



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DEBORA PEREIRA DAMASCENO

CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE TRÊS PORTAS COM CONTROLE ROBUSTO
LQG/LTR APLICADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM
ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

FORTALEZA

2021

DEBORA PEREIRA DAMASCENO

CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE TRÊS PORTAS COM CONTROLE ROBUSTO
LQG/LTR APLICADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM ARMAZENAMENTO DE
ENERGIA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr.

Coorientador: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia

FORTALEZA

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- D162c Damasceno, Debora Pereira.
Conversor CC-CC Isolado de Três Portas com Controle Robusto LQG/LTR Aplicado em Sistemas Fotovoltaicos com Armazenamento de Energia / Debora Pereira Damasceno. – 2021.
132 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr..
Coorientação: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.
1. Conversor CC-CC. 2. Conversor de Três Portas. 3. Realimentação de Estados. 4. Controle Multivariável Centralizado. 5. Sistema MIMO. I. Título.

CDD 621.3

DEBORA PEREIRA DAMASCENO

CONVERTOR CC-CC ISOLADO DE TRÊS PORTAS COM CONTROLE ROBUSTO
LQG/LTR APLICADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM ARMAZENAMENTO DE
ENERGIA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovada em: 25 de fevereiro de 2021

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira
Jr. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli
Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ)

Aos meus Pais, João Nazareno e Maria Lucenia, por sua capacidade de acreditar em mim e investir em mim. Seus cuidados e dedicação foi o que deram, em alguns momentos, a esperança para seguir.

À Deus, por me dar a certeza de que nunca estarei só.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, por ter me dado a vida e até aqui ter me ajudado.

Aos meus pais, João Nazareno e Maria Lucenizia, que sempre estiveram do meu lado e por sempre terem me demonstrado esse amor incondicional. Sou o que sou graças ao esforço e sacrifício deles.

Ao meu orientador, Demercil de Souza Oliveira Jr, pelo conhecimento transmitido durante a pesquisa passado com paciência e atenção, foi uma honra ter o senhor como orientador. Ao meu coorientador, Wilkley Bezerra Correia, pelo conhecimento transmitido durante as disciplinas e pelos ensinamentos no decorrer da pesquisa, passados de maneira atenciosa e paciente, muito obrigada. Aos participantes da banca examinadora, Paulo Peixoto Praça e Fernando Lessa Tofoli pelo tempo, colaborações e sugestões.

Ao Clauson, meu companheiro de trabalho, que se tornou um grande amigo. Sem você a realização desse trabalho não seria possível. Muito obrigada por todo conhecimento transmitido a mim, por sua paciência e atenção e por toda orientação até aqui me dada. Ao Hayver, que me inspirou e me auxiliou nos momentos que mais precisei, é maravilhoso poder contar com você. Ao Judá, meu companheiro de disciplinas, que nunca exitou em me ajudar e à Rayssa, que sempre esteve presente em tudo que precisei, obrigada pela amizade, companheirismo e cumplicidade de vocês.

Aos meus amigos do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), que me inspiraram, ajudaram e compartilharam seus conhecimentos, alegrias e aflições, Juliano, Samanta, Janaína, Jefferson, Janiere, Marcus Anderson, Welton, Willamy, Pedro Henrique, Cícero Alisson, Kristian, Samuel, Andresa, Felipe e Dário. Agradeço em especial ao técnico do GPEC, Pedro Augusto, por todo auxílio prestado, de maneira paciente e atenciosa, meu muito obrigada.

Aos professores, Paulo Praça, Fernando Antunes, Luiz Henrique e Dalton Honório pelos ensinamentos passados no decorrer do curso.

Aos meus amigos, Graça, Isadora, Jander, Judá, Monilson, Nael, Rayssa, Rodrigo e Thiago, a amizade de vocês foi a melhor válvula de escape nos momentos difíceis. Muito obrigada por celebrarem minhas vitórias e enxugarem minhas lágrimas, amo vocês. Aos meus familiares que sempre se fizeram presente, Douglas, Thaís, Bella, Davi, Gabriel, Lucivaldo, Elizier, Lucenilda, Alzenira, Valderice e Aldézio que sempre depositaram confiança em mim e com quem eu sei que sempre posso contar.

“Quem somos nós? Somos apenas o que os outros querem que nós sejamos? Estamos fadados a um destino além do nosso controle ou podemos evoluir e nos tornar algo a mais?”

(Fênix Negra / X-men)

RESUMO

Este trabalho propõe utilizar uma estratégia de controle multivariável centralizada para um conversor CC-CC isolado de três portas que irá figurar como o elemento integrador entre um sistema fotovoltaico, um banco de baterias e um barramento CC de 96 W. O conversor é representado através de um modelo multivariável de espaço de estados com 3 chaves do tipo MOSFET como entradas de controle; a tensão de saída como saída controlada e as tensões do painel fotovoltaico e da bateria como perturbações externas. A estratégia de controle é formulada usando-se a abordagem LQG (Linear Quadrático Gaussiano) com recuperação do ganho de malha de transferência (LTR) para garantia de estabilidade à um controlador de realimentação de estados com ação integral. As contribuições do trabalho são: (i) a aplicação, em eletrônica de potência, de uma estrutura de controle robusta centralizada de realimentação de estados, (ii) consideração dos distúrbios de entrada no sistema fotovoltaico e no sistema armazenador de energia e (iii) uso do estimador de estados para realimentação do estado referente à corrente de magnetização. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos para validação do desempenho da abordagem proposta.

Palavras-chave: Conversor CC-CC; Conversor de Três Portas; Realimentação de Estados; Controle Multivariável Centralizado; LQG; Sistema MIMO.

ABSTRACT

This work proposes to use a centralized multivariable control strategy for an isolated three-port DC-DC converter that will figure as the integrator element between a photovoltaic system, a battery bank and a 96 W DC bus. The converter is represented by a multivariable state space model with 3 MOSFET switches as the control inputs; the output voltage as the controlled output and the photovoltaic panel and battery voltages as external disturbances. The control strategy is formulated using the LQG (Linear Quadratic Gaussian) approach with the Loop Transfer Recovery (LTR) to guarantee stability to a state feedback controller with integral action. The contributions of the work are: (i) the application, in power electronics, of a robust centralized control structure for state feedback, (ii) consideration of the input disturbances in the photovoltaic system and energy storage system and (iii) use of the state estimator for state feedback regarding the magnetizing current. Finally, simulation and experimental results are presented and discussed to validate the performance of the proposed approach.

Keywords: DC-DC Converter; Three-Port Converter; State Feedback; Centralized Multivariable Control; LQG; MIMO System

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Evolução da potência instalada (MW) operacional de fonte solar fotovoltaica no Brasil.	16
Figura 2 – Conversor CC-CC Três Portas aplicado a um sistema de geração fotovoltaico com armazenamento de energia.	18
Figura 3 – Configuração geral de um sistema de geração com energia renovável utilizando um conversor de três portas.	21
Figura 4 – (a) - Conversor proposto em Wu <i>et al.</i> (2013). (b) - Conversor proposto em Chen <i>et al.</i> (2013).	22
Figura 5 – Conversor proposto por Chien <i>et al.</i> (2014)	22
Figura 6 – Conversor proposto por Alves <i>et al.</i> (2015)	23
Figura 7 – Conversor proposto por Chen (2014)	23
Figura 8 – Conversor proposto por Oliveira <i>et al.</i> (2013)	24
Figura 9 – Conversor proposto por de Oliveira <i>et al.</i> (2019)	24
Figura 10 – Conversor proposto por Qian <i>et al.</i> (2010)	25
Figura 11 – Formas de onda em regime permanente do conversor CC-CC de três portas.	26
Figura 12 – Etapas de operação do conversor de três portas - (a) Etapa de operação 1. (b) Etapa de operação 2. (c) Etapa de operação 3. (d) Etapa de operação 4.	27
Figura 13 – Etapas de operação do conversor de três portas - (a) Etapa de operação 5. (b) Etapa de operação 6. (c) Etapa de operação 7. (d) Etapa de operação 8.	28
Figura 14 – Etapas de operação do conversor de três portas - (a) Etapa de operação 9. (b) Etapa de operação 10.	28
Figura 15 – Conversor CC-CC de Três Portas Isolado.	29
Figura 16 – Formas de onda das etapas de operação básicas do Conversor de Três Portas	30
Figura 17 – Circuito equivalente do conversor na etapa de operação I.	31
Figura 18 – Circuito equivalente do conversor na etapa de operação II.	34
Figura 19 – Circuito equivalente do conversor na etapa de operação III.	36
Figura 20 – Representação de um sistema TITO.	43
Figura 21 – Representação de um sistema TITO com rede de desacoplamento e controle descentralizado.	44
Figura 22 – Representação de um sistema TITO com rede de desacoplamento e controle descentralizado - modo II.	45

Figura 23 – Teorema da Separação.	47
Figura 24 – Controlador LQG discreto com ação integral e referência de entrada.	51
Figura 25 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta com relação a entrada 1.	56
Figura 26 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta com relação a entrada 2.	57
Figura 27 – Valores singulares para potência nominal.	58
Figura 28 – Valores singulares para potência não nominal - situação de falha.	58
Figura 29 – Estratégia de controle LQG integral para o conversor CC-CC de Três Portas.	59
Figura 30 – Ilustração do Circuito do Sensor de Tensão.	66
Figura 31 – Filtro Passa Baixa de Primeira Ordem.	67
Figura 32 – Ilustração do Circuito de Condicionamento de Corrente.	68
Figura 33 – Modulador PWM.	69
Figura 34 – Circuito de potência do conversor CC-CC.	71
Figura 35 – Circuito de controle do conversor CC-CC.	72
Figura 36 – Conversor em Regime Permanente - (a) tensão de saída. (b) corrente no indutor de saída.	72
Figura 37 – Conversor em Regime Permanente em Alta Frequência - (a) tensão de saída. (b) corrente no indutor de saída.	73
Figura 38 – Resposta da Tensão de Saída v_o do Conversor com Perturbações em v_{in} e v_b	74
Figura 39 – Resposta da Tensão de Saída v_o do Conversor com Degrado de Carga - (a) tensão de saída. (b) corrente no indutor de saída.	74
Figura 40 – Resposta do Conversor sem a ação do LTR	75
Figura 41 – Resposta do Conversor inteiramente realimentado por filtro de Kalman	76
Figura 42 – Resposta do Conversor com controle centralizado LQG/LTR.	78
Figura 43 – Resposta do Conversor com controle descentralizado com rede de desacoplamento e fator k	78
Figura 44 – Fotografia do conversor CC-CC de três portas montado em bancada.	79
Figura 45 – Resultado experimental do conversor CC-CC de três portas em malha aberta. Corrente sobre o indutor de saída (i_{Lo}) e tensão de saída (v_o).	80
Figura 46 – Correntes sobre os enrolamentos do transformador do conversor CC-CC de três portas em malha aberta.	80
Figura 47 – Corrente de magnetização (i_{Lm}) calculada do conversor CC-CC de três portas em malha aberta.	81

Figura 48 – Resultado experimental do conversor CC-CC de três portas em malha fechada em regime permanente. Corrente sobre o indutor de saída (i_{Lo}) e tensão de saída (v_o).	81
Figura 49 – Corrente sobre o indutor de saída i_{Lo} experimental do conversor CC-CC de três portas.	82
Figura 50 – Correntes sobre os enrolamentos do transformador do conversor CC-CC de três portas em malha fechada.	83
Figura 51 – Corrente de magnetização (i_{Lm}) calculada do conversor CC-CC de três portas em malha fechada.	83

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações e Considerações de Projeto do Conversor	52
Tabela 2 – Parâmetros do Conversor	55
Tabela 3 – Valores de RGA e <i>SVD</i> para sistema com valor nominal	56
Tabela 4 – Valores de RGA e <i>SVD</i> para sistema com valor não nominal	57
Tabela 5 – Resumo do Projeto Físico do Indutor	65
Tabela 6 – Resumo do Projeto Físico do Transformador de 3 Enrolamentos	65
Tabela 7 – Resumo do Projeto dos Sensores de Tensão	67
Tabela 8 – Resumo do Projeto dos Filtros de Tensão	67
Tabela 9 – Resumo do Projeto do Filtro de Corrente	68

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
2	CONVERSORES MULTIPORTAS	20
2.1	Revisão Bibliográfica	20
2.2	Análise do Conversor CC-CC de Três Portas Proposto por QIAN, 2010.	25
2.3	Modelagem Unificada do Conversor CC-CC de Três.	29
3	CONTROLE MULTIVARIÁVEL	41
3.1	Representação de Sistemas	41
3.1.1	<i>Sistemas Monovariáveis</i>	41
3.1.2	<i>Sistemas Multivariáveis</i>	42
3.2	Controle Descentralizado	43
3.3	Controle Centralizado	46
3.3.1	<i>O Compensador Linear Quadrático Gaussiano - LQG</i>	46
3.3.1.1	<i>Regulador Linear Quadrático - LQR</i>	47
3.3.1.2	<i>Filtro de Kalman</i>	48
3.3.2	<i>Recuperação do Ganho de Malha de Transferência - LTR</i>	48
3.3.3	<i>Estado Aumentado</i>	49
3.4	<i>LQG/LTR em tempo discreto</i>	49
4	METODOLOGIA DE PROJETO	52
4.0.1	<i>Dimensionamento do Conversor CC-CC de Três Portas</i>	52
4.0.1.1	<i>Análise CC</i>	53
4.0.1.2	<i>Indutor filtro de saída</i>	54
4.0.1.3	<i>Transformador</i>	55
4.0.1.4	<i>Capacitores de filtro</i>	55
4.1	Análise do sistema modelado	56
4.2	Projeto de Controle	57
4.2.0.1	<i>Regulador Linear Quadrático - LQR</i>	61
4.2.0.2	<i>Filtro de Kalman</i>	63
4.3	Construção do Protótipo	64
4.3.1	<i>Projeto físico dos magnéticos</i>	64
4.3.1.1	<i>Indutor de saída</i>	64

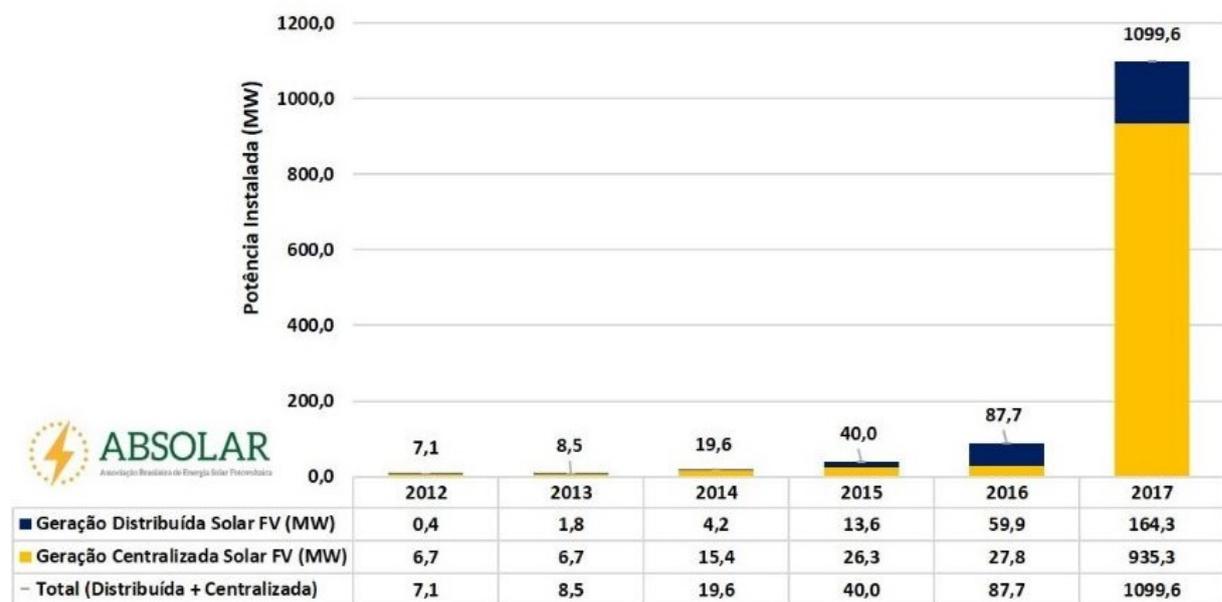
4.3.1.2	<i>Transformador de 3 enrolamentos</i>	65
4.3.2	<i>Circuitos de comando dos interruptores</i>	65
4.3.3	<i>Sensoriamento</i>	66
4.3.3.1	<i>Sensoriamento de Tensão</i>	66
4.3.3.2	<i>Sensoriamento de Corrente</i>	67
4.3.4	<i>Controle - software</i>	69
4.3.4.1	<i>Modulador PWM</i>	69
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	71
5.1	Resultados de Simulação - PSIM	71
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES	79
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	84
7.1	Trabalhos futuros	85
	REFERÊNCIAS	86
	APÊNDICES	90
	APÊNDICE A – Apêndice A - Esquemático da placa de Potência	90
	APÊNDICE B – Apêndice B - Esquemático da placa do Condicionamento	92
	APÊNDICE C – Apêndice C - Esquemático da placa de Drivers	95
	APÊNDICE D – Apêndice D - Projeto do Indutor	97
	APÊNDICE E – Apêndice E - Projeto do Transformador	103
	APÊNDICE F – Códigos-fontes utilizados	108

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento sustentável é um tema de extrema importância em todo o mundo e deve conduzir a humanidade a novos hábitos. A necessidade de transição dos combustíveis fósseis (carvão, petróleo e gás natural) para um sistema energético limpo ou com baixa emissão de carbono, já é amplamente reconhecida pelos governos, empresas e sociedade civil de todo o mundo.

Segundo a Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR), no ano de 2019 o Brasil ultrapassou a marca de 1 GW em projetos operacionais da fonte solar fotovoltaica conectados na matriz elétrica nacional. O primeiro gigawatt solar fotovoltaico do país é resultado do forte crescimento dos mercados de geração centralizada e geração distribuída solar fotovoltaica, conforme mostra a Figura 1.

Figura 1 – Evolução da potência instalada (MW) operacional de fonte solar fotovoltaica no Brasil.



Fonte: ABSOLAR, 2018.

Já, segundo a ABEEólica, em 2020 o nordeste brasileiro registrou um recorde de geração de energia eólica no fim do mês de setembro, no qual os ventos na região são mais fortes. A energia eólica já é a segunda fonte de energia do Brasil, ficando atrás somente das hidrelétricas. O estado do Ceará é o terceiro estado com maior capacidade para a produção eólica, com 2,179 MW. Em primeiro lugar vem o Rio Grande do Norte (4,672 MW), seguido da Bahia (4,372 MW) (GLOBO, 2020).

O estado do Ceará também se consolidou, no ano de 2020, como o maior produtor

de energia fotovoltaica da Região nordeste, atingindo a marca de 100 MW na geração de energia solar fotovoltaica. Segundo a ABSOLAR, apenas a capital do estado, Fortaleza, possui 29,8 MW operacionais e ocupa a terceira posição no ranking de geração distribuída solar fotovoltaica dentre todos os municípios brasileiros.

Mas a característica intermitente desses tipos de fontes, como a solar fotovoltaica por exemplo, que depende da radiação que pode ser interrompida por sombreamentos, faz com que o sistema de geração necessite do uso de armazenadores de energia a baterias (Biswas *et al.*, 2017), para que haja certa continuidade à carga. Portanto há a necessidade de se integrar, no mínimo, três elementos em um único sistema. Sendo esses três elementos uma fonte renovável de geração de energia, um sistema armazenador de energia e uma carga a ser alimentada por tais fontes. Para uma adequada integração entre uma carga, uma fonte alternativa e um sistema de armazenamento de energia, os conversores de potência multiportas podem muito bem figurar como esse elemento integrador (Barbosa *et al.*, 2018), (Saeed *et al.*, 2019) e (Jiang; Fahimi, 2009).

Conversores multiportas apresentam vários desafios em relação ao seu controle (Barbosa *et al.*, 2018), (Barbosa *et al.*, 2018) e (Behjati; Davoudi, 2011), pois, segundo os autores supracitados, há a necessidade de manter uma regulação estreita e um rejeite à perturbações consideravelmente grande. Os conversores podem ter seu desempenho afetado pelas incertezas de seus próprios componentes, além de perturbações na saída (carga) e nas entradas. As abordagens de modelagem tradicionais encontradas na literatura e ainda atuais como vistas em (SOUZA, 2020) (BARBOSA, 2020) e (ALMEIDA, 2016) não levam em consideração essas incertezas e outras não linearidades. Como visto, conversores multiportas podem possuir elementos de característica intermitente, aumentando ainda mais a necessidade do tratamento correto dessas incertezas.

Uma modelagem confiável de um conversor multiportas possuirá vários elementos a serem tratados, podendo haver vários interruptores (comando de controle) e variáveis a serem controladas, caracterizando o sistema como um MIMO (*Multi-Input Multi-Output*) de múltiplas entradas e múltiplas saídas. Para controlar um sistema MIMO, segundo (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), só há duas maneiras:

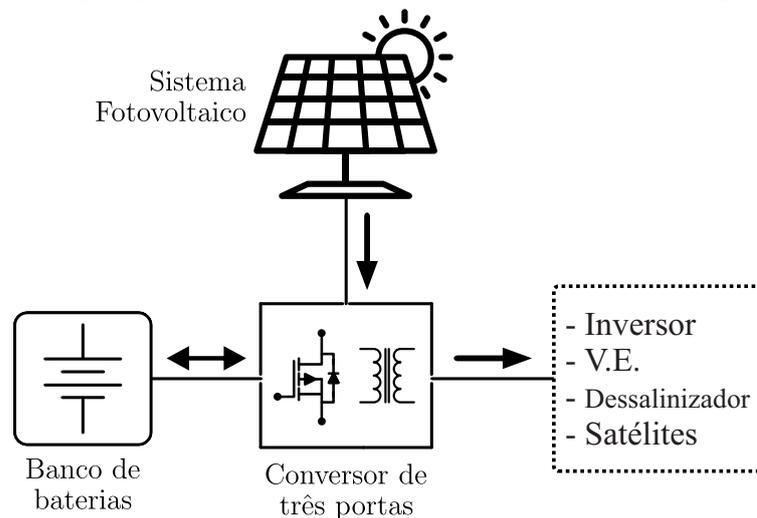
- utilizar uma abordagem descentralizada com uma rede de desacoplamento;
- utilizar uma estratégia de controle centralizada via realimentação de estados.

Nesse contexto, o presente trabalho propõe uma modelagem e uma estratégia de

controle para o conversor CC-CC de três portas com isolamento em alta frequência proposto por (QIAN, 2010), a ser aplicado em sistemas de geração fotovoltaica com armazenadores de energia. A estrutura de controle proposta diferencia-se das estratégias descentralizadas propostas na literatura, como em (LI *et al.*, 2012), (WU *et al.*, 2011) e (QIAN, 2010), em que foram utilizados redes de desacoplamento.

Conforme ilustra a Figura 2, o conversor apresenta uma porta bidirecional, para conexão de um sistema armazenador de energia, e duas portas unidirecionais, uma de entrada para alimentação através de painéis solares de 28 V e 3,5 A e outra de saída para alimentação de uma carga CC de até 96 W de potência, controlada com tensão de 12 V e corrente de até 8 A.

Figura 2 – Conversor CC-CC Três Portas aplicado a um sistema de geração fotovoltaico com armazenamento de energia.



Fonte: a autora.

Mais precisamente, o objetivo deste trabalho é projetar um controlador centralizado de realimentação de estados para controlar a tensão de saída do conversor CC-CC de três portas. Será utilizada uma estratégia baseada no Regulador Linear Quadrático (*LQR*) com ação integral. A corrente de magnetização será estimada por otimização, através do filtro de Kalman, formulando assim o Compensador Linear Quadrático Gaussiano (*LQG*). Também haverá a adição da recuperação do ganho da malha de transferência (*LTR*) para garantia de robustez ao controlador de realimentação de estados com ação integral.

Assim, com base no que foi discutido, o trabalho está organizado da seguinte forma. No capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica das topologias de conversores CC-CC de três portas, com o intuito de embasar o trabalho a ser realizado, o capítulo 3 traz um embasamento teórico das estratégias de controle abordadas pela literatura. O capítulo 4 mostra a metodologia,

com o projeto de potência e a modelagem do conversor e também com o projeto de controle. Os resultados de simulação são apresentados no capítulo 5, de forma a validar o procedimento de projeto do controlador e ilustrar as vantagens da abordagem. Já o capítulo 6 traz os resultados experimentais preliminares, por fim o capítulo 7 resume os principais aspectos deste trabalho e expõe algumas conclusões e perspectivas.

2 CONVERSORES MULTIPORTAS

Nesta seção é apresentada uma revisão da literatura referente a conversores multiportas, retratando estruturas relevantes propostas para aplicações em energias renováveis com o intuito de embasar o trabalho a ser realizado. Na sequência do capítulo é apresentada a topologia proposta por Qian (2010) que será explorada no presente trabalho.

2.1 Revisão Bibliográfica

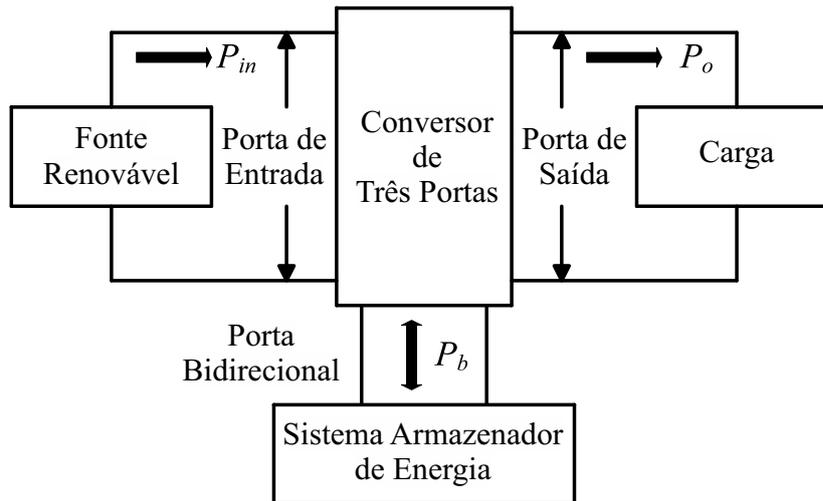
A demanda por fontes de energia renováveis como solar, eólica e célula a combustível em sistemas tais como redes inteligentes, veículos híbridos e aeroespaciais está cada vez maior. Tais fontes estão, conforme os avanços tecnológicos, rapidamente se tornando financeiramente atrativas, além de possuírem um grande apelo à conscientização ambiental (REHMAN *et al.*, 2015). No entanto é de sua natureza possuir característica intermitente, o que traz um desafio ao utilizá-las. Conversores eletrônicos de potência podem integrar um sistema de geração fotovoltaica, um sistema armazenador de energia a baterias e uma carga e assim contornar o desafio da natureza intermitente das fontes renováveis (ZHANG *et al.*, 2016).

Os primeiros arranjos dos conversores como agentes integradores entre carga, fonte renovável e bateria, como apontado em Locment *et al.* (2012) e Sun *et al.* (2011), utilizavam a fonte de energia renovável conectada a uma carga através de um conversor CC-CC tradicional e então conectava o sistema armazenador de energia tanto à porta de entrada como à de saída através de um conversor CC-CC bidirecional. Zhang *et al.* (2016) aponta que a maior desvantagem dessa solução, chamada de tradicional, é a baixa eficiência devido a utilização do conversor adicional para o sistema armazenador de energia, o que também traz consigo um elevado custo, baixa densidade de potência e um maior tamanho e peso do arranjo em si.

Em Rehman *et al.* (2015) é mostrado que um conversor de múltiplas entradas é uma solução atrativa para aplicações que requerem uma integração entre várias fontes de energia renováveis. No entanto, nenhum sistema de armazenamento de energia pode ser incluído nesses conversores de múltiplas entradas, e isso pode acarretar no não suprimento da potência demandada pela carga quando as fontes sofrerem por intermitências. Pensando especificamente em aplicações com sistema de geração fotovoltaico (PV), por exemplo, passagens de nuvem ou momentos de sombreamento interferirão diretamente na potência de saída do sistema PV podendo não suprir a demanda da carga.

A Figura 3 mostra a configuração geral de um sistema de geração com energia renovável utilizando um conversor CC-CC de três portas. Sabendo que a potência de entrada P_{in} pode chegar a ser maior ou menor que a potência de saída P_o , o conversor CC-CC de três portas poderá ter até três modos de operação.

Figura 3 – Configuração geral de um sistema de geração com energia renovável utilizando um conversor de três portas.



Fonte: adaptado de Zhang *et al.* (2016).

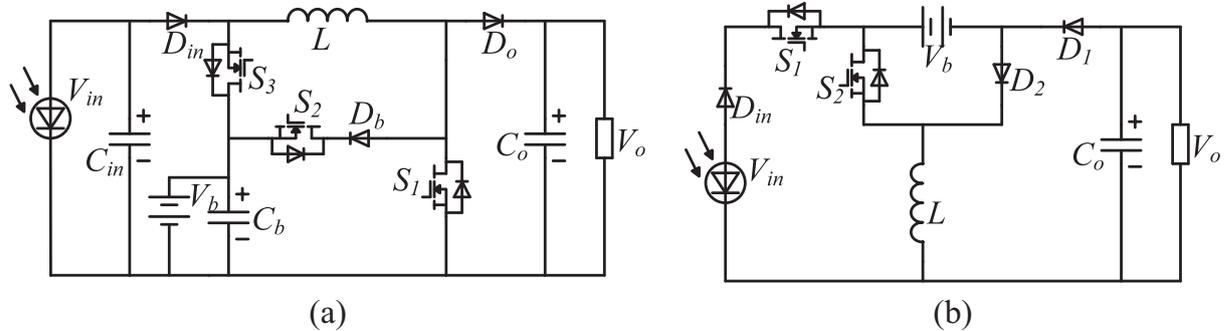
Esses três modos de operação são descritos a seguir:

1. Quando P_{in} é maior que P_o : o conversor irá operar sob o modo de uma entrada e duas saídas, significando que a fonte de energia renovável é a entrada e o sistema de armazenamento de energia será visto como uma carga adicional, uma segunda saída.
2. Quando P_{in} é menor que P_o : o conversor irá operar sob o modo de duas entradas e uma saída, significando que a fonte de energia renovável é a entrada e o sistema de armazenamento de energia outra adicional.
3. Quando P_{in} é igual a zero: o conversor irá operar sob o modo de uma entrada e uma saída, significando que o sistema de armazenamento de energia será a entrada principal.

Focando nessas características de modos de operação, vários conversores CC-CC de três portas são apresentados na literatura, o não isolado proposto por Wu *et al.* (2013) (ver Figura 4a) é derivado de um conversor de duas entradas através da adição de um novo caminho para o fluxo de potência. Já em Chen *et al.* (2013) um tradicional conversor *buck-boost* é transformado em um conversor três portas de duas chaves e único indutor através da adição de uma célula composta por uma chave (S_2), um diodo (D_2) e um sistema armazenador de energia (V_b). A Figura 4b mostra o conversor proposto em Chen *et al.* (2013). Em Chen *et al.* (2013) é visto que

a mesma célula pode ser inserida em outros conversores para obtenção de novos conversores três portas.

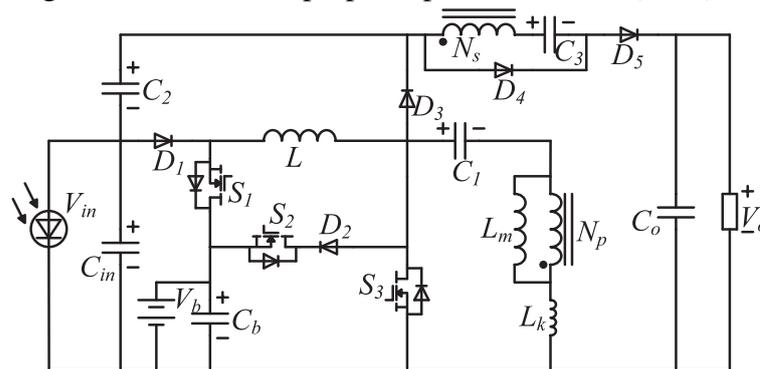
Figura 4 – (a) - Conversor proposto em Wu *et al.* (2013). (b) - Conversor proposto em Chen *et al.* (2013).



Fonte: adaptado de Zhang *et al.* (2016)

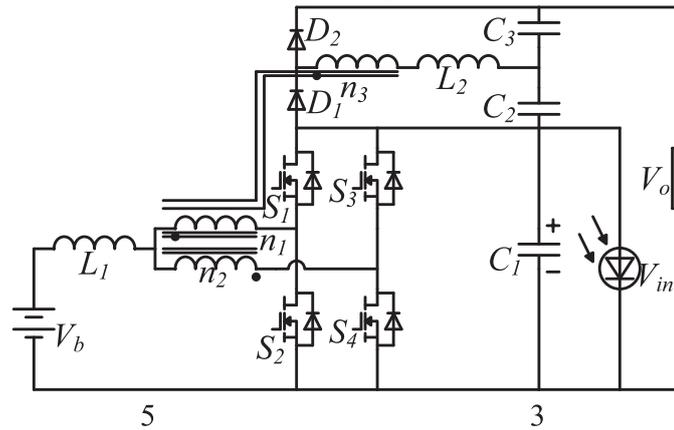
Uma família de novos conversores de três portas e dois indutores foram propostos em Wen *et al.* (2013), através da combinação de dois dos três conversores básicos (*buck*, *boost* e *buck-boost*). Baseado no conversor proposto em Wu *et al.* (2013), um novo conversor é proposto em Chien *et al.* (2014), como mostra a Figura 5. Se trata de um conversor CC-CC de três portas de alto-ganho, conseguido através da adição de um circuito com indutor acoplado e capacitor chaveado na porta da saída do conversor mostrado na Figura 4a. O novo conversor consegue obter um ganho de conversão de tensão muito maior quando comparado com seu antecessor.

Figura 5 – Conversor proposto por Chien *et al.* (2014)



Fonte: adaptado de Chien *et al.* (2014)

Outro conversor CC-CC de três portas e de alto ganho é proposto por Alves *et al.* (2015) e apresentado na Figura 6. O mesmo se utiliza do recurso da célula de comutação de três estados (*three-state switching cell* - 3SSC). Todas as chaves desse conversor podem operar sob comutação suave em uma grande faixa de operação, devido às características naturais da estrutura do mesmo.

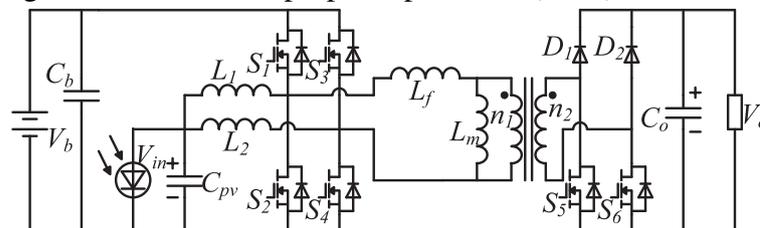
Figura 6 – Conversor proposto por Alves *et al.* (2015)

Fonte: adaptado de Alves *et al.* (2015)

Os conversores citados até este momento não possuíam isolação galvânica, o que pode ser uma característica interessante de se ter quando se pensa em proteção. Conversores CC-CC de três portas e parcialmente isolados normalmente possuem duas das três portas conectadas diretamente e a terceira porta é conectada às outras com isolação galvânica.

Um conversor CC-CC com ZVS isolado e com *Dual Active Bridge - DAB* monofásico é proposto por Mazza (2014), o mesmo possui isolação na porta de saída, ou porta 3, como definido no trabalho do mesmo. Apesar de possuir esforços de corrente reduzidos no primário, o conversor possui muitos elementos semicondutores, assim como os apresentados em Xiaofeng Sun *et al.* (2014), Chen (2014) e Xiaoqing Qin *et al.* (2014), que também podem trabalhar com comutação suave em todas as chaves, o conversor proposto por Chen (2014) e Xiaoqing Qin *et al.* (2014) é apresentado na Figura 7. Seguindo o mesmo conceito, um conversor CC-CC de três portas trifásico é proposto em Wang e Li (2013) e Wang e Li (2011), para aplicações com sistemas de geração fotovoltaica em sistemas de distribuição CC.

Figura 7 – Conversor proposto por Chen (2014)

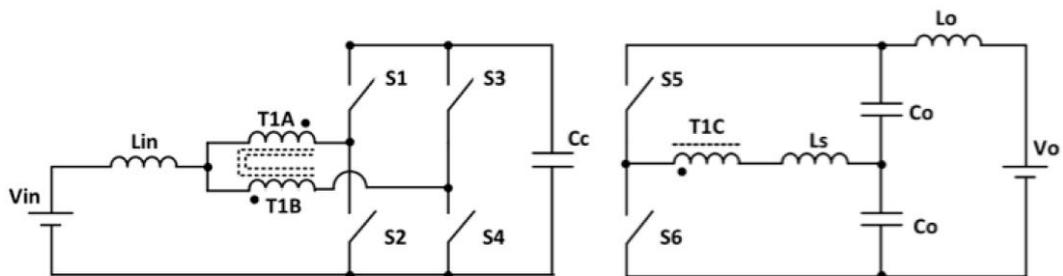


Fonte: adaptado de Chen (2014)

A Figura 8 mostra a topologia proposta em Oliveira *et al.* (2013), que é obtida a partir da combinação do conversor *dual-active-bridge* (DAB) com a célula de comutação de três estados bidirecional, utilizando a configuração de meia ponte no lado secundário. A topologia

fornece isolamento galvânico de alta frequência e é capaz de proteger o sistema durante eventual curto-circuito no lado da saída. O controle de corrente no lado primário é realizado pela variação do ciclo de trabalho da ponte primária. É possível regular a tensão do barramento CC mesmo durante quedas de tensão e curtos-circuitos. A ponte lateral secundária é acionada com ciclo de trabalho constante e o fluxo de potência é controlado pela variação do ângulo de deslocamento de fase (*phase shift*) entre as duas pontes.

