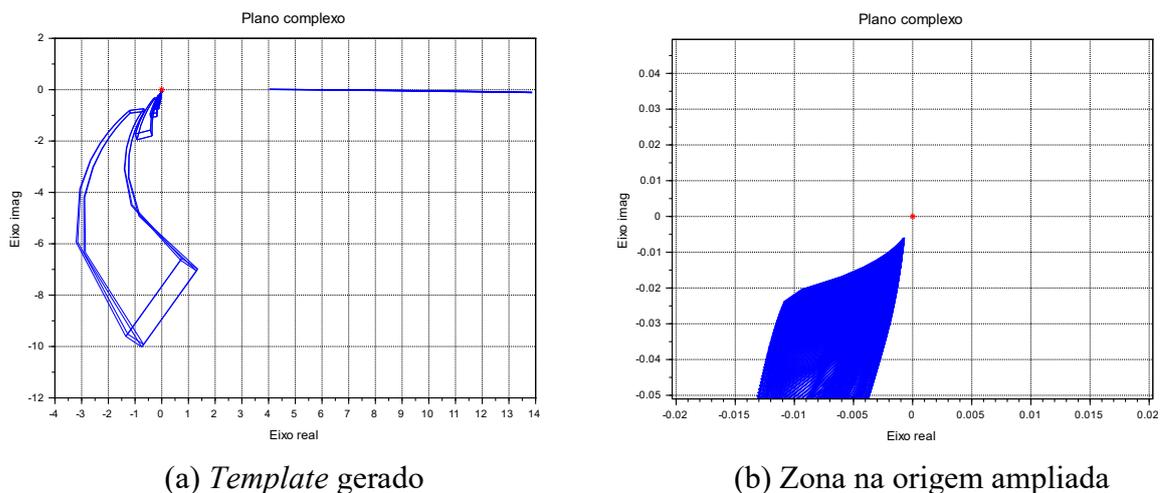


Figura 2.9 Diagrama de Bode das funções de transferência do sistema.

Então, na Fig. 2.10 é mostrado o *template* de incertezas das funções de transferência, nas frequências de interesse (de 10^0 até 10^4 [rad/s]), fazendo uso do Teorema Generalizado de Kharitonov. Em [29] é deduzido que para verificar se uma família de incertezas de um sistema é robustamente estável, deve-se realizar o teste da exclusão do zero (que as curvas geradas não atinjam a origem em 0.0).



(a) *Template* gerado

(b) Zona na origem ampliada

Figura 2.10 Uso do Teorema Generalizado de Kharitonov, *template* de incertezas.

É possível observar que a origem do plano complexo não é enlaçada pelo gerado pelo uso do Teorema Generalizado de Kharitonov; então, segundo o teorema da exclusão

da origem, conclui-se que os sistemas são estáveis em malha aberta para esta faixa de incertezas paramétricas. A seguir, apresenta-se o mapa de polos quando o sistema é exposto à variação das incertezas paramétricas (Fig. 2.11).

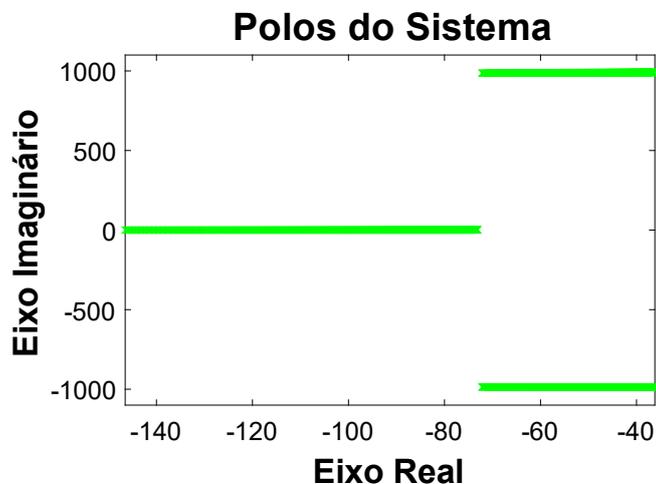


Figura 2.11 Mapeamento dos polos do sistema, submetido a uma variação paramétrica dentro da faixa de incertezas.

Como observado na Fig. 2.11, todos os polos do sistema em malha aberta, quando submetidos a uma variação paramétrica dentro da região de incertezas determinada, estão localizados no semi-plano esquerdo do plano complexo, ratificando que para a família de incertezas delimitada o sistema em malha aberta é estável.

2.4.2 Análise do Efeito do Acoplamento nos Sinais de Saída do Conversor SIDO.

Como observado na Fig. 2.9, os ganhos das funções de transferência do sistema do conversor Buck tipo SIDO não apresentam muita diferença entre eles, o que indica que os acoplamentos irão provocar interferências consideráveis entre os sinais de saída do sistema. Deve-se mencionar que foram feitas tentativas de projetos e uso de desacopladores dos canais baseados nas técnicas contidas em [29], porém os resultados obtidos não foram satisfatórios. Na Fig. 2.12 é possível ver a resposta do sistema a perturbações em D_1 e em D_2 (baseado no diagrama de blocos apresentado na Fig. 2.8), onde podem ser observados os efeitos do acoplamento entre sinais.

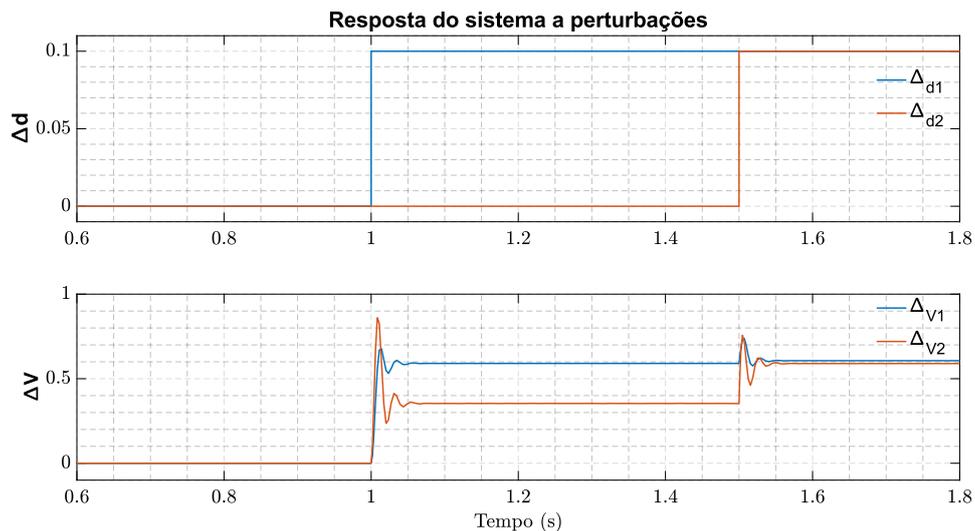


Figura 2.12 Resposta do sistema a perturbações em D_1 e em D_2 .

Então é possível observar que segundo as respostas da Fig. 2.12, uma perturbação no sinal D_1 terá um efeito apreciável nos sinais de saída V_1 e V_2 ; no entanto, uma perturbação no valor de D_2 terá um efeito apreciável somente no sinal de saída V_2 , tendo pouco efeito no sinal de saída V_1 .

2.5 Conclusão do Capítulo.

Neste capítulo foi apresentado o modelo matemático que descreve o comportamento de um conversor de potência CC/CC Buck do tipo SIDO, bem como suas características de operação e funcionamento. Em seguida, foi realizada uma análise acerca da estabilidade robusta do sistema, quando submetido as variações paramétricas dentro das faixas estipuladas, devido às incertezas paramétricas decorrentes do modelo. Por fim, foi feito uma breve análise do efeito do acoplamento nos sinais de saída do conversor, com as perturbações nos sinais de entrada.

Capítulo 3 PROPOSTAS DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE ROBUSTO PARA O CONVERSOR DE POTÊNCIA TIPO SIDO

3.1 Introdução.

Os sistemas de controle geralmente são constituídos, objetivando que um determinado sistema e/ou processo, atenda a determinadas características de desempenho desejado em malha fechada. Geralmente para atender a tais condições desejadas, tenta-se que um conjunto de variáveis do processo possam se comportar como previamente projetado, cumprindo assim, algumas restrições como: erro nulo em regime permanente, requisitos de tempo e frequência dominantes, objetivando desta forma obter o melhor desempenho dinâmico. De uma forma geral, podem-se enumerar alguns objetivos gerais dos sistemas de controle:

- Regulação;
- Rastreamento de referência;
- Geração de procedimentos sequenciais (com a finalidade de ligar ou desligar equipamentos);
- Adaptação (mudança da sintonia dos parâmetros do controlador);
- Detecção de falta e tolerância à falta;
- Supervisão;
- Coordenação (fornecendo o valor do setpoint).

Assim, dependendo dos objetivos principais do sistema de controle, são utilizadas metodologias distintas para a realização da parametrização de controladores.

No entanto, no processo de modelagem da planta podem existir ambiguidades na mesma; nesse sentido, um projeto de controle robusto possibilita atenuações de distúrbios e proporciona estabilidade ao sistema mesmo sobre a influência de incertezas associadas a variações de parâmetros (causados, por exemplo: por alterações devido a temperatura, condições de desgaste, tolerância dos valores dos parâmetros mensurados e/ou ruídos, linearização em torno de pontos de operação) ou ainda dinâmicas não modeladas.; então,

procura-se que o controlador projetado torne o sistema real estável para toda uma classe de funções de transferência que representam todo o conjunto de incertezas.

3.2 Análise de emparelhamento entrada/saída do conversor Buck tipo SIDO.

O primeiro passo no processo do projeto de controle é realizar uma análise de emparelhamento para determinar qual saída é mais afetada por uma determinada entrada da planta. Existem várias maneiras de realizar este tipo de análise; no entanto, a técnica denominada *Effective Relative Gain Array* (ERGA) é fácil de implementar e entender, além de ser mais eficiente do que outras técnicas encontradas na literatura, como por exemplo, a *Relative Gain Array* (RGA) ou a *Dinamic Relative Gain Array* (DRGA) [19].

O método ERGA é comumente usado para determinar a sensibilidade de cada saída para cada entrada. Este procedimento é fornecido por [30,31]. As principais etapas da análise de emparelhamento baseada em ERGA são as seguintes:

- Determinar a matriz de ganhos DC usando o ganho DC para cada elemento da matriz das funções de transferência.
- Obter a frequência de corte para cada elemento da matriz das funções de transferência.
- Calcular a matriz de taxa de transmissão de energia com base no ganho DC e nas frequências de corte.
- Calcular a matriz de ganho efetivo que indica a sensibilidade entre cada par de Entrada/Saída.
- Calcular a matriz de ganhos ERGA e verificar a dominância da diagonal principal.

