

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

RENAN LANDAU PAIVA DE MEDEIROS

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

TD: 02/2018

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2018

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

RENAN LANDAU PAIVA DE MEDEIROS

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

TD: 02/2018

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

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2018

Dedicatória

*Dedico este trabalho primeiramente a Deus,
por ter me dado forças a continuar em minha jornada,
dedico a minha mãe Maria de Lourdes por ser meu melhor exemplo de luta e pessoa ,
aos meus familiares e amigos queridos pelo apoio e motivação em todos os momentos,
em especial dedico a minha linda amiga e namorada Mônica Ewans,
por ser sempre minha musa inspiradora,
além de ser minha companheira em incríveis aventuras
e por tudo que você me ensinou e pelas coisas que juntos descobrimos,
e por fim dedico este trabalho ao personagem principal “o leitor”,
que esta leitura possa ser aproveitada e utilizada a fim de
edificar o bem.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente este trabalho a Deus, que me deu saúde, forças e motivação para permanecer em minha jornada e estava sempre comigo, nos momentos tristes e alegres.

Agradeço a minha mãe Maria de Lourdes, por se mostrar sempre uma guerreira, e me auxiliar em todos os momentos que precisei e por ser meu melhor exemplo de ser humano, e a meus familiares por fazerem parte de minha história e pelos valores morais adquiridos, em especial agradeço ao meu padrinho Valdir e ao meu tio Valmir pelas diversas conversas, risadas e conselhos.

Agradeço em especial a minha linda amiga e namorada Mônica Ewans, por ser sempre fonte de minha inspiração e força, agradeço pelas aventuras e conversas e sempre pelos seus ensinamentos, com você aprendi a ver o mundo sempre mais colorido e alegre, e como já dizia o incrível matemático Jonh Nash: “É somente nas misteriosas equações do amor, que qualquer lógica ou razão pode ser encontrada.”, agradeço por você existir em minha vida.

Agradeço aos meus amigos Ruben Sicchar, Anderson, Marcus Ciro, Erick, André Vinicius (Salsicha), Pedro Ivan, Iury Bessa, Verônica, Luiz Eduardo, Waldir, professor João Edgar, professor Tavares e por fim e não menos importante ao professor Orlando (Nick) por todos os cafés e momentos de descontração.

Agradeço aos colegas professores e técnicos administrativos da UFPA, IFPA e IFAM em especial aos colegas da UFAM, que me acolheram e me auxiliaram muito bem nesta jornada em busca de disseminar a centelha de conhecimento e curiosidade incessante pela qual somos acometidos.

Em especial agradeço aos amigos Cleonor e Florindo por todas nossas conversas e risadas, bem como por todas as pegadinhas e apoio nos momentos difíceis.

Agradeço em especial aos amigos Eder Mendes, Duaymy, Paulinho, Igor Tavares, por todo o esforço e empenho em me auxiliar na confecção desta obra.

Agradeço em especial ao meu orientador Prof. Walter Barra Júnior, pelos ensinamentos e orientações que recebi desde meu ingresso no grupo de controle. E agradeço pela oportunidade de tornar este trabalho possível.

Agradeço a UFPA e a CAPES pelo suporte acadêmico e financeiro prestado durante o período de meu doutoramento.

Epígrafe

*“Eu prefiro ser esta metamorfose ambulante,
do que ter aquela velha opinião formada sobre tudo...”*
(Raul Seixas)

*“Nenhuma palavra torpe saia da boca de vocês,
mas apenas a que for útil para edificar os outros,
conforme a necessidade, para que conceda graça aos que ouvem.”*
(Efésios 4:29)

Sumário

<i>Dedicatória</i>	ii
<i>Agradecimentos</i>	iii
<i>Epígrafe</i>	iv
Lista de Tabelas	viii
Lista de Figuras	ix
Lista de Abreviações	xiii
Lista de Símbolos	xiv
Resumo	xvi
Abstract	xvii
Capítulo 1 – Introdução	01
1.1- Considerações iniciais e contextualização	01
1.2- Importância e Justificativa de Tese	02
1.3- Definição dos objetivos	03
1.3.1 <i>Objetivo geral</i>	03
1.3.2 <i>Objetivos específicos</i>	03
1.4- Materiais e métodos	04
1.5- Estrutura do trabalho	06
Capítulo 2 – Estado da Arte	07
2.1 Introdução	07
2.2 Estado da Arte	07
2.3 Conclusão do capítulo	13
Capítulo 3 – Modelo Dinâmico de Conversores de Potência CC/CC	14
3.1 Introdução	14
3.2 Modo de funcionamento de um conversor de potência CC/CC do tipo <i>Buck</i>	16
3.3 Modelo matemático de um conversor de potência CC/CC do tipo <i>Buck</i>	18
3.4 Conversor de potência CC/CC multivariável SIMO do tipo <i>Buck</i>	20
3.5 Modo de funcionamento do conversor de potência CC/CC multivariável SIMO do tipo <i>Buck</i>	21
3.5.1 <i>Classe A ($d_1 > d_2$)</i>	21
3.5.2 <i>Classe B ($d_1 = d_2$)</i>	22
3.5.3 <i>Classe C ($d_1 < d_2$)</i>	23
3.6 Modelo matemático do conversor de potência CC/CC multivariável SIMO do tipo <i>Buck</i>	24
3.6.1 <i>Considerações de limites de operação para o conversor CC/CC multivariável SIMO</i>	26
3.7 Análise de estabilidade do conversor de potência CC/CC	28