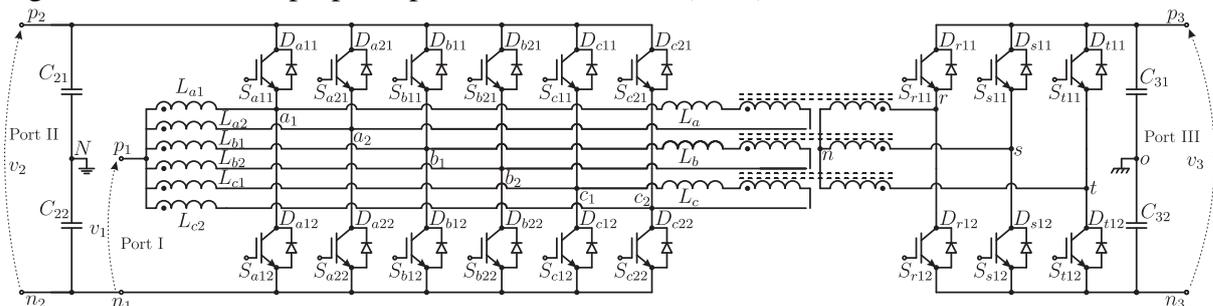
Figura 8 – Conversor proposto por Oliveira *et al.* (2013)



Fonte: (Oliveira *et al.*, 2013)

Já a Figura 9 traz o conversor proposto em de Oliveira *et al.* (2019) que é um CC-CC de três portas isolado e com alimentação em corrente, aplicável a sistemas de geração fotovoltaica com armazenamento de energia e conexão à rede CC de distribuição. A topologia usa três células de ponte H monofásicas no lado primário e um conversor de ponte H trifásico no secundário. A estratégia de controle utilizada é por Fator k (VENABLE, 1983) e aplicando o ganho de malha aberta não compensado genérico. O modelo simplificado de pequenos sinais para uma variação CA na corrente média do conversor boost fornecido por uma excitação no ciclo de trabalho foi usado para representar o comportamento dinâmico das correntes nos indutores. Já o modelo da tensão foi obtido usando o modelo de pequenos sinais no filtro passivo de primeira ordem que estabeleceu uma relação entre tensão e corrente.

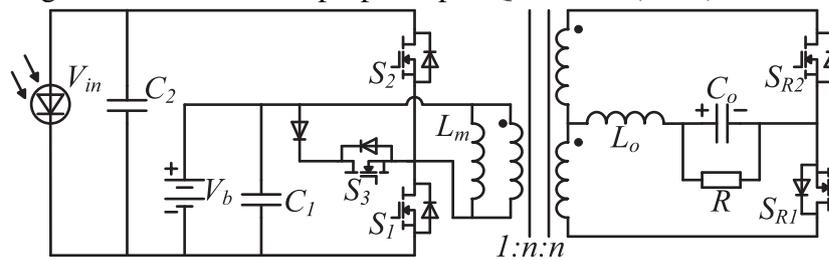
Figura 9 – Conversor proposto por de Oliveira *et al.* (2019)



Fonte: (de Oliveira *et al.*, 2019)

Já em Qian *et al.* (2010) um conversor CC-CC de três portas é proposto, o mesmo é baseado no conversor meia-ponte e apresentado na Figura 10. O conversor proposto é derivado do tradicional meia-ponte através da inserção de uma chave e um diodo adicionais no lado primário do transformador, e utiliza duas chaves no lado secundário para substituir o diodo na porta de saída. Todas as chaves do primário podem operar sob ZVS em uma grande faixa de operação.

Figura 10 – Conversor proposto por Qian *et al.* (2010)



Fonte: adaptado de Zhang *et al.* (2016)

O conversor proposto por Qian *et al.* (2010) e analisado também em Qian (2010) e Qian *et al.* (2011) será o conversor analisado e estudado no presente trabalho, com uma simples alteração que se dá na reversão das chaves do secundário para diodos. A escolha do mesmo se deu ao seu número reduzido de componentes semicondutores, sua isolamento galvânica e sua capacidade de adesão a demais portas.

2.2 Análise do Conversor CC-CC de Três Portas Proposto por QIAN, 2010.

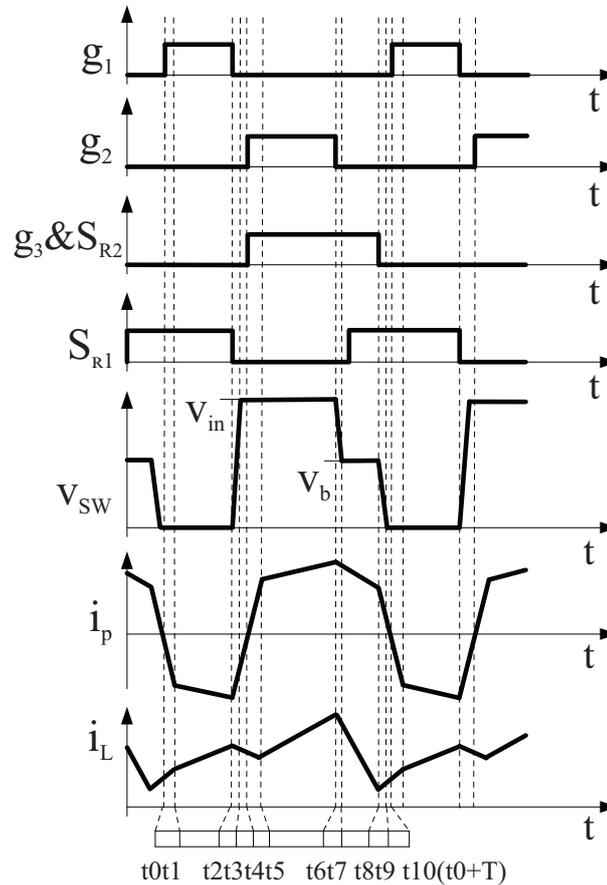
O fluxo de potência entre as três portas do conversor apresentado na Figura 10 pode ser controlado através do controle das razões cíclicas das duas chaves do primário. O conversor inclui três estágios básicos de circuito dentro de um ciclo de comutação de frequência constante para fornecer duas variáveis de controle independentes, a saber, os ciclos de trabalho d_1 e d_2 que devem controlar S_1 e S_2 , respectivamente. Isso permite um controle rígido sobre duas das portas do conversor, enquanto a terceira porta fornece o equilíbrio de energia no sistema (QIAN, 2010).

A sequência de chaveamento garante um caminho de fixação para a energia da indutância de fuga do transformador em todos os momentos. Esta energia é posteriormente utilizada para alcançar a comutação de tensão zero (ZVS) para todas as chaves primárias para uma ampla gama de condições de fonte e carga. A operação do circuito, a análise ZVS e a análise DC serão discutidas a seguir (QIAN, 2010).

As formas de onda em regime permanente do conversor de três portas são mostradas

na Figura 11, e as etapas de operação em um período de chaveamento são mostrados e detalhados a seguir.

Figura 11 – Formas de onda em regime permanente do conversor CC-CC de três portas.



Fonte: adaptado de Qian (2010)

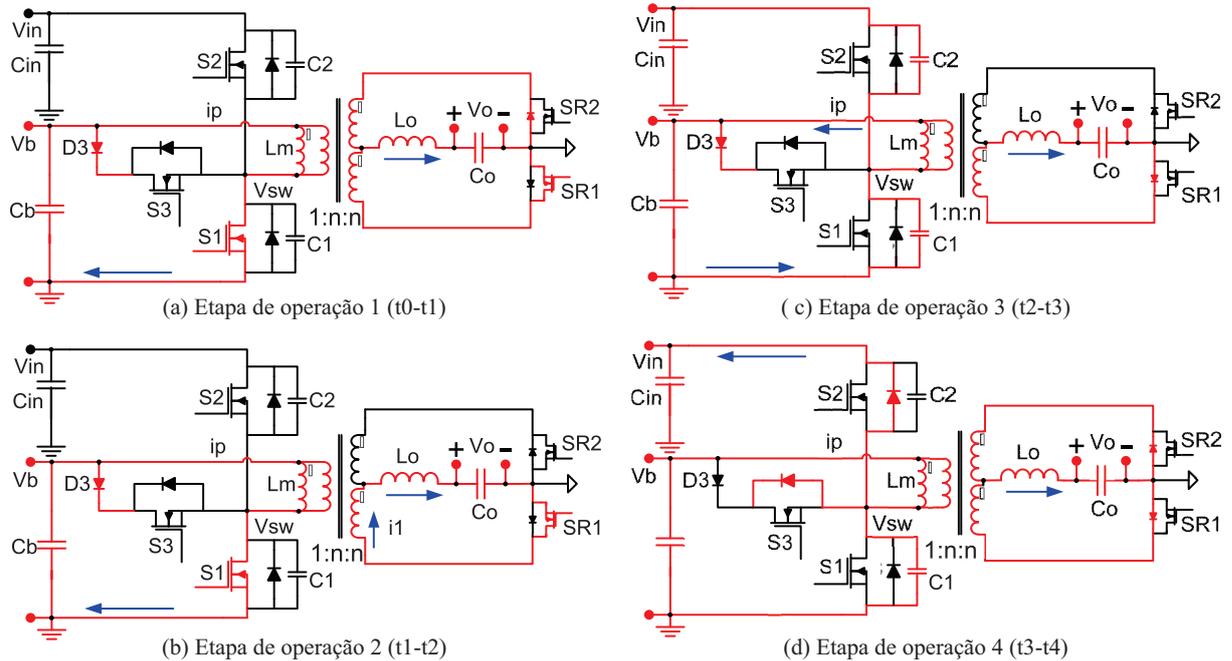
A etapa de operação 1 acontece no instante de tempo t_0-t_1 e antes desta etapa de operação começar, o diodo anti-paralelo da chave S_1 é forçado a reciclar a energia no indutor de dispersão do transformador, e a saída fica em roda livre. No tempo t_0 , a chave S_1 é fechada com ZVS, e então o indutor de dispersão é zerado e carregado reversamente. A Figura 12a detalha essa etapa de operação.

Já a Figura 12b traz a etapa de operação 2 que ocorre no instante de tempo t_1-t_2 . No tempo t_1 , a corrente primária do transformador aumenta para a corrente refletida de i_o , o diodo anti-paralelo de S_{R2} é bloqueado e o conversor começa a fornecer energia para a saída.

A etapa de operação 3 acontece no instante de tempo t_2-t_3 e é detalhada no circuito da Figura 12c. No tempo t_2 , S_1 é bloqueada, fazendo com que a corrente do primário i_p carregue o capacitor C_1 e descarregue o capacitor C_2 .

Já a etapa de operação 4 acontece no instante de tempo t_3-t_4 e é detalhada no circuito

Figura 12 – Etapas de operação do conversor de três portas - (a) Etapa de operação 1. (b) Etapa de operação 2. (c) Etapa de operação 3. (d) Etapa de operação 4.



Fonte: adaptado de Qian (2010)

da Figura 12d. No tempo t_3 , a tensão sobre o capacitor C_2 é levada a zero e o diodo D_2 conduz para transportar a corrente, o que fornece a condição ZVS para S_2 . Durante este intervalo, a saída está em roda livre.

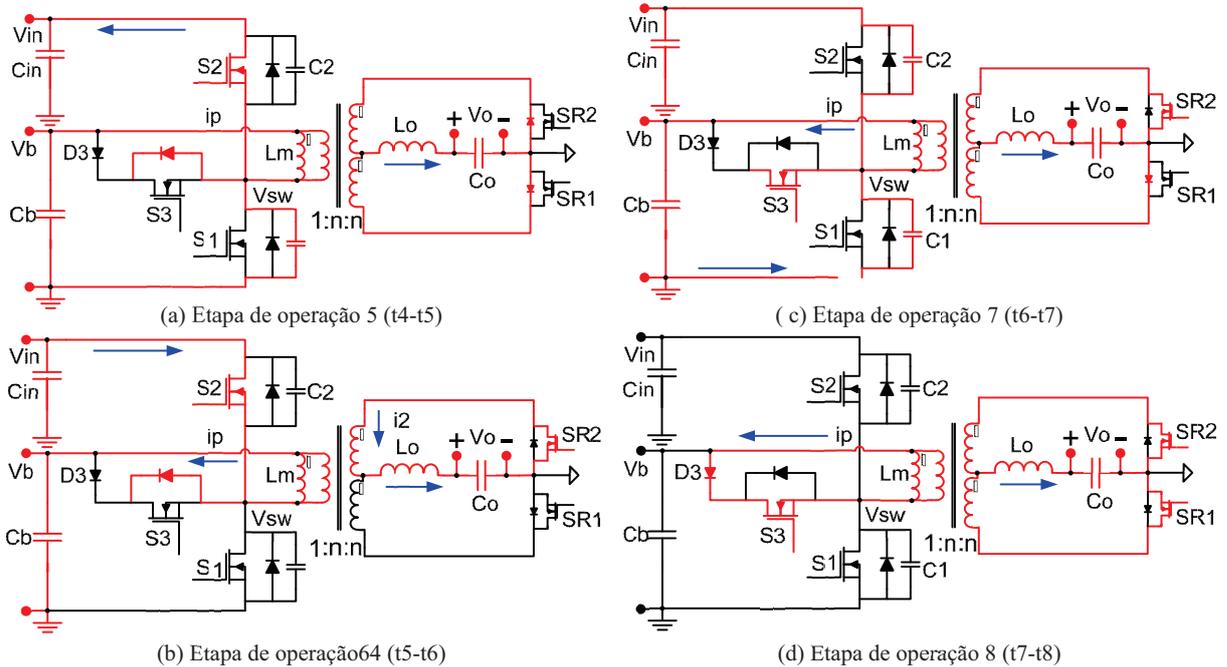
A etapa de operação 5 ocorre entre os tempos t_4 e t_5 , como apresenta a Figura 13a. No tempo t_4 , S_2 é ativada com ZVS e, em seguida, o indutor de dispersão é zerado e carregado reversamente. A queda de corrente no indutor de saída entre t_2 e t_5 é devido à descarga / carga da indutância de dispersão.

A etapa de operação 6 acontece no instante de tempo t_5-t_6 e é detalhada no circuito da Figura 13b. No tempo t_5 , a corrente do primário do transformador aumenta para a corrente refletida do secundário, o diodo anti-paralelo de S_{R1} é bloqueado e o conversor começa a fornecer energia para a saída.

A etapa de operação 7 acontece no instante de tempo t_6-t_7 e é detalhada no circuito da Figura 13c. No tempo t_6 , S_2 é bloqueado, fazendo com que a corrente i_p carregue o capacitor C_2 e descarregue C_1 .

A etapa de operação 8 acontece no instante de tempo t_7-t_8 e é detalhada no circuito da Figura 13d. No tempo t_7 , a tensão sobre o diodo D_3 é descarregada para zero e D_3 conduz. Como a chave S_3 é ativada antes desse tempo, a corrente de dispersão circula livremente através de D_3 e S_3 , de modo que a energia de dispersão fica presa. No lado secundário, a corrente no

Figura 13 – Etapas de operação do conversor de três portas - (a) Etapa de operação 5. (b) Etapa de operação 6. (c) Etapa de operação 7. (d) Etapa de operação 8.

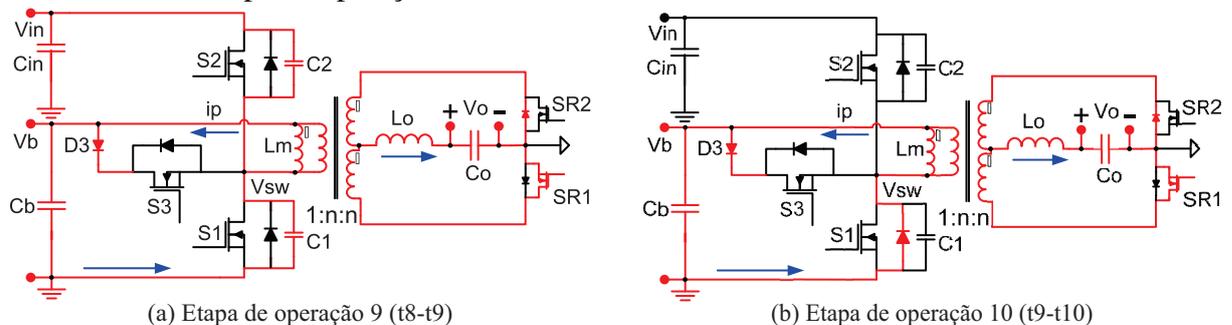


Fonte: adaptado de Qian (2010)

indutor de saída circula livremente através de S_{R1} e S_{R2} .

A etapa de operação 9 acontece no instante de tempo t_8-t_9 e é detalhada no circuito da Figura 14a. No tempo t_8 , a chave S_3 é bloqueada, fazendo com que a energia de dispersão presa descarregue o capacitor C_1 e carregue C_2 . A etapa de operação 10 acontece no instante de tempo t_9-t_{10} e é detalhada no circuito da Figura 14b. No tempo t_9 , a tensão sobre a chave S_1 é descarregada e chega a zero e seu diodo anti-paralelo D_1 conduz para levar a corrente, o que fornece a condição ZVS para S_1 . Durante este intervalo, a saída está em roda livre. Este é o fim do período de comutação.

Figura 14 – Etapas de operação do conversor de três portas - (a) Etapa de operação 9. (b) Etapa de operação 10.



Fonte: adaptado de Qian (2010)

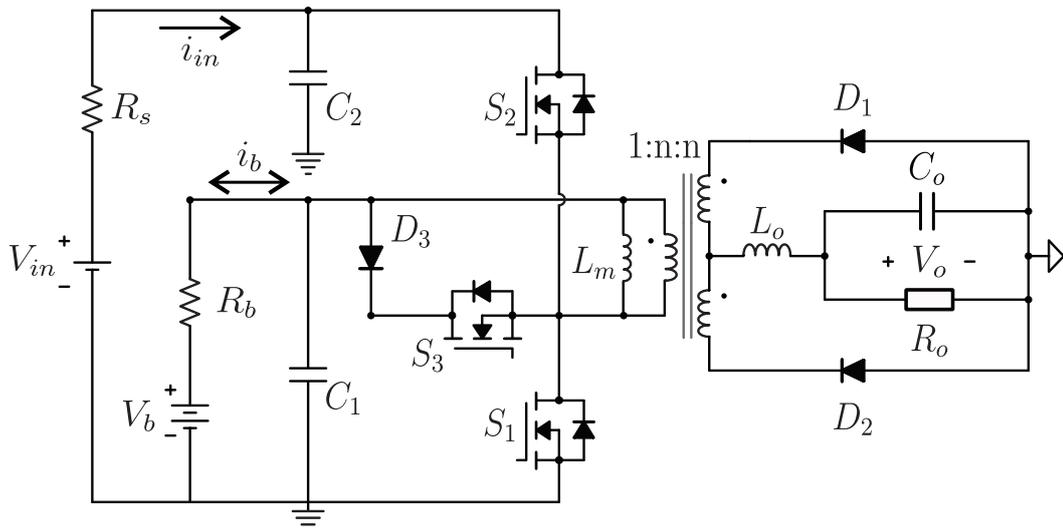
Em Qian (2010) o conversor até aqui analisado é modelado para os diferentes modos

de operação, o que resulta em um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*MIMO*) e a estratégia de controle utilizada foi descentralizada com rede de desacoplamento o que permitiu projetos de controladores separados para cada malha.

2.3 Modelagem Unificada do Conversor CC-CC de Três.

O conversor CC-CC de três-portas isolado e proposto por Qian (2010), mostrado na Figura 15, é aplicado em sistemas fotovoltaicos, conectando a fonte fotovoltaica (V_{in}) e a unidade de armazenamento (V_b) à uma carga (V_o) com isolamento galvânica (AL-ATRASH *et al.*, 2007) e (REESE, 2007). Como dito há uma simples alteração do circuito proposto por Qian (2010) que se dá na reversão do retificador controlado no secundário para um retificador a diodos.

Figura 15 – Conversor CC-CC de Três Portas Isolado.



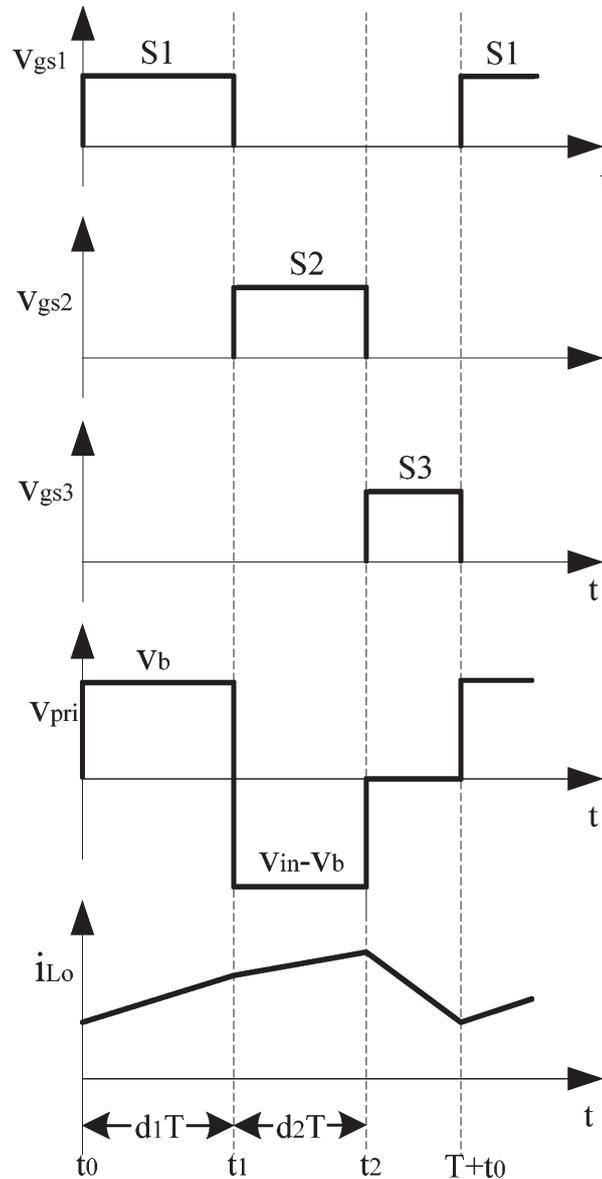
Fonte: Adaptado de Qian (2010).

Existem três etapas básicas e principais de operação do circuito do conversor, que irão auxiliar na modelagem do mesmo. Na etapa de operação I ($t: t_0$ a t_1) apenas o interruptor S_1 é fechada, aplicando a tensão da bateria (V_b) ao lado primário do transformador. Nessa etapa, a energia é fornecida para a carga através da bateria. Na etapa de operação II ($t: t_1$ a t_2), o interruptor S_2 é fechada e os interruptores S_1 e S_3 encontram-se abertas. Nesse momento uma tensão negativa é aplicada ao lado primário do transformador ($V_{in} - V_b$) e a bateria é carregada pela fonte. Já na etapa de operação III ($t: t_2$ a t_3) o interruptor S_3 é fechada (S_1 e S_2 encontram-se abertas), permitindo que a energia de dispersão do transformador circule através de um circuito de roda livre.

A Figura 16 apresenta as formas de onda das três etapas de operação básicas do

conversor CC-CC de três portas apresentado.

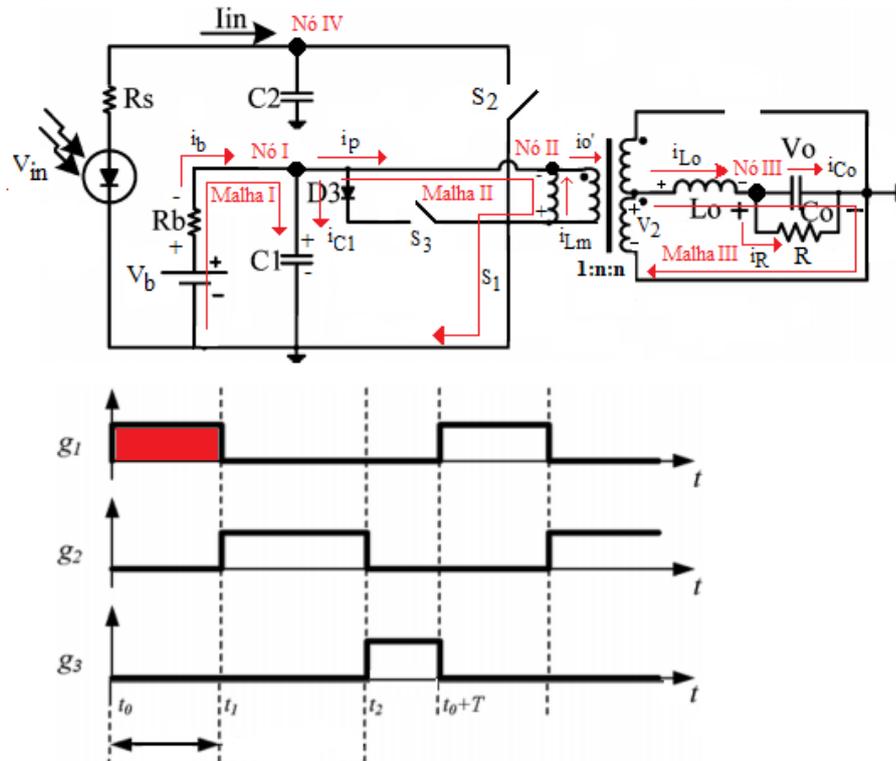
Figura 16 – Formas de onda das etapas de operação básicas do Conversor de Três Portas



Fonte: (Qian *et al.*, 2010)

Inicialmente verifica-se o funcionamento do circuito do conversor para a primeira etapa básica de operação, que representa o período de tempo $[t_0 \leq t \leq t_1]$. A Figura 17 exibe o circuito equivalente do conversor para a etapa de operação I, apresentando as tensões e correntes necessárias para determinar as equações diferenciais que governam o funcionamento do circuito em análise.

Figura 17 – Circuito equivalente do conversor na etapa de operação I.



Fonte: adaptado de Qian (2010)

Aplicando lei de Kirchhoff das tensões na malha I, tem-se o resultado da equação

2.1:

$$-V_b + R_b \cdot i_b + V_{C1} = 0. \quad (2.1)$$

Para o nó I, tem-se:

$$i_b = i_{C1} + i_p,$$

$$i_{C1} = i_b - i_p. \quad (2.2)$$

Em função da corrente i_{C1} , tem-se:

$$C_1 \frac{d}{dt} [V_{C1}] = -\frac{V_{C1}}{R_b} - i_p + \frac{V_b}{R_b}. \quad (2.3)$$

Analisando o nó II e usando a corrente refletida do secundário do transformador (i'_{Lo}) no lado primário, tem-se:

$$\frac{i_p}{1} i_{sec} = \frac{n}{1} = \frac{1}{a}$$

$$i'_o = \frac{i_{sec}}{a} = n \cdot i_{sec} = n \cdot i_o$$

$$i_p + i_{Lm} = i'_o$$

$$i_p = -i_{Lm} + i'_o = -i_{Lm} + n \cdot i_{Lo}, \quad (2.4)$$

onde n representa a relação de transformação e a a razão de transformação. Substituindo a corrente no primário na equação 2.3, tem-se:

$$\frac{d}{dt} [V_{C1}] = -\frac{V_{C1}}{R_b \cdot C_1} + \frac{i_{Lm}}{C_1} - \frac{n \cdot i_{Lo}}{C_1} + \frac{V_b}{R_b \cdot C_1}. \quad (2.5)$$

Aplicando Kirchhoff na malha II, tem-se:

$$\frac{d}{dt} [i_{Lm}] = -\frac{1}{L_m} \cdot V_{C1}. \quad (2.6)$$

Usando o mesmo procedimento na malha III, tem-se a equação 2.7:

$$-V_2 + V_{Lo} + V_o = 0$$

$$V_2 = n \cdot V_{C1}$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lo}] = \frac{n}{L_o} \cdot V_{C1} - \frac{1}{L_o} \cdot V_o. \quad (2.7)$$

Agora equacionando o nó III, tem-se:

$$i_{Lo} = i_{Co} + i_R$$

$$\frac{d}{dt} [V_o] = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Lo} - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot V_o. \quad (2.8)$$

Para concluir a etapa de operação I, resta equacionar o nó IV, conforme mostra a equação 2.9:

$$-v_{in} = R_s \cdot i_{in} = 0,$$

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_{C2}}{R_s} = 0,$$

$$i_{in} = i_{C2},$$

$$\frac{d}{dt} [v_{C2}] = \frac{V_{in} - v_{C2}}{R_s \cdot C_2}. \quad (2.9)$$

As equações 2.5 a 2.9 caracterizam a dinâmica do conversor para a etapa de operação

I. O que pode ser resumido conforme segue:

• **Etapa de operação I:**

$$\frac{d}{dt} [v_{C2}] = \frac{-1}{R_s \cdot C_2} \cdot v_{C2} - \frac{1}{R_s \cdot C_2} \cdot V_{in};$$

$$\frac{d}{dt} [V_{C1}] = -\frac{V_{C1}}{R_b \cdot C_1} + \frac{i_{Lm}}{C_1} - \frac{n \cdot i_{Lo}}{C_1} + \frac{V_b}{R_b \cdot C_1};$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lm}] = -\frac{1}{L_m} \cdot V_{C1};$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lo}] = \frac{n}{L_o} \cdot V_{C1} - \frac{1}{L_o} \cdot V_o;$$

$$\frac{d}{dt} [V_o] = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Lo} - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot V_o.$$

Equação de estado para a **Etapa de operação I**:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C2} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{i}_{Lm} \\ \dot{i}_{Lo} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s \cdot C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{n}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n}{L_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C1} \\ i_{Lm} \\ i_{Lo} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s \cdot C_2} \\ \frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_b \\ V_{in} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Matrizes A_1 e B_1 :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s \cdot C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{n}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n}{L_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s \cdot C_2} \\ \frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

A seguir será feita a análise da etapa de operação II, ou seja, o interruptor S_2 encontra-se fechada e os interruptores S_1 e S_3 encontram-se abertas. A Figura 18 mostra esta etapa de operação do conversor e seu circuito equivalente para o intervalo de tempo $t_1 \leq t \leq t_2$.

Observando o circuito da Figura 18 e aplicando a mesma metodologia de análise aplicada no modo I (Kirchhoff das tensões e das correntes), será feita a determinação das equações diferenciais que caracterizam a etapa de operação II.

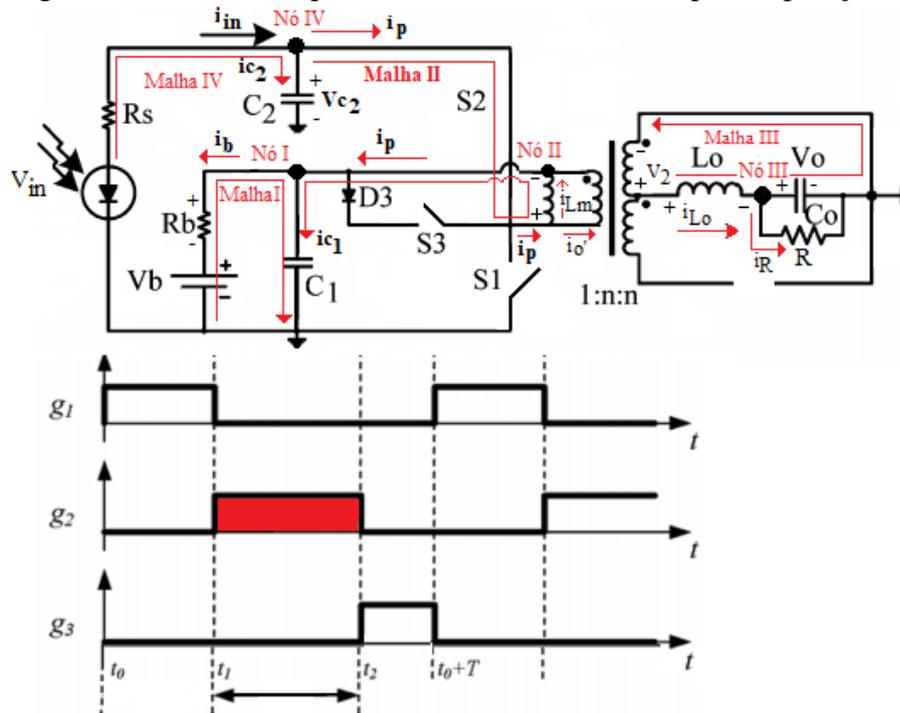
Através da malha I, tem-se:

$$\begin{aligned} -V_b - R_b \cdot i_b + V_{C1} &= 0 \\ i_b &= \frac{V_{C1}}{R_b} - \frac{V_b}{R_b}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Aplicando Kirchhoff no nó I, tem-se:

$$\begin{aligned} i_p &= i_{C1} + i_b, \\ i_{C1} &= i_p - \left(\frac{V_{C1}}{R_b} - \frac{V_b}{R_b} \right), \\ \frac{d}{dt} [V_{C1}] &= -\frac{V_{C1}}{R_b \cdot C_1} + \frac{i_{Lm}}{C_1} + \frac{n \cdot i_{Lo}}{C_1} + \frac{V_b}{R_b \cdot C_1}, \end{aligned} \quad (2.13)$$

Figura 18 – Circuito equivalente do conversor na etapa de operação II.



Fonte: adaptado de Qian (2010)

sabendo que: $i_p = i_{Lm} + i'_o = i_{Lm} + n \cdot i_{Lo}$.

Para a malha II, tem-se:

$$-V_{C2} + V_{Lm} + V_{C1} = 0$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lm}] = \frac{1}{L_m} \cdot (V_{C2} - V_{C1}). \quad (2.14)$$

Observando a malha III, tem-se:

$$-V_2 + V_{Lo} + V_o = 0$$

$$V_2 = n \cdot V_{pri} = n \cdot (V_{C2} - V_{C1})$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lo}] = \frac{n}{L_o} \cdot (V_{C2} - V_{C1}) - \frac{1}{L_o} \cdot V_o. \quad (2.15)$$

Fazendo a análise para o nó III, tem-se:

$$i_{Lo} = i_{Co} + i_R$$

$$\frac{d}{dt} [V_o] = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Lo} - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot V_o. \quad (2.16)$$

Analisando a malha IV, tem-se:

$$-V_{in} + R_s \cdot i_{in} = 0$$

$$i_{in} = \frac{-1}{R_s} \cdot V_{C2} + \frac{1}{R_s} \cdot V_{in}. \quad (2.17)$$

Concluindo a análise da etapa de operação II, para o nó IV, tem-se:

$$i_{in} = i_{C2} + i_p$$

$$\frac{d}{dt} [V_{C2}] = \frac{-1}{R_s \cdot C_2} \cdot v_{C2} - \frac{1}{C_2} \cdot i_{Lm} - \frac{1}{C_2} \cdot n \cdot i_{Lo} + \frac{1}{R_s \cdot C_2} \cdot v_{in}. \quad (2.18)$$

As equações 2.13 a 2.18 caracterizam a dinâmica do conversor para a etapa de operação II. O que pode ser resumido conforme segue:

• **Etapa de operação II:**

$$\frac{d}{dt} [V_{C2}] = \frac{-1}{R_s \cdot C_2} \cdot v_{C2} - \frac{1}{C_2} \cdot i_{Lm} - \frac{1}{C_2} \cdot n \cdot i_{Lo} + \frac{1}{R_s \cdot C_2} \cdot v_{in}.$$

$$\frac{d}{dt} [V_{C1}] = \frac{-1}{R_b \cdot C_1} \cdot V_{C1} + \frac{1}{C_1} \cdot i_{Lm} + \frac{n}{C_1} \cdot i_{Lo} + \frac{1}{R_b \cdot C_1} V_b;$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lm}] = \frac{1}{L_m} \cdot V_{C2} - \frac{1}{L_m} \cdot V_{C1};$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lo}] = \frac{n}{L_o} \cdot V_{C2} - \frac{n}{L_o} \cdot V_{C1} - \frac{1}{L_o} \cdot V_o;$$

$$\frac{d}{dt} [V_o] = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Lo} - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot V_o.$$

Equação de estado para a **Etapa de operação II:**

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C2} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{i}_{Lm} \\ \dot{i}_{Lo} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s \cdot C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{n}{C_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_1} & \frac{1}{C_1} & \frac{n}{C_1} & 0 \\ \frac{1}{L_m} & -\frac{1}{L_m} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{n}{L_o} & -\frac{n}{L_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C1} \\ i_{Lm} \\ i_{Lo} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s \cdot C_2} \\ \frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_b \\ V_{in} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

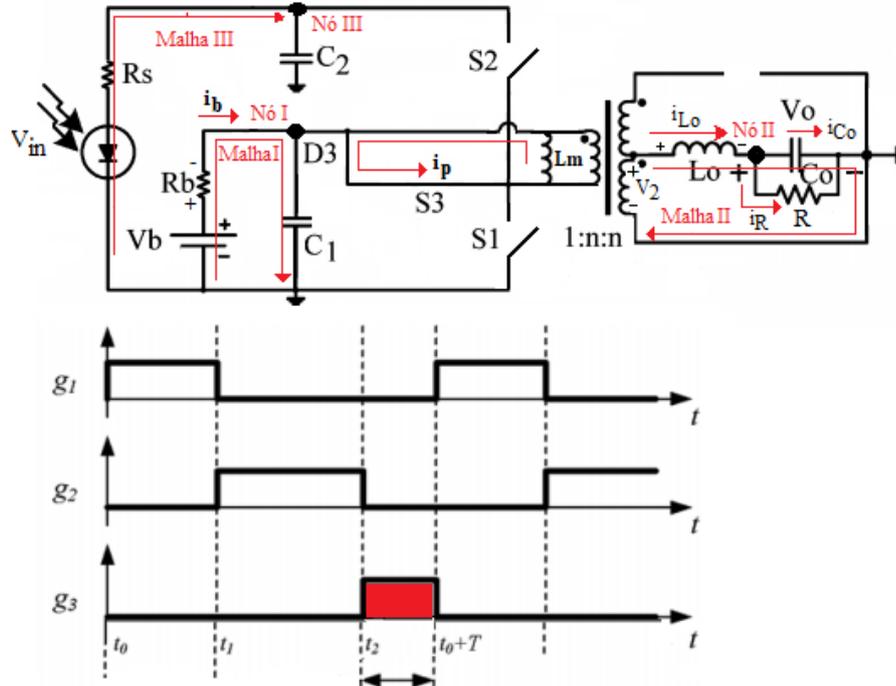
Matrizes A_2 e B_2 :

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s \cdot C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{n}{C_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_1} & \frac{1}{C_1} & \frac{n}{C_1} & 0 \\ \frac{1}{L_m} & -\frac{1}{L_m} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{n}{L_o} & -\frac{n}{L_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s \cdot C_2} \\ \frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

A última etapa de operação do conversor ocorre no intervalo de tempo de $[t_2 \leq t \leq t_0 + T]$. Nesta etapa, os interruptores S1 e S2 permanecem abertas e o interruptor S3

permanece fechada, permitindo a circulação da corrente de magnetização do transformador. A Figura 19 exibe esta etapa de operação e seu circuito equivalente.