A matriz de ganho efetivo mostrada em (3.1) como resultado da análise pelo método ERGA, mostra que a entrada d_1 sensibiliza melhor a saída V_1 e a entrada d_2 sensibiliza melhor a saída V_2 .

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0,762 & 0,238 \\ 0,238 & 0,762 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Portanto, é realizada uma avaliação via simulação para verificar o acoplamento entre as saídas do sistema. Assim, primeiro um degrau é aplicado ao ciclo de trabalho da chave Q_1 e o sistema é executado em modo de malha aberta, e depois o mesmo procedimento é repetido para a chave Q_2 . A Fig. 3.1 mostra o acoplamento resultante para o sistema de teste do conversor SIDO. Os resultados mostram que a saída V_2 é mais sensível a mudanças no ciclo de trabalho d_2 , enquanto V_1 é mais sensível a mudanças no ciclo de trabalho d_1 . Porém, V_1 e V_2 são afetados pelas alterações em d_1 , embora as alterações em d_2 não tenham muita relevância nas saídas do sistema. Esse comportamento reflete o acoplamento entre as malhas do sistema, o que mostra a eficiência da análise do emparelhamento via ERGA.

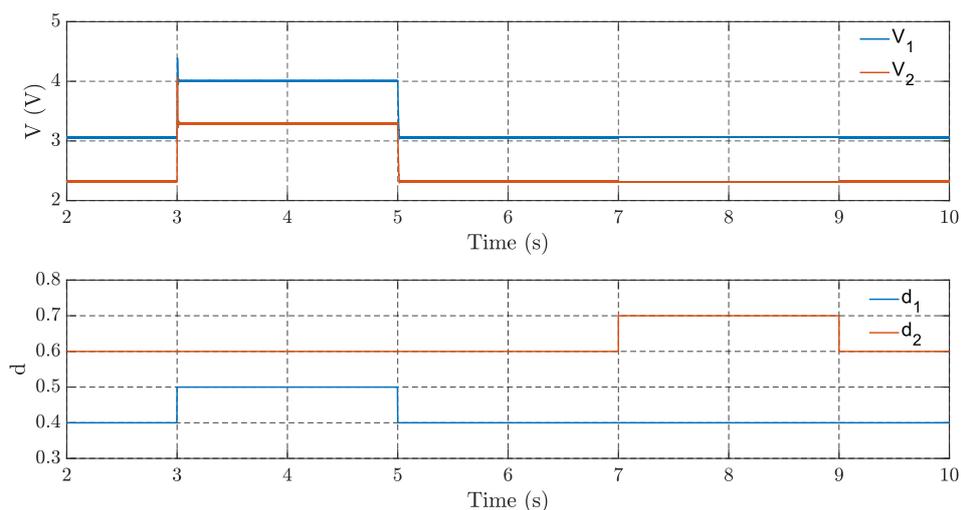


Figura 3.1 Avaliação via simulação do efeito das mudanças no ciclo de trabalho das chaves e variações correspondentemente nas tensões de saída.

3.3 Projeto do Controlador baseado no Regulador Linear Quadrático - LQR.

O controlador LQR é uma abordagem bem conhecida baseada na estratégia de controle ótimo para controladores com realimentação de estados, que pode resolver alguns problemas em sistemas com instabilidade ou baixas margens de estabilidade, manipulando as entradas do sistema e evitando alguns problemas típicos de estabilização, como saturação do sinal de controle e rápida degradação do atuador [32]. Este projeto de controlador é baseado na escolha do peso das matrizes de estado e do sinal de controle, Q e R, respectivamente, que são utilizados na função de minimização de custo.

$$J = \frac{1}{2} \sum_k^{\infty} (x(k)^T Q x(k) + u(k)^T R u(k)) \quad (3.2)$$

A minimização da função custo resulta na lei de controle:

$$u(k) = -R^{-1} B^T S x(k) \rightarrow u(k) = -K x(k) \quad (3.3)$$

A matriz positiva definida “S” é a solução da equação algébrica no tempo discreto de Ricatti.

$$S = Q + A_d^T S A_d - A_d^T S B_d (B_d^T S B_d + R)^{-1} B_d^T S A_d \quad (3.4)$$

Nesta estrutura, o controle LQR em malha fechada não garante a rejeição de perturbações em baixa frequência; no entanto, este problema pode ser resolvido adicionando um integrador na entrada do sistema, criando um modelo modificado denominado “modelo de velocidade” [32]. O integrador discreto $\Delta = 1 - z^{-1}$ é incorporado no sistema de controle, tendo a nova representação em espaço de estados (onde A, B e C são as matrizes de estados, entradas e saídas respetivamente):

$$\begin{aligned} \Delta x(k+1) &= A_d \Delta x(k) + B_d \Delta u(k) \\ \Delta y(k) &= C_d \Delta x(k+1) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Chamando o novo vetor de estados de $x_a(k) = [y(k) \Delta x(k)]^T$ e aplicando no modelo incremental, obtemos o seguinte modelo de velocidade.

$$\begin{bmatrix} y(k+1) \\ \Delta x(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & C_d A_d \\ 0 & A_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k) \\ \Delta x(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_d B_d \\ B_d \end{bmatrix} \Delta u(k) \quad (3.6)$$

Insertando o espaço de estados aumentado na equação de Ricatti, a estrutura da lei de controle se transforma em um problema de rejeição de perturbações.

$$u(k) = u(k-1) + K_y y_r(k) - K_{\Delta x} \Delta x(k) \quad (3.7)$$

Então, a lei de controle do LQR digital para o problema de estabilização e rejeição de perturbações é apresentado.

$$u(k) = u(k-1) + K_y y_r(k) - K_{\Delta x} \Delta x(k) \quad (3.8)$$

A seleção certa dos pesos das matrizes Q e R é importante porque é responsável pela penalização dos estados dinâmicos e do sinal de entrada, respectivamente, de forma que Q e R informem a prioridade de ordem de minimização na função custo, dando um equilíbrio entre objetivos de controle conflitantes, como a minimização do esforço de controle e a regulação [33, 34]. Neste trabalho, esta seleção é baseada na modelagem de loop-shaping de valores singulares para melhorar a robustez em altas e baixas frequências onde a estabilidade de margem de fase, PM, e de margem de ganho, GM, são usadas no projeto de robustez, e a frequência de largura de banda é usada na velocidade do conversor. Este método é uma solução interessante para a síntese do controlador para processos de múltiplas entradas e múltiplas saídas devido à dificuldade na análise de frequência em cada malha [35]. Para a análise das margens de estabilidade (Margem de Fase e Margem de Ganho) nos valores singulares de frequência, utiliza-se a seguinte formulação de restrições, proposta em [36]:

$$GM_{dB} \geq 20 \log_{10} \min \left(\frac{m_s}{m_s - 1}, 1 + \frac{1}{m_t} \right) \quad (3.9)$$

$$PM_{deg} \geq \frac{180}{\pi} \times \min \left(2 \sin^{-1} \frac{1}{2m_s}, 2 \sin^{-1} \frac{1}{2m_t} \right) \quad (3.10)$$

Onde $m_s = \max_{\omega} \sigma(S(j\omega))$ e $m_t = \max_{\omega} \sigma(T(j\omega))$ com $\max_{\omega} \sigma(T(j\omega))$ significa o valor singular máximo da matriz de função de transferência dada.

Para o propósito do projeto LQR, assumindo que o conversor SIDO opera em estado estacionário ao redor do ponto de operação (Tabela 2.1), as matrizes correspondentes A, B, C, e D do modelo linearizado em espaço de estados são:

$$A = \begin{bmatrix} -45.46 & 0 & 272.17 \\ 0 & -100.00 & 401.22 \\ -1814.50 & -1215.80 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 172.09 \\ 0 & -378.60 \\ 21212.00 & -2266.70 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Usando os valores das matrizes A, B, C, e D apresentadas em (3.11), pode ser obtida a correspondente matriz de função de transferência $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$. Para o modelo do sistema discreto com tempo de amostragem ($t_s = 0,5$ ms) são apresentados na Fig. 3.2 os valores singulares máximos resultantes para as matrizes das funções de transferência da sensibilidade e da sensibilidade complementar, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ respectivamente, para o sistema em malha fechada, com uma matriz de compensador inicial $K_0 = I_{2 \times 2}$.

$$S(z^{-1}) = (I_{2 \times 2} + G(z^{-1}))^{-1}, T(z^{-1}) = I_{2 \times 2} - S(z^{-1}) \quad (3.12)$$

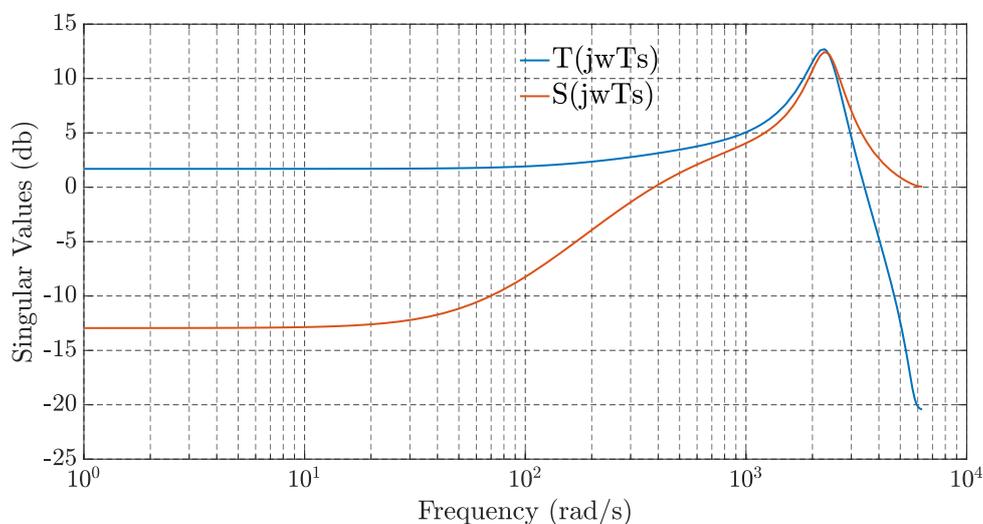


Figura 3.2 Valores singulares máximos de $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ para o sistema descompensado.

Como pode ser visto na Fig. 3.2, nas zonas de alta frequência, o processo apresenta valores de pico dos valores singulares máximos para as curvas de sensibilidade e sensibilidade complementar do processo sem compensador, o que caracteriza um sistema com alta sensibilidade a ruídos nessa faixa de frequência e por tanto podendo apresentar instabilidade por causa da baixa atenuação. Adicionalmente, verifica-se baixa capacidade de seguimento de referência e rejeição de perturbações em baixa frequência (Perturbação de Carga), devido ao baixo ganho de $T(s)$ nas baixas frequências. Para este sistema, foram encontradas baixas margens de estabilidade, $GM_{dB} \geq 1.81$ e $PM_{deg} \geq 13.30^\circ$, as quais confirmam a análise dos valores singulares.