multivariável SIMO do tipo <i>Buck</i>	
3.7.1 <i>Estabilidade local do conversor CC/CC SIMO</i>	28
3.7.2 <i>Análise de estabilidade robusta do conversor SIMO</i>	29
3.8 Conclusão do capítulo	31
Capítulo 4 – Projeto de Controlador Descentralizado Multivariável	32
4.1 Introdução	32
4.2 Controle multivariável	33
4.2.1 <i>Formulação geral para sistemas MIMO</i>	34
4.2.2 <i>Relative Gain Array – RGA</i>	34
4.2.3 <i>Effective Relative Gain Array – ERGA</i>	35
4.2.4 <i>Relative Frequency Gain Array – RFA</i>	39
4.2.5 <i>Função de Transferência Efetiva</i>	39
4.3 Projeto de controlador multivariável descentralizado baseado em alocação de pólos clássica	40
4.4 Projeto de controlador multivariável descentralizado baseado em FTE	42
4.5 Projeto de controlador robusto com variação paramétrica	45
4.5.1 <i>Teorema de Kharitonov</i>	46
4.5.2 <i>Projeto de controlador SISO robusto via alocação de polos intervalar</i>	47
4.5.3 <i>Projeto de controlador robusto multivariável descentralizado via alocação de polos intervalar</i>	50
4.6 Conclusão do capítulo	51
Capítulo 5 – Descrição dos Ambientes de Teste	53
5.1 Introdução	53
5.2 Análise de empareiramento entrada/saída do sistema conversor SIMO	53
5.3 Projeto de controlador multivariável descentralizado via alocação de polos clássica	54
5.4 Projeto de controlador multivariável descentralizado baseado em FTE	55
5.5 Projeto de controlador multivariável descentralizado via alocação de polos intervalar	56
5.6 Apresentação e descrição do ambiente de simulação e do conversor SIMO	58
5.6.1 <i>Ambiente de simulação do sistema conversor SIMO</i>	60
5.6.2 <i>Ambiente experimental do sistema conversor SIMO</i>	61
5.6.3 <i>Interface Homem Máquina (IHM) do sistema conversor SIMO</i>	62
5.7 Descrição dos experimentos	63
6.2.1 <i>Avaliação do acoplamento do sistema conversor SIMO</i>	63
6.2.2 <i>Variação do valor de tensão de entrada CC (V_{in})</i>	64
6.2.3 <i>Variação da carga do sistema conversor SIMO – R_1</i>	64
6.2.4 <i>Variação da carga do sistema conversor SIMO – R_2</i>	65
6.2.5 <i>Superfícies de desempenho do sistema mediante variação</i>	65

<i>paramétrica das cargas e setpoint das tensões do conversor</i>	
5.8 Conclusão do capítulo	66
Capítulo 6 – Análise de Resultados	67
6.1 Introdução	67
6.2 Avaliação do acoplamento do sistema conversor SIMO	67
6.3 Variação do valor da tensão de entrada CC (V_{in})	69
6.3.1 <i>Ambiente de simulação</i>	69
6.3.2 <i>Ambiente experimental</i>	76
6.4 Variação da carga do sistema conversor SIMO – R_1	82
6.4.1 <i>Ambiente de simulação</i>	82
6.4.2 <i>Ambiente experimental</i>	87
6.5 Variação da carga do sistema conversor SIMO – R_2	93
6.5.1 <i>Ambiente de simulação</i>	94
6.5.2 <i>Ambiente experimental</i>	99
6.6 Avaliação da superfície de desempenho do sistema mediante variação paramétrica	105
6.7 Conclusão do capítulo	108
Capítulo 7 – Considerações Finais e Recomendações para Trabalhos Futuros	109
7.1 Considerações finais	109
7.2 Recomendações para trabalhos futuros	110
Referências Bibliográficas	112