Figura 19 – Circuito equivalente do conversor na etapa de operação III.



Fonte: adaptado de Qian (2010)

Para a malha I do circuito da Figura 19, tem-se:

$$-V_b + R_b \cdot i_b + V_{C1} = 0$$

$$i_b = -\frac{V_{C1}}{R_b} + \frac{V_b}{R_b}.$$

No nó I do mesmo circuito, tem-se:

$$i_b = i_{C1}$$

$$\frac{d}{dt} [V_{C1}] = -\frac{V_{C1}}{R_b \cdot C_1} + \frac{V_b}{R_b \cdot C_1}. \quad (2.21)$$

A tensão na indutância de magnetização é nula, de tal forma que:

$$\frac{d}{dt} [i_{Lm}] = 0. \quad (2.22)$$

Analisando a malha II pode-se encontrar a seguinte equação:

$$-V_2 + V_{L_o} + V_0 = 0$$

$$V_2 = 0$$

$$\frac{d}{dt} [i_{L_o}] = -\frac{1}{L_o} \cdot V_0. \quad (2.23)$$

Já para o nó II, tem-se:

$$i_{Lo} = i_{Co} + i_R$$

$$\frac{d}{dt} [V_0] = \frac{1}{C_0} \cdot i_{Lo} - \frac{1}{R \cdot C_0} \cdot V_0. \quad (2.24)$$

Analisando a malha III pode-se encontrar a equação 2.25:

$$-V_{in} + R_s \cdot i_{in} + V_{C2} = 0$$

$$i_{in} = \frac{-V_{C2}}{R_s} + \frac{V_{in}}{R_s}. \quad (2.25)$$

Por fim, para o nó III, tem-se:

$$i_{in} = i_{C2}$$

$$C_2 \cdot \frac{d}{dt} [V_{C2}] = i_{in},$$

$$\frac{d}{dt} [v_{C2}] = -\frac{1}{C_2 \cdot R_s} \cdot v_{C2} + \frac{1}{C_2 \cdot R_s} \cdot v_{in}. \quad (2.26)$$

As equações 2.21 a 2.26 caracterizam a dinâmica do conversor para a etapa de operação III. O que pode ser resumido conforme segue:

- **Etapa de operação III:**

$$\frac{d}{dt} [v_{C2}] = -\frac{1}{C_2 \cdot R_s} \cdot v_{C2} + \frac{1}{C_2 \cdot R_s} \cdot v_{in}$$

$$\frac{d}{dt} [V_{C1}] = -\frac{V_{C1}}{R_b \cdot C_1} + \frac{V_b}{R_b \cdot C_1}.$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lm}] = 0.$$

$$\frac{d}{dt} [i_{Lo}] = -\frac{1}{L_o} \cdot V_o.$$

$$\frac{d}{dt} [V_o] = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Lo} - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot V_o.$$

- Equação de estado para o **Modo III:**

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C2} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{i}_{Lm} \\ \dot{i}_{Lo} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s \cdot C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C1} \\ i_{Lm} \\ i_{Lo} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s \cdot C_2} \\ \frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_b \\ V_{in} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

- Matrizes A_3 e B_3 :

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s \cdot C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix}, \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s \cdot C_2} \\ \frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Para completar o sistema em espaço de estados, resta determinar as matrizes C_1, C_2 e C_3 . O estado determinado para ser controlado é a tensão de saída v_o , que, como mostrado é o quinto e último estado. Assim, pode-se deduzir que:

$$y = C \cdot \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C1} \\ i_{Lm} \\ i_{Lo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C1} \\ i_{Lm} \\ i_{Lo} \\ V_{Co} \end{bmatrix}$$

Como a tensão de saída deve ser controlada em todas as etapas de operação, as matrizes C_1, C_2 e C_3 são iguais. Assim:

$$C_1 = C_2 = C_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Os procedimentos de modelagem adequados para este conversor de três portas são fundamentados completamente na técnica de espaço de estados médio, baseada em manipulações das equações de pequenos sinais dos circuitos equivalentes, resultando em um único modelo de circuito linear equivalente do estágio de potência, e que são sustentados pelos trabalhos de Rashid (2017), González *et al.* (2019) e Spier *et al.* (2019).

Como a operação da topologia é resumida a três etapas de operações básicas, que se repetem ciclicamente a uma frequência de 100 kHz, seu funcionamento pode ser descrito pelas equações a seguir:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad \text{para } t \in [t_0, t_1[\quad (2.29)$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad \text{para } t \in [t_1, t_2[\quad (2.30)$$

$$\dot{x} = A_3 x + B_3 u \quad \text{para } t \in [t_2, t_0 + T] \quad (2.31)$$

Consequentemente, o modelo em espaço de estados tem a seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{x} = [d_1A_1 + d_2A_2 + (1 - d_1 - d_2)A_3]x + [d_1B_1 \\ + d_2B_2 + (1 - d_1 - d_2)B_3]u \\ y = [d_1C_1 + d_2C_2 + (1 - d_1 - d_2)C_3]x + [d_1D_1 \\ + d_2D_2 + (1 - d_1 - d_2)D_3]u, \end{cases} \quad (2.32)$$

para $t \in [t_0, t_0 + T]$.

Essas equações exibem o funcionamento do conversor em função do tempo t . Para encontrar o modelo em espaço de estados médio para o conversor, deve-se considerar que as variáveis de estado têm uma perturbação \hat{x} sobreposta ao valor em regime permanente \bar{X} . Da mesma forma, $d = \bar{D} + \hat{d}$, $y = \bar{Y} + \hat{y}$ e $u = \bar{U} + \hat{u}$. Considerando também que as perturbações são pequenas e não variam significativamente durante um período de comutação, os modelos dinâmicos a serem obtidos serão válidos para frequências muito menores que a frequência de comutação. Logo, após aplicação das leis de Kirchhoff e manipulações algébricas, encontraram-se as matrizes **A1**, **A2**, **A3**, **B1**, **B2**, **B3**, **C1**, **C2** e **C3** necessárias para completar as equações de estado que modelam a dinâmica do conversor de três portas em estudo.

Portanto, substituindo todos os termos em (2.32) e considerando a matriz $\mathbf{D} = 0$, o modelo dinâmico do conversor é representado por:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B_1\hat{u} + B_2\hat{d} \quad (2.33)$$

$$y = C\hat{x} \quad (2.34)$$

onde:

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{C2} \\ \hat{v}_{C1} \\ \hat{i}_{Lm} \\ \hat{i}_{Lo} \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} \quad \hat{d} = \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} \quad \hat{u} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{v}_b \end{bmatrix}$$

Os 5 estados supracitados são: a tensão no capacitor C_2 , a tensão no capacitor C_1 , a corrente de magnetização i_{Lm} , a corrente no indutor L_o e a tensão no capacitor C_o (tensão de saída V_o).

Utilizando as razões cíclicas \hat{d}_1 e \hat{d}_2 como os sinais de controle (vetor d) e as perturbações nas tensões do painel e da bateria como entradas exógenas (vetor u), e utilizando como saída a tensão de saída v_o , é possível determinar as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{C} e \mathbf{D} que compõem o sistema, como mostram as equações 2.35 a 2.39.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_s C_2} & 0 & -\bar{D}_2/C_2 & (-n\bar{D}_2)/C_2 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_b C_1} & \frac{\bar{D}_2 + \bar{D}_1}{C_1} & \frac{n(\bar{D}_2 - \bar{D}_1)}{C_1} & 0 \\ \frac{\bar{D}_2}{L_m} & -(\bar{D}_1 + \bar{D}_2)/L_m & 0 & 0 & 0 \\ (\bar{D}_2 n)/L_o & \frac{n(\bar{D}_1 - \bar{D}_2)}{L_o} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_s \cdot C_2} \\ \frac{1}{R_b \cdot C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(\bar{I}_{Lm} + n\bar{I}_{Lo})}{C_2} \\ \frac{\bar{I}_{Lm} - n\bar{I}_{Lo}}{C_1} & (\bar{I}_{Lm} + n\bar{I}_{Lo})/C_1 \\ -\bar{V}_{c1}/L_m & \frac{\bar{V}_{c2} - \bar{V}_{c1}}{L_m} \\ \frac{n\bar{V}_{c1}}{L_o} & n(\bar{V}_{c2} - \bar{V}_{c1})/L_o \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

3 CONTROLE MULTIVARIÁVEL

Nesta seção será realizada uma breve revisão bibliográfica de controle multivariável, com o intuito de embasar o trabalho a ser realizado referente ao projeto de controle do conversor CC-CC de três portas.

3.1 Representação de Sistemas

Pensando nos conversores multiportas apresentados no capítulo anterior, percebe-se a necessidade da representação do modelo desses conversores para que, assim, seja possível controlá-los. Representar conversores multiportas por funções de transferências, nem sempre pode ser o melhor caminho, visto que o conversor pode possuir mais de uma saída controlada como também mais de uma entrada de controle (chaves controladas), como o sistema modelado no capítulo anterior mostrou.

Embora utilizar funções de transferência para projetar os controladores seja o mais utilizado na literatura ((BARBOSA, 2020) (SOUZA, 2020), (ALMEIDA, 2016)), o controle dissociado apresentado não leva em consideração a interação entre as diversas fontes, componentes armazenadores de energia e carga. Além disso, para se trabalhar com sistemas multivariáveis muitas vezes se fazem do artifício da rede de desacoplamento para assim se ter uma saída em função de uma entrada.

Para se representar a dinâmica de um sistema qualquer é necessário utilizar-se das leis da física que o governam, para que assim sua dinâmica possa ser descrita em termos de equações diferenciais (OGATA, 2010). As leis da física que regem os conversores de potência chaveados são as leis de Kirchhoff.

Com a obtenção das equações diferenciais que descrevem a dinâmica do sistema, o próximo passo será relacionar a entrada e saída desse sistema. Para isso é necessário saber quantas saídas e entradas o sistema possui, para assim determinar se o sistema é mono ou multivariável.

3.1.1 *Sistemas Monovariáveis*

Um sistema monovariável (*SISO - single input single output*) é formado por uma única saída e uma única entrada e pode facilmente ser representado por funções de transferências. A função de transferência de um sistema de equação diferencial é definido como a relação da

transformada de Laplace da saída com a transformada de Laplace da entrada, com a suposição de que as condições iniciais são iguais a zero (OGATA, 2010). A equação 3.1 mostra essa relação:

$$\begin{aligned} \text{Função de Transferência} = G(s) &= \frac{\mathcal{L}[\text{saída}]}{\mathcal{L}[\text{entrada}]} \Big|_{\text{condição inicial zero}} \\ &= \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots + b_{m-1}s + b_m}{a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n}, \end{aligned} \quad (3.1)$$

em que $U(s)$ é a entrada e $Y(s)$ a saída, fazendo possível a representação do sistema G em equações algébricas no domínio da frequência (s).

Esse mesmo sistema também pode ser representado no domínio do tempo, por meio de espaço de estados, como mostra a equação 3.2:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t), \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde $\mathbf{A}(t)$ é a matriz de estados, $\mathbf{B}(t)$ o vetor de entrada, $\mathbf{C}(t)$ o vetor de saída e $\mathbf{D}(t)$ o vetor de transmissão direta (OGATA, 2010).

3.1.2 Sistemas Multivariáveis

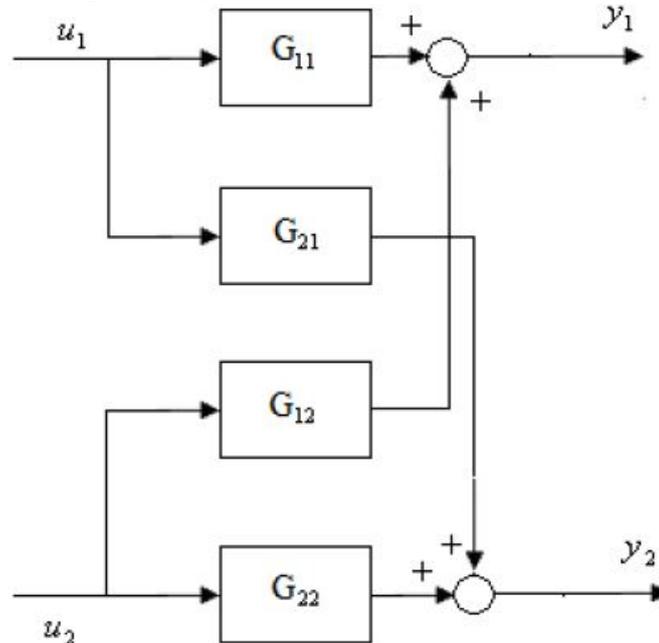
Assim como os sistemas monovariáveis, os sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (*MIMO - Multiple-Input Multiple-Output*) também podem ser representados por funções de transferência, porém agora com um sistema matricial. Nessa representação, um sistema multivariável com j entradas e i saídas definem os vetores \mathbf{u} de entradas e \mathbf{y} de saídas, e considerando que o sistema é linear, controlável e observável a matriz de transferência é dada pela equação 3.3 (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_i(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \dots & G_{1j}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \dots & G_{2j}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{i1}(s) & G_{i2}(s) & \dots & G_{ij}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_j(s) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

A equação 3.3 fornece a matriz de transferência $\mathbf{G}(s)$ de ordem $i \times j$. Por exemplo, pensando em um sistema 2×2 , como mostra a Figura 20, a função de transferência $G_{12}(s)$

representa a relação entre a saída y_1 e a entrada u_2 . Assim, no sistema multivariável, o elemento individual $G_{ij}(s)$ da matriz $\mathbf{G}(s)$ representa a função de transferência da malha de controle $y_i - u_j$, que relaciona a variável de controle u_j com a variável controlada y_i .

Figura 20 – Representação de um sistema TITO.



Fonte: (BARCANTE, 2011).

É importante salientar que um sistema é dito controlável se o par \mathbf{AB} do sistema possui posto completo, assim como um sistema é dito observável se o par \mathbf{CA} do sistema possui posto completo.

Nem sempre essa relação de entrada-saída, dada por uma função de transferência, é suficiente para se identificar a dinâmica de um sistema. Certos sistemas pedem a necessidade de que se conheça o comportamento dinâmico de seus elementos internos, elementos esses que estão normalmente associados a componentes acumuladores de energia, como capacitores e indutores. O conjunto de variáveis que ajudam a explicar o comportamento dinâmico do sistema em estudo são chamados de variáveis estados (FRIEDLAND, 2005). A representação em espaço de estados é a mesma mostrada na equação 3.2, porém com os termos \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} sendo matrizes e não mais vetores.

3.2 Controle Descentralizado

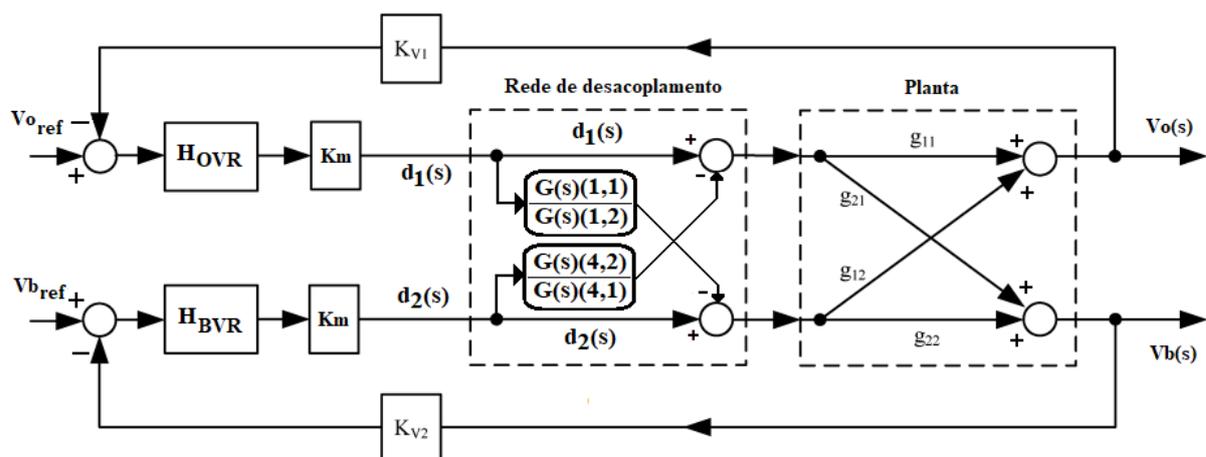
O controle clássico, como conhecido na literatura, (OGATA, 2010), utiliza as técnicas de resposta em frequência e é o mais comumente utilizado em eletrônica de potência. Há décadas

o controle por realimentação de saída (*feedback control*) vem sendo usado com sucesso na indústria da engenharia de controle (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

Em Rashid (2017) pode ser visto exemplos de projetos de compensadores no domínio da frequência, compensadores avanço ou atraso de fase, proporcional integral (PI), PI com filtro (compensador tipo II), proporcional integral derivativo (PID), PID com filtro (compensador tipo III). Em Ogata (2010) é visto como projetar esses compensadores através de vários métodos como lugar das raízes (*root-locus*), análise do diagrama de Bode e margens de ganho e de fase como também alocação de polos. Já em Teodorescu *et al.* (2006) é visto o compensador Proporcional Ressonante (PR) mais aplicável a conversores CA. Todos esses mencionados são comumente utilizados na eletrônica de potência devido sua consolidação e praticidade de projeto.

O controle descentralizado pode agir em um sistema MIMO que foi desacoplado e agora pode ser visto como vários sistemas SISO pelo controlador. Como visto na figura 20, para um sistema 2x2, onde há 2 entradas de controle e 2 saída controladas, há a necessidade de se desacoplar o sistema e fazer um controlador para cada malha. Por exemplo, quer-se controlar, no domínio da frequência, a saída 1 através da entrada 1 e a saída 2 através da entrada 2, apenas isso acarreta no projeto de dois controladores, com 2 especificações para cada (tempo de subida e máximo *overshoot*, por exemplo). Como mostra a Figura 21, que mostra a estratégia de controle abordada por Qian (2010) para o conversor CC-CC de três portas.

Figura 21 – Representação de um sistema TITO com rede de desacoplamento e controle descentralizado.

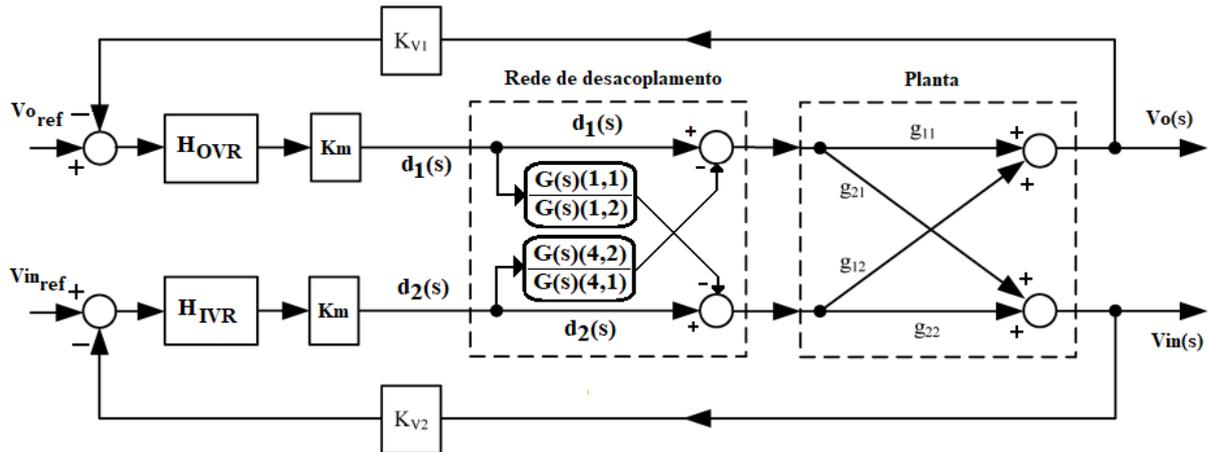


Fonte: (Qian *et al.*, 2010)

Nota-se que o sistema possui duas entradas de controle, representadas por d_1 e d_2 (razões cíclicas) e duas saídas, v_o e v_b , porém só a tensão de saída v_o é controlada. Qian (2010)

utiliza dois modos de operação e faz uma concorrência entre os dois, de tal forma que ganha o modo que mais necessita do controle no instante atual. A Figura 21 mostra a operação da rede de desacoplamento para o modo de operação I. A Figura 22 mostra a estratégia de controle com a rede de desacoplamento para o modo de operação II.

Figura 22 – Representação de um sistema TITO com rede de desacoplamento e controle descentralizado - modo II.



Fonte: (Qian *et al.*, 2010)

As Figuras 21 e 22 mostram uma rede de desacoplamento 2x2, que demanda pouca complexidade, porém se imaginar-se um sistema com apenas mais uma entrada de controle, a rede de desacoplamento se torna algo bastante complexo e difícil de compreender, como mostrado em Qian *et al.* (2011).

Além do projeto da rede de desacoplamento, há a necessidade de se analisar o sistema por completo, verificando a interação entre as entradas, se forte ou desprezível. Utilizando a decomposição em valores singulares (SVD), é possível distinguir qual entrada prevalece e em quais condições do sistema. Outra maneira de se medir essa interação do sistema se dá através da matriz de ganhos relativos (*Relative Gain Array* - RGA), que irá determinar o melhor par de entrada-saída (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). A matriz de ganhos relativos de um sistema G , qualquer, é dada por:

$$RGA(G) = G \times (G^{-1})^T \quad (3.4)$$

No controle centralizado por realimentação de estados, no domínio do tempo, só há um projeto para todo o sistema, independente de quantas saídas se quer controlar e de quantas

entradas de controle há, só há necessidade de um projeto de controle sem necessidade de rede desacoplamento.

3.3 Controle Centralizado

Em Skogestad e Postlethwaite (2005) é visto que sistemas SISO estão expostos a várias limitações em suas performances, como limitações impostas pelo atraso de fase, por incertezas, plantas com atraso ou de fase não mínima que possuam zeros no semi-plano direito. Ainda em Skogestad e Postlethwaite (2005) é visto que essas mesmas limitações existem nos sistemas MIMO, porém podem ser contornadas com técnicas de incremento de robustez. Nesta seção será abordada uma técnica de controle centralizado por realimentação de estados.

3.3.1 O Compensador Linear Quadrático Gaussiano - LQG

Um controle centralizado por realimentação de estados, segundo Correia (2016), se dá com a obtenção da lei de controle a partir da minimização de uma função custo ou por alocação de polos. Porém quando há o uso de um estimador por meio de otimização pode ocorrer um decremento nas margens de robustez do sistema.

Na teoria do controle, o controlador Linear-Quadrático-Gaussiano (*LQG*), assim conhecido na literatura, é o nome dado à combinação de um regulador linear quadrático (*LQR*), que consiste na otimização na realimentação de estados, com um estimador de estados ótimo baseado no Filtro de *Kalman*. O nome *LQG* surge do uso de um modelo linear, uma função custo quadrática e processos de ruído branco gaussiano para a modelagem de sinais de perturbação e ruídos. O termo Gaussiano se refere ao fato de que a distribuição estatística dos ruídos de processo e de medição é suposta Gaussiana (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

O problema de controle *LQG* consiste em encontrar o controle ótimo $u(t)$ que minimiza a equação 3.5.

$$J_r = E \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}] dt \right\}, \quad (3.5)$$

onde \mathbf{Q} e \mathbf{R} são matrizes de ponderação e escolhidas de tal forma que $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$, ou seja, \mathbf{Q} seja semi-definida positiva e $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$ uma matriz definida positiva.

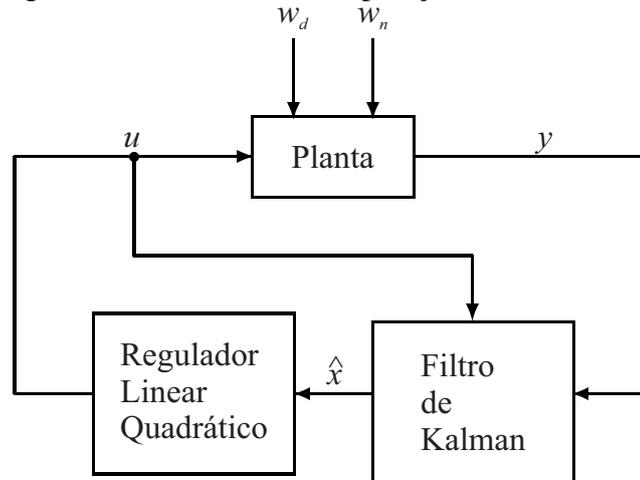
A solução para o problema *LQG* é conhecido como Teorema da Separação e se dá por primeiramente determinar o controle ótimo a um regulador linear quadrático (*LQR*) e posteriormente achar um estimador ótimo \hat{x} para o estado x de tal forma que minimize a equação

3.6.

$$E \left\{ [x - \hat{x}]^T [x - \hat{x}] \right\}, \quad (3.6)$$

O estimador ótimo é dado pelo filtro de Kalman e independe das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} . Portanto é possível concluir que o problema *LQG* e sua solução pode ser separada em duas partes distintas como mostra a Figura 23.

Figura 23 – Teorema da Separação.



Fonte: adaptado de Skogestad e Postlethwaite (2005)

3.3.1.1 Regulador Linear Quadrático - LQR

Sendo um sistema contínuo, controlável e observável, faz-se necessário determinar a lei de controle \mathbf{u} que minimiza a função custo J_r (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), de tal forma que haja uma matriz \mathbf{Q} semi-definida positiva, ou seja, $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$ e uma matriz \mathbf{R} definida positiva, tal que $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$. Portanto, tem-se:

$$J_r = \int_0^{\infty} [\mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}\mathbf{u}(t)] dt. \quad (3.7)$$

As matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} são chamadas de matrizes de ponderação, onde a matriz \mathbf{Q} determina o peso dos estados e a matriz \mathbf{R} pondera as entradas de controle. A lei de controle $\mathbf{u}(t)$ é dada pela equação (3.8), onde o ganho \mathbf{K}_r otimiza a função J_r ,

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}_r\mathbf{x}(t). \quad (3.8)$$

O ganho ótimo \mathbf{K}_r é dado pela equação (3.9), sendo $\mathbf{X} = \mathbf{X}^T \geq 0$ a única solução para a equação de Riccati disposta em (3.10).

$$\mathbf{K}_r = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{X} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{X} + \mathbf{X} \mathbf{A} - \mathbf{X} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{X} = 0 \quad (3.10)$$

Com isso pode-se resolver o problema *LQR*. Apesar da equação 3.10 parecer complexa, sua solução pode ser facilmente encontrada com algum recurso computacional, como o *software Matlab*[®], por exemplo.

3.3.1.2 Filtro de Kalman

As características gaussianas das perturbações e ruídos nos remetem à estrutura do estimador proposto por Kalman em 1960 que utiliza uma abordagem de alocação de polos ótima (CORREIA, 2016). O filtro de *Kalman* irá estimar os estados com base na equação (3.11), que corresponde ao estimador de estados, no qual a escolha ótima para o ganho \mathbf{K}_f é dada pela equação (3.12).

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{K}_f (\mathbf{y}(t) - \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}(t)) \quad (3.11)$$

$$\mathbf{K}_f = \mathbf{Y} \mathbf{C}^T \mathbf{V}^{-1} \quad (3.12)$$

Se $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}^T \geq 0$, tem-se a única solução semi-definida positiva para a equação de Riccati disposta na equação (3.13).

$$\mathbf{Y} \mathbf{A}^T + \mathbf{A} \mathbf{Y} - \mathbf{Y} \mathbf{C}^T \mathbf{V}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{Y} + \mathbf{W} = 0 \quad (3.13)$$

Onde as matrizes \mathbf{W} e \mathbf{V} são a matriz de covariância dos ruídos de processo e a matriz de covariância dos ruídos de medição, respectivamente.

3.3.2 Recuperação do Ganho de Malha de Transferência - LTR

O *LQG*, unicamente, não garante margens de estabilidade (FILHO, 2006), o que o torna um controlador com baixas propriedades de robustez. O *LTR* (*Loop Transfer Recovery*), em

português, recuperação do ganho de malha de transferência, é um procedimento apresentado por Doyle e Stein (1979), de simples projeto, porém capaz de ajustar a robustez do *LQG*, utilizando um único parâmetro real q .

Esse ganho é incluído na equação de Riccati (3.13), de forma que agora considera-se que a perturbação ocorre na entrada do sistema (matriz \mathbf{B}). Assim, a matriz de covariância dos ruídos de processo, \mathbf{W} , torna-se $\mathbf{W} = q^2 \mathbf{B} \mathbf{R}_w \mathbf{B}^T$. Dessa forma, a malha de controle do *LQG* agora se aproxima assintoticamente da malha do *LQR*, conforme q se aproxima do infinito.

3.3.3 Estado Aumentado

Sabendo-se que a realimentação de estados por *LQR* não possui função integral, a adição do integrador deve ser imposta antes de se projetar o ganho \mathbf{K}_r do *LQR*, o que significa incluir o rastreamento da saída (ou saídas) controlada. Portanto, para o projeto de realimentação de estados com ação integral é necessário inicialmente incorporar integradores antes de realizar o projeto da matriz de ganhos K_r , de forma que, para o cálculo da matriz de ganhos, o sistema deve ter seus estados aumentados conforme as matrizes dispostas nas equações (4.16) a (4.18).

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{C}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

3.4 *LQG/LTR* em tempo discreto

Seja um sistema no domínio do tempo discreto dado por:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{E}\mathbf{w}(k); \quad (3.19)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k), \quad (3.20)$$

sendo $\mathbf{w}(k)$ e $\mathbf{v}(k)$ ruídos de processo e de leitura respectivamente, é necessário assumir que o sistema é controlável e observável.

Para solução do problema *LQG* para o sistema referido nas equações 3.19 e 3.20 primeiramente calcula-se o ganho ótimo de realimentação dos estados, com a minimização da função custo dada pela equação 3.21.

$$J_{rd} = \sum_{k=0}^{\infty} [\mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k) \mathbf{R} \mathbf{u}(k)] dt. \quad (3.21)$$

A semelhança das equações 3.7 e 3.21 prossegue para as equações 3.9 e 3.10 portanto, a lei de controle, para o caso regulador, é dada pela equação 3.22.

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}_d \mathbf{x}(k) \quad (3.22)$$

Para que haja o correto rastreamento e garantia de erro nulo em regime permanente, há necessidade da inclusão de um integrador no modelo dado pelas equações 3.19 e 3.20. Conforme Correia (2016), a ação integral consiste na atualização de um estado do sistema com a informação de erro no instante atual, conforme mostra a equação 3.23.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i(k+1) &= \mathbf{x}_i(k) + e(k); \\ &= \mathbf{x}_i(k) + r(k) - y(k); \\ &= \mathbf{x}_i(k) + r(k) - \mathbf{C} \mathbf{x}(k); \end{aligned} \quad (3.23)$$

Assim, com a inclusão da equação 3.23 na equação 3.19 tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{x}_i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{r}(k). \quad (3.24)$$

Percebe-se que os termos relacionados às variáveis estocásticas foram removidos, isso se dá pois a otimização por realimentação de estados é feita para o caso determinístico (CORREIA, 2016). Tornando todas entradas externas nulas, com inclusão da referência $r(k)$, a lei de controle para o caso rastreador se torna:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) &= -\mathbf{K} \mathbf{x}(k) + \mathbf{r}(k); \\ &= [\mathbf{K}_d \mathbf{K}_i] \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_i(k) \end{bmatrix} + \mathbf{r}(k). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Conforme abordado anteriormente o próximo passo a ser seguido é achar o estimador ótimo através do filtro de Kalman, porém não há a necessidade de estimar o estado integral,

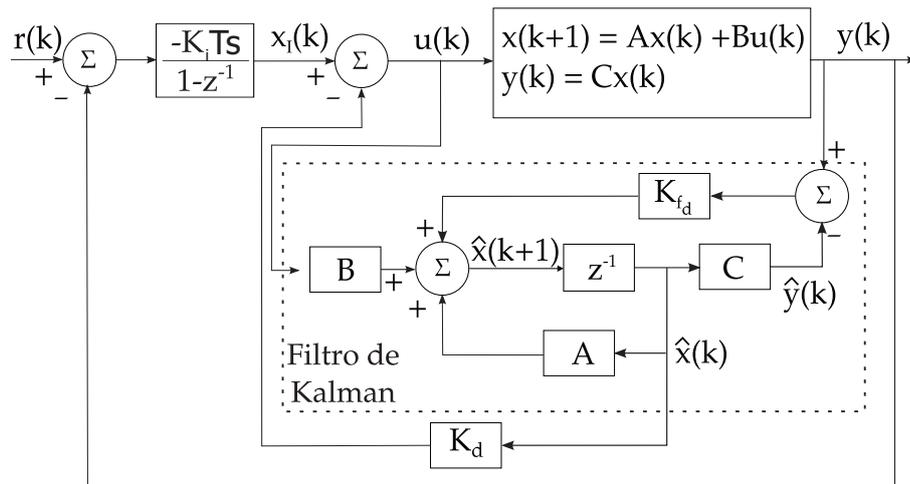
então o sistema é dado conforme a equação 3.26.

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}u(k) + \mathbf{K}_{fd}[y(k) - C\hat{\mathbf{x}}(k)]; \quad (3.26)$$

Em Correia (2016) pode ser visto todo o desenvolvimento do filtro de Kalman discreto, que segue o mesmo raciocínio do conteúdo abordado na seção 3.3.1.2 para o observador contínuo. Como dito na seção 3.3.2 é necessário a inserção do ganho real q na matriz de covariância \mathbf{W} para que haja o incremento na robustez do sistema, inserindo assim a recuperação do ganho da malha de transferência, o LTR.

A Figura 24 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle *LQG/LTR* com ação integral, estratégia essa que será a abordada para o controle do conversor CC-CC de três portas proposto por Qian (2010).

Figura 24 – Controlador *LQG* discreto com ação integral e referência de entrada.



Fonte: adaptado de Correia (2016)

Para o conversor CC-CC de três portas proposto por Qian (2010), que será explorado no presente trabalho, apenas a corrente de magnetização (i_{Lm}) será um estado estimado, mais a frente será visto que a mesma é um dos cinco estados que compõem o sistema, portanto, extremamente necessária para a realização do controle. Para a realimentação do estado i_{Lm} é necessário o estimador ótimo (Filtro de Kalman) o que compõe o compensador linear quadrático gaussiano *LQG* e para incremento da robustez do controlador é necessário a inserção da ação *LTR*, portanto a estratégia de controle utilizada será um *LQG/LTR* com ação integral. Essa estratégia de controle se difere da implementada por Qian (2010) e Qian *et al.* (2011) que utilizaram rede de desacoplamento e controladores *SISO* projetados no domínio da frequência.

4 METODOLOGIA DE PROJETO

Nesse capítulo é mostrado o passo-a-passo da metodologia de projeto, como a análise do sistema modelado, o dimensionamento do conversor, do projeto de controle e filtros e da implementação do controle digital.

4.0.1 Dimensionamento do Conversor CC-CC de Três Portas

A carga alimentada pelo conversor é um barramento CC com tensão de 12 V e corrente de até 8 A. O sistema de geração fotovoltaica é de 28 Vp (volt-pico) e 3,5 A, com uma potência de aproximadamente 98 Wp, já o sistema armazenador de energia é formado por duas baterias de chumbo-ácido, em série, de 12 V e 4 A cada, fornecendo um total de 24 V ao sistema. O conversor possui um transformador de três enrolamentos com relação de transformação de 1:3:3, contendo, portanto, isolamento galvânica em alta frequência. Alguns parâmetros, especificações e considerações de projeto do conversor são retratados na Tabela 1, conforme sua aplicação.

Tabela 1 – Especificações e Considerações de Projeto do Conversor

Especificação	Valor
Potência de saída	$P_o = 96 \text{ W}$
Potência pico de entrada (FV)	$P_{PV} = 98 \text{ Wp}$
Potência bateria	$P_b = 96 \text{ W}$
Freq. de chaveamento	$f_s = 100 \text{ kHz}$
Corrente média no indutor de saída	$I_{L_o} = 8 \text{ A}$
Corrente média de entrada (FV)	$I_{in} = 3,5 \text{ A}$
Corrente média da bateria	$I_b = 4 \text{ A}$
Tensão de saída	$V_o = 12 \text{ V}$
Tensão de entrada (FV)	$V_{in} = 28 \text{ V}$
Tensão da bateria	$V_b = 24 \text{ V}$

Fonte: a autora.

Os valores referentes ao sistema de geração fotovoltaico e ao sistema armazenador de energia foram aproximados do mais comumente utilizado na indústria, fazendo com que o conversor seja o mais genérico possível.

4.0.1.1 Análise CC

Fazendo a análise CC do circuito mostrado na Figura 15, é possível encontrar os valores de regime das razões cíclicas D_1 , D_2 e D_3 . Para isso analisa-se a tensão sobre o indutor, conforme 4.1

$$V_{L(DT_s)} \cdot D \cdot T_s + V_{L(D'T_s)} \cdot D' \cdot T_s = 0 \quad (4.1)$$

Onde D representa a razão cíclica e D' a razão cíclica complementar, já T_s é o período de chaveamento $= \frac{1}{f_s}$. Desta forma, $D \cdot T_s$ determina o instante de tempo em que a interruptor estará fechada e $D' \cdot T_s$ o tempo em que a interruptor permanece aberto. Para o indutor de magnetização L_m operando em modo de condução contínua (CCM), tem-se:

$$(D_1 \cdot T) \cdot V_{C1} - (D_2 \cdot T) \cdot V_{C2} = 0, \quad (4.2)$$

onde $V_{C1} = V_b$, $V_{C2} = V_{in}$ e D_1 e D_2 são as razões cíclicas de S_1 e S_2 , respectivamente. É importante ressaltar que para a indutância de magnetização, tem-se apenas a análise para os interruptores 1 e 2, já que o interruptor 3 põe o transformador em curto e portanto $V_{Lm} = 0$ nesse instante.