No presente caso, as incertezas nos elementos passivos do circuito (resistores, capacitores, indutor) e a tensão de alimentação são relativamente comuns e, portanto, a baixa margem de estabilidade se torna um problema a ser resolvido. Outros problemas estão associados com o ruído na medição (altas frequências) e perturbações em baixas frequências. Com o objetivo de melhorar as margens de estabilidade do processo, inicialmente foram especificadas as características de desempenho desejado como: $GM_{dB} \geq 5$, $PM_{deg} \geq 45^\circ$ e $\omega_{BT} \approx 200$ rad/s, onde ω_{BT} é a frequência angular tal que o módulo de $T(s = j\omega)$ é -3 dB. Utilizando as matrizes aumentadas (eq. 3.6) e escolhendo as matrizes de ponderação do controlador: $Q = \text{diag}(10, 10, 1000, 1000, 10)$ e $R = \text{diag}(10, 10)$, na função custo do LQR (eq. 3.2), foi obtida a seguinte matriz de ganhos do controlador:

$$K = \begin{bmatrix} 0.0169 & -0.0055 & 0.0803 & -0.1003 & 0.0199 \\ 0.1059 & -0.0844 & 1.0188 & -0.7250 & -0.0435 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Os valores singulares máximos resultantes para o sistema compensado em malha fechada, são mostrados na Fig. 3.3, onde são apresentadas as curvas de sensibilidade e sensibilidade complementar, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$, respectivamente.

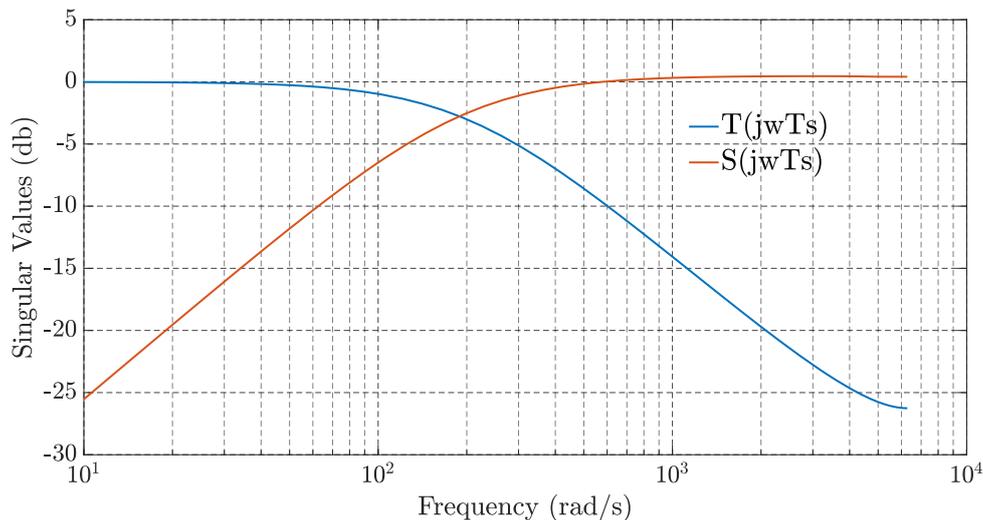


Figura 3.3 Valores singulares máximos de $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ para o sistema compensado.

Como pode ser visto na Fig. 3.3, o controlador achado foi capaz de atenuar os picos de sensibilidade, resultando assim no aumento da robustez do processo. Adicionalmente, a rejeição de perturbação também foi melhorada devido à adição do integrador na malha, diminuindo os valores de ganho de sensibilidade nas baixas frequências. Para o sistema compensado, as margens mínimas de estabilidade e a largura de banda ficaram como: $GM_{dB} \geq 6.02$, $PM_{deg} \geq 56.62$ e $\omega_{BT} \approx 200$ rad/s, as quais satisfazem as especificações estabelecidas

3.4 Projeto do Controlador PI Multimalha com Desacoplador.

A presente análise está limitada a um sistema de duas entradas e duas saídas. Nesse sentido, a abordagem foi explorar o ajuste multivariável (multi-loop) padrão do PI [37] e observar o que pode ser alcançado adicionando interações simples entre as malhas de realimentação. O esquema proposto foi baseado em um desacoplamento simples, o que significa que pode ser facilmente implementado no nível de malha [23]. A vantagem é, que é possível melhorar o desempenho em faixas de frequência que a abordagem de controle preditivo normalmente não consegue atingir.

O controlador projetado é um desacoplador estático combinado com um controlador PI descentralizado com ponderação de set-point. A lei de controle pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{pmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{c}_1(s)Y_{r1}(s) - c_1(s)Y_1(s) \\ \bar{c}_2(s)Y_{r2}(s) - c_2(s)Y_2(s) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Onde U é o sinal de controle, Y é a saída do processo, e Y_r o valor da referência. O desacoplador dado por:

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

É uma matriz de coeficientes constantes. O controlador PI denominado de \bar{c}_1 é diferente do controlador c_i , para permitir a ponderação do set-point [35]. Os controladores apresentam o seguinte formato:

$$c_i = k_{Pi} + \frac{k_{Ii}}{s} \quad (3.16)$$

$$\bar{c}_1 = \frac{k_{Ii}}{s} \quad (3.17)$$

E o desacoplador estático é dado por:

$$D = G^{-1}(0) = \frac{1}{\det G(0)} \begin{pmatrix} g_{22}(0) & -g_{12}(0) \\ -g_{21}(0) & g_{11}(0) \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Onde $G(0)$ é não singular. A função de transferência para o sistema desacoplado é dada por:

$$q_{11}(s) = \frac{g_{11}(s)g_{22}(0) - g_{12}(s)g_{21}(0)}{\det G(0)}$$

$$q_{12}(s) = \frac{g_{12}(s)g_{11}(0) - g_{12}(s)g_{11}(0)}{\det G(0)}$$

$$q_{21}(s) = \frac{g_{12}(s)g_{22}(0) - g_{21}(s)g_{22}(0)}{\det G(0)} \quad (3.19)$$

$$q_{22}(s) = \frac{g_{22}(s)g_{11}(0) - g_{21}(s)g_{12}(0)}{\det G(0)}$$

Aplicando a expansão em séries de Taylor da função de transferência $Q(s)$, para uma pequena s , obtemos o seguinte:

$$Q(s) \approx \begin{pmatrix} 1 & k_{12}s \\ k_{21}s & 1 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Para algumas constantes k_{12} e k_{21} . Depois, é possível introduzir índices de interação:

$$k_1 = |k_{12}k_{12}|M_{s1}M_{s2} \quad (3.21)$$

$$k_2 = |k_{21}k_{11}|M_{s1}M_{s2} \quad (3.22)$$

Onde M_{s1} e M_{s2} são os valores máximos da sensibilidade de cada malha. Os índices k_1 e k_2 descrevem a interação entre malhas, eles são o resultado de dois termos: um é a dependência do sistema e o outro é diretamente o ganho integral do controlador PI. Portanto, a interação pode ser reduzida diminuindo os ganhos do controlador [33]. Para achar os controladores descentralizados PI, precisamos considerar os termos da diagonal de $Q(s)$. Desse modo, métodos standard podem ser usados para projetar os controladores PI para cada função de transferência $q_{kk}(s)$.

Considerando o mesmo ponto de operação usado no projeto do controlador LQR, os seguintes valores foram calculados para as funções de transferência $g_{11}(s)$, $g_{12}(s)$, $g_{21}(s)$ e $g_{22}(s)$:

$$g_{11}(s) = \frac{5.773 \times 10^6 s + 5.773 \times 10^8}{s^3 + 145.5s^2 + 9.862 \times 10^5 s + 7.156 \times 10^7} \quad (3.23)$$

$$g_{12}(s) = \frac{8.511 \times 10^6 s + 3.868 \times 10^8}{s^3 + 145.5s^2 + 9.862 \times 10^5 s + 7.156 \times 10^7} \quad (3.24)$$

$$g_{21}(s) = \frac{172.1s^4 - 5.841 \times 10^5 s^3 + 9.337 \times 10^7 s^2 + 1.217 \times 10^{10} s + 3.048 \times 10^{11}}{s^5 + 236.4s^4 + 1.001 \times 10^6 s^3 + 1.615 \times 10^8 s^2 + 8.543 \times 10^9 s + 1.478 \times 10^{11}} \quad (3.25)$$

$$g_{22}(s) = \frac{-378.6s^4 - 1.002 \times 10^6 s^3 - 5.427 \times 10^8 s^2 - 7.999 \times 10^{10} s + 3.536 \times 10^{12}}{s^5 + 345.5s^4 + 1.025 \times 10^6 s^3 + 2.703 \times 10^8 s^2 + 2.417 \times 10^{10} s + 7.156 \times 10^{11}} \quad (3.26)$$

Assim, é possível determinar a matriz do desacoplador estático D usando a Eq. (3.18), obtendo o seguinte valor de D:

$$D = \frac{1}{-51.012} \begin{pmatrix} -4.941 & -5.406 \\ -2.062 & 8.068 \end{pmatrix}$$

$$D = \begin{pmatrix} 0.097 & 0.106 \\ 0.040 & -0.156 \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

A função de transferência do sistema desacoplado pode ser obtida considerando a Eq. (3.19); e assim, para projetar os controladores PI descentralizados, temos que considerar os termos diagonais de Q(s):

$$q_{11}(s) = \frac{9.032 \times 10^5 s + 7.156 \times 10^7}{s^3 + 145.5s^2 + 9.862 \times 10^5 s + 7.156 \times 10^7} \quad (3.28)$$

$$q_{22}(s) = \frac{78.12s^3 + 8.655 \times 10^4 s^2 + 7.533 \times 10^7 s + 3.252 \times 10^9}{s^4 + 190.9s^3 + 9.928 \times 10^5 s^2 + 1.164 \times 10^8 s + 3.253 \times 10^9} \quad (3.29)$$

Conseqüentemente, para cada função de transferência $q_{11}(s)$ e $q_{22}(s)$, foi usado o método do lugar das raízes para projetar os controladores PI, com os seguintes requisitos: tempo de estabelecimento menor a 0,5 [s] e fator de amortecimento maior que 0,2 (estas especificações nominais resultam em um bom desempenho nos conversores de potência DC - DC [28]), obtendo os seguintes parâmetros:

$$k_{p1} = 0.87, k_{i1} = 30.0, k_{p2} = 14.5, k_{i2} = 500.0 \quad (3.30)$$

Então, as funções de transferência correspondentes dos controladores PI_1 e PI_2 têm as estruturas das Eq. (3.16) e Eq. (3.17). Assim, a representação correspondente no espaço de estados é a seguinte:

$$\begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -d_{11}k_{P1} & d_{11}k_{I1} & -d_{12}k_{P2} & d_{12}k_{I2} \\ -d_{21}k_{P1} & d_{21}k_{I1} & -d_{22}k_{P2} & d_{22}k_{I2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1(s) \\ X_{I1}(s) \\ Y_2(s) \\ X_{I2}(s) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Onde:

$$X_{I1}(s) = \frac{E_1(s)}{s}, X_{I2}(s) = \frac{E_2(s)}{s}, Y_1(s) = V_1(s), Y_2(s) = V_2(s) \quad (3.32)$$

Assim, a equação da lei de controle pode ser representada como:

$$U(s) = kCX(s) + k_I \frac{E(s)}{s} \quad (3.33)$$

Onde:

$$k = \begin{bmatrix} -d_{11}k_{P1} & -d_{12}k_{P2} \\ -d_{21}k_{P1} & -d_{22}k_{P2} \end{bmatrix}, k_I = \begin{bmatrix} d_{11}k_{I1} & d_{12}k_{I2} \\ d_{21}k_{I1} & d_{22}k_{I2} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

3.5 Conclusão do Capítulo.

No capítulo foram propostas duas metodologias de controle para o sistema do conversor DC – DC de um indutor e duas saídas: a projeção de um controlador robusto LQR e de um outro controlador PI com desacoplador estático; isto, para garantir estabilidade e desempenho robustos em toda a região pré-determinada de incertezas da planta. No próximo capítulo, são descritos a metodologia experimental usada e os testes realizados no protótipo desenvolvido, a fim de verificar a efetividades das técnicas propostas, além de considerar os efeitos de oscilações causadas pela conexão e variação em uma carga de potência constante, nas duas saídas do conversor SIDO.

Capítulo 4 METODOLOGIA EXPERIMENTAL E DESCRIÇÃO DOS TESTES REALIZADOS NA PLANTA

4.1 Introdução.

Este capítulo tem como principal finalidade apresentar uma breve descrição acerca dos materiais e métodos utilizados para o desenvolvimento dos testes experimentais realizados no protótipo desenvolvido do conversor SIDO. Além disso, é descrito a detalhe o ambiente experimental, bem como a explicação dos diferentes experimentos desenvolvidos no sistema.

4.2 Descrição do Protótipo do Conversor tipo SIDO.

Para permitir a avaliação experimental do desempenho e robustez dos métodos de controle propostos, o LQR e o PI com desacoplador estático (Fig.4.1), foi desenvolvido um protótipo de teste do conversor Buck DC-DC de duas saídas e um único indutor. A placa de teste (juntamente com o equipamento de medição) é mostrada na Fig. 4.2. Este sistema foi projetado de acordo com as especificações da Tabela 2.1; o mesmo permite dois níveis diferentes de tensão DC regulada e também possibilita realizar variações na tensão de entrada e nas cargas das saídas do conversor. Um sistema de microcontrolador que se comunica via USB com o computador é usado para definir o ponto de ajuste desejado e para monitorar e adquirir sinais relevantes do conversor (tensões, corrente do indutor e esforços de controle). Deve-se observar que o projeto particular do conversor de potência permite que os valores dos parâmetros do circuito sejam facilmente alterados para emular incertezas paramétricas, bem como alterações nas condições operacionais.

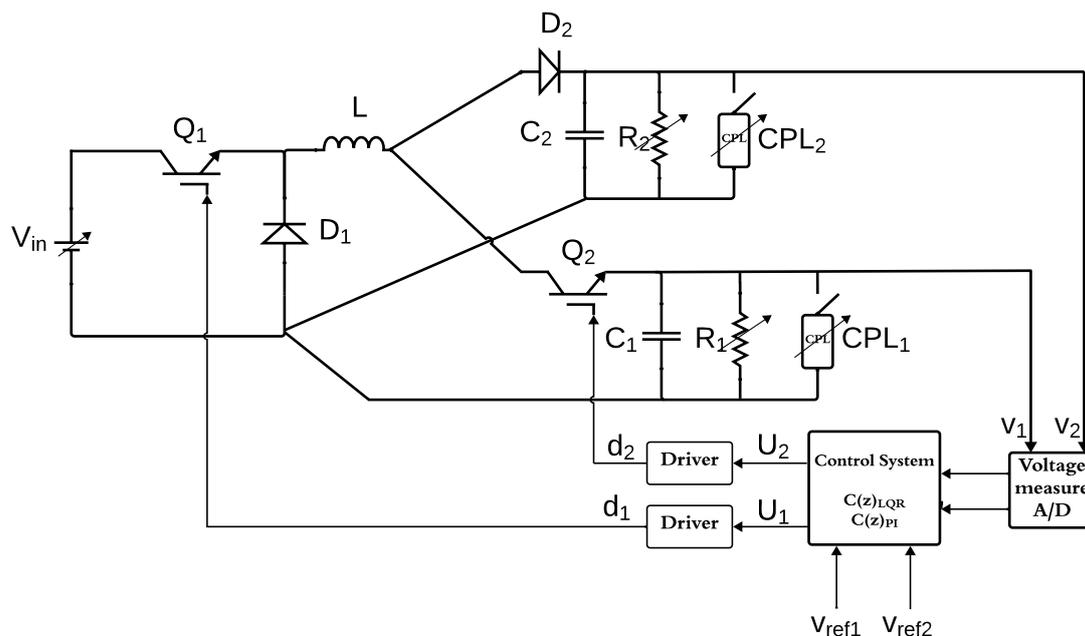


Figure 4.1. Estrutura do sistema do conversor Buck tipo SIDO usado para testes.

O conversor DC – DC tipo SIDO é representado por sua função de transferência multivariável de duas entradas e duas saídas, $G(s)$, enquanto os controladores são representados por $C(z)_{LQR}$ e $C(z)_{PI}$ na Fig. 4.2a. As funções de transferência $H_1(s)$, $H_2(s)$ e $H_3(s)$ representam os efeitos dinâmicos das medições e condicionamento dos sinais de tensões de saída V_1 e V_2 , e da corrente do indutor I_L . O sistema de teste da Fig. 4.2 possibilita a implementação das leis de controle, LQR e PI com desacoplador, usando estruturas vetoriais e matriciais em um microcontrolador de núcleo ARM de 32 bits AT91SAM3X8E ARDUINO UNO, com a programação realizada em um compilador C.

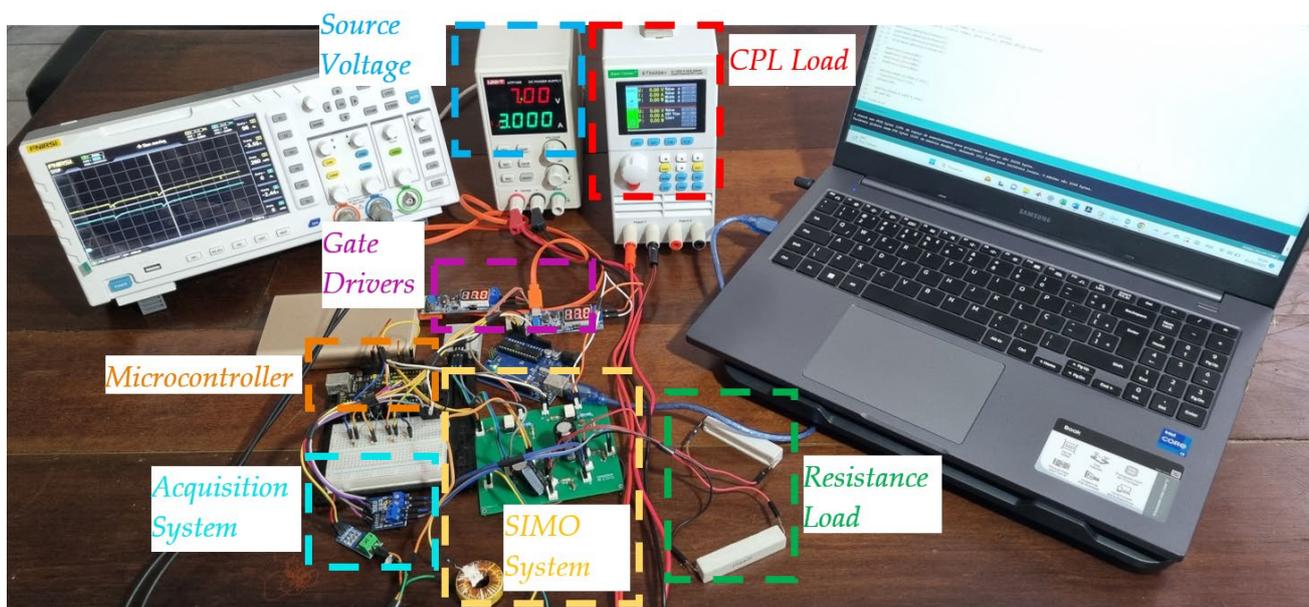
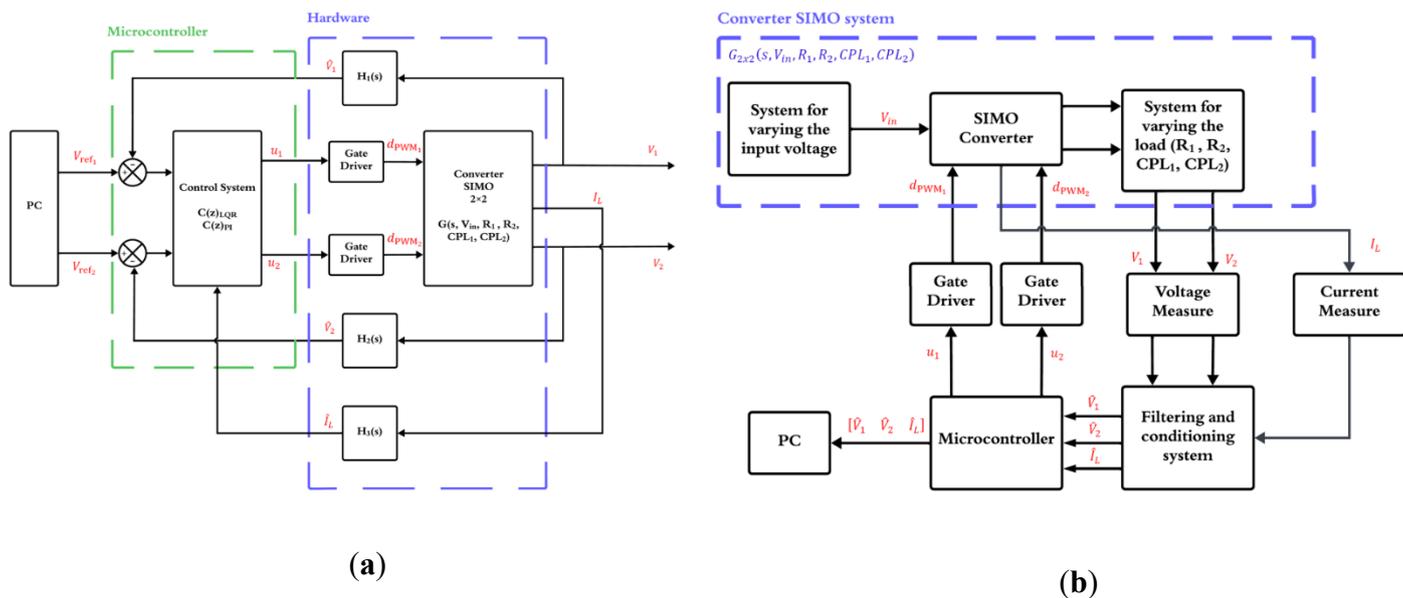


Figura 4.2. Sistema de teste e protótipo desenvolvidos para realizar os experimentos.