Calculando, então, as tensões e sabendo que $V_{C2} = V_{in}$ e $V_b = V_{C1}$, tem-se:

$$V_{in} = \frac{D_1 \cdot V_{C1}}{D_2}, \quad (4.3)$$

$$V_b = \frac{D_2 \cdot V_{in}}{D_1}. \quad (4.4)$$

Sabendo que os 3 interruptores são complementares, que a razão cíclica D_3 é dada por:

$$D_3 = 1 - (D_1 + D_2), \quad (4.5)$$

e analisando a tensão sobre o indutor de saída L_o , tem-se:

$$D_1 \cdot T \cdot (n \cdot V_b - V_o) + D_2 \cdot T \cdot (n \cdot V_{in} - V_o) - (1 - (D_1 + D_2)) \cdot T \cdot V_o = 0. \quad (4.6)$$

onde n é a relação de transformação adotada como $n = 3$. As tensões V_{in} e V_b são multiplicadas por n pois estão sendo analisadas no lado secundário. Portanto, é possível chegar à equação 4.7.

$$V_o = D_1 \cdot n \cdot V_b + D_2 \cdot n \cdot V_{in}. \quad (4.7)$$

Substituindo 4.3 em 4.7, tem-se:

$$V_o = 2 \cdot V_b \cdot D_1 \cdot n \quad (4.8)$$

Este resultado mostra que a tensão de saída em regime do conversor pode ser determinada somente pela ação da interruptor S_1 , da tensão da bateria V_b e da relação de transformação n . As razões cíclicas dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 são apresentadas em 4.9, 4.10 e 4.5 respectivamente.

$$D_1 = \frac{V_o}{2 \cdot V_b \cdot n} \quad (4.9)$$

$$D_2 = \frac{V_b \cdot D_1}{V_{in} - V_b} \quad (4.10)$$

4.0.1.2 Indutor filtro de saída

De posse das especificações do conversor, agora parametrizam-se os valores de ondulação de corrente e tensão de saída para assim poder dimensionar os componentes do conversor. Adotou-se a ondulação da tensão de saída como igual a $\Delta V_o = 1\%$. E sendo adotada a ondulação da corrente no indutor de saída igual a $\Delta I_{L_o} = 10\% \cdot I_{L_o}$, portanto a ondulação de corrente será de:

$$\Delta I_{L_o} = 0,1 \cdot 8 = 0,8 \text{ A} \quad (4.11)$$

Sintetizando essas parametrizações, tem-se a Tabela 2

Com os parâmetros das Tabelas 1 e 2 é possível calcular os componentes do conversor, tais como capacitor de saída e indutor de saída. Sendo o valor de indutância calculado pela expressão 4.12 (HART, 2011)

$$L_o = \frac{D_1 \cdot (n \cdot V_b - V_o)}{\Delta I_{L_o} \cdot f_s}, \quad (4.12)$$

Tabela 2 – Parâmetros do Conversor

Especificação	Valor
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o = 1\%$
Ondulação da corrente do indutor de saída	$\Delta I_{L_o} = 10\%$
Resistência da carga de saída	$R_o = 1,5 \Omega$
Relação de transformação	$n = 3$
Razão cíclica chave 1	$D_1 = 0,0833$
Razão cíclica chave 2	$D_2 = 0,5$
Razão cíclica chave 3	$D_3 = 0,4166$

Fonte: a autora.

onde $V_b = 24 \text{ V}$, $V_o = 12 \text{ V}$, $D_1 = 0,0833$ e $\Delta I_{L_o} = 0,8 \text{ A}$. A indutância de L_o é calculada como em 4.13.

$$L_o = \frac{0,08333 \cdot 24 - 12}{0,8 \cdot 100000} = 62,5 \cdot 10^{-6} = 62,5 \mu\text{H} \quad (4.13)$$

4.0.1.3 Transformador

Para dimensionamento do transformador de 3 enrolamentos utilizou-se a análise das correntes e tensões que passariam pelo mesmo. Como sendo a corrente no secundário igual a $i_{L_o} = 8 \text{ A}$ e adotando a relação de transformação $n = 3$, tem-se que a corrente no primário será:

$$I_p = n \cdot I_s = 3 \cdot 8 = 24 \text{ A}. \quad (4.14)$$

Sendo $\Delta i_{L_o} = 10\%$, portanto a corrente máxima no primário do transformador será de:

$$I_{pmax} = n \cdot I_s \cdot 1,1 = 3 \cdot 8 \cdot 1,1 = 26,4 \text{ A}. \quad (4.15)$$

Agora sabendo que a tensão máxima no enrolamento primário será igual a da bateria, portanto:

$$V_p = V_b = 24 \text{ V}. \quad (4.16)$$

A tensão máxima no secundário/terciário se dará por:

$$V_{smax} = V_b \cdot n = 24 \cdot 3 = 72 \text{ V}. \quad (4.17)$$

4.0.1.4 Capacitores de filtro

O valor da capacitância de saída C_o pode ser calculado conforme 4.18 (HART, 2011):

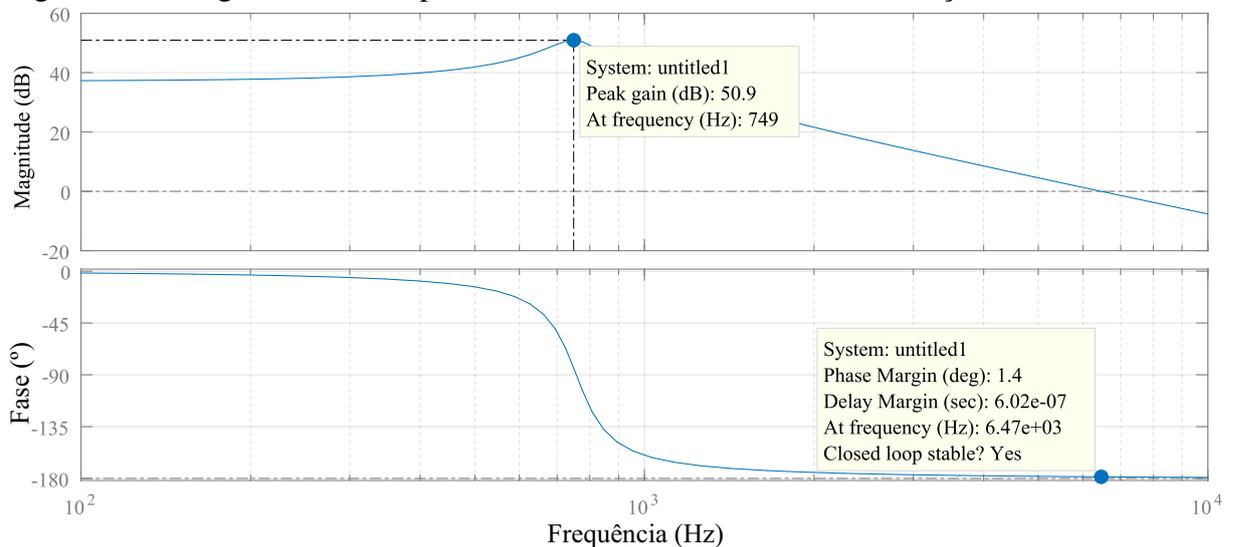
$$C_o = \frac{D_1}{R_o \cdot \Delta V_o \cdot f_s} = \frac{0,0833}{1,5 \cdot 0,01 \cdot 100000} = 55,33 \mu\text{F}. \quad (4.18)$$

Capacitor adotado: $C_o = 680\mu F$, de alumínio eletrolítico da *Cornell Dubilier Electronics* - CDE, série 338 – 2563 – ND, de 200 V. Os capacitores C_1 e C_2 foram adotados também como sendo o 338 – 2563 – ND, de $680\mu F/200$ V.

4.1 Análise do sistema modelado

O conversor CC-CC de três portas, pode ser considerado um sistema multivariável, com 2 entradas e 1 saída. Os diagramas de Bode do sistema, na potência nominal, são mostrados nas Figuras 25 e 26.

Figura 25 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta com relação a entrada 1.



Fonte: a autora - *software Matlab*[®].

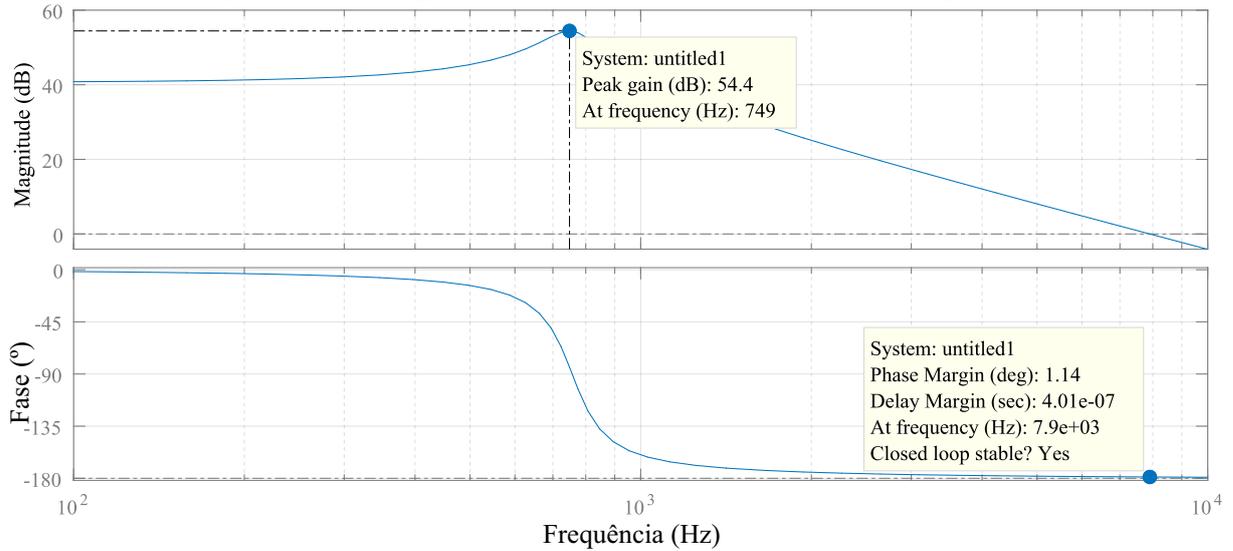
Para analisar a relação de acoplamento entre as duas entradas utilizou-se a matriz de ganhos relativos, *RGA*, e a decomposição em valores singulares (*SVD*) do sistema, a Tabela 3 mostra os valores de *RGA* e *SVD* para valores nominais, já a Tabela 4 mostra os valores de *RGA* e *SVD* para uma situação de simulação de defeito no sistema armazenador de energia, em que a tensão sobre o mesmo cai de 24 V nominais para 10 V.

Tabela 3 – Valores de *RGA* e *SVD* para sistema com valor nominal

	RGA	SVD
Entrada 1	0,9998	$1,7847 \cdot 10^4$
Entrada 2	0,0002	265,44

Fonte: a autora.

Figura 26 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta com relação a entrada 2.



Fonte: a autora - *software Matlab*[®].

Tabela 4 – Valores de RGA e SVD para sistema com valor não nominal

	RGA	SVD
Entrada 1	0,15	$2,2578 \cdot 10^3$
Entrada 2	0,85	$5,3752 \cdot 10^3$

Fonte: a autora.

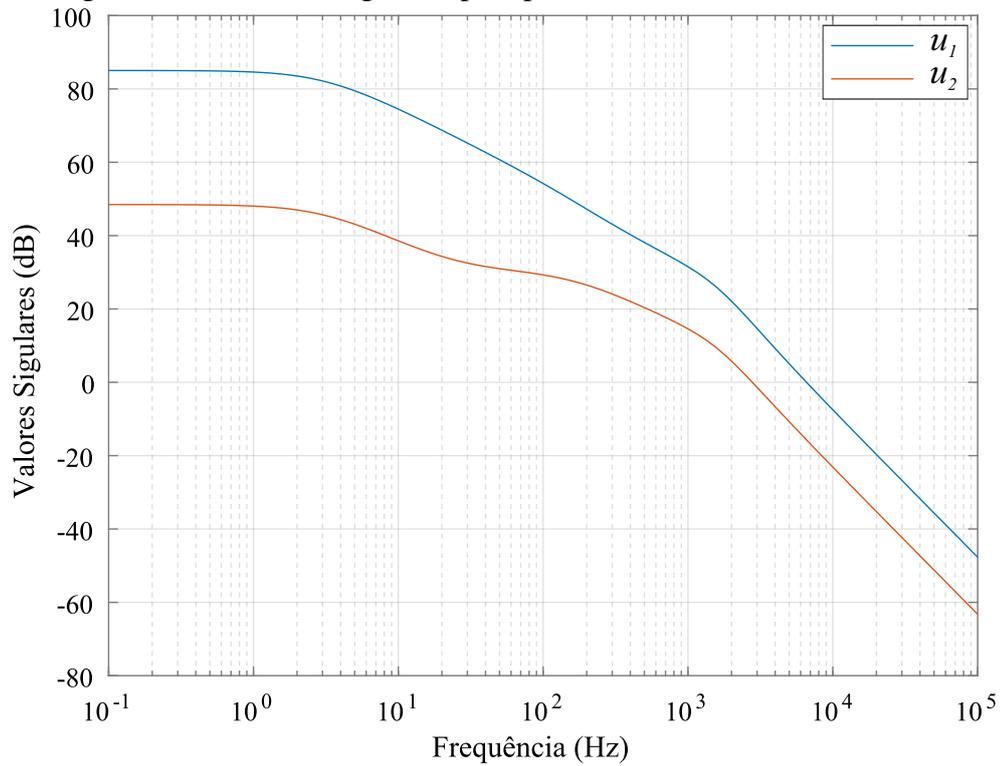
A Figura 27 traz os valores singulares para o sistema com potência nominal. Já a Figura 28 traz os valores singulares para o sistema com potência não nominal, ou seja, com a tensão na bateria $V_b = 10$ V, simulando a uma situação de falha.

As tabelas 3 e 4 e as Figuras 27 e 28 mostram com clareza a importância de manter as duas entradas. Em uma primeira análise feita para os valores nominais, percebe-se a nítida vantagem numérica que a entrada 1 exerce na saída referente à entrada 2. Mas basta haver alguma situação adversa e o conversor sair de sua condição nominal para a entrada 2 exercer sua função frente ao sistema.

4.2 Projeto de Controle

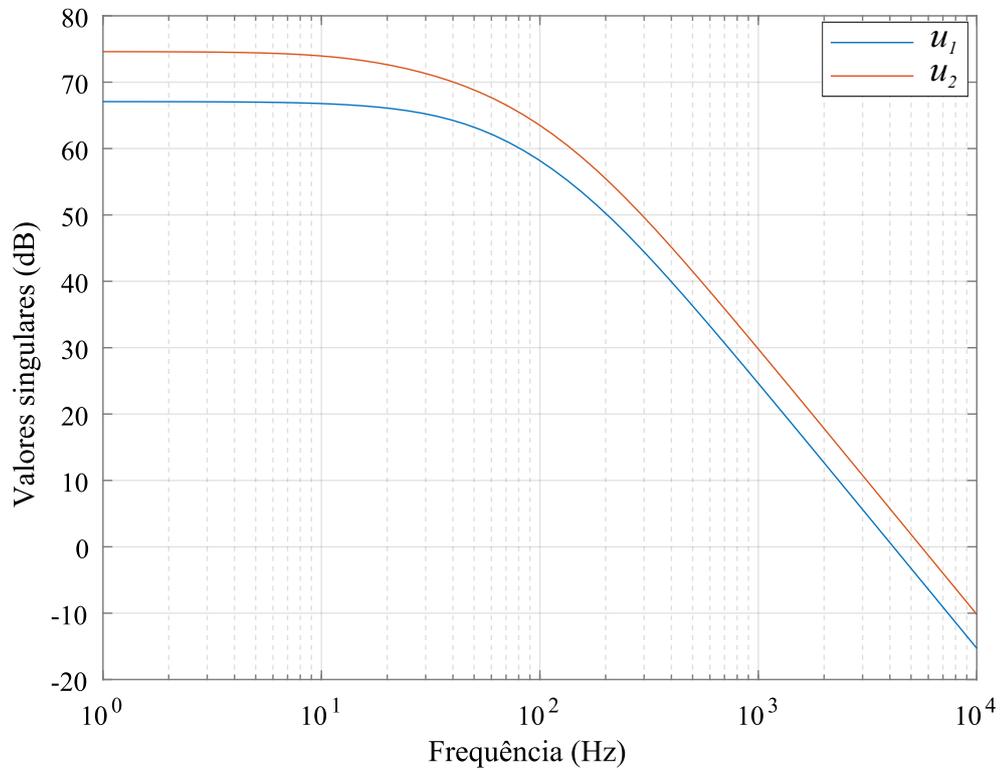
O controlador *LQG* com ação integral e referência de entrada foi a técnica de controle adotada para implementação da regulação da tensão de saída do conversor CC-CC investigado, pois permitiu trabalhar com um sistema *MIMO* sem a necessidade do desacoplamento das malhas de controle, estratégia adotada em Qian *et al.* (2011). Para se projetar o *LQG* é necessário determinar um ganho ou, como no presente trabalho, uma matriz de ganhos, *LQR*, além dos ganhos do Filtro de *Kalman*.

Figura 27 – Valores singulares para potência nominal.



Fonte: a autora - software Matlab®.

Figura 28 – Valores singulares para potência não nominal - situação de falha.

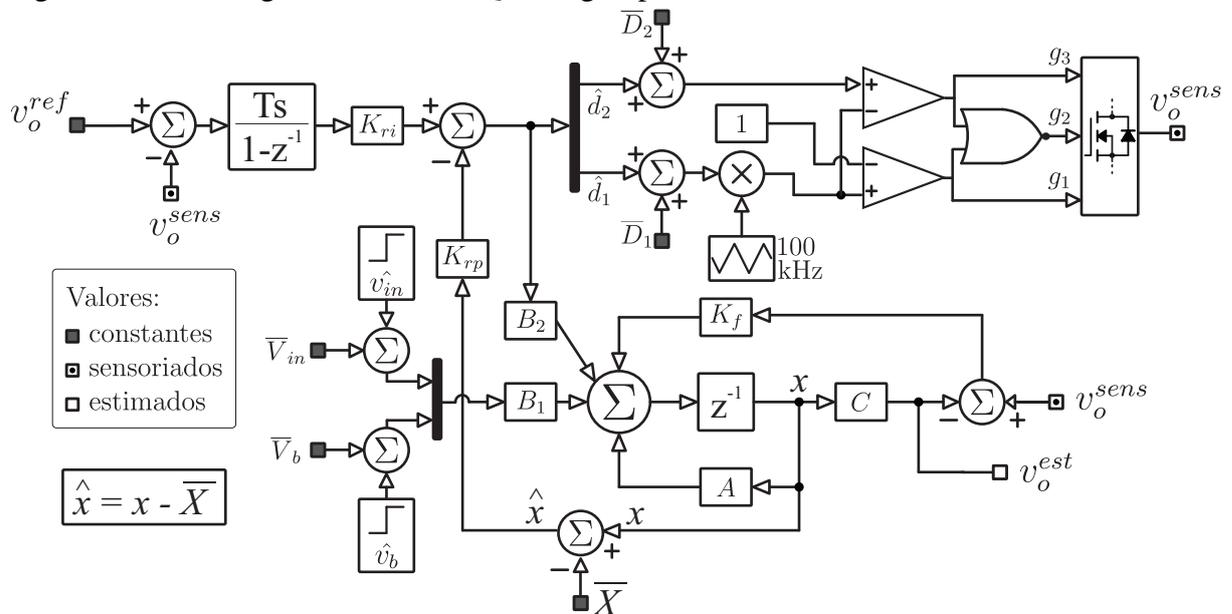


Fonte: a autora - software Matlab®.

Em topologias com transformadores, como a do conversor adotado, a realimentação de estados necessita da corrente de magnetização. Para isso, comumente são empregados sensores e circuitos de condicionamento, que apresentam desvantagens como custo, tamanho, atraso, dinâmica, entre outras incertezas, reduzindo a precisão do sistema de controle. Logo, o emprego de um estimador de corrente de magnetização torna-se uma solução interessante, visto que possibilita o uso desse estado para os propósitos de controle, sem a necessidade de um circuito de aquisição.

Como dito, o objetivo será controlar a tensão de saída v_o por realimentação de estados e, sendo a corrente de magnetização i_{Lm} um dos estados do sistema modelado, estimá-la através do filtro de Kalman. A Figura 29 mostra a estrutura da estratégia de controle.

Figura 29 – Estratégia de controle LQG integral para o conversor CC-CC de Três Portas.



Fonte: Própria autora.

A Figura 29 pode ser vista como o passo-a-passo do que deve ser feito para a implementação da estratégia de controle LQG/LTR por meio de equações de diferenças. A seguir a Figura 29 é esmiuçada e as operações matriciais são feitas de forma a se compreender como será feita a aplicação da estratégia utilizada.

Primeiramente será necessário nomear os termos que serão utilizados:

- Estado perturbado: $\hat{x} = x - \bar{X}$ = lido pelo sensor - valor nominal constante;
- Estado estimado: \tilde{x} ;
- e_f : erro do estimador;
- K_f : ganho ótimo do estimador;

- Lei de controle do LQR proporcional: $u_p(k) = K_{rp} \cdot \hat{x}$;
- K_{rp} : ganho ótimo do regulador;
- Lei de controle do LQR integral: $u_i(k) = h(k) \cdot -K_{ri}$;
- K_{ri} : ganho ótimo do rastreador (ganho integral);
- $h(k)$ = artifício para o cálculo da lei de controle do LQR integral;
- $e(k)$: erro do integrador (realimentação de saída);
- Lei de controle do LQG/LTR integral: $u(k)$;
- Elementos das matrizes do sistema:
 - a_{mn} : elemento da linha m coluna n da matriz \mathbf{A} ;
 - b_{mj} : elemento da linha m coluna j da matriz \mathbf{B}_2 .

Com a identificação dos termos, pode-se dar continuidade com o passo-a-passo da implementação da estratégia de controle LQG/LTR com ação integral:

1. Estimar os Estados: $\tilde{x} = A \cdot \tilde{x} + B \cdot u$

$$\tilde{v}_{in} = a_{11} \cdot \tilde{v}_{in} + a_{12} \cdot \tilde{v}_b a_{13} \cdot \tilde{i}_{Lm} + a_{14} \cdot \tilde{i}_{Lo} + a_{15} \cdot \tilde{v}_o + b_{11} \cdot u_1 + b_{12} \cdot u_2$$

$$\tilde{v}_b = a_{21} \cdot \tilde{v}_{in} + a_{22} \cdot \tilde{v}_b a_{23} \cdot \tilde{i}_{Lm} + a_{24} \cdot \tilde{i}_{Lo} + a_{25} \cdot \tilde{v}_o + b_{21} \cdot u_1 + b_{22} \cdot u_2$$

$$\tilde{i}_{Lm} = a_{31} \cdot \tilde{v}_{in} + a_{32} \cdot \tilde{v}_b a_{33} \cdot \tilde{i}_{Lm} + a_{34} \cdot \tilde{i}_{Lo} + a_{35} \cdot \tilde{v}_o + b_{31} \cdot u_1 + b_{32} \cdot u_2$$

$$\tilde{i}_{Lo} = a_{41} \cdot \tilde{v}_{in} + a_{42} \cdot \tilde{v}_b a_{43} \cdot \tilde{i}_{Lm} + a_{44} \cdot \tilde{i}_{Lo} + a_{45} \cdot \tilde{v}_o + b_{41} \cdot u_1 + b_{42} \cdot u_2$$

$$\tilde{v}_o = a_{51} \cdot \tilde{v}_{in} + a_{52} \cdot \tilde{v}_b a_{53} \cdot \tilde{i}_{Lm} + a_{54} \cdot \tilde{i}_{Lo} + a_{55} \cdot \tilde{v}_o + b_{51} \cdot u_1 + b_{52} \cdot u_2$$

2. Calcular erro do estimador:

$$e_f = v_o - \tilde{v}_o \text{ (único estado controlado)}$$

3. Atualizar Estados por filtro de Kalman:

$$\tilde{v}_{in} = \tilde{v}_{in} + K_{f1} \cdot e_f$$

$$\tilde{v}_b = \tilde{v}_b + K_{f2} \cdot e_f$$

$$\tilde{i}_{Lm} = \tilde{i}_{Lm} + K_{f3} \cdot e_f$$

$$\tilde{i}_{Lo} = \tilde{i}_{Lo} + K_{f4} \cdot e_f$$

$$\tilde{v}_o = \tilde{v}_o + K_{f5} \cdot e_f$$

4. Realimentar Estados lidos pelos sensores:

$$\hat{v}_{in} = v_{in} - \tilde{v}_{in}$$

$$\hat{v}_b = v_b - \tilde{v}_b$$

$$\hat{i}_{Lo} = i_{Lo} - \tilde{i}_{Lo}$$

$$\hat{v}_o = v_o - \tilde{v}_o$$

Obs: Nota-se que o terceiro estado i_{Lm} não é realimentado por sensor, pois sua realimenta-

ção se dará através do estimador ótimo (Kalman).

5. Achar $u = k \cdot x$ para LQR proporcional:

$$u_{p1} = K_{rp1} \cdot \hat{v}_{in} + K_{rp2} \cdot \hat{v}_b + K_{rp3} \cdot \tilde{i}_{Lm} + K_{rp4} \cdot \hat{i}_{Lo} + K_{rp5} \cdot \hat{v}_o$$

$$u_{p2} = K_{rp6} \cdot \hat{v}_{in} + K_{rp7} \cdot \hat{v}_b + K_{rp8} \cdot \tilde{i}_{Lm} + K_{rp9} \cdot \hat{i}_{Lo} + K_{rp10} \cdot \hat{v}_o$$

6. Calcular erro de saída:

$$e(k) = ref - v_o$$

7. Calcular integrador:

$$h(k) = T_s \cdot e(k-1) + h(k-1)$$

8. Lei de controle LQR integral:

$$u_{i1}(k) = h(k) \cdot (-Kri1)$$

$$u_{i2}(k) = h(k) \cdot (-Kri2)$$

9. Atualizar realimentação de saída integral:

$$e(k-1) = e(k)$$

$$h(k-1) = h(k)$$

10. Lei de controle LQG integral:

$$u_1(k)u_{i1}(k) - u_{p1}(k)$$

$$u_2(k)u_{i2}(k) - u_{p2}(k)$$

O passo-a-passo apresentado pode ser facilmente revertido em linhas de código para algum código em linguagem c, por exemplo, e implementado em um microcontrolador. Mas, para tal feito, há a necessidade de se encontrar os ganhos ótimos que regem a estratégia de controle LQG/LTR com ação integral.

O projeto de controle se divide em dois grandes blocos, primeiramente projetaram-se os ganhos do regulador linear quadrático (LQR) e posteriormente a matriz de ganhos do filtro de Kalman, compondo assim o LQG. Como a implementação do controlador será dada em um microcontrolador, portanto no domínio do tempo discreto, o controlador foi projetado no domínio discreto com uma frequência de amostragem de 100 kHz, a mesma frequência do chaveamento.

4.2.0.1 Regulador Linear Quadrático - LQR

Como o sistema representado pelas equações (2.33) e (2.34) é contínuo, controlável e observável, ou seja o par **AB** e **CA** do sistema possuem posto completo, faz-se necessário determinar a lei de controle que minimiza a função custo J_r (Equação 3.7) (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), de tal forma que haja uma matriz **Q** semi-definida positiva, ou seja,

$\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$ e uma matriz \mathbf{R} definida positiva, tal que $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$.

As matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} são chamadas de matrizes de ponderação, onde a matriz \mathbf{Q} determina o peso dos estados e a matriz \mathbf{R} pondera as entradas de controle. O ganho ótimo \mathbf{K}_r , dado pela equação (3.9), foi encontrado solucionando-se a equação de Riccati disposta em (3.10), através do *software Matlab*[®].

Sabendo-se que o regulador não possui função integral, a adição do integrador deve ser imposta antes de se projetar o ganho \mathbf{K}_r do *LQR*. Portanto, para o projeto de realimentação de estados com ação integral é necessário inicialmente incorporar o integrador antes de realizar os passos anteriores, de forma que, para o cálculo da matriz de ganhos, o sistema deve ter seus estados aumentados conforme as matrizes dispostas nas equações (4.16) a (4.18).

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\mathbf{C}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

A matriz \mathbf{Q} tem que ter o mesmo tamanho da matriz \mathbf{A} aumentada (\mathbf{A}_a) pois ela é a matriz de ponderação para os estados. Portanto \mathbf{Q} terá dimensão $5 + 1$, pois será adicionado 1 estado integral, o mesmo número de saídas. Com isso, tem-se que:

$$\mathbf{Q} = \mathbf{I}_{(6 \times 6)}.$$

Já \mathbf{R} , matriz que pondera as entradas de controle, será uma identidade 2 por 2, mesmo número de entradas de controle.

$$\mathbf{R} = \mathbf{I}_{(2 \times 2)}.$$

Por questões de simplicidade de projeto, as matrizes foram definidas como matrizes identidades, e posteriormente foram-se dando ganhos aos estados que mais necessitavam de atenção, como o estado do integrador ($\mathbf{Q}(6,6)$) que obteve ganhos bem elevados e os estados da corrente de magnetização e corrente do indutor ($\mathbf{Q}(3,3)$ e $\mathbf{Q}(4,4)$). Com isso, a matriz de

ponderação para os estados, \mathbf{Q} , terá a mesma dimensão que a matriz aumentada, \mathbf{A}_a , resultando em uma matriz (6x6) apresentada na equação 4.19.

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 9 \cdot 10^{12} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Já a \mathbf{R} , matriz que pondera as entradas de controle, será uma identidade com a ordem igual ao número de entradas de controle: $\mathbf{R} = \mathbf{I}_{(2 \times 2)}$, que foi multiplicada por um ganho de valor igual a 600, conforme mostra a equação 4.20.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 600 & 0 \\ 0 & 600 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

De posse das matrizes aumentadas e das matrizes de ponderação, calculou-se a matriz de ganhos ótimos do LQR discreto, \mathbf{K}_r , que se divide em duas matrizes, a proporcional e a integral. Até a coluna de número 5, número de estados iniciais, são os ganhos que compõem o LQR sem integrador, ganho proporcional. Da coluna 5 em diante são os ganhos referentes ao integrador, ganho integral. Portanto: $\mathbf{K}_r = [\mathbf{K}_{rp} \ \mathbf{K}_{ri}]$. A equação (4.21) mostra os valores dos ganhos do LQR proporcional e (4.22) os ganhos integrais.

$$\mathbf{K}_{rp} = \begin{bmatrix} -0,0000289 & 0,0129 & -0,389 & 0,14 & 6,0524 \\ 0,00727 & -0,0073 & 0,293 & 0,105 & 4,553 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\mathbf{K}_{ri} = \begin{bmatrix} -5681,6 \\ -4274,9 \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

4.2.0.2 Filtro de Kalman

O estimador de estados terá uma função de extrema relevância no que diz respeito à corrente de magnetização (i_{Lm}), que não será lida (realimentada) por um sensor, mas estimada pelo filtro de *Kalman*. A escolha ótima para K_f é dada pela equação 3.12.

Para achar o ganho ótimo do filtro de *Kalman* é necessário adicionar a matriz de covariância dos ruídos de processo \mathbf{W} e a matriz de covariância dos ruídos de medição \mathbf{V} . Mas já se sabe que o *LQG*, unicamente, não garante margens de estabilidade, sendo necessária a adição da recuperação do ganho de malha de transferência (*Loop Transfer Recovery*) o LTR. Dessa forma, a malha de controle do *LQG* agora se aproxima assintoticamente da malha do *LQR*, conforme q se aproxima do infinito. Assim, a matriz de covariância dos ruídos de processo, \mathbf{W} , torna-se $\mathbf{W} = q^2 \mathbf{B} \mathbf{R}_w \mathbf{B}^T$.

Após a definição desses parâmetros, pôde-se projetar os ganhos do filtro de *Kalman* discreto conforme mostra (4.23).

$$\mathbf{K}_{fLTR} = 10^5 \cdot \begin{bmatrix} 0.0226 \\ -0.1413 \\ 9.2837 \\ -0.0632 \\ -0.0001 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

O projeto do controlador foi feito no *software Matlab*[®] e o código .m do mesmo encontra-se no apêndice F.

4.3 Construção do Protótipo

Os detalhes construtivos do protótipo montado em laboratório serão abordados nesta seção. É importante informar que o conversor foi construído através de uma parceria entre os laboratórios GPEC (Grupo de Processamento de Energia e Controle) e GPAR (Grupo de Pesquisa em Automação, Controle e Robótica) e portanto foi sobre dimensionado para uma potência de 200 W, para que pudesse ser utilizado em outras aplicações. Os esquemáticos das placas são apresentados nos Apêndices A, B e C.

4.3.1 Projeto físico dos magnéticos

4.3.1.1 Indutor de saída

Primeiramente fez-se o projeto físico do indutor, o resumo do mesmo encontra-se na Tabela 5. O projeto físico do indutor detalhado encontra-se no Apêndice D.

Tabela 5 – Resumo do Projeto Físico do Indutor

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	3 x <i>NEE</i> – 76/50/25
Número de espiras	60
Condutor utilizado	AWG 20
Número de condutores em paralelo	9
Comprimento do fio	131.674 m
Altura calculada do entreferro	0.648 cm

Fonte: a autora.

4.3.1.2 Transformador de 3 enrolamentos

O projeto físico do transformador de 3 enrolamentos detalhado encontra-se no Apêndice E. O resumo do mesmo encontra-se na Tabela 6

Tabela 6 – Resumo do Projeto Físico do Transformador de 3 Enrolamentos

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	<i>MMT</i> 140T3615
Condutor utilizado	AWG 26
Número de espiras primário	5
Número de espiras secundário	15
Número de espiras terciário	15
Número de condutores em paralelo primário	56
Número de condutores em paralelo secundário	19
Número de condutores em paralelo terciário	19
Comprimento de 1 fio primário	26,4 cm
Comprimento de 1 fio secundário	79,2 cm
Comprimento de 1 fio terciário	79,2 cm

Fonte: a autora.

4.3.2 Circuitos de comando dos interruptores

O circuito de comando dos interruptores deve permitir uma operação adequada dos interruptores nos momentos de comutação, condução e bloqueio. Também se faz necessário que o circuito de comando proporcione o isolamento entre o circuito de controle e o de potência, visto que há diferentes referenciais de tensão. Além disso o circuito de comando deverá agir de forma a proteger os dispositivos semicondutores, evitando que os mesmos se destruam (BASCOPE; PERIN, 1997).

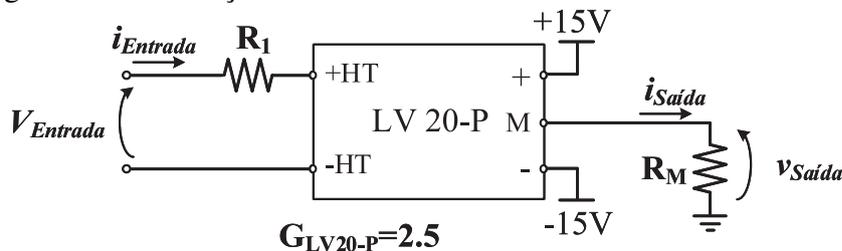
Existem várias maneiras de implementar um circuito de comando de interruptores e o método escolhido foi utilizando o circuito integrado *Si3232BB – D – ISR* da *SILICON LABS*[®]. O circuito integrado opera com duas entradas de comando independentes e gera duas saídas independentes e isoladas. Duas fontes *PEM1 – S24 – S15 – S* são responsáveis por sua alimentação. Como há a necessidade de acionar 3 interruptores, portanto enviar 3 sinais de comandos, e como cada circuito integrado é responsável por apenas dois sinais de comando, o acionamento foi feito em duas placas exatamente iguais e separadas da de potência para serem posteriormente conectadas à mesma. O esquemático da placa que contém os circuitos de acionamento dos interruptores é apresentado no Apêndice C.

4.3.3 Sensoriamento

4.3.3.1 Sensoriamento de Tensão

Foram utilizados 3 sensores de tensão, um para cada porta, da *LEM*[®] do tipo *Voltage Transducer LV 20-P*, transdutor de tensão. Os sensores apresentam isolamento galvânica e capacidade para tensões CC de até 500 V.A Figura 30, traz o esquema de ligação dos sensores.

Figura 30 – Ilustração do Circuito do Sensor de Tensão.



Fonte: (BARBOSA, 2020)

É possível observar que há a necessidade de se projetar os resistores R_1 e R_M para a adequada aquisição de dados. Como cada porta possui um nível de tensão distinto, projetou-se os resistores para cada uma delas conforme o ganho mostrado na Equação 4.24.

$$G_v = \frac{V_{entrada}}{V_{saida}} = G_{LV20-P} \cdot \frac{R_M}{R_1} \quad (4.24)$$

A tabela 7 traz os parâmetros utilizados para o projeto, bem como os resistores adotados.

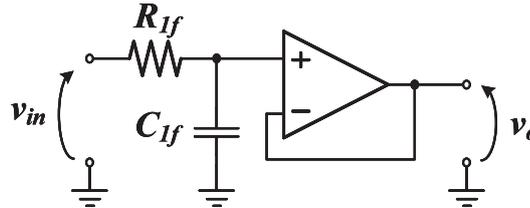
Após o sensoriamento ocorre um processo de filtragem, através de um filtro *anti-aliasing* do tipo passa baixa analógico de primeira ordem. O esquema do filtro é apresentado na Figura 31.

Tabela 7 – Resumo do Projeto dos Sensores de Tensão

Porta	Tensão Máxima	R_1	R_M
FV (V_{in})	82 V	8,2 k Ω /5 W	120 Ω
Bateria (V_b)	68 V	6,8 k Ω /5 W	120 Ω
Saída (V_o)	68 V	6,8 k Ω /5 W	120 Ω

Fonte: a autora.

Figura 31 – Filtro Passa Baixa de Primeira Ordem.



Fonte: (BARBOSA, 2020)

Os componentes do filtro foram projetados para uma frequência de 2 kHz (duas décadas abaixo da freq. de amostragem) e os valores dos mesmos se encontram na tabela 9.