(a) Diagrama de blocos do sistema de hardware desenvolvido. (b) Diagrama de blocos dos subsistemas desenvolvidos. (c) Placa do conversor SIMO desenvolvida e os instrumentos utilizados.

Adicionalmente, dois outros subsistemas foram desenvolvidos para a implementação de variações paramétricas. A primeira permite realizar variações no valor

da tensão de entrada, enquanto a segunda permite alterar as condições de carga do conversor utilizando adição (ou exclusão) de resistências paralelas à saída do conversor, ou adicionando uma CPL com variações no seu consumo de potência. Além disso, é usado um programa que permite a visualização dos sinais das grandezas medidas em tempo real no computador, e o registro dos dados para posterior análise.

4.3 Descrição dos Testes Experimentais.

No sistema experimental do conversor DC - DC Buck tipo SIDO foram realizados principalmente três testes, visando avaliar o desempenho e a robustez do sistema em malha fechada. A faixa de incertezas específicas foi definida na Tabela 2.1; portanto, para a execução dos experimentos e análise dos resultados, foi considerado apenas o pior caso de incerteza do nível de tensão e variações de carga, o que tem impacto mais significativo na resposta dinâmica apresentada por todos os controladores. A seguir é apresentada uma breve explicação dos testes realizados.

Teste 1. Variação do valor de tensão de entrada V_{in} .

O primeiro experimento tem como objetivo avaliar o desempenho do controlador quanto a variações no valor da tensão de entrada do conversor, V_{in} . Com o sistema operando em estado estacionário no ponto de operação fornecido na Tabela 2.1, foi aplicada uma variação em forma de degrau em V_{in} , de 7 V a 6 V. Os passos seguidos foram os seguintes:

- Colocar o sistema operando em malha fechada e com a presença dos controladores projetados.
- Após o sistema atingir o estado de regime permanente, a tensão V_{in} sofre uma variação em forma de degrau.
- Registram-se os dados dos sinais de saída do sistema (V_1 e V_2), observando se os controladores conseguem manter que o sistema opere nos valores desejados.

Deve-se observar que os limites físicos do sistema são limitados pela operação máxima da fonte de tensão, enquanto a operação mínima é limitada pelo nível de corrente que mantém o modo de condução operacional do conversor SIDO. Nesse sentido, não é aconselhável reduzir em demasia a tensão de entrada do conversor, pois isso reduziria a corrente do indutor, o que mudaria o modo de condução operacional do conversor do modo de condução contínuo para o modo de condução descontínuo.

Teste 2. Variação das cargas resistivas nas saídas do sistema conversor SIDO.

O segundo teste tem a finalidade de avaliar o desempenho dos sistemas de controle projetados pelas estratégias abordadas neste trabalho, para variações nas resistências de carga R_1 e R_2 após o estado estacionário ser alcançado no ponto de operação nominal, de $R = 10 \Omega$ a $R = 5 \Omega$ em cada caso. Os passos seguidos foram os seguintes:

- Colocar o sistema operando em malha fechada e com a presença dos controladores projetados.
- Após o sistema atingir o estado de regime permanente, realizar uma variação do valor da carga na saída 1 (R_1); esta variação pode ser feita com a conexão de cargas resistivas em paralelo com a carga, de modo que os valores da R_{eq1} correspondam aos valores apresentados na Tabela 2.1.
- Registram-se os dados dos sinais de saída do sistema (V_1 e V_2), observando se os controladores conseguem manter que o sistema opere nos valores desejados.
- Repetir o mesmo procedimento para realizar a variação no valor de R_2 .

Teste 3. Variação das cargas nas saídas do sistema conversor SIDO, adicionando uma outra carga do tipo CPL em paralelo com as cargas resistivas.

O terceiro experimento avalia o desempenho em malha fechada do sistema quando cargas não lineares do tipo CPL são conectadas em paralelo com R_1 e R_2 , e sofrem

variações de potência negativas, segundo os valores apresentados na Tabela 2.1. Os passos seguidos foram os seguintes:

- Colocar o sistema operando em malha fechada e com a presença dos controladores projetados.
- Após o sistema atingir o estado de regime permanente, a CPL_1 é conectada em paralelo com R_1 e após alguns segundos uma mudança de potência negativa é dada na CPL_1 (a CPL_2 ainda não está conectada).
- Registram-se os dados dos sinais de saída do sistema (V_1 e V_2), observando se os controladores conseguem manter que o sistema opere nos valores desejados.
- Repetir o mesmo procedimento para realizar a variação no valor da carga na saída 2.

O objetivo destes experimentos é mostrar que os controladores propostos podem compensar as perturbações quando a tensão de entrada e a carga mudam, mantendo assim o desempenho desejado na região de incerteza e em diferentes pontos de operação sem aumentar o ruído de medição. No Capítulo 5, os índices de erro quadrático integral (ISE) e de controle quadrático integral (ISU) são utilizados para avaliar o desempenho das estratégias de controle.

4.4 Conclusão do Capítulo.

Neste capítulo foi apresentada a aplicação das metodologias de projeto de controle abordadas no Capítulo 3; neste sentido, foi realizada a descrição a detalhe do sistema experimental e do protótipo desenvolvidos para poder efetuar os ensaios experimentais. Enfim, foram discutidos os passos a seguir para os testes realizados e cujos resultados são apresentados e discutidos no Capítulo 5.

Capítulo 5 ANÁLISE DE RESULTADOS

5.1 Introdução.

Neste capítulo, são apresentados e discutidos os resultados obtidos nos testes experimentais usando o protótipo desenvolvido do conversor Buck tipo SIDO, com o objetivo de comprovar a efetividade das metodologias de controle propostas; além disso, são determinados os índices de erro quadrático integral (ISE) e de controle quadrático integral (ISU) com a finalidade de poder avaliar o desempenho das estratégias de controle.

5.2 Teste 1. Variação do Valor de Tensão de Entrada V_{in} .

Neste teste, com o sistema do protótipo do conversor SIDO (Fig. 4.2) operando em estado estacionário em torno do ponto de operação (Tabela 2.1), foi aplicada uma variação negativa na forma de degrau no valor da tensão de entrada do conversor, V_{in} , de 0,7 [V] para 0,6 [V] no instante de tempo $t = 69,0$ [s]. Na Fig. 5.1 são apresentados os sinais das tensões V_1 e V_2 , bem como os esforços de controle d_1 e d_2 , fornecidos respectivamente pelos controladores LQR e PI com desacoplador estático.

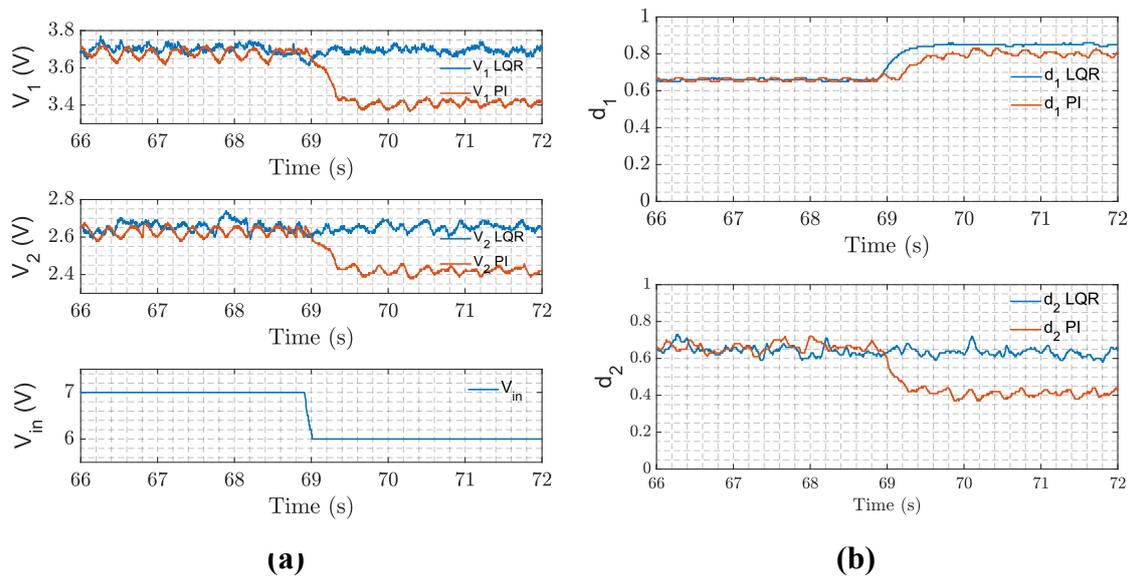


Figure 5.1. Resultados experimentais para uma variação em V_{in} no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador.

(a) Tensões de saída e variação na tensão de entrada. (b) Esforços de controle.

Como pode ser observado, ambos os controladores projetados, LQR e o PI com desacoplador, foram capazes de garantir a estabilidade do sistema. No entanto, apenas a estratégia LQR conseguiu compensar a variação de V_{in} regulando adequadamente ambas as saídas, V_1 e V_2 , para seus respectivos valores pré-perturbação, sem esforço excessivo de controle ou saturação em ambos os sinais de ciclo de trabalho d_1 e d_2 , mostrando um bom desempenho obtido pela estratégia LQR. Por outro lado, a Fig. 5.1 também mostra que os resultados experimentais obtidos para a estratégia PI com desacoplador no mesmo teste não foram satisfatórios.

Independentemente de a estratégia PI com desacoplador tenha sido capaz de fornecer um sistema em malha fechada estável, ela não conseguiu regular adequadamente as saídas de tensão V_1 e V_2 para seus respectivos valores pré-distúrbio. A metodologia PI multimalha pode causar esta situação porque não é adequada para o projeto de controladores que levam em conta a incerteza dos parâmetros, onde o ponto de operação pode mudar, portanto este método não pode garantir o bom desempenho do sistema, e o sistema pode apresentar um erro de estado estacionário. Além disso, o sistema SIDO apresenta diversas não linearidades, e as duas saídas são altamente acopladas [19]; esta

situação pode intensificar a dificuldade do controlador em regular adequadamente as saídas quando são apresentadas variações paramétricas. Mais pesquisas são necessárias sobre este ponto específico.

A Tabela 5.1 mostra a comparação dos índices de desempenho ISE e ISU para o sistema de teste do conversor Buck tipo SIDO, entre as duas abordagens.

Tabela 5.1.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação na tensão de entrada.

| Teste | SAÍDA | ISE | | ISU | | J = ISE + ISU | |
|----------|-------|---------|--------|--------|--------|---------------|--------|
| | | LQR | PI | LQR | PI | LQR | PI |
| V_{in} | V_1 | 0.00039 | 0.0368 | 0.5549 | 0.5227 | 0.5553 | 0.5595 |
| | V_2 | 0.0028 | 0.0355 | 0.4201 | 0.3211 | 0.4229 | 0.3566 |

Os índices avaliam o impacto da variação de tensão no desempenho do controlador. No caso da saída V_1 , é possível notar que o valor do índice ISE da estratégia LQR é quase cem vezes menor em comparação com o valor do índice PI com desacoplador. Além disso, os valores do índice ISU mostram que a melhoria na regulação da tensão ocorreu com um aumento inferior a 10 por cento no índice ISU do LQR em comparação com o índice ISU do PI. No caso da saída V_2 , é possível notar que o valor do índice ISE da estratégia LQR é cerca de dez vezes menor em comparação com o valor do índice PI com desacoplador. Além disso, os valores do índice ISU mostram que a melhoria na regulação de tensão aconteceu com um aumento inferior a 30 por cento no índice ISU do LQR em comparação com o índice ISU do PI. Portanto, a análise prévia apoia a melhoria da robustez do controle LQR proposto.

5.3 Teste 2. Variação das Cargas Resistivas nas Saídas do Sistema Conversor SIDO.

Neste experimento, a variação de carga foi realizada alterando a carga em cada saída do conversor, mantendo o valor $V_{in} = 7$ [V]. O valor da resistência da carga em cada saída do conversor foi reduzido gradativamente pela adição de resistores em paralelo. Como resultado, o valor da corrente de saída correspondente mudou. A Fig. 5.2 mostra a resposta em malha fechada das tensões V_1 e V_2 usando controladores LQR e PI

com desacoplador, e os esforços de controle correspondentes, d_1 e d_2 . O sistema começa com uma resistência de carga de $R_1 = 10 \Omega$. Em $t = 90$ [s], um resistor de 10Ω é inserido em paralelo, reduzindo o valor da resistência da carga para 5Ω . Pode-se observar que apenas o método do controlador que utiliza a estratégia LQR pode regular efetivamente as duas saídas V_1 e V_2 para manter seus respectivos valores pré-perturbação sem esforço excessivo de controle ou a saturação dos sinais de ciclo de trabalho d_1 e d_2 e tem uma rápida. Além disso, o controlador PI com desacoplador causa erros de estado estacionário principalmente em V_1 , sendo este sinal o mais afetado devido à sua sensibilidade às interações entre malhas.

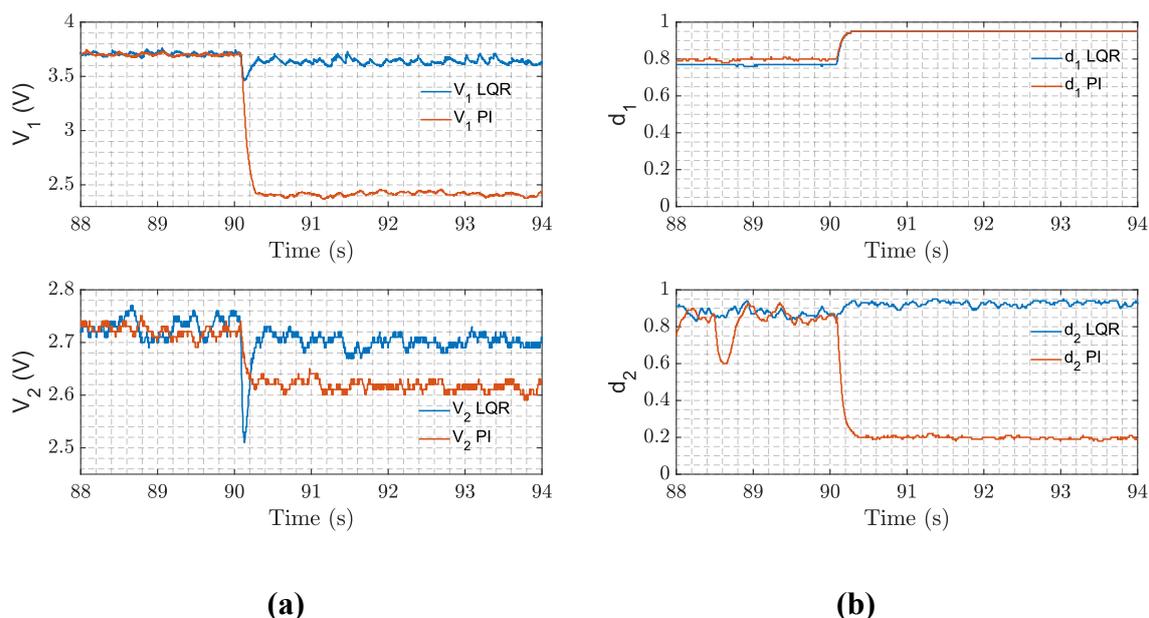


Figura 5.2. Resultados experimentais para uma variação em R_1 no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador.

(a) Tensões de saída. (b) Esforços de controle.

Resultados semelhantes foram obtidos para as variações de carga na saída 2 conforme mostrado na Figura 5.3. Entretanto, o controlador projetado com a estratégia LQR compensou corretamente as oscilações devido à variação de carga no sistema do conversor Buck tipo SIDO. Os resultados das saídas 1 e 2 foram coletados simultaneamente para a mesma variação de carga, ou seja, adicionando um resistor de 10Ω em paralelo com o resistor $R_2 = 10 \Omega$. Conseqüentemente, pode se ver que a estratégia LQR foi capaz de compensar rapidamente a variação da carga, quase eliminando o erro

em estado estacionário de V_1 e V_2 sem saturar os sinais de controle. Por outro lado, o método do controlador PI com desacoplador não conseguiu compensar as variações de carga nas saídas 1 e 2, resultando em degradação significativa do desempenho, que se reflete principalmente no alto valor de erro em estado estacionário da saída 2.

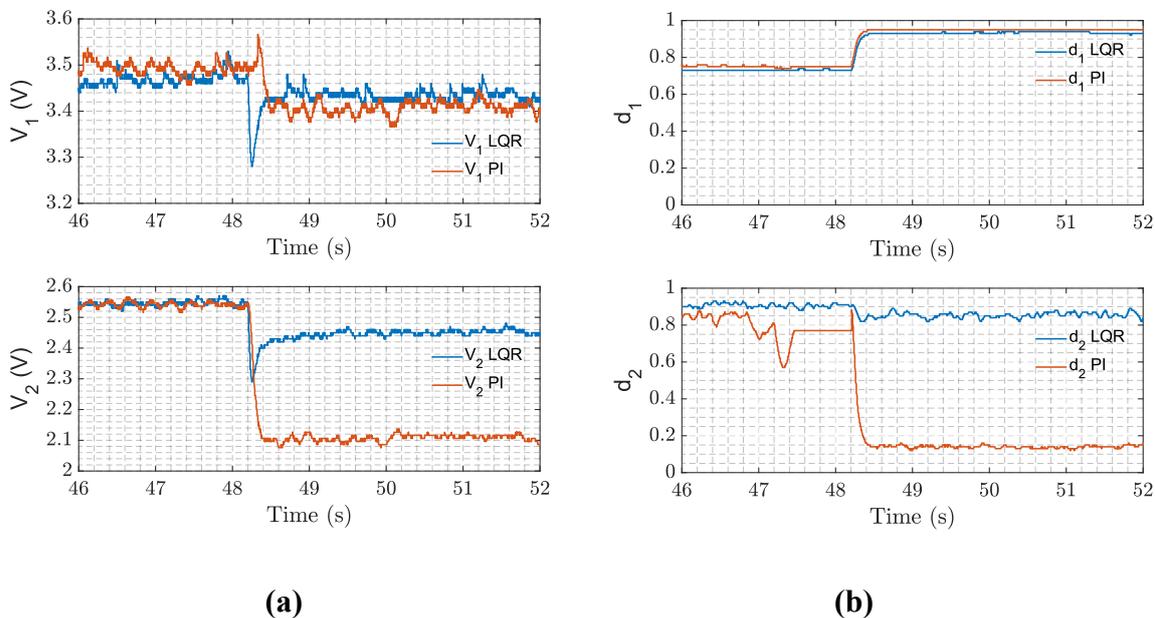


Figura 5.3. Resultados experimentais para uma variação em R_2 no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador.

(a) Tensões de saída. (b) Esforços de controle.

A Tabela 5.2 apresenta os índices ISE e ISU para cada saída devido às alterações de carga na saída 1 para a estratégia LQR e a estrutura de controle PI com desacoplador. Em comparação com os valores da estrutura PI, o ISE da estratégia LQR proposta é menor para ambas as saídas. No entanto, pode-se observar que o valor do índice ISU do caso LQR é muito maior do que no caso PI com desacoplador, especialmente para a segunda saída. Além disso, a Tabela 5.3 mostra os mesmos valores do índice para variações de carga na saída 2 para a estratégia LQR e PI com desacoplador. O controlador LQR proposto oferece valores de ISE mais baixos em comparação com os valores do PI. Portanto, estes resultados mostram que a estratégia LQR proposta fornece melhorias significativas de desempenho e justifica sua aplicação em sistemas conversores de indutor único e saída dupla.

Tabela 5.2.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na carga R₁.

| Teste | SAÍDA | ISE | | ISU | | J = ISE + ISU | |
|----------------|----------------|--------|--------|--------|--------|---------------|--------|
| | | LQR | PI | LQR | PI | LQR | PI |
| R ₁ | V ₁ | 0.0036 | 0.8938 | 0.7614 | 0.7779 | 0.7649 | 1.672 |
| | V ₂ | 0.0011 | 0.0042 | 0.8099 | 0.3336 | 0.8111 | 0.3378 |

Tabela 5.3.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na carga R₂.

| Teste | SAÍDA | ISE | | ISU | | J = ISE + ISU | |
|----------------|----------------|--------|--------|--------|--------|---------------|--------|
| | | LQR | PI | LQR | PI | LQR | PI |
| R ₂ | V ₁ | 0.0637 | 0.0638 | 0.7023 | 0.7360 | 0.7660 | 0.7998 |
| | V ₂ | 0.0443 | 0.1881 | 0.7758 | 0.3343 | 0.8201 | 0.5223 |

5.4 Teste 3. Variação das Cargas nas Saídas do Sistema Conversor SIDO, adicionando uma CPL em paralelo com as Cargas Resistivas.