Tabela 8 – Resumo do Projeto dos Filtros de Tensão

Parâmetro	Valor
Freq. de corte especificada	$F_c = 2 \text{ kHz}$
Resistor	$R_{1f} = 110 \text{ k}\Omega$
Capacitor	$C_{1f} = 680 \text{ pF}$
Freq. de corte calculada	$F_c = 2,128 \text{ kHz}$

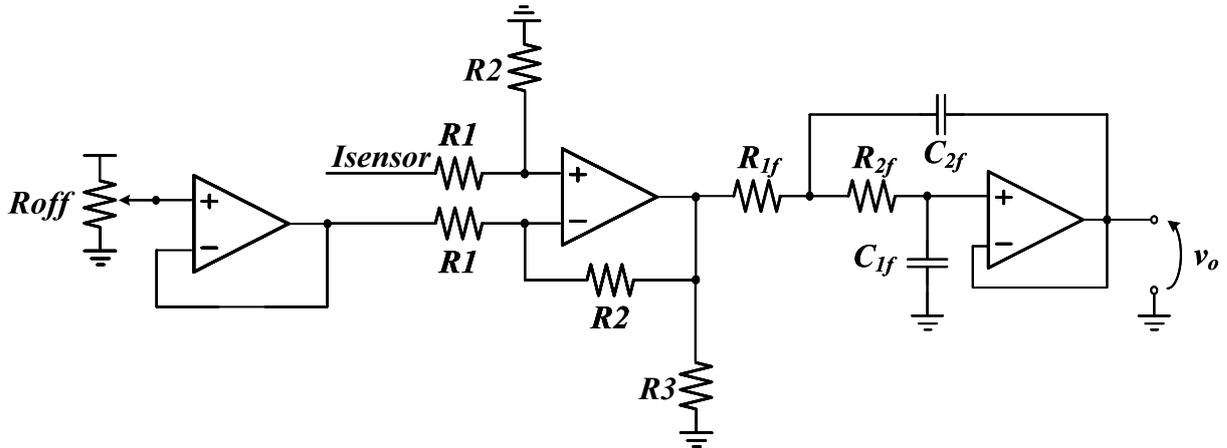
Fonte: a autora.

4.3.3.2 Sensoriamento de Corrente

O sensor de corrente utilizado foi o *LTS 25 – NP* da *LEM*[®] do tipo *Current Transducer*, transdutor de corrente bidirecional. Os sensores apresentam isolamento galvânica e capacidade para correntes de até 80 A, possuindo corrente nominal de 25 A. Sua bidirecionalidade implica em um deslocamento (*offset*) de 2,5 V, metade do valor de alimentação 5 V. A compensação desse *offset* é dada pela primeira etapa no condicionamento de sinais.

Ao todo o condicionamento do sinal de corrente possui 3 etapas, a primeira, como dito, é a retirada do *offset* por um circuito divisor de tensão, a segunda etapa utiliza um circuito diferencial, o que permite a elevação do ganho de amostragem, para assim se obter uma melhor resolução do sinal lido. Já a terceira etapa consiste na filtragem do sinal, a Figura 32, traz o esquema do circuito de condicionamento da corrente.

Figura 32 – Ilustração do Circuito de Condicionamento de Corrente.



Fonte: adaptado de Barbosa (2020)

Sabendo que o ganho do sensor *LTS 25 – NP* é de 25 mV/A e que a corrente média do indutor L_o é de 8 A, com uma ondulação adotada de 10%, estipulou-se que a corrente máxima a ser lida seria de 12 A. Sendo também o conversor analógico digital do microcontrolador de tensão máxima de 3 V, escolheu-se um ganho de valor igual a 10 para o condicionamento. Há a necessidade de se projetar os resistores R_1 e R_2 para a adequada aquisição de dados, isso apenas para o que foi chamado de segunda etapa, a etapa do circuito diferencial de ganho 10. Já R_3 é um resistor chamado de *pull-up* com valor adotado de $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$. Projetou-se os resistores para amostragem da corrente do indutor L_o conforme o ganho mostrado na Equação 4.25.

$$G_{cond} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.25)$$

Adotando o valor de $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ chega-se facilmente ao valor $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$.

A terceira etapa consiste no processo de filtragem, através de um filtro *anti-aliasing* do tipo passa baixa analógico de segunda ordem, estilo *salen-key* como foi apresentado na Figura 32. Os componentes do filtro foram projetados para uma frequência de 200 kHz (2 x a frequência de chaveamento) e os valores dos mesmos se encontram na tabela 9.

Tabela 9 – Resumo do Projeto do Filtro de Corrente

Parâmetro	Valor
Freq. de corte especificada	$F_c = 200 \text{ kHz}$
Resistor	$R_{1f} = 100 \text{ }\Omega$
Resistor	$R_{2f} = 100 \text{ }\Omega$
Capacitor	$C_{1f} = 10 \text{ nF}$
Capacitor	$C_{2f} = 4700 \text{ pF}$
Freq. de corte calculada	$F_c = 232,15 \text{ kHz}$

Fonte: a autora.

Com esse modulador foi possível modelar a planta como no item 4.0.1 e também realizar facilmente sua simulação no *PSIM*, porém sua implementação no microcontrolador escolhido requereu uma modelagem do modulador, para que assim os pulsos PWM fossem gerados por comparação com uma dente de serra. Isso se deu principalmente por conta da alta frequência de chaveamento. A modelagem do modulador retorna as razões cíclicas de cada interruptor em função de d_1 e d_2 que são sinais de controle.

Para não haver confusão, os sinais d_1 e d_2 mostrados na Figura 33 vão ser chamados de d_{1ctrl} e d_{2ctrl} , respectivamente. Já as razões cíclicas para os interruptores S_1 , S_2 e S_3 serão chamadas de D_1 , D_2 e D_3 respectivamente. A Equação 4.27 mostra a modelagem para a razão cíclica D_1 , assim como as Equações 4.28 e 4.29 mostram para as razões cíclicas D_2 e D_3 respectivamente.

$$D_1 = 1 - \frac{1}{d_{1ctrl}} \quad (4.27)$$

$$D_2 = \frac{(1 - d_{2ctrl})}{d_{1ctrl}} \quad (4.28)$$

$$D_3 = \frac{d_{2ctrl}}{d_{1ctrl}} \quad (4.29)$$

O código .c de implementação no microcontrolador pode ser encontrado no apêndice F.

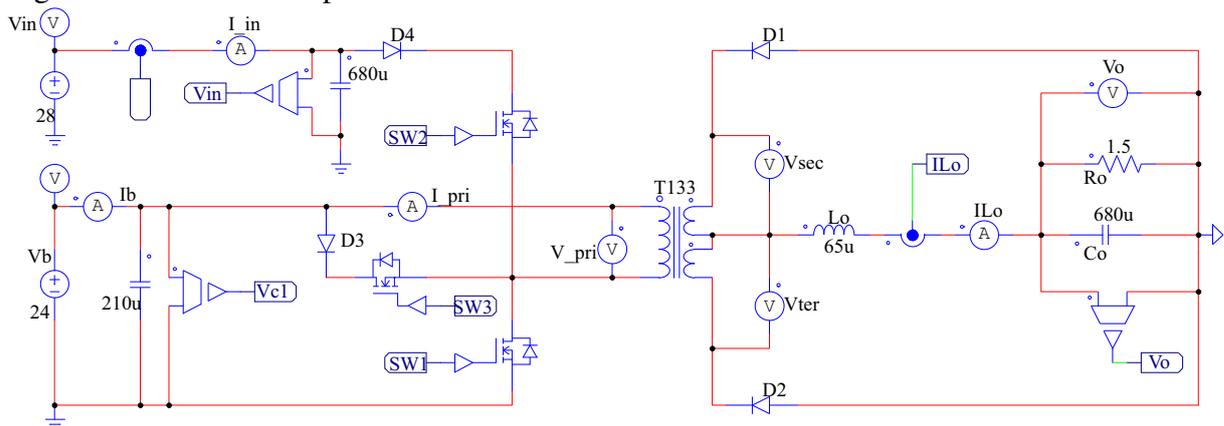
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Após realização dos projetos de potência e de controle utilizou-se o *software MATLAB*[®] para saber se o conversor retornava os valores de tensão de saída desejados. Após isso foi realizada a simulação no *software PSIM*[®] para uma maior aproximação do experimental.

5.1 Resultados de Simulação - PSIM

Após a simulação do *MATLAB*[®] retornar resultados satisfatórios, o conversor foi simulado no *software PSIM*[®] operando em malha fechada. Para realizar a simulação no *PSIM*[®] foi necessário transformar todo o projeto de controle para código .c, o que significa transformar o controlador em equações a diferenças. O código utilizado no *software PSIM*[®] encontra-se no apêndice F. A Figura 34 mostra o circuito de potência para simulação do conversor.

Figura 34 – Circuito de potência do conversor CC-CC.



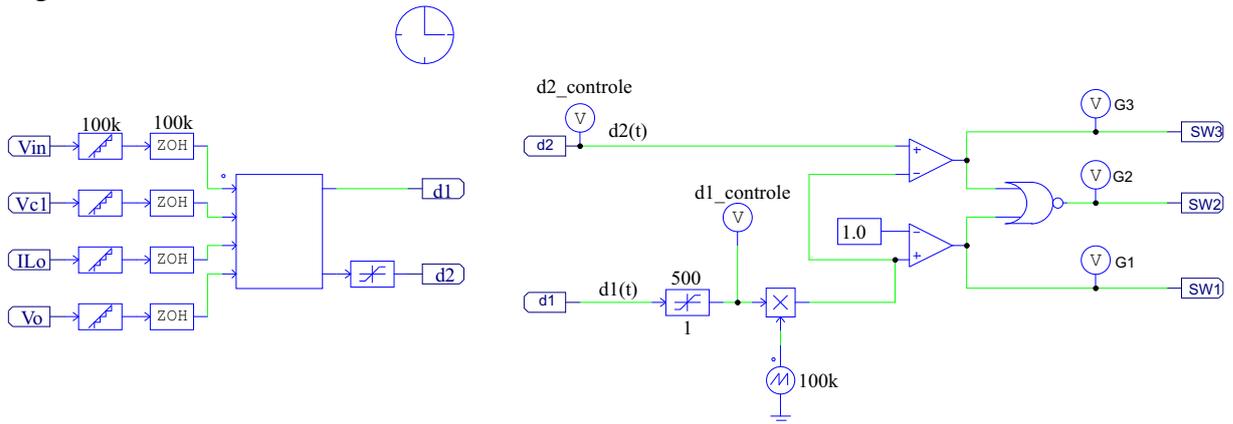
Fonte: a autora

Como dito o controle foi elaborado em código .c, portanto foi realizado dentro do elemento *CBLOCK* do *PSIM*[®]. O circuito de controle é apresentado na Figura 35.

Fez-se a simulação do conversor com vários testes e perturbações, mas primeiramente verificou-se sua operação em regime permanente. A Figura 36 mostra o conversor em regime permanente sem aplicação de perturbações e em baixa frequência com valores médios de 12 V para tensão de saída e de aproximadamente 8 A para a corrente sobre o indutor de saída i_{Lo} .

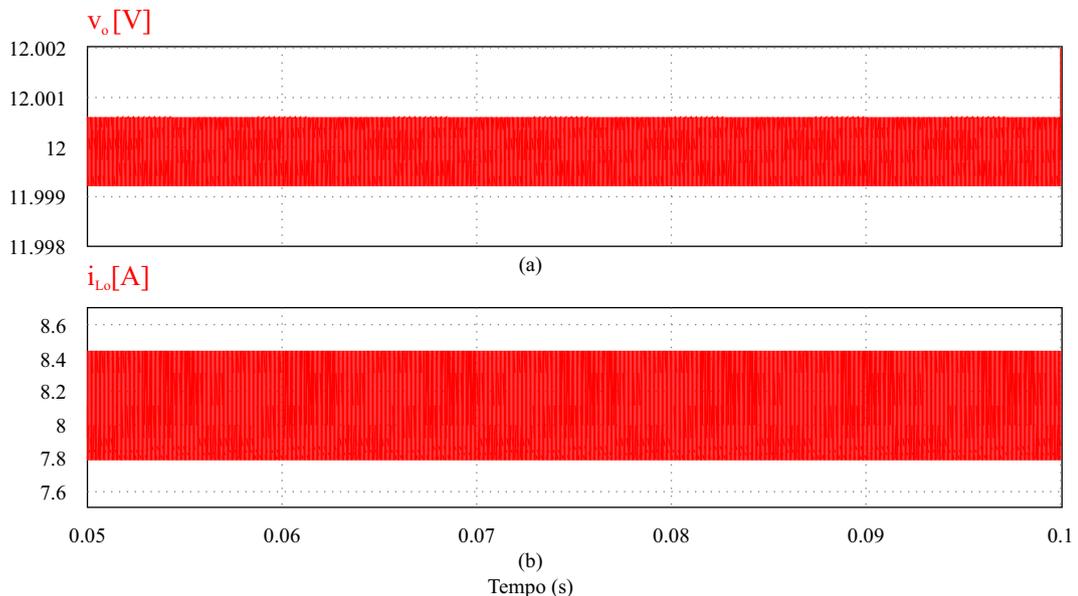
A Figura 37 mostra o conversor em regime permanente sem aplicação de perturbações e em alta frequência com valores máximos de 0,6 mV acima de 12 V para tensão de saída e de 415 mA acima dos 8 A nominais para a corrente sobre o indutor de saída i_{Lo} . E com valor mínimo de 7,8 A (2,5%) para a corrente sobre o indutor de saída i_{Lo} . O valor mínimo para a

Figura 35 – Circuito de controle do conversor CC-CC.



Fonte: a autora

Figura 36 – Conversor em Regime Permanente - (a) tensão de saída. (b) corrente no indutor de saída.



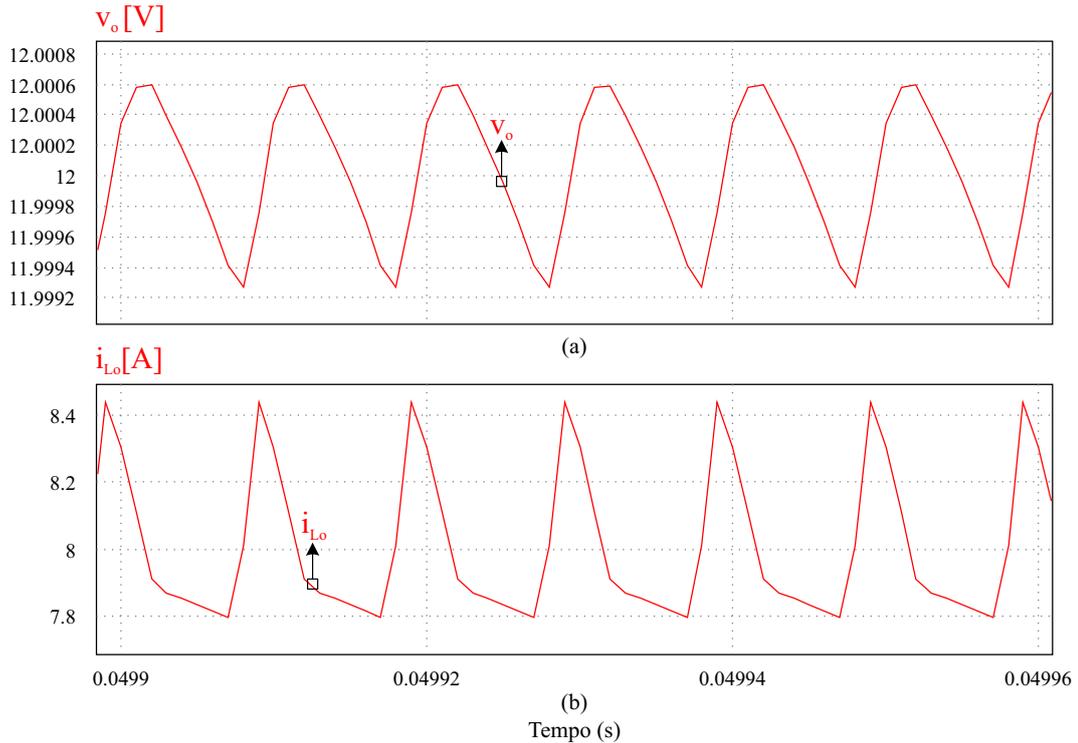
Fonte: a autora

tensão de saída foi de 12 V até a terceira casa decimal.

Após a verificação do conversor operando em regime permanente começaram-se a aplicação das perturbações no mesmo. Primeiramente aplicaram-se perturbações nas tensões de entrada ($v_{FV} - v_{in}$) e na bateria (v_b), pois jugou-se ser o caso mais crítico e de mais relevância para a aplicação. A Figura 38 mostra a resposta do conversor a aplicação de perturbações em v_{in} e v_b . É possível observar que o máximo *overshoot* de tensão ocorre no instante de tempo $t = 0,06$ s e é de valor $v_o = 12,041$ V. Essa sobretensão ocorre quando a tensão na bateria volta ao seu valor nominal, saindo do valor de 20 V e retornando a $v_b = 24$ V.

Também na Figura 38 é possível observar que a tensão de saída não sofre alterações com as variações que ocorrem em v_{in} , que está sendo simulada como uma tensão senoidal sempre

Figura 37 – Conversor em Regime Permanente em Alta Frequência - (a) tensão de saída. (b) corrente no indutor de saída.



Fonte: a autora

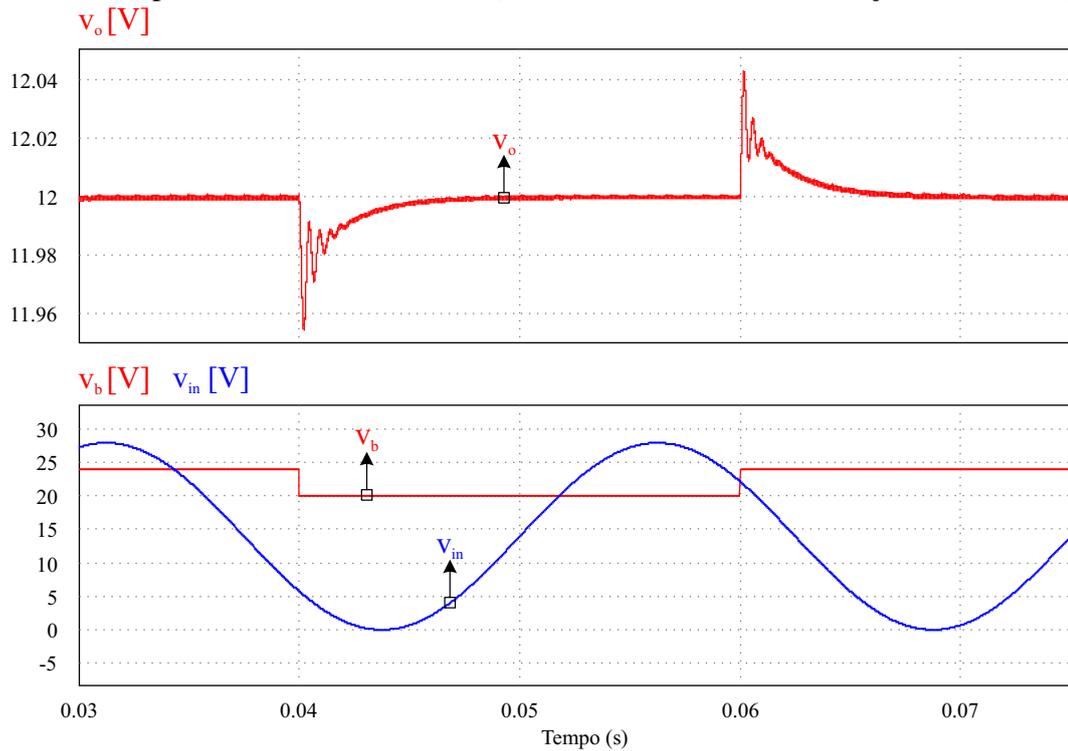
positiva de valor de pico igual a $v_{in} = 28$ V. Esse tipo de perturbação emula sombreamentos que eventualmente podem ocorrer aos painéis fotovoltaicos. Nesses instantes de sombreamento a tensão na bateria poderá cair, pois estará fornecendo potência e não recebendo. Na Figura 38 no instante de tempo $t = 0,04$ s a bateria sofre um degrau negativo de -4 V e a tensão de saída sofre um *undershoot* chegando no valor de $v_o = 11,963$ V. Mesmo sentindo a saída de v_b , a tensão de saída sofre sub e sobre tensões totalmente admissíveis e aceitáveis, visto que não chegam nem ao valor de 1% da tensão nominal.

Sabe-se que a aplicação do conversor é um barramento CC de 96 W e que, portanto, não haverá perturbações tão abruptas na saída. Porém aplicou-se um degrau de carga que sai de 50% da carga nominal para 100% da mesma. A Figura 39 mostra a resposta do conversor a aplicação do degrau de carga. É possível observar que o máximo *overshoot* de tensão ocorre no instante de tempo $t = 0,06$ s e é de valor aproximadamente $v_o = 12,6$ V.

A sobretensão que ocorre quando a carga sai de 100% para 50% está dentro do limite de 5% do valor nominal. Já os valores de *undershoot* registrados foram de aproximadamente $v_o = 11,86$ V, o que também está dentro do limite de 5% do valor nominal.

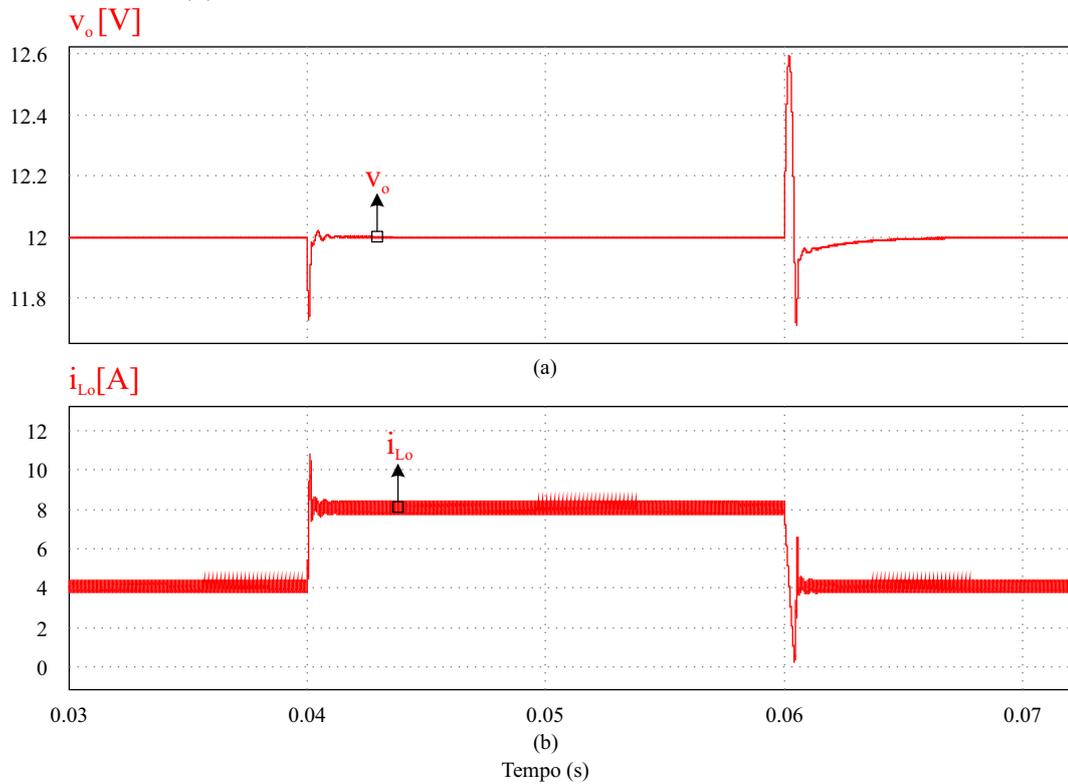
Apesar do controle ser feito apenas para a tensão de saída v_o , nota-se que a corrente sobre o indutor de saída i_{L_o} é controlada e obtém um comportamento de uma planta de primeira

Figura 38 – Resposta da Tensão de Saída v_o do Conversor com Perturbações em v_{in} e v_b



Fonte: a autora

Figura 39 – Resposta da Tensão de Saída v_o do Conversor com Degrau de Carga - (a) tensão de saída. (b) corrente no indutor de saída.



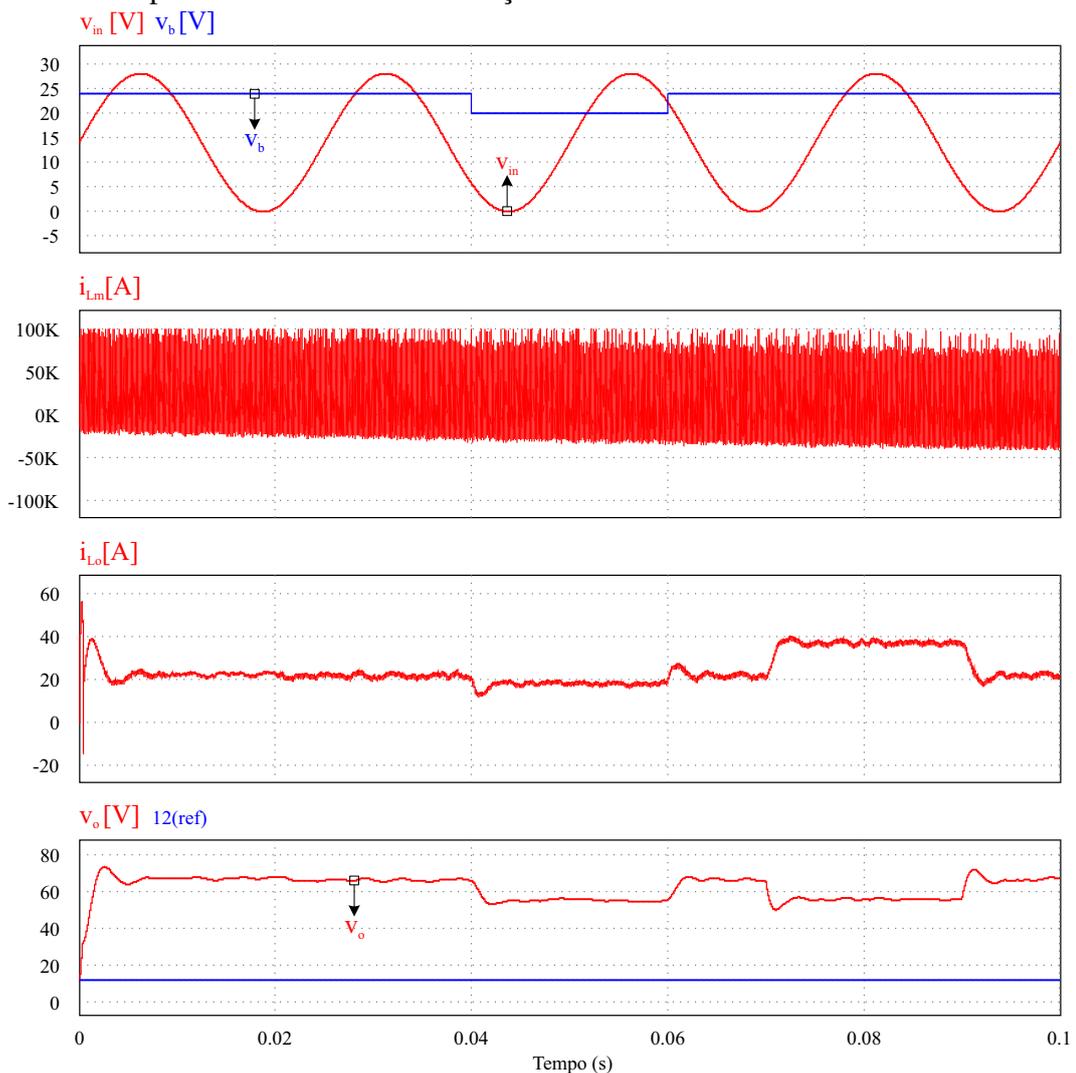
Fonte: a autora

ordem. É importante salientar que mesmo com a aplicação de perturbações, o controlador conseguiu fazer com que a tensão na saída fosse mantida em 12 V.

Mesmo sob o efeito de perturbações bastante agressivas, como a na tensão de entrada e de graus aplicados na carga, o controlador se mostrou eficaz, sabendo-se que a corrente de magnetização (i_{Lm}) em nenhum momento foi realimentada por sensor, para a mesma foi utilizado o estimador ótimo por filtro de Kalman, que necessitou da inserção da recuperação do ganho da malha de transferência, o LTR, só com ele foi possível manter a tensão de saída em 12 V em meio às perturbações.

Após verificar a eficácia do conversor, frente a perturbações nas fontes primárias e na saída, fez-se um teste com o controlador sem a ação do LTR, cujo resultado é apresentado na Figura 40. É possível observar que sem a ação do LTR, os resultados são não satisfatórios, visto que a corrente de magnetização cresce vertiginosamente e a tensão de saída não segue referência.

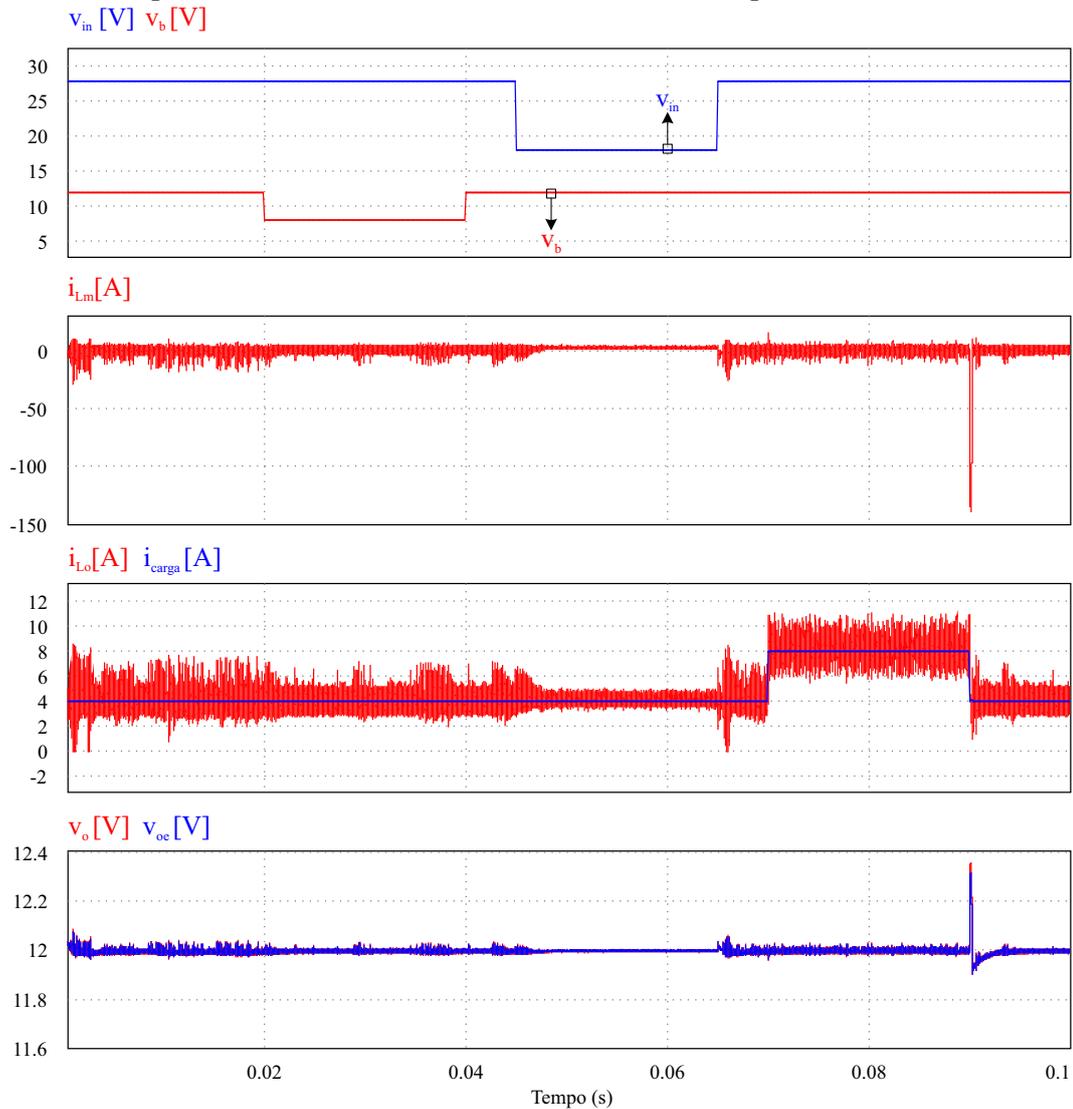
Figura 40 – Resposta do Conversor sem a ação do LTR



Fonte: a autora

Como dito anteriormente apenas a corrente de magnetização (i_{Lm}) foi realimentada por filtro de Kalman, sendo os outros estados realimentados por sensores durante todos os testes até aqui feitos. A Figura 41 traz o resultado do conversor operando com um controle inteiramente realimentado por filtro de Kalman.

Figura 41 – Resposta do Conversor inteiramente realimentado por filtro de Kalman



Fonte: a autora

É possível observar que os resultados são bem semelhantes aos obtidos com sensores, o que pode ser uma premissa a retirada dos sensores, utilizando apenas o observador ótimo e o sensor de realimentação de saída. O que antes era uma desvantagem do controle centralizado, agora pode ser contornado pelo observador de estados. Importante salientar que foram aplicadas todas as perturbações, tanto na entrada, quanto na saída, de modo semelhante ao teste com sensores.

A primeira perturbação é aplicada na tensão da bateria v_b , entre os instantes de tempo 0,02 s e 0,04 s. Já no intervalo de tempo 0,045 s e 0,065 s foi aplicada uma perturbação na tensão de entrada referente ao sistema de geração fotovoltaica, v_{in} . E no intervalo de tempo 0,07 s e 0,09 s foi aplicada uma perturbação na saída, com um degrau de carga indo de 50% a 100% da carga nominal. Nota-se que a tensão de saída pouco percebe as perturbações, exceto no instante de tempo 0,09 s, que se dá a saída de carga de 100% para 50% da carga nominal.

Ainda observando a Figura 41, nota-se que a ondulação da corrente de saída (corrente no indutor de saída I_{L_o}) ficou bem maior que com o caso com realimentação por sensores, mas isso pode se dá devido a agressividade do *LTR* (realimentação do ganho da malha de transferência), que foi um ganho muito alto e quanto maior o seu valor mais ruidoso se torna o sistema.

Por último fez-se uma comparação entre o conversor utilizando o controle centralizado via LQG/LTR, e utilizando o controlador descentralizado com uma rede de desacoplamento por Fator K, a mesma estratégia de controle abordada em (QIAN, 2010), porém com a entrada de controle 2 fixada, simulando um sistema SISO, com uma entrada (d_1) e uma saída (v_o).

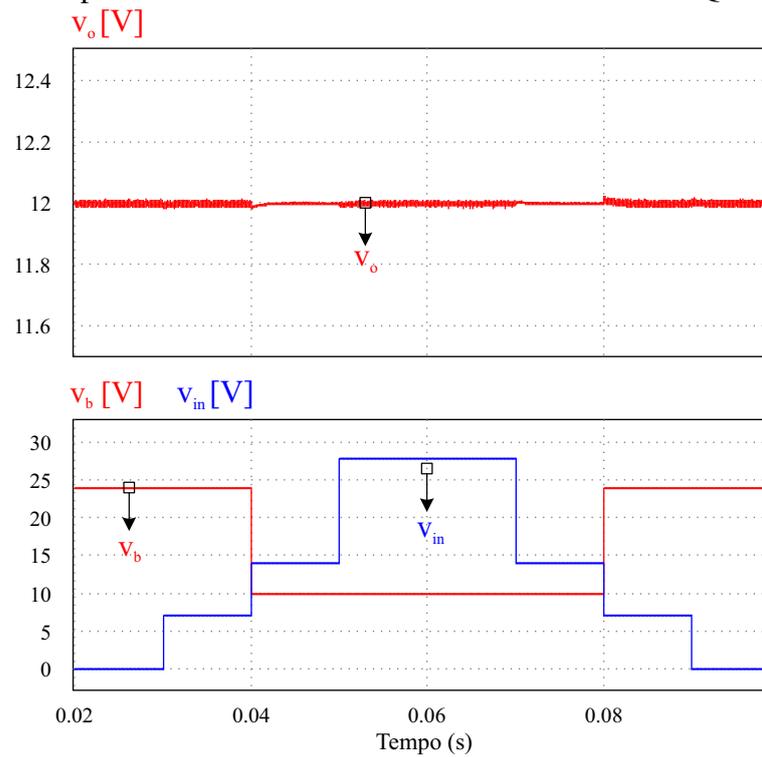
A Figura 42 mostra o conversor com a estratégia de controle abordada no presente trabalho, a estratégia por controle centralizado via LQG/LTR, com aplicação de perturbações nas fontes primárias de forma abrupta e agressiva. Nota-se que a tensão de saída consegue voltar a seguir referência, mesmo em situação tão adversa.

Já a Figura 43 mostra o conversor com a estratégia de controle abordada no trabalho de QIAN, 2010, que utilizou controladores descentralizados e para tal uma rede de desacoplamento, com aplicação de perturbações nas fontes primárias de forma abrupta e agressiva. Os controladores são projetados via fator K e a entrada 2, de controle, foi fixada em 0,5, para simular um sistema SISO (*Single-Input Single-Output*). Nota-se que a tensão de saída não consegue voltar a seguir referência e se perde completamente.

Essa simulação comparativa mostrada nas Figuras 42 e 43 foi feita justamente para enfatizar a necessidade do controle centralizado. Percebe-se o que já tinha sido observado nos valores dispostos nas tabelas 3 e 4 que mostram os valores de *RGA* e *SVD* para condições nominal e não nominal.

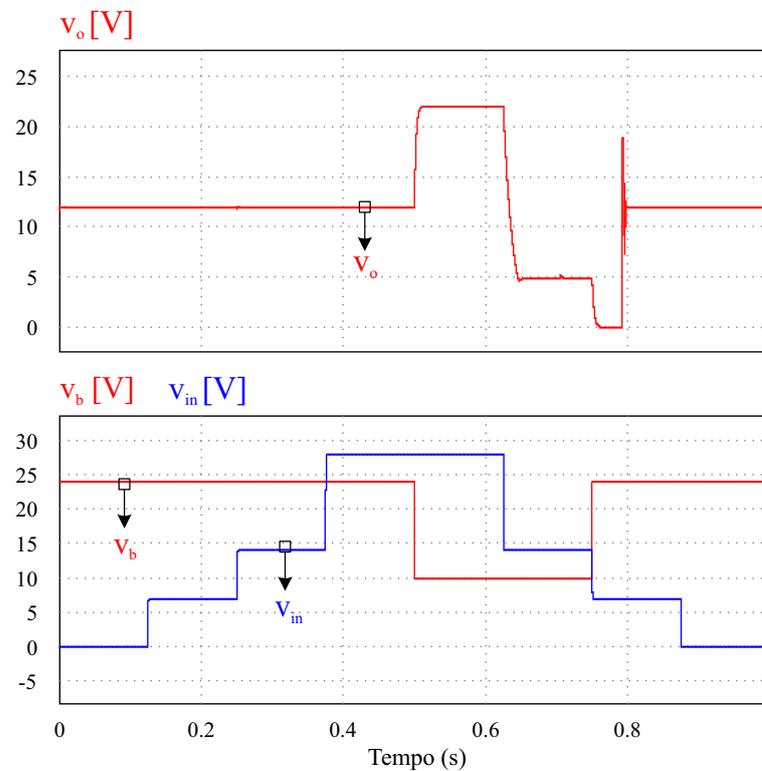
A condição não nominal foi justamente a utilizada para as simulações, em que se impõe um degrau na tensão da bateria que vai de 24 V para 10 V. Os valores singulares já tinham mostrado que a entrada dois se sobressai para o caso não nominal e que há a necessidade da ação das duas entradas, não sendo possível haver a regulação do sistema com a retirada da entrada

Figura 42 – Resposta do Conversor com controle centralizado LQG/LTR.



Fonte: a autora

Figura 43 – Resposta do Conversor com controle descentralizado com rede de desacoplamento e fator k.



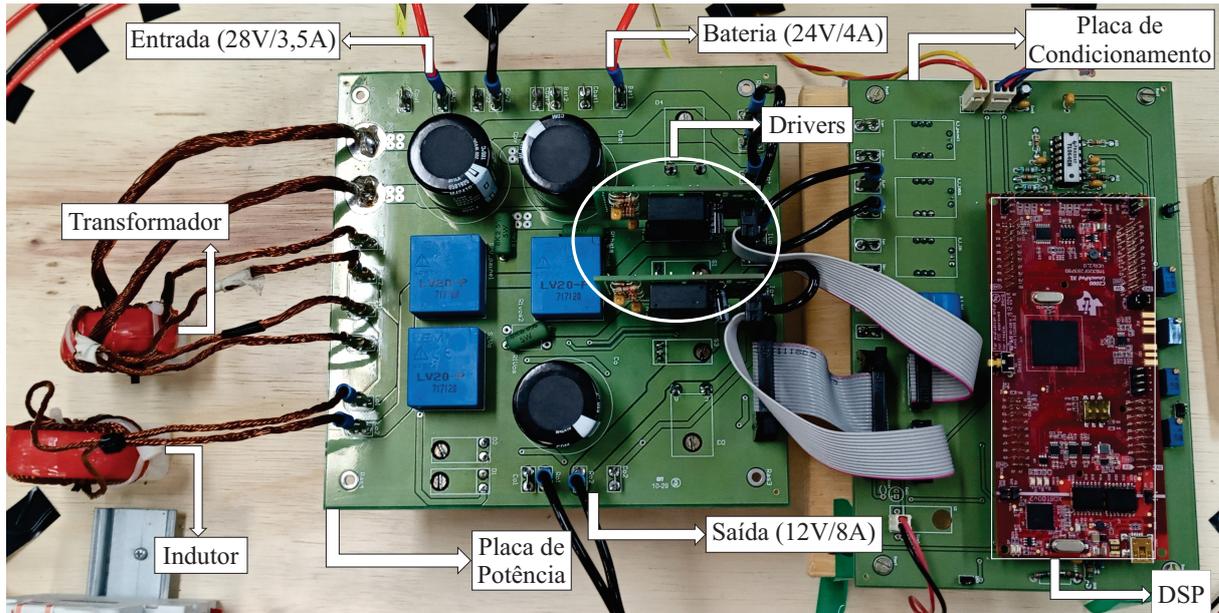
Fonte: a autora

dois, como foi o caso da simulação que resulta na Figura 43.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES

Após realização dos projetos de potência e de controle e simulação no *software PSIM*[®], começaram-se os testes no protótipo montado em laboratório, o qual pode ser visto na Figura 44.

Figura 44 – Fotografia do conversor CC-CC de três portas montado em bancada.



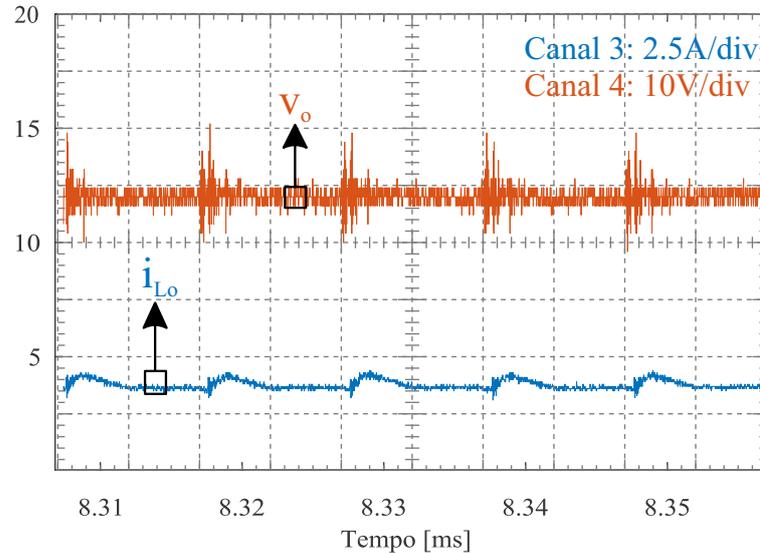
Fonte: Própria autora.

Primeiramente fez-se testes no conversor em malha aberta, com apenas duas portas, no caso a porta 1 referente ao sistema de geração fotovoltaico, v_{in} e a outra referente à porta de saída v_o . Esse teste com apenas duas portas se deu devido à inserção de um nível CC no transformador quando há a porta bidirecional, referente à bateria. O transformador projetado e utilizado não é o recomendado para essa situação, tendo que haver uma adaptação do protótipo para se averiguar a ação do controlador e assim se obter resultados experimentais que preliminarmente validassem a metodologia proposta.

A resposta do conversor a esse teste está disposta na Figura 45, onde apresenta a tensão de saída v_o e a corrente sobre o indutor de saída i_{L_o} em malha aberta. Esse teste foi feito com uma carga $R_o = 3,2 \Omega$, aproximadamente, dando um valor médio de corrente de saída igual a $I_o = 3,7 \text{ A}$, para uma tensão de saída com valor médio de $V_o = 12 \text{ V}$. A tensão de entrada foi fixada em 28 V e as razões cíclicas em $D_1 = 0,16$, $D_2 = 0,33$ e $D_3 = 0,51$, para os respectivos 3 interruptores controlados.

A Figura 46 mostra as correntes no primário i_p , secundário i_s e terciário i_T do

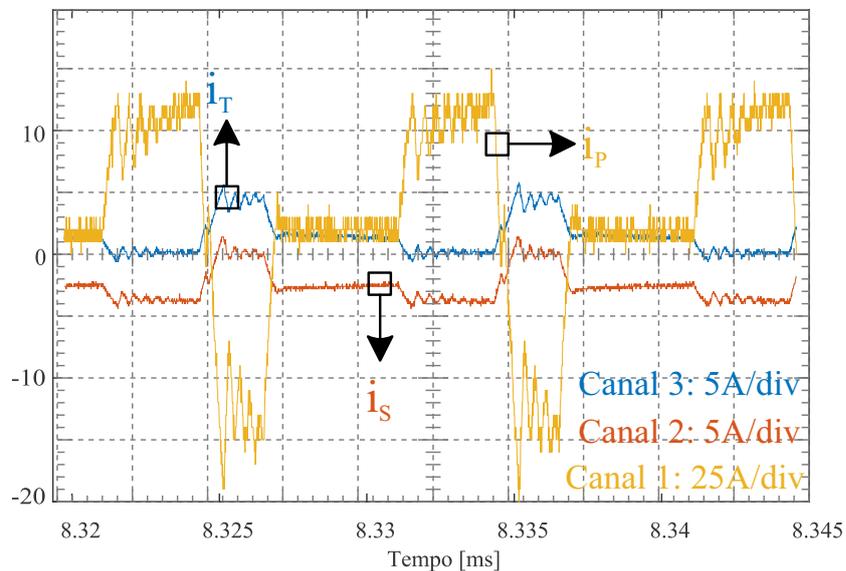
Figura 45 – Resultado experimental do conversor CC-CC de três portas em malha aberta. Corrente sobre o indutor de saída (i_{L_o}) e tensão de saída (v_o).



Fonte: a autora

transformador. A importância da aquisição dessas correntes se dá devido a necessidade de monitorar o transformador para que o mesmo não sature.

Figura 46 – Correntes sobre os enrolamentos do transformador do conversor CC-CC de três portas em malha aberta.



Fonte: a autora

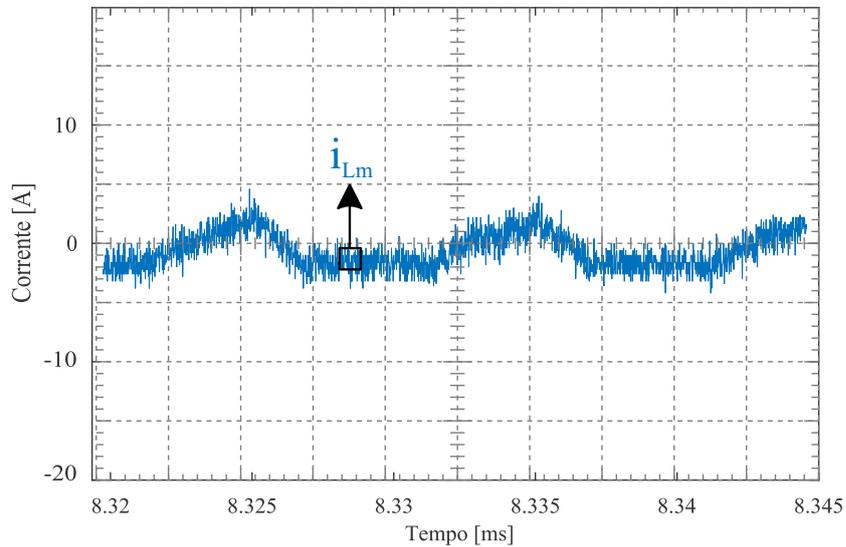
Pensando nisso utilizou-se as correntes do primário, secundário e terciário para calcular a corrente de magnetização, se dando conforme mostra a equação 6.1:

$$i_{L_m} = i_P + n \cdot i_S + n \cdot i_T, \quad (6.1)$$

sabendo que n é a relação de transformação igual a 3.

Através dos valores das correntes e utilizando a equação 6.1, chegou-se à Figura 47, que mostra a corrente de magnetização do conversor em malha aberta.

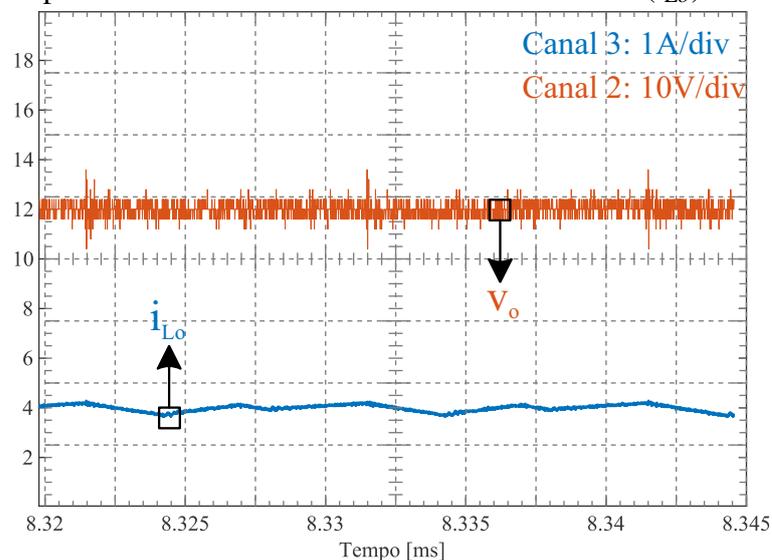
Figura 47 – Corrente de magnetização (i_{Lm}) calculada do conversor CC-CC de três portas em malha aberta.



Fonte: a autora

Após verificar a funcionalidade do protótipo da Figura 44 em malha aberta, começaram-se os teste em malha fechada. Com as mesmas especificações de potência para o teste em malha aberta, devido a limitação de carga no laboratório. A Figura 48 mostra o resultado experimental do conversor CC-CC de três portas em malha fechada em regime permanente, trazendo as formas de onda de tensão de saída, v_o , e corrente sobre o indutor de saída, i_{Lo} .

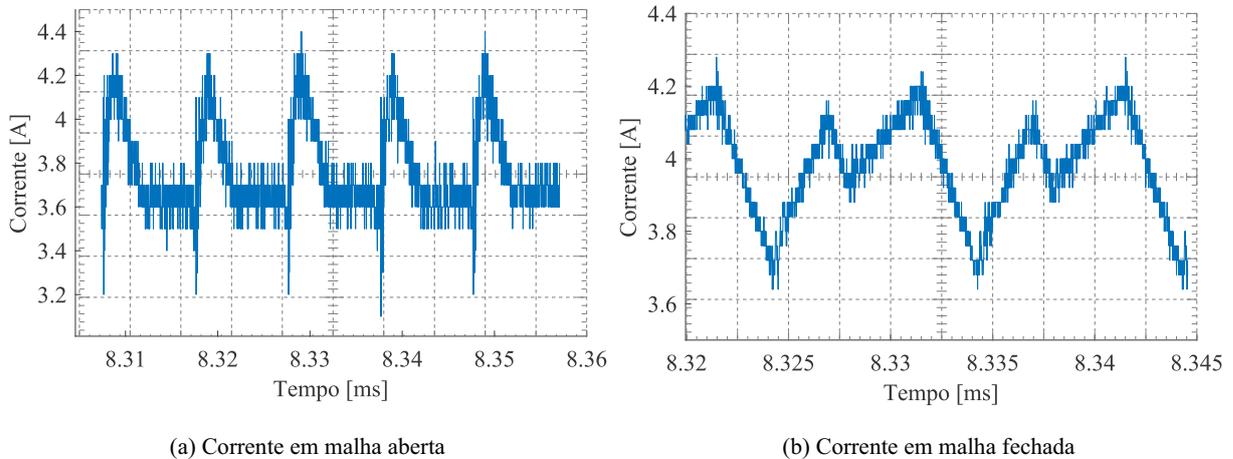
Figura 48 – Resultado experimental do conversor CC-CC de três portas em malha fechada em regime permanente. Corrente sobre o indutor de saída (i_{Lo}) e tensão de saída (v_o).



Fonte: a autora

Fazendo comparações com a Figura 45 é notório que o formato da corrente sobre o indutor de saída, i_{Lo} , muda, de tal forma que o formato em malha fechada se assemelha à forma de onda teórica, apresentada por Qian (2010) e que é mostrada na Figura 11. Além disso, nota-se que a ondulação da corrente sobre o indutor de saída diminuiu em malha fechada, o que pode ser visto como algo feito pelo controle indireto por realimentação de estados. A Figura 49 explicita as correntes, para uma melhor análise.

Figura 49 – Corrente sobre o indutor de saída i_{Lo} experimental do conversor CC-CC de três portas.



Fonte: a autora

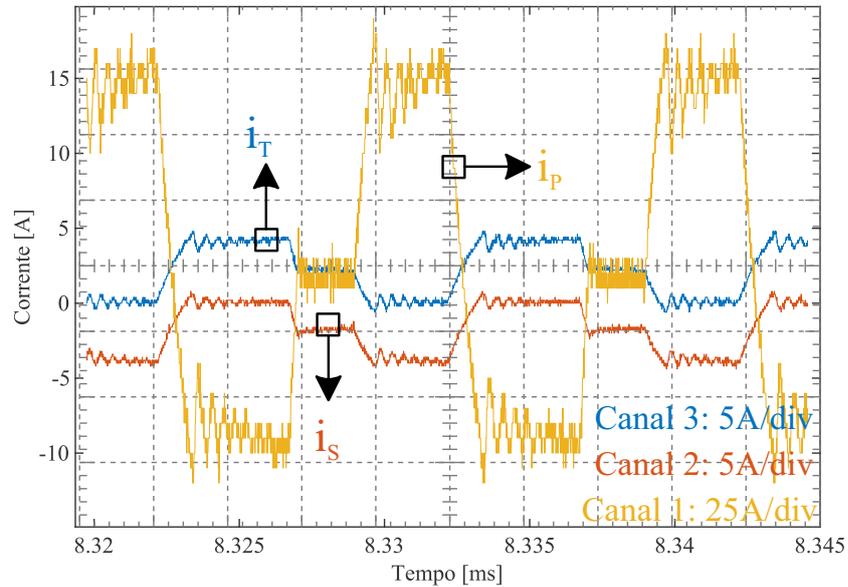
É importante ressaltar que os testes em malha fechada foram feitos sob as mesmas condições que em malha aberta, ou seja, com apenas duas portas, no caso a porta 1 referente ao sistema de geração fotovoltaico, v_{in} e a outra referente à saída, v_o . Esse teste foi feito com uma carga $R_o = 3,2 \Omega$, aproximadamente, dando um valor médio de corrente de saída igual a $I_o = 3,7 \text{ A}$, para uma tensão de saída com valor médio de $V_o = 12 \text{ V}$.

A Figura 50 mostra as correntes no primário i_p , secundário i_s e terciário i_T do transformador em malha fechada. Já a Figura 51 mostra a corrente de magnetização calculada através das correntes nos enrolamentos do transformador em malha fechada.

É possível notar, observando a Figura 51, que o valor médio da corrente de magnetização tende a 4 A, ou seja, que há um nível CC no transformador quando o conversor está em malha fechada. Isso significa que o controle insere esse nível CC, mesmo quando não há a porta bidirecional, referente à bateria. Isso se dá devido o controle ter sido projetado para o caso três portas e com isso o mesmo tende a inserir o nível CC no transformador.

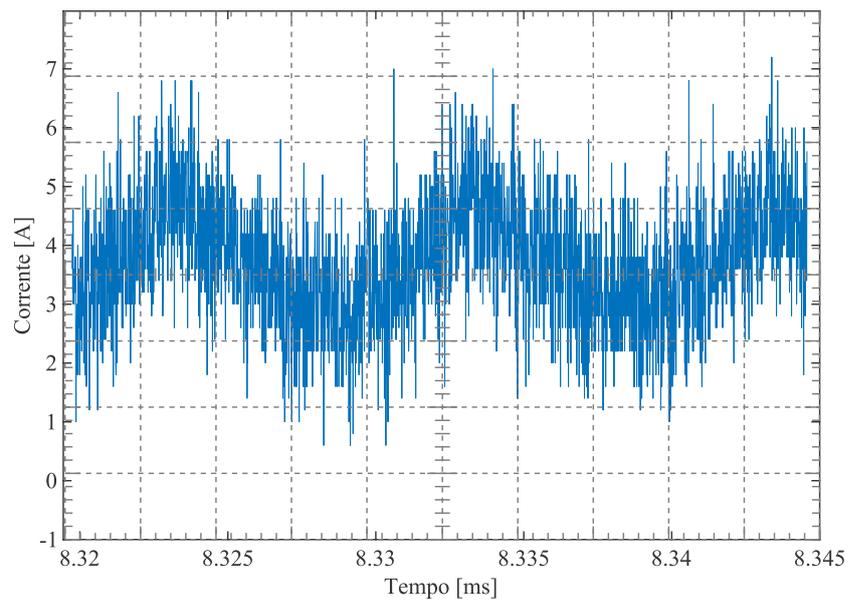
Ainda não foi possível obter resultados mostrando a atuação do controle sob condições de perturbação, para uma melhor comprovação da eficácia do mesmo, fazendo a análise

Figura 50 – Correntes sobre os enrolamentos do transformador do conversor CC-CC de três portas em malha fechada.



Fonte: a autora

Figura 51 – Corrente de magnetização (i_{Lm}) calculada do conversor CC-CC de três portas em malha fechada.



Fonte: a autora

dinâmica do sistema, apenas foi feita a análise do conversor em regime permanente, devido a limitação causada pelo transformador, pois o mesmo saturava sob qualquer mudança abrupta no sistema.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho propôs o projeto e aplicação, mediante simulação, de um controlador *LQG* com ação integral e recuperação do ganho de malha de transferência para um conversor CC-CC de três portas que tem o potencial de ser aplicado à um barramento CC de 96 W. A modelagem do conversor resultou em um sistema com cinco estados e duas variáveis de controle, para comandar três chaves.

Conforme mostraram os resultados de simulação, o controlador *LQG/LTR* com ação integral se mostrou bastante adequado para a aplicação na planta apresentada, pois, embora variações abruptas nas fontes primárias e na carga tenham sido, concomitantemente, aplicadas, o controlador garantiu seguimento de referência e regulação, eliminando também os ruídos de processo e os ruídos de medição.

Com a escolha das matrizes **Q** e **R** como identidades e posteriormente aplicando-se ganhos aos estados preteridos, o controlador se tornou mais elementar. Porém, se essas matrizes forem melhores ajustadas, os resultados podem ser ainda mais satisfatórios, principalmente no que diz respeito à diminuição dos efeitos dos sobressinais.

A ação da recuperação do ganho da malha de transferência (*LTR*) se mostrou imprescindível para o desenvolvimento do projeto, visto que, sem o *LTR* não seria possível controlar a saída em meio a perturbações. Com isso, não poderia ser feita a estimação da corrente de magnetização (i_{Lm}) com o filtro de Kalman, o que seria prejudicial para todo o sistema, visto que i_{Lm} é um dos estados realimentados.

O teste realizado com a realimentação dos estados integralmente feita pelo filtro de Kalman, mostrou que a desvantagem do controle por realimentação de estados pode ser contornada, havendo a necessidade de só utilizar sensores na realimentação de saída, como é feito na estratégia descentralizada.

A análise entre o controle centralizado *MIMO* e o descentralizado simulando um sistema *SISO* mostrou a necessidade da ação das duas entradas, mesmo que uma tenha uma grande relevância frente à outra na potência nominal, essa relação muda conforme a potência do sistema se altera. Fazendo com que o caso *SISO* não mais atenda ao sistema, havendo assim a necessidade do mesmo ser visto como *MIMO*.

Os resultados experimentais preliminares se mostraram promissores, visto que o controlador conseguiu seguir referência, mesmo com o conversor operando com apenas duas das três portas.

Por fim, a principal contribuição desse trabalho foi a utilização de uma estrutura de controle robusta e centralizada para um conversor multiportas, além da utilização de um estimador de estados ótimo para o cálculo da corrente de magnetização e utilização da mesma na realimentação de estados, eliminando assim, a necessidade de sensoriamento dessa corrente.

7.1 Trabalhos futuros

O conversor proposto por Qian, 2010, tem a facilidade de adesão a demais portas, podendo ser inseridas quantas portas forem no primário do conversor. Pensando em aumentar a potência do conversor, há um estudo em andamento para a introdução de mais duas portas, transformando o conversor em um cinco portas com potência de 2 kW.

Outra proposta é utilizar esse conversor cinco portas mas sem haver a necessidade de fazer outra modelagem do conversor. Utilizando a mesma estratégia de controle.

Utilizar outra estratégia de controle centralizada, por LMI's, por exemplo. Ou projetar o LQR através de especificações de projeto que retornem as matrizes Q e R.

Utilizar a mesma estratégia de controle em outras topologias multiportas e fazer um estudo comparativo com o controle descentralizado utilizado nos mesmos.

REFERÊNCIAS

- AL-ATRASH, H.; TIAN, F.; BATARSEH, I. Tri-modal half-bridge converter topology for three-port interface. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 22, n. 1, p. 341–345, 2007.
- ALMEIDA, B. R. de. **Conversor CA-CC Trifásico de Único Estágio, Bidirecional, Isolado em Alta Frequência, com Correção de Fator de Potência**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2016.
- Alves, D. B. S.; Praça, P. P.; Oliveira, D. S.; Barreto, L. H. S. C.; de Freitas, L. C. G. A single-stage three-port boost converter with high voltage gain based on the bidirectional version of the three-state switching cell. In: **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1934–1940.
- Barbosa, A. U.; de Almeida, B. R.; Oliveira, D. d. S.; Praça, P. P.; Barreto, L. H. S. C. Multi-port bidirectional three-phase ac-dc converter with high frequency isolation. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1386–1391. ISSN 2470-6647.
- BARBOSA, S. G. **Conversor CA-CC Monofásico Bidirecional com Estágio Integrado e Isolação em Alta Frequência Aplicável a Carregamento On-Board de Veículos Elétricos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2020.
- Barbosa, S. G.; de Almeida, B. R.; de Oliveira Pacheco, J.; de S. Oliveira, D.; Praça, P. P. Multi-port single-phase converter applied to residential microgeneration. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1087–1093. ISSN null.
- BARCANTE, G. M. **Controle PID Multivariável Descentralizado: Sintonia e Aplicação Prática**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2011.
- BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. **O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Sagra, 1997.
- Behjati, H.; Davoudi, A. A multi-port dc-dc converter with independent outputs for vehicular applications. In: **2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5.
- Biswas, I.; Kastha, D.; Bajpai, P. Isolated multiport converter for fuel cell and energy storage systems for dc microgrid. In: **2017 14th IEEE India Council International Conference (INDICON)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. ISSN 2325-940X.
- Chen, Y.; Wen, G.; Peng, L.; Kang, Y.; Chen, J. A family of cost-efficient non-isolated single-inductor three-port converters for low power stand-alone renewable power applications. In: **2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1083–1088.
- Chen, Z. Three-port zvs converter with pwm plus secondary-side phase-shifted for photovoltaic-storage hybrid systems. In: **2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3066–3071.

Chien, L.; Chen, C.; Chen, J.; Hsieh, Y. Novel three-port converter with high-voltage gain. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 9, p. 4693–4703, 2014.

CORREIA, W. B. **Contribuições ao estudo de sistemas SISO e MIMO com atraso de transporte**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2016.

de Oliveira, R. N. M.; dos Santos Mazza, L. C.; de Oliveira Filho, H. M.; Oliveira, D. d. S. A three-port isolated three-phase current-fed dc–dc converter feasible to pv and storage energy system connection on a dc distribution grid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 5, p. 4910–4919, 2019.

Doyle, J.; Stein, G. Robustness with observers. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 24, n. 4, p. 607–611, August 1979. ISSN 2334-3303.

FILHO, J. G. B. **Controle robusto LQG/LTR com recuperação do ganho da malha de transferência**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Maranhão - UFMA, 2006.

FRIEDLAND, B. **Control System Design: An Introduction to State-Space Methods**. [S.l.]: Dover Publications, 2005. ISBN 0486442780.

GLOBO. **Nordeste gera recorde de produção de energia eólica e tem o suficiente para abastecer toda a região**. 2020. Website. <https://g1.globo.com/ce/ceara/noticia/2020/10/07/nordeste-brasileiro-registra-recorde-de-geracao-de-energia-eolica-em-setembro.ghtml>.

GONZÁLEZ, A.; LÓPEZ-ERAUSKIN, R.; GYSELINCK, J. Analysis, modeling, control and operation of an interleaved three-port boost converter for dmppt systems including pv and storage at module level. **Heliyon**, Elsevier, v. 5, n. 3, p. e01402, 2019.

HART, D. W. **Power Electronics**. 3. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011. ISBN 007741795X, 9780077417956.

Jiang, W.; Fahimi, B. Multi-port power electric interface for renewable energy sources. In: **2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 347–352. ISSN 1048-2334.

LI, Y.; ZHENG, T. Q.; ZHAO, C.; CHEN, J. Modeling and regulator design for three-input power systems with decoupling control. **Journal of Power Electronics**, The Korean Institute of Power Electronics, v. 12, n. 6, p. 912–924, 2012.

Locment, F.; Sechilariu, M.; Houssamo, I. Dc load and batteries control limitations for photovoltaic systems. experimental validation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 9, p. 4030–4038, 2012.

MAZZA, L. C. dos S. **Conversor CC-CC Bidirecional DAB Monofásico Baseado na Célula de Comutação de Três Estados**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2014.

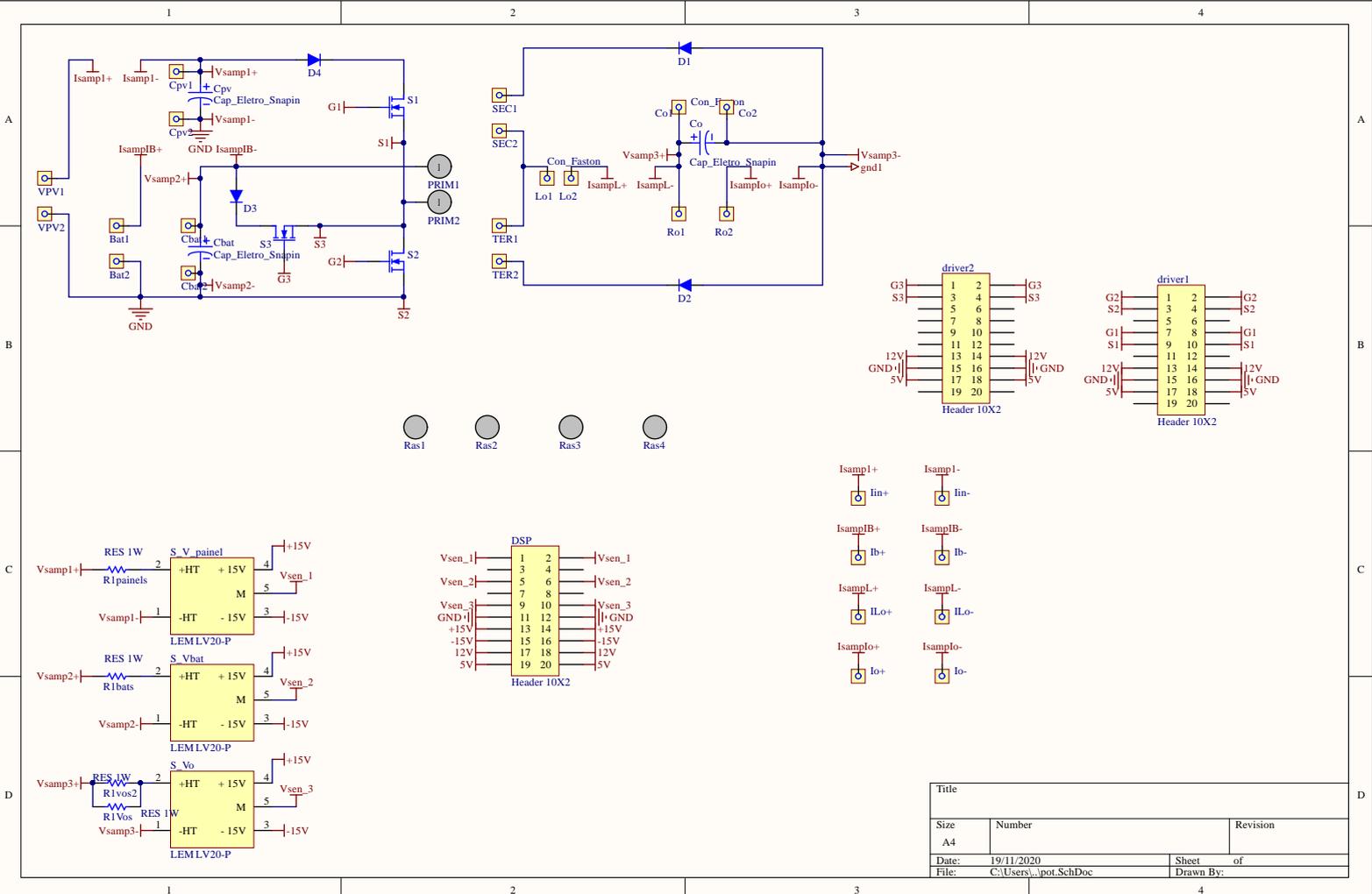
OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5. ed. [S.l.]: Pearson, 2010. ISBN 0136156738.

Oliveira, D. S.; Barreto, L. H. S. C.; Praça, P. P.; Oliveira, H. M.; Leite, M.; Gomes, A. A. M. A bidirectional single stage dc-dc converter with high frequency isolation. In: **2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2990–2996.

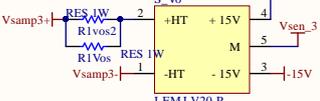
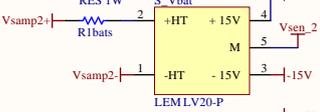
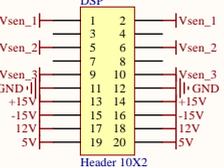
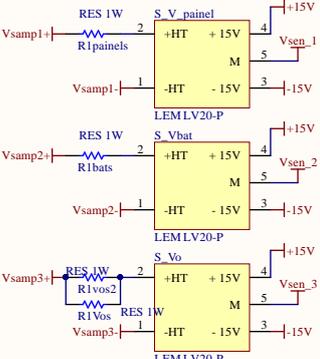
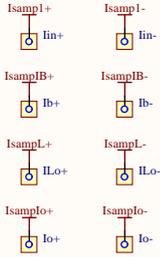
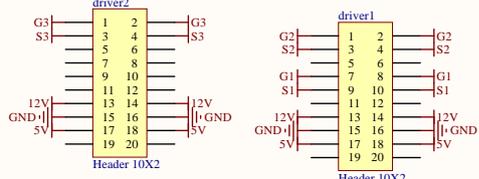
- QIAN, Z. **Modeling And Design of Multi-port DC/DC Converters**. Tese (Doutorado) — University of Central Florida, 2010.
- Qian, Z.; Abdel-Rahman, O.; Al-Atrash, H.; Batarseh, I. Modeling and control of three-port dc/dc converter interface for satellite applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 637–649, 2010.
- Qian, Z.; Abdel-Rahman, O.; Zhang, K.; Hu, H.; Shen, J.; Batarseh, I. Design and analysis of three-port dc/dc converters for satellite platform power system. In: **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1454–1460. ISSN 2329-3748.
- RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2017.
- REESE, J. M. Design, modeling, and control of three-port converters for solar power applications. 2007.
- REHMAN, Z.; AL-BAHADLY, I.; MUKHOPADHYAY, S. Multiinput dc–dc converters in renewable energy applications – an overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 41, p. 521 – 539, 2015. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032114007096>>.
- Saeed, L.; Ali Khan, M. Y.; Khan, S. H.; Azhar, M. Design and control for a multiport dc-dc boost converter with battery backup for microgrid. In: **2019 International Conference on Engineering and Emerging Technologies (ICEET)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. ISSN 2409-2983.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control - Analysis and design**. 2. ed. [S.l.]: John Wiley Sons, 2005. ISBN 978-0-470-01167-6.
- SOUZA, J. J. S. de. **Conversor CA-CC Monofásico Bidirecional Isolado Aplicado como Carregador de Baterias de Veículos Elétricos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará - UFC, 2020.
- SPIER, D.; OGGIER, G.; SILVA, S. da. Dynamic modeling and analysis of the bidirectional dc-dc boost-buck converter for renewable energy applications. **Sustainable Energy Technologies and Assessments**, Elsevier, v. 34, p. 133–145, 2019.
- Sun, K.; Zhang, L.; Xing, Y.; Guerrero, J. M. A distributed control strategy based on dc bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 10, p. 3032–3045, 2011.
- Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Liserre, M.; Loh, P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006.
- VENABLE, H. D. The k factor : A new mathematical tool for stability analysis and synthesis. In: . [S.l.: s.n.], 1983.
- Wang, Z.; Li, H. Integrated mppt and bidirectional battery charger for pv application using one multiphase interleaved three-port dc-dc converter. In: **2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 295–300.

- Wang, Z.; Li, H. An integrated three-port bidirectional dc–dc converter for pv application on a dc distribution system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 10, p. 4612–4624, 2013.
- Wen, G.; Chen, Y.; Kang, Y. A family of cost-efficient integrated single-switch three-port converters. In: **2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1062–1067.
- Wu, H.; Sun, K.; Ding, S.; Xing, Y. Topology derivation of nonisolated three-port dc–dc converters from dic and doc. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 7, p. 3297–3307, 2013.
- WU, H.; XING, Y.; CHEN, R.; ZHANG, J.; SUN, K.; GE, H. A three-port half-bridge converter with synchronous rectification for renewable energy application. In: IEEE. **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.], 2011. p. 3343–3349.
- Xiaofeng Sun; Yanfeng Shen; Wuying Li. A novel llc integrated three-port dc-dc converter for stand-alone pv/battery system. In: **2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- Xiaoqing Qin; Hongfei Wu; Junjun Zhang; Yan Xing. Pwm+ssps-controlled full-bridge three-port converter for aerospace power system. In: **2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- ZHANG, N.; SUTANTO, D.; MUTTAQI, K. M. A review of topologies of three-port dc-dc converters for the integration of renewable energy and energy storage system. In: **Renewable and Sustainable Energy Reviews**. [S.l.: s.n.], 2016. v. 56, p. 388–401.