O teste de variação de potência da CPL foi realizado colocando a carga de potência constante em paralelo com o resistor de carga e variando seu valor de potência, em cada saída do conversor. O valor da resistência de carga em cada saída foi fixado em 10 Ω . Ao usar uma carga eletrônica DC programável em paralelo com cada resistor, o valor da potência da CPL em cada saída do conversor foi aumentado gradualmente. Como resultado, o valor da corrente de saída correspondente foi alterado. A Fig. 5.4 mostra as respostas em malha fechada da tensão V₁ e da tensão V₂ usando a estratégia LQR e o controlador PI com desacoplador. O sistema inicia com o valor de potência CPL₁ = 0,5 [W], em t = 43,6 [s], o valor de potência da CPL₁ passa a ser 0,7 [W]. Pode-se observar que quando a CPL₁ está conectada, todos os esforços de controle da malha 1 permanecem saturados, enquanto o esforço de controle do PI da malha 2 cai para um valor muito baixo. Embora esses métodos de controle não possam compensar os erros de saída causados pela perturbação na CPL₁ (apenas o controlador PI com desacoplador pode mitigar o erro de

estado estacionário de V_2), eles podem garantir a estabilidade do sistema e uma resposta rápida.

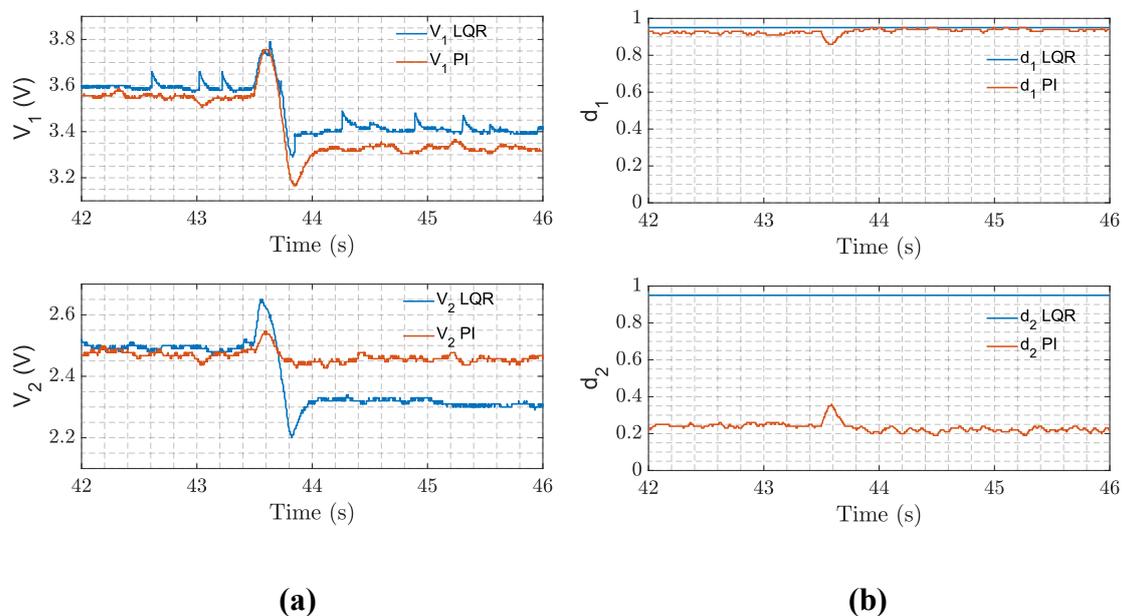


Figura 5.4. Resultados experimentais para uma variação na potência da CPL₁ no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador.

(a) Tensões de saída. (b) Esforços de controle.

Resultados semelhantes também podem ser obtidos para a variação na CPL₂ da saída 2 para a estratégia LQR e do controle PI com desacoplador, conforme mostrado na Fig. 5.5; contudo, o controlador PI consegue compensar as oscilações na saída 1 devido à variação de potência na CPL₂. O sistema começa com um valor de potência de CPL₂ = 0,25 [W], e então em $t = 54,8$ [s], o valor de potência da CPL₂ muda para 0,35 [W]. Pode-se observar que os esforços de controle da malha 2 permanecem saturados quando a CPL₂ está conectada e, por outro lado, o esforço de controle do controlador PI da malha 2 cai para um valor muito baixo. Embora as metodologias de controle não consigam compensar o erro nas saídas devido à perturbação na CPL₂ (somente o controlador PI com desacoplador pode mitigar o erro de estado estacionário em V_1), elas podem garantir a estabilidade do sistema com uma resposta rápida.

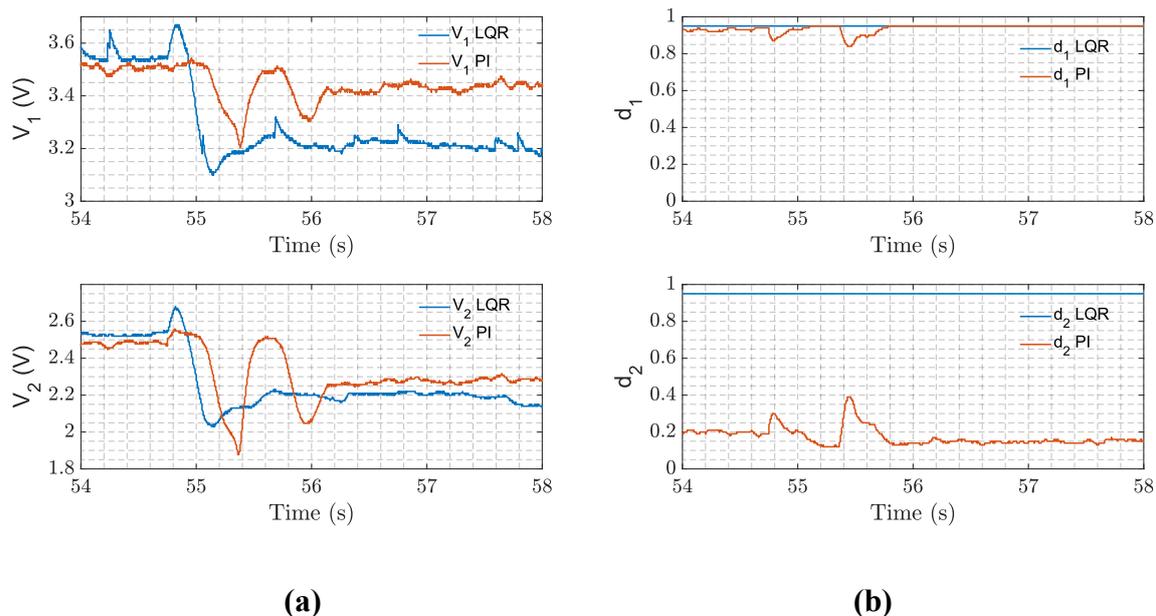


Figura 5.5. Resultados experimentais para uma variação na potência da CPL₂ no sistema SIDO, utilizando estratégia LQR e estrutura PI com desacoplador.

(a) Tensões de saída e variação na tensão de entrada. (b) Esforços de controle.

Na Tabela 5.4 são mostrados os índices ISE e ISU para cada saída resultante da mudança de potência na CPL da saída 1 para a estratégia LQR e a estrutura de controle PI com desacoplador. O ISE do controlador PI fica baixo para ambas as saídas. Além do mais, a Tabela 5.5 apresenta os mesmos índices para variações de potência na CPL da saída 2 utilizando ambas as estratégias de controle. A abordagem PI com desacoplador apresenta valores de ISE mais baixos em comparação com a estratégia LQR. Estes resultados mostram que a estrutura do controlador PI proposto apresenta melhorias significativas de desempenho neste caso e demonstram sua aplicação em sistemas conversores de indutor único e saída dupla sob tais condições.

Tabela 5.4.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na CPL₁ adicionada.

| Teste | SAÍDA | ISE | | ISU | | J = ISE + ISU | |
|------------------|----------------|--------|--------|--------|--------|---------------|--------|
| | | LQR | PI | LQR | PI | LQR | PI |
| CPL ₁ | V ₁ | 0.0525 | 0.0803 | 0.9025 | 0.8655 | 0.955 | 0.9458 |
| | V ₂ | 0.0994 | 0.0553 | 0.9025 | 0.0545 | 1.002 | 0.1099 |

Tabela 5.5.- Valores dos índices ISE e ISU dos dados experimentais coletados quando o sistema foi submetido a uma variação paramétrica na CPL₂ adicionada.

| Teste | SAÍDA | ISE | | ISU | | J = ISE + ISU | |
|------------------|----------------|--------|--------|--------|--------|---------------|--------|
| | | LQR | PI | LQR | PI | LQR | PI |
| CPL ₂ | V ₁ | 0.1246 | 0.0546 | 0.9025 | 0.8796 | 1.027 | 0.9342 |
| | V ₂ | 0.1500 | 0.1134 | 0.9025 | 0.0331 | 1.052 | 0.1465 |

5.5 Conclusão do Capítulo.

No capítulo foram apresentados e discutidos os resultados dos testes experimentais do trabalho desenvolvido, por meio de um sistema montado formado por um protótipo do conversor SIDO e dispositivos eletrônicos para emular as variações nas potências da CPL. Assim, foram analisadas as respostas do sistema diante variações paramétricas (valores de R_1 e R_2) da planta, do mesmo modo que o desempenho dos controladores como consequência de adições de cargas do tipo CPL em paralelo com os resistores, e mudanças nas potências destas cargas não lineares. Em seguida, foram calculados os índices de desempenho ISE e ISU dos diferentes testes realizados, analisando de forma separada cada um dos casos apresentados. Finalmente, o próximo capítulo deste documento aborda as considerações finais deste trabalho, juntamente com propostas de continuação da pesquisa. Deve-se mencionar que alguns dos resultados parciais obtidos, de aplicação de estratégias de controle robusto paramétrico no sistema do conversor Buck tipo SIDO, foram reportados em um artigo [\[38\]](#) aceito para apresentação no CBA 2022.

Capítulo 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS E RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A seguir são apresentadas as considerações finais do presente trabalho assim como as recomendações propostas para futuros trabalhos a serem desenvolvidos nesta área.

6.1 Considerações Finais do Trabalho.

Neste trabalho foi analisada a dinâmica presente no conversor de potência Buck tipo Single Inductor Dual Output, a seguir foi desenvolvido um modelo matemático que descreve a dinâmica do sistema, bem como descreve as incertezas relativas ao modelo matemático. Em seguida, foi desenvolvido um protótipo em placa de circuito impresso e com o emprego de dispositivos eletrônicos como uma fonte de alimentação regulada DC, uma carga eletrônica programável e um microcontrolador AT91SAM3X8E ARDUINO UNO, foi possível realizar os diferentes testes descritos no Capítulo 4.