APÊNDICE A - APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA

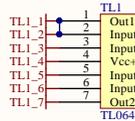
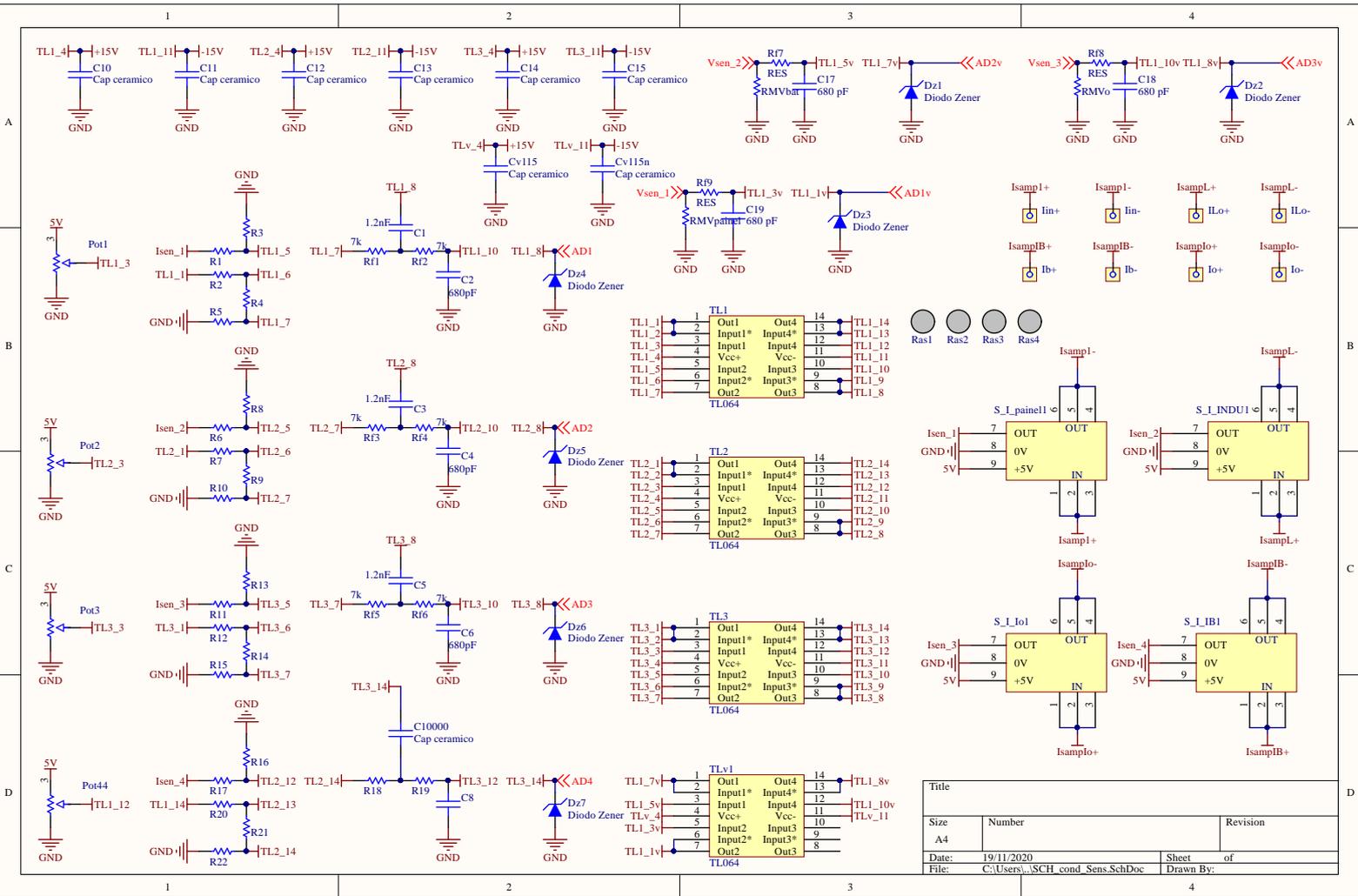


Ras1 Ras2 Ras3 Ras4

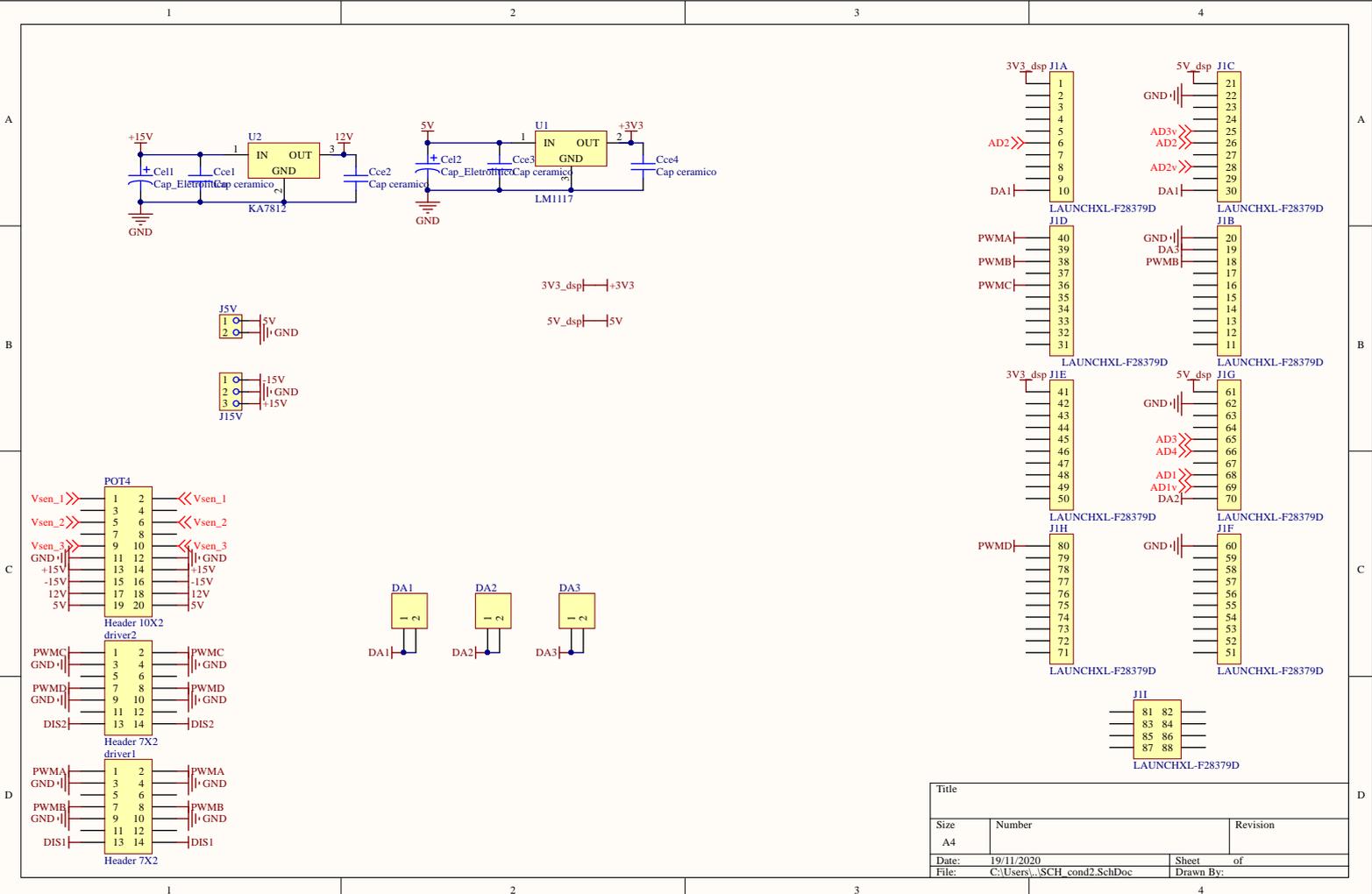


Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	19/11/2020	Sheet of
File:	C:\Users\...pot.SchDoc	Drawn By:

**APÊNDICE B – APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO DA PLACA DO
CONDICIONAMENTO**



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	19/11/2020	Sheet of
File:	C:\Users\...SCH_cond_Sens.SchDoc	Drawn By:



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	19/11/2020	Sheet of
File:	C:\Users\... \SCH_cond2.SchDoc	Drawn By:

APÊNDICE C – APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO DA PLACA DE DRIVERS

1

2

3

4

A

A

B

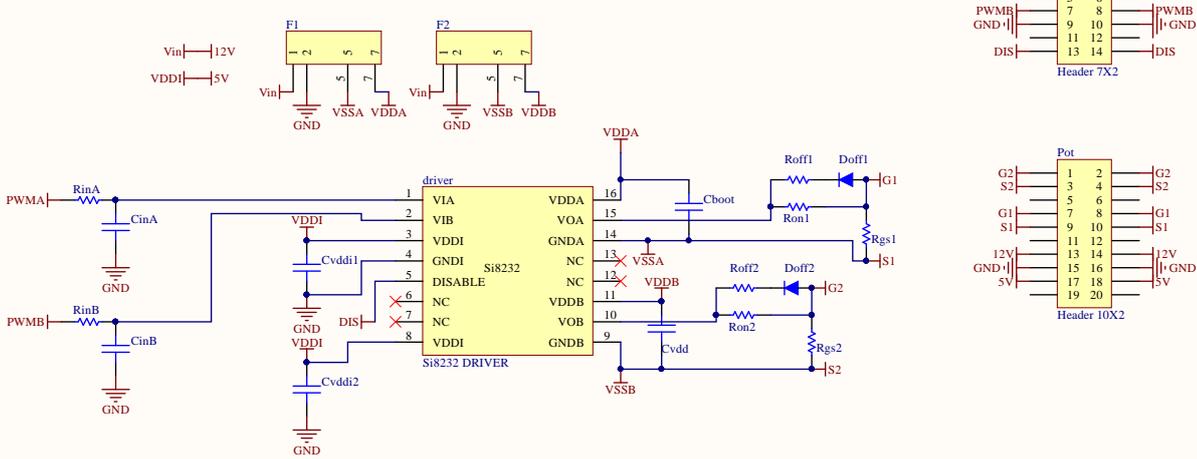
B

C

C

D

D



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	19/11/2020	Sheet of
File:	C:\Users\... \Driver_Sheet1.SchDoc	Drawn By:

1

2

3

4

APÊNDICE D – APÊNDICE D - PROJETO DO INDUTOR

PROJETO DE INDUTOR TOROIDAL

Especificações de Projeto:

$L := 65 \cdot 10^{-6}$	[H]	(Indutância)
$P_o := 200$		
$V_o := 24$		
$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 8.333$	[A]	(Corrente cc)
$\Delta I := 40\% \cdot I_o = 3.333$	[A]	(Corrente ca)
$f_s := 100 \cdot 10^3$	[Hz]	(frequência de ondulação)
$B_m := 0.5$	[T]	(Densidade de Fluxo) pó de ferro - 002
$T_{rise} := 25$	[°C]	(Elevação de Temperatura)
$I_{ef} := I_o = 8.333$		

Passo 1: Cálculo da energia

$$I := I_o + \frac{\Delta I}{2} = 10 \quad [A]$$
$$\text{Energy} := \frac{L \cdot I^2}{2} = 3.25 \times 10^{-3} \quad [W \cdot s]$$

Passo 2: Cálculo do produto das áreas A_p

Fator de utilização da janela: $K_u := 0.4$

Constante do núcleo do tipo pó de ferro: $K_j := 403$ Tabela 3.1, da página 106 do livro de referência

$$A_{pteo} := \left(\frac{2 \cdot \text{Energy} \cdot 10^4}{B_m \cdot K_u \cdot K_j} \right)^{1.14} = 0.783 \quad [cm^4] \quad \text{Área necessária - calculado}$$

Passo 3: Seleção do núcleo

Núcleo Pó de Ferro 002 - Produto: MMT002T4718

$A_c := 1.88$ [cm²] Valor A no datasheet do fabricante

$\phi_{int} := 24.1 \cdot 10^{-1} = 2.41$ [cm]

$W_a := \pi \frac{\phi_{int}^2}{4} = 4.562$ [cm²]

$A_p := A_c \cdot W_a = 8.576$	[cm ⁴]	Área disponível pelo núcleo escolhido
$A_t := 89.2$	[cm ²]	Valor As no datasheet do fabricante
$W_{tfe} := 105$	[g]	Valor Massa no datasheet do fabricante
$MPL := 11.2$	[cm]	Valor L no datasheet do fabricante
$\phi_{ext} := 46.7 \cdot 10^{-1} = 4.67$	[cm]	
$\underline{H} := 18 \cdot 10^{-1} = 1.8$	[cm]	
$MLT := 0.8(\phi_{ext} + 2H) = 6.616$	[cm]	

Passo 4: Cálculo da densidade de corrente:

$y := -0.12$ Tabela 3.1, da página 106 do livro de referência

$$\underline{J} := K_j \cdot A_p^y = 311.395$$

[Densidade de corrente adotada. Recomenda-se entre 350-450]

$$\underline{J} := 450$$

Passo 5: Cálculo da área do condutor:

$$A_{wB} := \frac{I_{ef}}{J} = 18.519 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Passo 6: Seleção do condutor (Se a área não é maior do que 10% da calculada, deve-se selecionar a próxima menor área):

AWG No. 26

$$A_{wBe} := 1.287 \cdot 10^{-3} = 1.287 \times 10^{-3}$$

$$A_{wIns} := 1.671 \cdot 10^{-3} = 1.671 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{resistance} := 531.4 \quad [\mu\Omega/\text{cm}]$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{A_{wB}}{A_{wBe}}\right) = 15 \quad [\text{condutores em paralelo}]$$

$$n_{\text{cond}} \cdot A_{wIns} = 0.025 \quad [\text{cm}^2]$$

Passo 7: Cálculo da área efetiva da janela:

$$S_3 := 0.75 \quad \text{Valor típico}$$

$$W_{\text{aeff}} := W_a \cdot S_3 = 3.421 \quad [\text{cm}^2]$$

Passo 8: Cálculo do número máximo de espiras:

$$S_2 := 0.6 \quad \text{Valor típico}$$

$$N := \text{ceil} \left(\frac{W_{\text{aeff}} \cdot S_2}{n_{\text{cond}} \cdot A_{\text{wIns}}} \right) = 82 \quad [\text{voltas}]$$

Passo 10: Cálculo do número de espiras requerido:

$$AL := 24 \quad [\text{nH/esp}^2]$$

Valor AL no datasheet do fabricante, sendo que este é dado em nH/esp² e no livro de referência é dado em mH/1000

$$N := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{AL}} \right) = 53 \quad [\text{voltas}]$$

As unidades de L e AL devem ser as mesmas.

Passo 11: Cálculo da força magnetizante CC:

$$a_3 := -301.320919341854 \cdot 10^{-9}$$

$$a_2 := 592.432689214701 \cdot 10^{-6}$$

$$a_1 := -373.765438917741 \cdot 10^{-3}$$

$$a_0 := 101.409471177775$$

$$\mu_r := 10 \quad [\text{Permeabilidade relativa - Datasheet}]$$

$$H_1 := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{MPL} = 59.466 \quad [\text{Oe}]$$

$$\%_{H1} := \left(a_3 \cdot H_1^3 + a_2 \cdot H_1^2 + a_1 \cdot H_1 + a_0 \right) \cdot \frac{1}{100} = 0.812$$

$$\mu_{H1} := \mu_r = 10$$

Passo 12: Reajuste do número de espiras:

Número de espiras anterior:

$$N = 53$$

$$N1 := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%_{H1} \cdot AL}} \right) = 58$$

$$H_2 := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N1 \cdot I}{MPL} = 65.076$$

$$\%_{H2} := \left(a_3 \cdot H_2^3 + a_2 \cdot H_2^2 + a_1 \cdot H_2 + a_0 \right) \cdot \frac{1}{100} = 0.795$$

$$N2 := \text{ceil}\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%H2 \cdot AL}}\right) = 59$$

$$H3 := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N2 \cdot I}{MPL} = 66.198$$

$$\%H3 := \left(a3 \cdot H3^3 + a2 \cdot H3^2 + a1 \cdot H3 + a0\right) \cdot \frac{1}{100} = 0.792$$

$$N3 := \text{ceil}\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%H3 \cdot AL}}\right) = 59 \quad [\text{Oe}]$$

Finalizam-se as iterações e tem-se:

$$N := N2 = 59$$

Convertendo H3 [Oe] para H3 [A/m]:

$$1 \text{ Oe} = \frac{1000 \text{ A}}{4 \cdot \pi \text{ m}}$$

$$H3_{Am} := \frac{1000}{4 \cdot \pi} \cdot H3 = 5.268 \times 10^3$$

$$\mu_{H3} := \%H3 \cdot \mu_r = 7.918$$

$$B3 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \mu_{H3} \cdot (H3_{Am}) = 0.052 \quad [\text{A/m}]$$

$$B3 \cdot 10000 = 524.126$$

$$\%H3 := 0.58 \cdot \text{rdas do Núcleo vs Densidade de Fluxo CA}$$

Para 2696 Gauss, tem-se: 0.1W/cm³. Sendo o volume de 171cm³, calculam-se as perdas no núcleo:

$$0.150 \cdot 171 = 25.65$$

Passo 13: Cálculo da resistência de enrolamento:

$$R := \frac{MLT \cdot N}{n_{\text{cond}}} \cdot \text{resistance} \cdot 10^{-6} = 0.014 \quad [\Omega]$$

Passo 14: Cálculo das perdas no cobre:

$$P_{cu} := I_{ef}^2 \cdot R = 0.96 \quad [\text{W}]$$

Passo 15: Cálculo do fluxo CA:

$$B_{ca} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot \left(\frac{\Delta I}{2}\right) \cdot \mu_r \cdot 10^{-4}}{MPL} = 11.033 \times 10^{-3} \quad G_{ca} := B_{ca} \cdot 10^4 = 110.33 \quad [\text{G}]$$

Passo 16: Perdas no núcleo:

$$k := 0.551 \quad m := 1.23 \quad n := 2.12 \quad \text{Figura 5.4, da página 206 do livro de referência}$$

$$mW_g := k \cdot f_s^m \cdot B_{ca}^n \cdot 10^{-2} = 0.552 \quad 0.5 \cdot 171 = 85.5$$

$$P_{fe} := mW_g \cdot W_{tfe} \cdot 10^{-3} = 0.058 \quad [W]$$

Passo 17: Perdas totais:

$$P_{\Sigma} := P_{cu} + P_{fe} = 1.018 \quad [W]$$

$$P_{\Sigma} \cdot 2 = 2.036 \quad 23A_p^{-0.37} \cdot P_{\Sigma} = 10.575$$

Passo 18: Cálculo da densidade de energia (W por unidade de área):

$$\psi := \frac{P_{cu}}{A_t} = 0.011 \quad [W/cm^2]$$

Passo 19: Comprimento do fio:

$$MLT = 6.616 \quad [cm]$$

$$L_{1fio} := \frac{MLT}{100} \cdot N = 3.903 \quad [m]$$

Passo 20: Verificando ocupação:

$$W_a = 4.562 \quad [cm^2]$$

$$A_{wIns} = 1.671 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

$$A_{wIns} \cdot n_{cond} \cdot N = 1.479$$

$$k_u := \frac{A_{wIns} \cdot n_{cond} \cdot N}{W_a} = 0.324 \quad \text{se maior que 0.4 - não serve}$$

RESUMO

Núcleo Pó de Ferro 002 - Produto: MMT002T4718

AWG No. 26

$$L_{1fio} = 3.903 \quad [m]$$

N = 59 espiras

$n_{cond} = 15$ [condutores em paralelo]

APÊNDICE E - APÊNDICE E - PROJETO DO TRANSFORMADOR

Transformador de Três Enrolamentos

$$P_o := 200 \text{ W}$$

$$P:1 \quad S:3 \quad T:3$$

$$f_c := 100000 \text{ Hz}$$

$$n := 3$$

$$I_S := \frac{200 \text{ W}}{24 \text{ V}} = 8.333 \text{ A} \quad \text{secundário}$$

$$I_T := I_S = 8.333 \text{ A} \quad \text{terciário}$$

$$I_P := n \cdot I_S = 25 \text{ A} \quad \text{primário}$$

$$I_{wef} := 25 \text{ A} \quad \text{primário}$$

$$I_{w_max} := 25 \cdot 1.2 \text{ A} = 30 \text{ A}$$

$$\Delta I_L := 40\% \cdot 25 \text{ A} = 10 \text{ A}$$

$$N := 3$$

$$\Delta I_{wmax} := \frac{\Delta I_L}{2} = 5 \text{ A}$$

$$I_{wefT} := \frac{I_{wef}}{n} = 8.333 \text{ A} \quad \text{terciário}$$

$$V_{w_max} := 26 \text{ V} = 26 \text{ V}$$

$$V_{w_maxT} := n \cdot V_{w_max} = 78 \text{ V}$$

Projeto do Transformador

$$J_{max} := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad \text{densidade de corrente}$$

$$B_{sat} := 0.39 \text{ T}$$

$$B_{max} := 42\% \cdot B_{sat} = 0.164 \text{ T}$$

$$k_w := 0.4$$

$$\rho_{Cu} := 1.724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$$

$$\rho_{Cu} := 2.3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} = (1.257 \cdot 10^{-6}) \frac{kg \cdot m}{s^2 \cdot A^2}$$

$$D := 0.5$$

$$k_f := \frac{2}{\sqrt{D \cdot (1-D)}} = 4$$

Determinação do núcleo

$$A := \frac{P_o \cdot (1 + \sqrt{2})}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_c \cdot k_f} = 0.526 \text{ cm}^4$$

Dados do núcleo

MMT140T3615

$$OD := 3.6 \text{ cm}$$

$$ID := 2.3 \text{ cm}$$

$$H_c := 1.5 \text{ cm}$$

$$A_{c_calc} := \frac{2 \cdot \left(\frac{OD}{2} - \frac{ID}{2} \right)}{2} \cdot H_c = 0.975 \text{ cm}^2$$

$$A_c := 0.96 \text{ cm}^2$$

Valor A no datasheet do fabricante

$$A_w := \pi \cdot \left(\frac{ID}{2} \right)^2 = 4.155 \text{ cm}^2$$

$$A_{Total} := A_c \cdot A_w = 3.989 \text{ cm}^4$$

$$MPL := 8.9 \text{ cm}$$

Valor L no datasheet do fabricante

$$V_c := 8.5 \text{ cm}^3$$

$$A_L := 3060 \cdot 10^{-9} \cdot H$$

$$MLT := 0.8 \cdot (OD + 2 \cdot H_c) = 5.28 \text{ cm}$$

$$\delta_{skin} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot \mu \cdot f_L}}$$

$$\delta_{skin} := \frac{7.5 \cdot cm}{\sqrt{f_c \cdot Hz^{-1}}} = 0.024 \text{ cm}$$

$$d_{maxfio} := 2 \cdot \delta_{skin} = 0.047 \text{ cm}$$

#26 AWG

$$D_{Cu26} := 0.04 \text{ cm}$$

$$D_{fio26} := 0.046 \text{ cm}$$

$$S_{Cu26} := 0.001287 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio26} := 0.001671 \text{ cm}^2$$

$$S_w := \frac{I_{wef}}{J_{max}} = 0.071 \text{ cm}^2$$

$$D_{via} := 2 \cdot \sqrt{\frac{S_w}{\pi}} = 0.302 \text{ cm}$$

$$S_{wt} := \frac{I_{wft}}{J_{max}} = 0.024 \text{ cm}^2$$

#26 AWG

Fios em paralelo

$$n_{fioP} := \text{ceil} \left(\frac{S_w}{S_{Cu26}} \right) = 56$$

$$n_{fioT} := \text{ceil} \left(\frac{S_{wt}}{S_{Cu26}} \right) = 19$$

$$n_{fioS} := n_{fioT} = 19$$

Número de Espiras

$$N_{wkP} := \text{ceil} \left(\frac{V_{w_max}}{k_f \cdot f_c \cdot A_c \cdot B_{max}} \right) = 5 \quad L_{1fioP} := MLT \cdot N_{wkP} = 26.4 \text{ cm}$$

$$N_{wkT} := n \cdot N_{wkP} = 15$$

$$L_{1fioT} := MLT \cdot N_{wkT} = 79.2 \text{ cm}$$

$$N_{wkS} := N_{wkT} = 15$$

$$L_{1fioS} := MLT \cdot N_{wkS} = 79.2 \text{ cm}$$

$$k_u := \frac{(N_{wkP} \cdot n_{fioP} + N_{wkS} \cdot n_{fioS} + N_{wkT} \cdot n_{fioT}) \cdot S_{fio26}}{A_w} = 0.342$$

RESUMO

Núcleo: MMT140T3615

Fio: #26 AWG

	Número de Espiras	Comp. de 1 fio	Fios em paralelo
primário	$N_{wkP} = 5$	$L_{1fioP} = 26.4 \text{ cm}$	$n_{fioP} = 56$
secundário	$N_{wkS} = 15$	$L_{1fioT} = 79.2 \text{ cm}$	$n_{fioT} = 19$
terciário	$N_{wkT} = 15$	$L_{1fioS} = 79.2 \text{ cm}$	$n_{fioS} = 19$

APÊNDICE F – CÓDIGOS-FONTES UTILIZADOS

Código .m - projeto de controle

```

1 %% LQG discreto - 5 estados
2 %Vo como saída apenas
3
4 clear all;close all;clc;
5
6 %Parâmetros do Conversor
7 n=3;%Relação de transformação
8 Rb = 0.1;%Resistência Interna Bateria
9 Rs = 0.1;%Resistência Interna Pannel Fotovoltaico
10 Po = 100;%Potência do Conversor DC-DC
11 Ro =(12^2)/Po; %Resistência de Carga
12 Lo = 65e-6;%Indutância no secundário do conversor
13 Lm = 74e-6;%Indutância de magnetização
14 Co = 680e-6;%Capacitância de saída
15 Cap1 = 680e-6;%Capacitância na porta 1
16 Cap2 = 680e-6;%Capacitância na porta 2
17 Vin = 28;%Tensão de Entrada nos Paineis
18 Vo = 12;%Tensão de saída
19 Vb = 24;%Tensão da bateria em plena carga em regime
20 Vc1 = Vb;
21 Vc2 = Vin;
22 Io = Po/Vo; %Corrente de saída
23 ILo = Io;
24
25
26 %Valores de Regime Permanente
27 Iin = 3.5;%Valor retirado do artigo Modeling and Control of Three-Port DC-DC
28 Ibi = 4;%Valorer retirado do artigo Modeling and Control of Three-Port DC-DC
29 D1 = ((Vo/(2*n*Vb)))
30 D2 = (Vb*D1)/(Vin-Vb)
31 Db=[D1 D2];
32 % IIm = (Iin/D2)-n*Io %Equação retirada do artigo Tri-Modal Half-Bridge Converter
Topology (4)
33 IIm = -1; %Equação retirada do artigo Tri-Modal Half-Bridge Converter Topology (4)
34
35 %%
36 %Balanceamento da Bateria - Para Bateria com tensao <= 28V este modo entra em operação
37 A = [-1/(Rs*Cap2) 0 -D2/Cap2 (-n*D2)/Cap2 0; 0 (-1)/(Rb*Cap1) (D1+D2)/Cap1
(n*(D2-D1))/Cap1 0; (D2)/Lm -(D1+D2)/Lm 0 0 0; (D2*n)/Lo (n*(D1-D2))/Lo 0 0 0; 0 0 0
1/Co -1/(Ro*Co)]; %Modelo 3
38
39 B1 = [ 0 1/(Rs*Cap2); 1/(Rb*Cap1) 0;0 0; 0 0; 0 0];%Referente as perturbações no
Pannel modelo 3
40
41 B2 = [0 -(IIm+n*Ilo)/Cap2; (1/Cap1)*(IIm-n*Ilo) (1/Cap1)*(IIm+n*Ilo); -(Vc1/Lm)
(1/Lm)*(Vc2-Vc1); (n*Vc1)/Lo (n/Lo)*(Vc2-Vc1); 0 0]; %Referente as perturbações no
duty cycle modelo3
42 % B = [B1 B2]; %u=[d1 d2]
43 B=B2; %u=[d1 d2]
44 C = [0 0 0 0 1];
45 m=2; %no de inputs
46 n=5; %no de states
47 o=1; %no de outputs
48 D = zeros(o,m);
49
50 %%
51 %Sistema em Espaço de Estados das matrizes do artigo no modo 1 para  $\hat{U}=[d1 d2]$ 
52 Ga11 = ss(A,B,C,D);
53 YG11 = tf(Ga11);
54 figure,step(Ga11)
55 title('Step malha aberta')
56 set(gcf,'color',[1 1 1]);
57 Gft=YG11;
58
59 %% contínuo
60 G = ss(A,B,C,D); %processo com B2
61 G2 = ss(A,B1,C,D); %processo com B1
62 Xb=[Vin Vb IIm ILo Vo]';
63
64 %% discreto
65 Ts=1/100000;
66 Gd=c2d(G,Ts);
67 Gd2=c2d(G2,Ts);

```

```

68  [Ad,Bd,Cd,Dd]=ssdata(Gd);
69  [Ad1,Bd1,Cd1,Dd1]=ssdata(Gd2);
70  Bd1=zeros(size(Bd)); Bd1(2,1)=0.1368; Bd1(1,2)=0.3788;
71  %% Gs=ss2tf(A,B,C,D,2)
72  disp('Polos de malha aberta')
73  pole(G)
74  disp('Polos de malha aberta discretos')
75  pole(Gd)
76  disp('auto-valores discretos')
77  eig(Gd) %eigenvalues
78
79  %% LQR integral discreto
80
81  % aumentando os estados
82  Aa = [A zeros(5,o);-C zeros(o)]; %livro
83  % Ba = [B;eye(size(D))]; % augment plant with integrators
84  Ba = [B; D];
85  Ca = [C zeros(o)];
86  p1=1;
87  Q = p1*eye(size(Aa));
88  Q(6,6)=Q(6,6)*900*10^7; %vo integral
89  Q(5,5)=Q(5,5)*10^4; %vo
90  Q(3,3)=Q(3,3)*10^2; %iLm
91  p=1;
92  R=p*eye(m); % input weight
93  [Kr,S,e] = lqrd(Aa,Ba,Q,R,Ts);
94  Krp=Kr(1:m,1:n)
95  Kri=Kr(1:m,n+1:o+5) % extract integrator and state feedbacks
96  format long
97  %% Kalman Filter
98  Bnoise = eye(n); % process noise model (Gd)
99  v=0.005*randn(2,100);
100 w = 0.005*randn(5,100); %ruído do modelo
101 Qk = eye(5)*var(w(1,:)); %covariância de w
102 Rk = eye(2)*var(v(1,:)); %covariância de v
103 W = eye(n)*var(w(1,:)); %%covariancia do ruído de processo
104 V = eye(o)*var(v(1,:)); %covariancia do ruído de medição
105 W = eye(m)*var(w(1,:)); % Ruído de processo interno a planta
106
107 %% LTR discreto
108 Wi=W;
109
110 %% Kalman discreto
111 q = 10^12;
112 Qn = (q^2)*Wi; %covariancia do ruído de processo
113 Rn=V; %covariancia do ruído de medição
114 Bnoised=[Bd Bd1];
115 Gdkalm = ss(Ad,Bnoised,Cd,0,Ts);
116 [kalmf,L,~,M,Z] = kalman(Gdkalm,Qn,Rn);
117 Kf_ltr=L
118
119 %% Polos de Malha fechada LQR
120 disp('Polos de malha fechada LQR discretos')
121 Gr=Ad-Bd*Krp;
122 Pmf=eig(Gr)
123 size(Pmf)
124 % aumentando os estados
125 Aa = [A zeros(5,o);-C zeros(o)]; %livro
126 Ba = [B; D];
127 Ca = [C zeros(o)];
128 Da=D;
129 Ga = ss(Aa,Ba,Ca,Da); %processo com B2 aumentado
130 Xb=[Vin Vb ILM ILo Vo]';
131 % discreto
132 Ts=1/100000;
133 Gad=c2d(Ga,Ts); %aumentado discreto
134
135 [Aad,Bad,Cad,Dad]=ssdata(Gad);
136 disp('auto-valores de malha fechada LQRintegral discretos')
137 Gri=Aad-Bad*Kr;
138 Pmfi=eig(Gri) %eigenvalues
139 size(Pmfi)
140

```

```
141
142 %% Polos de Malha fechada Kalman
143 disp('auto-valores de malha fechada do Filtro de Kalman discretos')
144 Ge=Ad-Kf_ltr*Cd;
145 Pmfe=eig(Ge) %eigenvalues kalman
146
147
148
```

Código .c utilizado no microcontrolador

```

1 //#####
2 // FILE:      epwm_deadband_c28.c
3 // TITLE:     Check PWM Dead-Band
4 //
5 //! \addtogroup cpu01_example_list
6 //! <h1> EPWM dead band control (epwm_deadband)</h1>
7 //!
8 //! During the test, monitor ePWM1, ePWM2, and/or ePWM3 outputs
9 //! on a scope.
10 //!
11 //! - ePWM1A is on GPIO0
12 //! - ePWM1B is on GPIO1
13 //! - ePWM2A is on GPIO2
14 //! - ePWM2B is on GPIO3
15 //! - ePWM3A is on GPIO4
16 //! - ePWM3B is on GPIO5
17 //!
18 //! This example configures ePWM1, ePWM2 and ePWM3 for:
19 //! - Count up/down
20 //! - Deadband
21 //!
22 //! 3 Examples are included:
23 //! - ePWM1: Active low PWMs
24 //! - ePWM2: Active low complementary PWMs
25 //! - ePWM3: Active high complementary PWMs
26 //!
27 //! Each ePWM is configured to interrupt on the 3rd zero event.
28 //! When this happens the deadband is modified such that
29 //! 0 <= DB <= DB_MAX. That is, the deadband will move up and
30 //! down between 0 and the maximum value.
31 //!
32 //! View the EPWM1A/B, EPWM2A/B and EPWM3A/B waveforms
33 //! via an oscilloscope
34 //
35 //
36 //#####
37 // $TI Release: F2837xD Support Library v190 $
38 // $Release Date: Mon Feb  1 16:51:57 CST 2016 $
39 // $Copyright: Copyright (C) 2013-2016 Texas Instruments Incorporated -
40 //           http://www.ti.com/ ALL RIGHTS RESERVED $
41 //#####
42
43 #include <math.h>
44 #include <stdio.h>
45 #include "F28x_Project.h"      // Device Headerfile and Examples Include File
46
47 // Prototype statements for functions found within this file.
48 void InitEPwm1Example(void);
49 void InitEPwm2Example(void);
50 void InitEPwm3Example(void);
51 void InitEPwmS(void);    //trig do AD
52 void Timer1(void);
53 void ConfigureADC(void);
54 void InitDacb(void);
55 __interrupt void epwm1_isr(void);
56 __interrupt void epwm2_isr(void);
57 __interrupt void epwm6_isr(void);
58 //__interrupt void cpu_timer0_isr(void);
59 __interrupt void adca3_isr(void);
60 __interrupt void cpu_timer1_isr(void);
61
62 // Global variables used in this example
63 Uint32 EPwm1TimerIntCount;
64 Uint32 EPwm2TimerIntCount;
65 Uint32 EPwm3TimerIntCount;
66 Uint32 dut=125, per=500, pert1=500, dut1=125, dut2=125, dut3=125;
67 Uint16 EPwm1_DB_Direction;
68 Uint16 EPwm2_DB_Direction;
69 Uint16 EPwm3_DB_Direction;
70
71 /*#define G1 short int
72 #define G2 short int
73 #define G3 short int*/

```

```

74
75 //sensor
76 float vbs=0, vins=0, vos=0, ibats=0, iins=0, ios=0, iLos=0, iLms;
77 //constantes
78 float Vbk=24, Vink=40, Vok=12, ILmk=3, iink=0, iok=8, ILoK=8;
79 //chapeu
80 float Vbx=0, Vinx=0, Vox=0, ILmx=0, ILox=0;
81
82 // estimador
83 float vine=40, vbe=24, iLme=3, iLoe=8, voe=12, ef=0;
84
85 // Matrizes discretas
86 // matriz A
87 float a11 = 0.8631, a12 = 0.0001, a13 = -0.0017, a14 = -0.0051, a15 = 0;
88 float a21 = 0.0001, a22 = 0.8632, a23 = 0.0028, a24 = 0.0017, a25 = 0;
89 float a31 = 0.0157, a32 = -0.0262, a33 = 0.9999, a34 = -0.0001, a35 = 0;
90 float a41 = 0.0536, a42 = -0.0179, a43 = -0.0001, a44 = 0.9998, a45 = 0;
91 float a51 = 0.0004, a52 = -0.0001, a53 = -0.0000, a54 = 0.0146, a55 = 0.9898;
92 // matriz B
93 float b11 = -0.0263, b12 = -0.4042;
94 float b21 = -0.2959, b22 = 0.3925;
95 float b31 = -3.2391, b32 = 2.1531;
96 float b41 = 11.0793, b42 = 7.3691;
97 float b51 = 0.0812, b52 = 0.0540;
98 // matriz C
99 float c11 = 0, c12 = 0, c13 = 0, c14 = 0, c15 = 1;
100
101 //Discrete gains
102 //ganhos LTR q=10^17
103 float kf1=28.76251832730863, kf2=-1.162087781106384, kf3=3.959451700592493,
kf4=14.795310128556718, kf5=0.715209433966464;
104 //ganhos LQR proporcional
105 float krp1=0.000021225495501, krp2=0.003163918216347, krp3= -0.0195753587686281,
krp4=0.070351961184802, krp5=3.032963561442876;
106 float krp6=0.007142847669694, krp7=-0.007132727043164, krp8=0.293316297787668,
krp9=0.1056096040272, krp10=4.551082494032367;
107 //ganhos LQR integral
108 float kri1=-288058.5404682329, kri2=-43224.366997753;
109
110 // variáveis auxiliares
111 float dlp=0, d2p=0, dli=0, d2i=0, dli_k1=0, d2i_k1=0, ek1=0, ek=0, d1=0, d2=0, yk=0,
yk1=0;
112 float Ts=1/100000, ref=12, tm=0.055;
113 float vbat=24, vin=40, vo=12, iLo=8;
114 int MA=1, F=0;
115
116 //modulador
117 Uint16 DS=0;
118 int G1=0, G2=0, G3=0;
119 float compl=0, dlctrl=0, d2ctrl=0;
120 //float dut1=0, dut2=0, dut3=0;
121 float D1=0.0833, D2=0.125, D3=0.7917;
122 float D1ma=0.0833, D2ma=0.125, D3ma=0.7917;
123 float D1k=0.0833, D2k=0.125, D3k=0.7917;
124 float tempo_morto=0;
125 /*float dut1=0;
126 float dut2=0;*/
127 //float p2=0, p3=0, tm=0.055;
128
129 //float PH1=0;
130 //float PH2=0;
131 //float PH3=0;
132
133 //Ganhos sensores
134 #define Kad (4095/3) //ganho do ADC
135 #define Ksi 0.025 //ganho do sensor de corrente
136 #define KciLo 10 //ganho do condicionamento de iLo
137 #define Ksvo 0.04411765 //ganho do sensor de tensão de saída
138 #define Ksvb 0.04411765 //ganho do sensor de tensão da bateria
139 #define Ksvin 0.036585 //ganho do sensor de tensão da entrada
140
141 // Maximum Dead Band values - ganhos cntes
142 // #define kad 0x03FF //ganho do AD

```

```

143 // #define ksi    0x03FF    //ganho do sensor de corrente
144 // #define ksv    0x03FF    //ganho do sensor de tensão
145 //
146 // #define kcond    0 //ganho do condicionamento de corrente
147 #define EPWM2_MIN_DB    0
148 #define EPWM3_MIN_DB    0
149
150 // To keep track of which way the Dead Band is moving
151 #define DB_UP    1
152 #define DB_DOWN 0
153
154 void main(void)
155 {
156 // Step 1. Initialize System Control:
157 // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
158 // This example function is found in the F2837xD_SysCtrl.c file.
159     InitSysCtrl();
160
161 // Step 2. Initialize GPIO:
162 // This example function is found in the F2837xD_Gpio.c file and
163 // illustrates how to set the GPIO to its default state.
164 //     InitGpio();
165
166 //allocate PWM1, PWM2 and PWM3 to CPU1
167 //     CpuSysRegs.CPUSEL0.bit.EPWM1 = 0;
168 //     CpuSysRegs.CPUSEL0.bit.EPWM2 = 0;
169 //     CpuSysRegs.CPUSEL0.bit.EPWM3 = 0;
170
171 // enable PWM1, PWM2 and PWM3
172     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1=1; //D2
173     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM2=1; //D1
174     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM3=1;
175
176 // For this case just init GPIO pins for ePWM1, ePWM2, ePWM3
177 // These functions are in the F2837xD_EPwm.c file
178     InitEPwm1Gpio();
179     InitEPwm2Gpio();
180     InitEPwm3Gpio();
181
182 // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
183 // Disable CPU interrupts
184     DINT;
185
186 // Initialize the PIE control registers to their default state.
187 // The default state is all PIE interrupts disabled and flags
188 // are cleared.
189 // This function is found in the F2837xD_PieCtrl.c file.
190     InitPieCtrl();
191
192 // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
193     IER = 0x0000;
194     IFR = 0x0000;
195
196 // Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
197 // Service Routines (ISR).
198 // This will populate the entire table, even if the interrupt
199 // is not used in this example. This is useful for debug purposes.
200 // The shell ISR routines are found in F2837xD_DefaultIsr.c.
201 // This function is found in F2837xD_PieVect.c.
202     InitPieVectTable();
203
204 // Interrupts that are used in this example are re-mapped to
205 // ISR functions found within this file.
206     EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
207     PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_isr;
208     PieVectTable.EPWM2_INT = &epwm2_isr;
209     PieVectTable.EPWM6_INT = &epwm6_isr;
210     //PieVectTable.TIMER0_INT = &cpu_timer0_isr;
211     PieVectTable.ADCA3_INT = &adca3_isr; //function for ADCA interrupt 1
212     PieVectTable.TIMER1_INT = &cpu_timer1_isr;
213     EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
214
215 // Step 4. Initialize the Device Peripherals:

```

```

216 // For this example, only initialize the ePWM
217   InitCpuTimers(); // For this example, only initialize the Cpu Timers
218   EALLOW;
219   CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
220
221   EDIS;
222
223   InitEPwm1Example();
224   InitEPwm2Example();
225   InitEPwm3Example();
226   InitEPwmS();
227   Timer1();
228   ConfigureADC();
229   InitDacb();
230
231   EALLOW;
232   CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
233
234   EDIS;
235
236 // Step 5. User specific code, enable interrupts:
237 // Initialize counters:
238   EPwm1TimerIntCount = 0;
239   EPwm2TimerIntCount = 0;
240   EPwm3TimerIntCount = 0;
241   //EPwm6TimerIntCount = 0;
242
243 // Enable CPU INT3 which is connected to EPWM1-3 INT:
244 //IER |= M_INT1; //ADA1 - timer0
245 IER |= M_INT10; //ADA3 - Enable group 10 interrupts
246 IER |= M_INT3; //PWMS
247 IER |= M_INT13; //Timer 1
248
249 // Enable EPWM INTn in the PIE: Group 3 interrupt 1-3
250 PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
251 PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1;
252 PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx6 = 1; //PWM6
253 //PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1; //ADA1
254 PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx3 = 1; //ADA3
255 //PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; //timer0
256 //PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; //timer 0
257
258
259 // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
260 EINT; // Enable Global interrupt INTM
261 ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
262 EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //enable SOCA, OU SEJA, O INICIO DA CONVERSÃO A/D
263
264   EALLOW;
265
266   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 0; // Enable Pullup
267   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // GPIO0 = PWM1A
268   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; // GPIO0 = output
269   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO1 = 0; // Enable Pullup
270   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // GPIO1 = PWM1B
271   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1; // GPIO1 = output
272
273   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 0; // Enable Pullup
274   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // GPIO2 = PWM2A
275   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1; // GPIO2 = output
276   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO3 = 0; // Enable Pullup
277   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // GPIO3 = PWM2B
278   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1; // GPIO3 = output
279
280   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO4 = 0; // Enable Pullup
281   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // GPIO4 = PWM3A
282   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1; // GPIO4 = output
283   GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO5 = 0; // Enable Pullup
284   GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1; // GPIO5 = PWM3B
285   GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1; // GPIO5 = output
286
287 //PWM6 (GPIO10, GPIO11) - F3
288 GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO10 = 1; // Disable pull-up on GPIO0 (EPWM6A)

```

```

289     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO11 = 1;    // Disable pull-up on GPIO1 (EPWM6B)
290     GpioCtrlRegs.GPAGMUX1.bit.GPIO10 = 0;   // Configure GPIO20 as EPWM6A
291     GpioCtrlRegs.GPAGMUX1.bit.GPIO11 = 0;   // Configure GPIO20 as EPWM6A
292     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 1;    // Configure GPIO21 as EPWM6B
293     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 1;    // Configure GPIO21 as EPWM6B
294
295     GpioCtrlRegs.GPDMUX1.bit.GPIO97 = 0;    //Pin 45. -- gpio toggle do timer1
296     GpioCtrlRegs.GPDDIR.bit.GPIO97 = 1;     //pag. 737
297
298     GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO94 = 0;    //Pin 46. -- gpio toggle do timer1
299     GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO94 = 1;     //pag. 737
300
301     GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO65 = 0;    //Pin 47. -- gpio toggle do timer1
302     GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO65 = 1;     //pag. 737
303
304     EDIS;
305
306 // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
307 for(;;)
308 {
309     //asm ("          NOP");
310
311     //DacaRegs.DACVALS.all =EPwm1Regs.TBCTR*5;
312
313
314 }
315 }
316
317
318 interrupt void adca3_isr(void)
319 {
320     GpioDataRegs.GPDTOGGLE.bit.GPIO97 = 1; //pin 45
321 // // AD
322 // // Correntes
323 //     iLos = AdcaResultRegs.ADCRESULT0;
324 //     ios = AdcbResultRegs.ADCRESULT1;
325 //     iins = AdcbResultRegs.ADCRESULT2;
326 //     ibats = AdcaResultRegs.ADCRESULT3;
327 /////
328 /////     //tensões
329 //     vos = AdcbResultRegs.ADCRESULT4;
330 //     vins = AdcaResultRegs.ADCRESULT5;
331 //     vbs = AdcbResultRegs.ADCRESULT6;
332 //
333 //     // Correntes
334 //     //iLos = iLo;
335 //
336 //     //tensões
337 //     //vos = vo;
338 //     //vins = vin;
339 //     //vbs = vbat;
340 //
341 //     //Estimando estados
342 //
343 //     vine= a11*vine+a12*vbe+a13*iLme+a14*iLoe+a15*voe + b11*d1+b12*d2;
344 //     vbe= a21*vine+a22*vbe+a23*iLme+a24*iLoe+a25*voe + b21*d1+b22*d2;
345 //     iLme= a31*vine+a32*vbe+a33*iLme+a34*iLoe+a35*voe + b31*d1+b32*d2;
346 //     iLoe= a41*vine+a42*vbe+a43*iLme+a44*iLoe+a45*voe + b41*d1+b42*d2;
347 //     voe= a51*vine+a52*vbe+a53*iLme+a54*iLoe+a55*voe + b51*d1+b52*d2;
348 //
349 //     ef=vos-voe; // calcula erro
350 //
351 //     //atualiza estados
352 //
353 //     vine= vine+kf1*ef;
354 //     vbe= vbe+kf2*ef;
355 //     iLme= iLme+kf3*ef;
356 //     iLoe= iLoe+kf4*ef;
357 //     voe= voe+kf5*ef;
358 //
359 //     // calcular iLms - estimador de iLm
360 //     // iLms=(iins/d2)-3*ios; //eq do clauson
361 //     iLms=iLme;

```

```

362 //
363 // // achando X chapau
364 //
365 // Vinx=vins-Vink;
366 // Vbx=vbs-Vbk;
367 // IImx=iLms-ILmk;
368 // ILox=iLos-ILok;
369 // Vox=vos-Vok;
370 //
371 // // achando u=K*x = dp
372 //
373 // d1p=krp1*Vinx+krp2*Vbx+krp3*ILmx+krp4*ILox+krp5*Vox;
374 // d2p=krp6*Vinx+krp7*Vbx+krp8*ILmx+krp9*ILox+krp10*Vox;
375 //
376 // // achando ui=-Ki*e = di
377 //
378 // ek=ref-vos;
379 //
380 // yk=(1e-6)*ek1+yk1;
381 //
382 //
383 // dli=yk*(-kri1);
384 // d2i=yk*(-kri2);
385 //
386 // //dli=-kri1*(Ts*ek1+dli_k1);
387 // //d2i=-kri2*Ts*ek1+d2i_k1;
388 //
389 // // atualizando realimentação
390 //
391 // ek1=ek;
392 // yk1=yk;
393 //
394 //
395 // // achando d
396 //
397 // d1=dli-d1p;
398 // d2=d2i-d2p;
399 //
400 // d1ctrl=d1+D1k;
401 // d2ctrl=d2+D2k;
402 //
403
404 AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT3 = 1; //clear INT3 flag
405 PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP10;
406 }
407
408 __interrupt void epwm1_isr(void)
409 {
410 //GpioDataRegs.GPCTOGGLE.bit.GPIO94 = 1; //pin 46
411
412 // Clear INT flag for this timer
413 EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
414
415 // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
416 PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
417 }
418
419 __interrupt void epwm2_isr(void)
420 {
421 // Clear INT flag for this timer
422 EPwm2Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
423
424 // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
425 PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
426 }
427
428 __interrupt void epwm6_isr(void)
429 {
430 //GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO94 = 1; //pin 46
431 GpioDataRegs.GPCTOGGLE.bit.GPIO94 = 1; //pin 46
432 EPwm6Regs.TBPRD = pert1;
433
434 // // Correntes

```

```

435         iLos = AdcaResultRegs.ADCRESULT0;
436         iLos=(iLos-1500)/(Ksi*KciLo*Kad); // 12A = 4095
437         iLo=iLos; //valor lido para proteçao
438 //         ios = AdcbResultRegs.ADCRESULT1;
439 //         iins = AdcbResultRegs.ADCRESULT2;
440 //         ibats = AdcaResultRegs.ADCRESULT3;
441 //
442 //         //tensões
443         vos = AdcbResultRegs.ADCRESULT4;
444         vos = (vos)/(Kad*Ksvo);
445         vo=vos; //valor lido para proteçao
446         vins = AdcaResultRegs.ADCRESULT5;
447         vins = (vins)/(Kad*Ksvin);
448         vbs = AdcbResultRegs.ADCRESULT6;
449         vbs = (vbs)/(Kad*Ksvb);
450
451 // Correntes
452 // iLos = iLo;
453
454 //tensões
455 //vos = vo;
456 //vins = vin;
457 //vbs = vbat;
458
459 //Estimando estados
460
461 vine= a11*vine+a12*vbe+a13*iLme+a14*iLoe+a15*voe + b11*d1+b12*d2;
462 vbe= a21*vine+a22*vbe+a23*iLme+a24*iLoe+a25*voe + b21*d1+b22*d2;
463 iLme= a31*vine+a32*vbe+a33*iLme+a34*iLoe+a35*voe + b31*d1+b32*d2;
464 iLoe= a41*vine+a42*vbe+a43*iLme+a44*iLoe+a45*voe + b41*d1+b42*d2;
465 voe= a51*vine+a52*vbe+a53*iLme+a54*iLoe+a55*voe + b51*d1+b52*d2;
466
467 ef=vos-voe; // calcula erro
468
469 //atualiza estados
470
471 vine= vine+kf1*ef;
472 vbe= vbe+kf2*ef;
473 iLme= iLme+kf3*ef;
474 iLoe= iLoe+kf4*ef;
475 voe= voe+kf5*ef;
476
477 // calcular iLms - estimador de iLm
478 // iLms=(iins/d2)-3*ios; //eq do clauson
479 iLms=iLme;
480
481 // achando X chapeu
482
483 Vinx=vins-Vink;
484 Vbx=vbs-Vbk;
485 ILmx=iLms-ILmk;
486 ILox=iLos-ILok;
487 Vox=vos-Vok;
488
489 // achando u=K*x = dp
490
491 d1p=krp1*Vinx+krp2*Vbx+krp3*ILmx+krp4*ILox+krp5*Vox;
492 d2p=krp6*Vinx+krp7*Vbx+krp8*ILmx+krp9*ILox+krp10*Vox;
493
494 // achando ui=-Ki*e = di
495
496 ek=ref-vos;
497
498 yk=(10^(-6))*ek1+yk1;
499
500
501 d1i=yk*(-kri1);
502 d2i=yk*(-kri2);
503
504 //d1i=-kri1*(Ts*ek1+d1i_k1);
505 //d2i=-kri2*Ts*ek1+d2i_k1;
506
507 // atualizando realimentação

```

```

508
509     ek1=ek;
510     yk1=yk;
511
512
513     // achando d
514
515     d1=d1i-d1p;
516     d2=d2i-d2p;
517
518     dlctrl=d1+D1k;
519     d2ctrl=d2+D2k;
520
521     // saturação controle -----
522     if(dlctrl>=500)
523     {
524         dlctrl=499;
525     }
526
527     if(dlctrl<=1)
528     {
529         dlctrl=1;
530     }
531
532     if(d2ctrl>=0.995)
533     {
534         d2ctrl=0.995;
535     }
536
537     if(d2ctrl<=0)
538     {
539         d2ctrl=0.01;
540     }
541
542     //
543     EPwm1Regs.TBPRD = per; //per=250 para 50MHz - fs=100KHz
544     EPwm2Regs.TBPRD = per;
545     EPwm3Regs.TBPRD = per;
546
547     //DutyCycle////////////////////////////////////
548     D1=1-(1/dlctrl);
549     D2=(1-d2ctrl)/dlctrl;
550     D3=d2ctrl/dlctrl;
551
552     /*
553     D1=dlctrl;
554     D2=d2ctrl;
555     D3=1-(dlctrl+d2ctrl);
556     */
557
558     // Saturação -----
559     if(D1<0.08)
560     {
561         D1=0.08;
562     }
563     if(D1>0.9)
564     {
565         D1=0.9;
566     }
567
568     if(D2<0.05)
569     {
570         D2=0;
571     }
572     if(D2>0.9)
573     {
574         D2=0.9;
575     }
576
577     if(D3<0.08)
578     {
579         D3=0.08;
580     }

```

```

581     if(D3>0.9)
582     {
583         D3=0.9;
584     }
585
586         dut1=(D1)*per; //Sw1
587         dut2=(D2)*per; //Sw2
588         // D3=1-(D1+D2);
589         dut3=(D3)*per;
590         //tempo morto////////////////////////////////////
591
592         tempo_morto=tm*per;
593
594         //tempo morto////////////////////////////////////
595         // dut1=dut1+tempo_morto;
596         // dut2=dut2+tempo_morto;
597
598         if(MA==1) //Malha aberta
599         -----
600         {
601             dut1=(D1ma)*per; //Sw1
602             dut2=(D2ma)*per; //Sw2
603             D3ma=1-(D1ma+D2ma); //SW3
604             dut3=(D3ma)*per;
605         }
606
607         // PROTEÇÕES -----
608         if(iLo>=11.9) //para corrente de Io
609         {
610             F=1;
611         }
612         if(vo>=18) //para tensão de vo
613         {
614             F=1;
615         }
616
617         if(F==1) //desliga PWMs
618         -----
619         {
620             EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // zera PWM1A on Zero
621             EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_CLEAR; // AQ_CLEAR; //zerando S1
622             EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // zera PWM1A on Zero
623             EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_CLEAR; // zera PWM1A on Zero
624             EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // AQ_CLEAR; // Set
625             PWM3A on Zero
626             EPwm3Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_CLEAR;
627             dut1=0*per; //Sw1
628             dut2=0*per; //Sw2
629             dut3=0*per;
630         }
631
632         EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB=tempo_morto; //SW1 fecha tempo_morto
633         EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = dut1+tempo_morto; //SW1 abre
634         dut1=dut1+tempo_morto; //atualiza dut1
635         EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = dut1+tempo_morto; // SW2 fecha
636         dut2=dut2+tempo_morto; //atualiza dut2
637         EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = dut2+dut1; //SW2 abre
638         EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = dut2+dut1+tempo_morto; //SW3 fecha
639         //EPwm3Regs.CMPB.bit.CMPB = dut2+dut1+tempo_morto; //SW3 fecha em per
640
641
642         //GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO94 = 1; //pin 46
643
644         // Clear INT flag for this timer
645         EPwm6Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
646         // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
647         PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
648     }
649
650     __interrupt void cpu_timer1_isr(void)
651     {
652         // CpuTimer1.InterruptCount++;

```

```

651
652     CpuTimer1Regs.PRD.all=pert1;
653
654         //DacaRegs.DACVALS.all =EPwm1Regs.TBCTR*5;
655
656     //GpioDataRegs.GPDTOGGLE.bit.GPIO97 = 1; //pin 45
657
658 }
659
660 void InitEPwm1Example ()
661 {
662     EPwm1Regs.TBPRD = per;           // Set timer period
663     EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
664     EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter    triangular
665
666
667     // Setup TBCLK
668     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0b00; // Count up
669     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
670     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL=TB_SHADOW;
671     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL=TB_SYNC_DISABLE;
672     EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0b000; // Clock ratio to SYSCLKOUT
673     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0b000;
674
675     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
676     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
677     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
678     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
679
680     // Setup compare
681     //EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = dut;
682
683     // Set actions
684     // EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM1A on Zero
685     //EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_SET;
686
687     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM2A on Zero
688     //EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_CLEAR;
689
690     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
691
692     // EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM1A on Zero
693     // EPwm1Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
694
695     // Active Low PWMs - Setup Deadband
696     EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
697     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
698     EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
699     EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = 0;
700     EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = 0;
701     EPwm1_DB_Direction = DB_UP;
702
703     // Interrupt where we will change the Deadband
704     EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 0b010; // Select INT on Zero event
705     EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Enable INT
706     EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = 1; // Generate INT on 1st event
707
708 }
709
710 void InitEPwm2Example ()
711 {
712
713     EPwm2Regs.TBPRD = per;           // Set timer period
714     EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
715     EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter
716
717     // Setup TBCLK
718     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
719     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
720     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL=TB_SHADOW;
721     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL=TB_SYNC_DISABLE;
722     EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0b000; // Clock ratio to SYSCLKOUT
723     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0b000; // Slow just to observe on the

```

```

724 // scope
725 EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
726 EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
727 EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
728 EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
729
730 // Setup compare
731
732 EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = dut2;
733
734 // Set actions
735 EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM1A on Zero
736 EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_SET; // AQ_CLEAR; //zerando S1
737
738 //EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;
739
740 // Active Low complementary PWMs - setup the deadband
741 EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
742 EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HI;
743 EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
744 EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED = 0;
745 EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED = 0;
746 EPwm2_DB_Direction = DB_UP;
747
748 // Interrupt where we will modify the deadband
749 EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Select INT on Zero event
750 EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Enable INT
751 EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD; // Generate INT on 3rd event
752
753 }
754
755 void InitEPwm3Example ()
756 {
757     EPwm3Regs.TBPRD = per; // Set timer period
758     EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
759     EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter
760
761     // Setup TBCLK
762     EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
763     EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
764     EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
765     EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_DISABLE;
766     // EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1; // Direção fase 1 positivo
767     EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0b000; // Clock ratio to SYSCLKOUT
768     EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0b000; // Slow so we can observe on
769 // the scope
770
771     // Setup compare
772     EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = dut3;
773
774     // Set actions
775     EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // AQ_CLEAR; // Set PWM3A on Zero
776     EPwm3Regs.AQCTLA.bit.PR = AQ_CLEAR;
777
778     // Active high complementary PWMs - Setup the deadband
779     EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
780     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HI;
781     EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
782     EPwm3Regs.DBRED.bit.DBRED = 0;
783     EPwm3Regs.DBFED.bit.DBFED = 0;
784     EPwm3_DB_Direction = DB_UP;
785
786     // Interrupt where we will change the deadband
787     EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_PRDZERO; // Select INT on Zero event
788     EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Enable INT
789     EPwm3Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD; // Generate INT on 3rd event
790 }
791
792
793
794 void InitEPwmS ()
795 {
796

```

```

//-----
797 // Configuração do EPWM6 - trigger do ADC - 200 kHz - Pin. 78
798
//-----
799
800 EPwm6Regs.TBPRD = pert1;           // Set timer period = 10us = 100kHz
801 EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;     // Phase is 0
802 EPwm6Regs.TBCTR = 0x0000;         // Clear counter
803 //
804 // Setup TBCLK
805 //
806 EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
807 EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // phase loading
808 // EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
809 EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0b000; // Clock ratio to SYSCLKOUT
810 EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0b000;
811
812 EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
813 EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
814 EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
815 EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
816 //
817 // Setup compare
818 //
819 EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 250; //duty cicle de 0.5 = 62 ~~
820 //
821 // Set actions
822 //
823 EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
824 EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
825 EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
826 EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
827 //
828 // Active Low PWMs - Setup Deadband
829 //
830 EPwm6Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
831 //EPwm8Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
832 EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
833 EPwm6Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
834 // Definição do tempo morto de subida e descida
835 EPwm6Regs.DBRED.bit.DBRED = 0;
836 EPwm6Regs.DBFED.bit.DBFED = 0; //0s
837
838 EPwm6Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 0b011; // ePWM Interrupt (EPWMx_INT) Selection
Options - 011: Enable event time-base counter equal to zero or period (TBCTR =
0x00 or TBCTR = TBPRD). This mode is useful in updown count mode.
839 EPwm6Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // 1: Enable EPWMx_INT generation
840 EPwm6Regs.ETPS.bit.INTPRD = 1; // 01: Generate an interrupt on the first
event INTCNT = 01 (first event)
841
842 // GERANDO AS SOCs PRO CONVERSOR A/D : Assumes ePWM clock is already enabled
843 EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; // Disable SOC on A group
844 //EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 0b010; // Select SOC on up-count
845 EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 0b010; //2x ou 1x
int // 001 TBCTR = 0 (Inicio)
// 010 TBCTR = TBPRD (Pico)
// 011 Inicio ou Pico
846 //Pag.1604
847
848 EPwm6Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event
849
850 }
851
852 void Timer1(void)
853 {
854
855
856 CpuTimer1Regs.PRD.all=pert1; //19999999=0.1s --- PRD=
857
858 CpuTimer1Regs.TPR.all=0;
859 CpuTimer1Regs.TPRH.all=0;
860
861 CpuTimer1Regs.TCR.bit.TSS=1;

```

```

862     CpuTimer1Regs.TCR.bit.TRB=1;
863     CpuTimer1Regs.TCR.bit.SOFT=0;
864     CpuTimer1Regs.TCR.bit.FREE=0;
865     CpuTimer1Regs.TCR.bit.TIE=1;    //modo da interrupção do timer - timer zero
866
867
868 //
869 // To ensure precise timing, use write-only instructions to write to the entire
870 // register. Therefore, if any of the configuration bits are changed in
871 // ConfigCpuTimer and InitCpuTimers (in F2837xS_cputimervars.h), the below
872 // settings must also be updated.
873 //
874 //CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001;
875     CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4001;
876
877 //Debora -----
878 /*
879     CpuTimer1Regs.PRD.all=pert1-1;    //19999999=0.1s --- PRD=
880
881     CpuTimer1Regs.TPR.all=0;
882     CpuTimer1Regs.TPRH.all=0;
883
884     CpuTimer1Regs.TCR.bit.TSS=1;
885     CpuTimer1Regs.TCR.bit.TRB=1;
886     CpuTimer1Regs.TCR.bit.SOFT=0;
887     CpuTimer1Regs.TCR.bit.FREE=0;
888     CpuTimer1Regs.TCR.bit.TIE=1;    //modo da interrupção do timer - timer zero
889 //
890 // To ensure precise timing, use write-only instructions to write to the entire
891 // register. Therefore, if any of the configuration bits are changed in
892 // ConfigCpuTimer and InitCpuTimers (in F2837xS_cputimervars.h), the below
893 // settings must also be updated.
894 //
895     CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001;
896     CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4001;
897 */
898 }
899
900 void ConfigureADC(void)
901 {
902     EALLOW;
903
904     //CONFIGURANDO
905     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE=5; //ADCCLK DIV CLOCK_ADC=40MHz    //(pag.1194)
906     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE=5; //ADCCLK DIV CLOCK_ADC=40MHz
907     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION=0; //12bits
908     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION=0; //12bits
909     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE=0; //Single-Ended
910     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE=0; //Single-Ended
911     AdcaRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0; //OFFSET = 0;
912     AdcbRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0; //OFFSET = 0;
913     //Set pulse positions to late - linha 947 cod. Juju
914     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS=1; //interrupt pulse generation occurs at the
915     end of the conversion
916     AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS=1; //interrupt pulse generation occurs at the
917     end of the conversion
918     //power up the ADC
919     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
920     AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
921     EDIS;
922     //delay for 1ms to allow ADC time to power up
923     DELAY_US(1000);
924
925     EALLOW;
926     //CONFIGURANDOS OS CANAIS COM SUAS SOCS
927     //corrente
928     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC0 : ADCINA3 : J3 Pin 26 - AD2 ILo
929     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC1 : ADCINB5 : J3 Pin 65 - AD3 - Io
930     AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC2 : ADCINB4: J3 Pin 68 - AD1 - Iin
931     AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC3 : ADCINA5: J3 Pin 66 - AD4 - Ibat
932     //tensão
933     AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC4 : ADCINB3 : J3 Pin 25 - AD3v Vo
934     AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC5 : ADCINA4 : J3 Pin 69 - AD1v - Vpv

```

```

933 AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC6 : ADCIN2: J3 Pin 28 - AD2v - Vbat
934
935 //CONFIGURANDO A JANELA DE AMOSTRAGEM:
936 AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns
937 AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //AQS_WINDOW=
(AQPS+1)*(TSYSCLK=5ns), onde Fsysclk=200MHz
938 AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //SOCs will use sample duration
of 16 SYSCLK cycles
939 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns
940 AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //AQS_WINDOW=
(AQPS+1)*(TSYSCLK=5ns), onde Fsysclk=200MHz
941 AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //SOCs will use sample duration
of 16 SYSCLK cycles
942 AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //SOCs will use sample duration
of 16 SYSCLK cycles
943
944 //CONFIGURANDO OS TRIGGERS TODOS PARA O EPWM6 - SOCA - Pag.1230
945 AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
946 AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
947 AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
948 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
949 AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
950 AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
951 AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
952 EDIS;
953 /*
954 EALLOW;
955
956 //CONFIGURANDO
957 AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE=5; //ADCCLK DIV CLOCK_ADC=40MHz // (pag.1194)
958 AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE=5; //ADCCLK DIV CLOCK_ADC=40MHz
959 AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION=0; //12bits
960 AdcbRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION=0; //12bits
961 AdcaRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE=0; //Single-Ended
962 AdcbRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE=0; //Single-Ended
963 AdcaRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0; //OFFSET = 0;
964 AdcbRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0; //OFFSET = 0;
965 //Set pulse positions to late - linha 947 cod. Juju
966 AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS=1; //interrupt pulse generation occurs at the
end of the conversion
967 AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS=1; //interrupt pulse generation occurs at the
end of the conversion
968 //power up the ADC
969 // AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
970 // AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
971 // EDIS;
972 // //delay for 1ms to allow ADC time to power up
973 // DELAY_US(1000);
974
975 EALLOW;
976 //CONFIGURANDOS OS CANAIS COM SUAS SOCS
977 //corrente
978 AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC0 : ADCINA3 : J3 Pin 26 - AD2 ILo
979 AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC1 : ADCIN5 : J3 Pin 65 - AD3 - Io
980 AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC2 : ADCIN4: J3 Pin 68 - AD1 - Iin
981 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC3 : ADCINA5: J3 Pin 66 - AD4 - Ibat
982 //tensão
983 AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC4 : ADCIN3 : J3 Pin 25 - AD3v Vo
984 AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC5 : ADCINA4 : J3 Pin 69 - AD1v - Vpv
985 AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC6 : ADCIN2: J3 Pin 28 - AD2v - Vbat
986
987 //CONFIGURANDO A JANELA DE AMOSTRAGEM:
988 AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns
989 AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //AQS_WINDOW=
(AQPS+1)*(TSYSCLK=5ns), onde Fsysclk=200MHz
990 AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //SOCs will use sample duration
of 16 SYSCLK cycles
991 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns
992 AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //AQS_WINDOW=
(AQPS+1)*(TSYSCLK=5ns), onde Fsysclk=200MHz
993 AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //SOCs will use sample duration
of 16 SYSCLK cycles
994 AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = 15; //80ns //SOCs will use sample duration

```

of 16 SYSCLK cycles

```
995
996 //CONFIGURANDO OS TRIGGERS TODOS PARA O EPWM6 - SOCA - Pag.1230
997 AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
998 AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
999 AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
1000 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
1001 AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
1002 AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
1003 AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 15; //0Fh ADCTRIG15 - ePWM6, ADCSOCA
1004 EDIS;
1005
1006 // ADC interrupt triggers --- não trigga pela int do ADC
1007 AdcaRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC0 = 0;
1008 AdcbRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC1 = 0;
1009 AdcbRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC2 = 0;
1010 AdcaRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC3 = 0;
1011 AdcbRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC4 = 0;
1012 AdcaRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC5 = 0;
1013 AdcbRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC6 = 0;
1014
1015
1016 AdcaRegs.ADCSOCPRCTL.bit.SOCPRIORITY = 0; // SOC priority mode
1017
1018 //--- ADCA1 interrupt configuration
1019 AdcaRegs.ADCINTSEL3N4.bit.INT3CONT = 1; // Interrupt pulses ---1= força a
acontecer uma interrupção msm com flag ligado
1020 AdcaRegs.ADCINTSEL3N4.bit.INT3E = 1; // ADC interrupt enable
1021 AdcaRegs.ADCINTSEL3N4.bit.INT3SEL = 0; // EOC triggers the interrupt
1022
1023 //--- Enable the ADC interrupt
1024 PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx3 = 1; // Enable ADCA3 interrupt in PIE
group 10
1025 IER |=0x0200; // Enable INT1 in IER to enable PIE
group -- | é uma OR
1026
1027 //--- Finish up
1028 AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1; // Power up the ADC
1029 DELAY_US(1000); // Wait 1 ms after power-up before
using the ADC
1030 asm(" EDIS"); // Disable EALLOW protected register
access
1031
1032 AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1; // Power up the ADC
1033 DELAY_US(1000); // Wait 1 ms after power-up before
using the ADC
1034 asm(" EDIS"); // Disable EALLOW protected register
access
1035
1036 */
1037 }
1038
1039 void InitDacb(void)
1040 {
1041 /* asm(" EALLOW"); // Enable EALLOW protected register access
1042
1043 //--- Configure DAC-A control registers
1044 DacaRegs.DACCTL.all = 0x0001;
1045 DaccRegs.DACCTL.all = 0x0001;
1046 // bit 15-8 0's: reserved
1047 // bit 7-4 0000: DAC PWMSYNC select, not used since LOADMODE=0
1048 // bit 3 0: reserved
1049 // bit 2 0: LOADMODE, DACVALA load mode, 0=next SYSCLK, 1=next PWMSYNC
specified by SYNCSEL
1050 // bit 1 0: reserved
1051 // bit 0 1: DACREFSEL, DAC reference select, 0=VDAC/VSSA, 1=ADC
VREFHI/VREFLO
1052
1053 //--- Set DAC-B output to mid-range
1054 DacaRegs.DACVALS.all = 0x0800; // DACVALS = bits 11-0, bits 15-12 reserved
1055 DaccRegs.DACVALS.all = 0x0800;
1056
1057 //--- Enable DAC-B output
```

```
1058     DaccRegs.DACOUTEN.bit.DACOUTEN = 1;    // DAC output enable, 0=disable, 1=enable
1059     DaccRegs.DACOUTEN.bit.DACOUTEN = 1;
1060
1061     //--- DAC-B lock control register
1062     DaccRegs.DACLOCK.all = 0x0000;          // Write a 1 to lock (cannot be cleared
1063     DaccRegs.DACLOCK.all = 0x0000;          once set)
1064
1065     asm(" EDIS");                            // Disable EALLOW protected register access
1066     */
1067 } // end of InitDac()
1068
```

Código .c utilizado no psim

```

1 // sensor
2 static float iins = 3.5;
3 static float d2 = 0.125;
4 static float ios = 8;
5 static float iLms =3;
6 static float vos = 12;
7 static float iLos = 8;
8 static float vins = 28;
9 static float vbs = 24;
10
11 // estimador
12 static float vine = 28;
13 static float vbe = 24;
14 static float iLme =3;
15 static float iLoe = 8;
16 static float voe = 12;
17
18 // Matrizes discretas
19 // matriz A
20 static float a11 = 0.8631, a12 = 0.0001, a13 = -0.0017, a14 = -0.0051, a15 = 0;
21 static float a21 = 0.0001, a22 = 0.8632, a23 = 0.0028, a24 = 0.0017, a25 = 0;
22 static float a31 = 0.0157, a32 = -0.0262, a33 = 0.9999, a34 = -0.0001, a35 = 0;
23 static float a41 = 0.0536, a42 = -0.0179, a43 = -0.0001, a44 = 0.9998, a45 = 0;
24 static float a51 = 0.0004, a52 = -0.0001, a53 = -0.0000, a54 = 0.0146, a55 = 0.9898;
25 // matriz B
26 static float b11 = -0.0263, b12 = -0.4042;
27 static float b21 = -0.2959, b22 = 0.3925;
28 static float b31 = -3.2391, b32 = 2.1531;
29 static float b41 = 11.0793, b42 = 7.3691;
30 static float b51 = 0.0812, b52 = 0.0540;
31 // matriz C
32 static float c11 = 0, c12 = 0, c13 = 0, c14 = 0, c15 = 1;
33
34
35 static float ef=0;
36 //ganhos LTR q=10^2
37 //16.10
38 static float kf1=28.76251832730863, kf2=-1.162087781106384, kf3=3.959451700592493,
kf4=14.795310128556718, kf5=0.715209433966464;
39
40
41 //Discrete gains
42 static float krp1=0.000021225495501, krp2=0.003163918216347, krp3=
-0.0195753587686281, krp4=0.070351961184802, krp5=3.032963561442876,
krp6=0.007142847669694, krp7=-0.007132727043164, krp8=0.293316297787668,
krp9=0.1056096040272,
krp10=4.551082494032367;
43
44 static float kril=-288058.5404682329, kri2=-43224.366997753;
45
46 static float Vink=28, Vbk=24, ILmk=3, ILoc=8, Vok=12, D1=0.0833, D2=0.1250;
47 // valores atuais (estados perturbados, Xchapeu= -Xbarra+Xsensor)
48 static float Vinx=0, Vbx=0, ILmx=0, ILox=0, Vox=0;
49 // variáveis auxiliares
50 static float dlp=0, d2p=0, dli=0, d2i=0, dli_k1=0, d2i_k1=0, ek1=0, ek=0, d1=0,
yk=0, yk1=0;
51 static float Ts=1/100000, ref=12;
52 int n=0;
53
54 if(t>=n/100000){
55 n++;
56 // declaração de variáveis
57
58 vins=x1;
59 vbs=x2;
60 iins=x3;
61 d2=x4;
62 ios=x5;
63 iLos=x6;
64 vos=x7;
65

```

```

66 //Estimando estados
67
68 vine= a11*vine+a12*vbe+a13*iLme+a14*iLoe+a15*voe + b11*d1+b12*d2;
69 vbe= a21*vine+a22*vbe+a23*iLme+a24*iLoe+a25*voe + b21*d1+b22*d2;
70 iLme= a31*vine+a32*vbe+a33*iLme+a34*iLoe+a35*voe + b31*d1+b32*d2;
71 iLoe= a41*vine+a42*vbe+a43*iLme+a44*iLoe+a45*voe + b41*d1+b42*d2;
72 voe= a51*vine+a52*vbe+a53*iLme+a54*iLoe+a55*voe + b51*d1+b52*d2;
73
74 ef=vos-voe; // calcula erro
75
76 //atualiza estados
77
78 vine= vine+kf1*ef;
79 vbe= vbe+kf2*ef;
80 iLme= iLme+kf3*ef;
81 iLoe= iLoe+kf4*ef;
82 voe= voe+kf5*ef;
83
84 // calcular iLms - estimador de iLm
85 // iLms=(iins/d2)-3*ios; //eq do clauson
86 iLms=iLme;
87
88 // achando X chapau
89
90 Vinx=vins-Vink;
91 Vbx=vbs-Vbk;
92 ILmx=iLms-ILmk;
93 ILox=iLos-ILok;
94 Vox=vos-Vok;
95
96 // achando u=K*x = dp
97
98 d1p=krp1*Vinx+krp2*Vbx+krp3*ILmx+krp4*ILox+krp5*Vox;
99 d2p=krp6*Vinx+krp7*Vbx+krp8*ILmx+krp9*ILox+krp10*Vox;
100
101 // achando ui=-Ki*e = di
102
103 ek=ref-vos;
104
105 yk=(1e-6)*ek1+yk1;
106
107
108 d1i=yk*(-kri1);
109 d2i=yk*(-kri2);
110
111
112 // atualizando realimentação
113
114 ek1=ek;
115 yk1=yk;
116
117
118 // achando d
119
120 d1=d1i-d1p;
121 d2=d2i-d2p;
122
123 d1=d1+D1;
124 d2=d2+D2;
125
126 }
127
128 y1=iLms; //estimador - sensor de iLm
129 y2=d1;
130 y3=d2;
131

```