Desta forma, foi proposto o uso de uma estratégia LQR robusta e um controlador PI com desacoplador estático para garantir estabilidade e desempenho robustos em toda a região incerta predeterminada do sistema SIDO, além de reduzir os efeitos de oscilações causadas pela ligação e variação em uma carga de potência constante, em paralelo com um resistor de cada saída do conversor.

Os controladores propostos foram exaustivamente avaliados em experimentos físicos realizados no laboratório. Os desempenhos dos métodos propostos, da estratégia LQR e da estrutura de PI com desacoplador foram comparados. Com base nos resultados experimentais, conclui-se que a estratégia LQR proposta foi capaz de manter o desempenho requerido e reduzir os erros de regime permanente V_1 e V_2 sem esforço excessivo de controle ou saturação dos sinais de ciclo de trabalho d_1 e d_2 , o que indica bom desempenho. Por outro lado, quando uma CPL foi conectada às saídas do sistema, e sujeita a uma certa variação na potência de cada CPL, ambas as estratégias foram capazes

de manter o sistema estável; entretanto, nenhum dos controladores conseguiu mitigar os erros de estado estacionário em V_1 e V_2 sob estas condições. Assim, os resultados indicam que a abordagem da estratégia LQR proposta é satisfatória e fornece melhorias de desempenho adequadas nos controladores do conversor SIDO, oferecendo desempenho robusto e estabilidade, enquanto mais pesquisas são necessárias para lidar com cargas de potência constante (CPLs).

Finalmente, pode-se dizer que o objetivo geral e os objetivos específicos deste trabalho foram alcançados de forma satisfatória, através da análise dos resultados experimentais obtidos por meio do sistema desenvolvido. Nesse sentido, verificou-se que para todas as variações paramétricas avaliadas por este estudo, o controlador projetado pela metodologia LQR robusta descentralizada garantiu a estabilidade e regulação do sistema para toda a região de incertezas avaliadas, de modo que o sistema na presença deste controlador é considerado de robustamente estável.

6.2 Recomendações para Trabalhos Futuros.

A seguir, são apresentadas algumas recomendações para futuras abordagens a serem desenvolvidas na temática do trabalho de pesquisa exposto.

- Aprofundar e avaliar o desempenho de outras estratégias de controle em um cenário de que o conversor SIDO alimente outros conversores que servem como carga, de modo que os conversores a serem alimentados apresentem dinâmicas mais rápidas e possuam um controle de potência para as suas cargas; deste modo, apresentem o comportamento de uma carga de potência constante que possa introduzir diversas não linearidades no sistema.
- Modificar a metodologia de solução do problema de otimização, utilizando estratégias de controle baseadas em Desigualdades Matriciais Lineares, de modo a obter os parâmetros do controlador.

- Avaliar o desempenho da estratégia de controle proposta para o acionamento de cargas dinâmicas, como por exemplo motores CC.

- Aplicar e avaliar a metodologia de controle proposta em outras topologias de conversores de potência.

Referências Bibliográficas

- [1] Li Z, Hoshina S, Satake N, Nogi M. Development of DC/DC converter for battery energy storage supporting railway DC feeder system. *IEEE Trans Ind Appl* Oct. (2016).
- [2] de la Cruz E, Ollero S, Rodriguez J, Uceda J, Cobos JA. Review of suitable topologies for on-board DC/DC converters in distributed power architectures for telecom applications. In: *Proc. 14th IEEE International telecommunications energy conference*; (1992).
- [3] Mira MC, Zhang Z, Knott A, Andersen MAE. Analysis, design, modeling, and control of an interleaved-boost full-bridge three-port converter for hybrid renewable energy system. *IEEE Trans Power Electron* Feb. (2017)
- [4] Dasika JD, Bahrani B, Saedifard M, Karimi A, Rufer A. Multivariable control of single-inductor dual output buck converters. *IEEE Trans Power Eletron* Apr. (2014).
- [5] Le HP, Chae CS, Lee KC, Wang SW, Cho GH, Cho GH. A single-inductor switching dc-dc converter with five outputs and ordered power-distributive control. *IEEE J Solid-State Circuits* Dec. (2007).
- [6] Weiwei X, Xiaoting Z, Zhiliang H, Killat D. A single-inductor dual-output switching converter with average current mode control. *Journal od Semiconductors*, Vol. 30, N9, (2009).
- [7] Ma D, Ki WH, Tusi CY. A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching. *IEEE J Solid-State Circuits* Jun. (2003).
- [8] Kwon D, Rincon-Mora GA. Single-inductor multiple-output switching dc-dc converters. *IEEE Trans. Circuits Syst. II Exp. Briefs* Jul. (2009).
- [9] Trevisan D, Mattavelli P, Tenti P. Digital control of single-inductor multipleoutput step-down dc-dc converters in CCM. *IEEE Trans Ind Electron* Sep. (2008).

- [10] Shen Z, Chang X, Wang W, Tan X, Yan N, Min H. Predictive digital current control of single-inductor multiple-output converters in CCM with low cross regulation. *IEEE Trans Power Electron* Apr. (2012).
- [11] Koon, S. C.; Lam, Y. H., Ki, W. H. Integrated charge -control single inductor dual-output step-up/step-down converter. in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 3071–3074. (2005).
- [12] Huang, M. H., Chen, K. H. Single-Inductor Dual-Output (SIDO) DC-DC Converters For Minimized Cross Regulation And High Efficiency In Soc Supplying System. In: *Analog. Integr. Circ. Sig. Process*, vol. 60, pp. 93-103, July (2008).
- [13] Weiwei, X. Xiaoting, Z. Zhiliang, H. Killat, D. A single-inductor dual output switching converter with average current mode control. *Journal od semiconductors*, Vol. 30, N° 9, (2009).
- [14] Takahashi, K. Yokoo, H. Miwa, S. Tsushida, K. Iwase, H. Murakami, K. Takai, N. Kobayashi, H. Odaguchi, T. Takayama, S. Fukai, I., Matsuda, J. Single inductor DC-DC converter with bipolar outputs using charge pump. *Circuits and Systems (APCCAS) IEEE Asia Pacific conference on*, 460-463, (2010).
- [15] Patra, P.; Patra, A., Misra, N. A Single-Inductor Multiple-Output Switcher With Simultaneous Buck, Boost, and Inverted Outputs. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, Abril. (2012).
- [16] Behjati, H. E Davoudi, A. A Multiple-Input Multiple-Output DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, Maio, (2013).
- [17] Lindiya, S. A.; Vijayarekha, K., Palani, S. Fuzzy Based Controllers For Single Inductor Multiple Output Buck Converter. In: *Emerging Trends in Engineering, Technology and Science (ICETETS)*. Pudukkottai, India. Fev. (2016).
- [18] Wang, B.; Xian, L.; Kanamarlapudi, V. R. K.; Tseng, K. J.; Ukil, A.; Gooi, H. B. A Digital Method of Power-Sharing and Cross-Regulation Suppression For Single-Inductor

Multiple-Input Multiple-Output DC–DC Converter. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 4, Abril (2017).

[19] de Medeiros, R. L. P.; Barra, W.; de Bessa, I. V.; Filho, J. E. C.; Ayres, A. C. Robust decentralized controller for minimizing coupling effect in single inductor multiple output DC-DC converter operating in continuous conduction mode. In: ISA Transactions 73, pp. 112-129, (2018).

[20] Battacharyya SP, Datta A, Keel LH. Linear control theory: robustness, and optimization. 1 edition. CRC press store; (2009).

[21] Lindiya, S. A.; Subashini, N; Vijayarekha, K. Cross Regulation Reduced Optimal Multivariable Controller Design for Single Inductor DC-DC Converters. In: Energies (Basel), vol.12, no. 3, pp.477, Janeiro (2019).

[22] Gayatri, N.; Shabari, N. Decoupled Voltage-Mode Control of Coupled Inductor Single-Input Dual-Output Buck Converter. In: IEEE Transactions on Industry Applications, vol.56, no. 4, pp.4040-4050, (2020).

[23] Aström, K.J.; Johansson, K.H.; Wang, Q. Design of Decoupled PID Controllers, for MIMO Systems. In Proceedings of the American Control Conference, Arlington, VA, USA, pp. 2015-2020, June (2001).

[24] Lin, K., Huang, C., Chen, D. Liu, K. H. Modeling and design of feedback loops for a voltage-mode single-inductor dual-output buck converter. IEEE PESC – Power electronics specialists conference, (2008).

[25] K. E. L. Marcillo, Performance evaluation of robust parametric control strategies applied on suppression of oscillations effects due to constant power loads in multi-converter buck-buck systems, M.S. thesis, Federal University of Pará, Instituto de Tecnologia, Belém, Brazil, (2018).

[26] Texas Instruments, “Understanding Buck Power Stages in Switch mode Power Supplies,” USA, (1999).

[27] N. Mohan, “Power Electronics: a First Course,” Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2012.

[28] R. W. Erickson, Dragan Maksimovic, “Fundamental of Power Electronics” second edition, Kluwer Academic Publisher, (1999).

[29] Bhattacharyya, S. P.; Chapellat, H. and Keel, L. H. “Robust control: the parametric approach”. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, (1995).

[30] Xiong, Q., Wen-Jian C.; Effective transfer function method for decentralized control system design of multi-input multi-output processes. J. Process Control, v. 16, pp. 773–784, (2006).

[31] Xiong Q, Wen-Jian C, Mao-Jun H.; A Practical Loop Pairing Criterion for Multivariable Processes. J Process Control, (2005).

[32] Castro, L.; Cunha, L.; Dutra, B.; Silveira, A. Digital LQG Controller Design Applied to an Electronic System. IEEE Lat. Am. Trans., 18, pp. 581–588, (2020).

[33] Hespanha, J.P. Linear Systems Theory; Princeton University Press: Princeton, NJ, USA, (2018).

[34] Pérez, P.A.; Albertos, P.; Sala, D.A.; Antonio, S. Multivariable Control Systems; Springer Science & Business Media: London, UK, (2004).

[35] Skogestad, S.; Postlethwaite, I. Multivariable Feedback Control; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, (2005).

[36] Stevens, B.L.; Lewis, F.L.; Johnson, E.N. Aircraft Control and Simulation; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, (2015).

[37] Aström, K.J.; Hägglund, T. PID Controllers: Theory, Design, and Tuning; Instrument Society of America: Research Triangle Park, NC, USA, (1995).

[38] Roozembergh, C.; Montaña, A., Barra, W., de Medeiros, R.; Estratégias de Controle Aplicadas a um Conversor de Potência do Tipo Buck com Estrutura SIMO. Em: Congresso Brasileiro de Automática, Fortaleza, (2022).