Lista de Tabelas

Tabela 3.1. – Ponto operacional do conversor CC-CC Buck SIMO.	28
Tabela 3.2 – Autovalores do sistema linearizado do conversor CC-CC Buck SIMO.	28
Tabela 4.1 – Ganhos dos controladores PID metodologia de projeto baseado em ETF.	44
Tabela 5.1 – Análise de empareiramento E/S do conversor SIMO.	54
Tabela 5.2 – Valores relacionados as especificações de projeto do controlador.	55
Tabela 5.3 – Variação dos parâmetros incertos adotados para o projeto de controlador robusto multivariável.	56
Tabela 5.4 – Valores dos ganhos do controlador multivariável descentralizado projetado.	56
Tabela 5.5. – Valor dos ganhos dos controladores PI e PID discretizados.	58

Lista de Figuras

Figura 3.1. Topologias básicas de conversores CC/CC.	15
Figura 3.2. Circuito de um conversor <i>Buck</i> com filtro passivo LC.	16
Figura 3.3. Etapas de funcionamento de um conversor de potência <i>Buck</i> com filtro passivo LC.	17
Figura 3.4. Formas de onda típicas do funcionamento de um conversor <i>Buck</i> .	18
Figura 3.5. Circuito de um conversor de potência CC/CC multivariável <i>Buck</i> do tipo SIMO.	21
Figura 3.6. Formas de onda da corrente no indutor e operação do conversor. (a) Classe A (b) Classe B (c) Classe C.	23
Figura 3.7. Circuitos equivalentes do conversor CC/CC multivariável <i>Buck</i> do tipo SIMO. (a) Quando: $t \leq d_2 \leq d_1$; (b) Quando: $d_2 \leq t \leq d_1$; (c) Quando: $d_2 \leq d_1 \leq t$.	24
Figura 3.8. Diagrama de bode de G_{22} , para verificação do fenômeno de inversão de fase do sistema.	27
Figura 3.9. (a) Retângulos de Kharitonov. (b) Zoom na origem do plano complexo.	30
Figura 3.10. Mapeamento de polos do conversor de potência CC/CC multivariável <i>Buck</i> do tipo SIMO, quando submetido a uma variação paramétrica dentro da região de incertezas delimitada.	30
Figura 4.1. Sistema de controle multivariável operando em malha fechada.	33
Figura 4.2. Resposta em frequência da função de transferência normalizada.	37
Figura 4.3. Fluxograma generalizado de projeto de controlador multivariável descentralizado baseado na Função de Transferência Efetiva.	45
Figura 4.4. Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.	47
Figura 4.5. Fluxograma generalizado para o projeto de um controlador robusto SISO, considerando incertezas paramétricas no modelo do tipo <i>box</i> .	50
Figura 4.6. Fluxograma para o projeto de um controlador robusto descentralizado multivariável via método de alocação de polos intervalar, considerando uma região <i>box</i> de incertezas.	51
Figura 5.1. Diagrama de blocos generalizado da aplicação do controle multivariável descentralizado no sistema conversor SIMO.	59
Figura 5.2. Circuito elétrico do conversor SIMO com aplicação do controle multivariável descentralizado.	59
Figura 5.3. (A) Circuito elétrico do conversor SIMO utilizando o Simulink/Matlab. (B)Subsistema denominado de sistema de controle 1. (C) Subsistema denominado de sistema de controle 2.	60
Figura 5.4. (A) Diagrama de blocos genérico dos subsistemas desenvolvidos. (B)Diagrama de blocos do sistema de hardware desenvolvido e atuação do sinal	61

de controle do sistema.

- Figura 5.5.** Sistema do conversor SIMO. 62
- Figura 5.6.** Interface Homem Máquina desenvolvida para auxiliar a operação e monitoramento do conversor SIMO. 63
- Figura 6.1.** Simulação da variação do ciclo de trabalho das chaves do conversor SIMO operando em malha aberta. 68
- Figura 6.2.** Avaliação experimental da variação do ciclo de trabalho das chaves do conversor SIMO operando em malha aberta. 68
- Figura 6.3.** Simulação da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI.(A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in}=0,5$ V; (C) $\Delta V_{in}=1,0$ V; (D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 70
- Figura 6.4.** Simulação do sinal de controle do controlador PI, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} =0,5$ V; (C) $\Delta V_{in}=1,0$ V; (D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 71
- Figura 6.5.** Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}). 72
- Figura 6.6.** Simulação da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID.(A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in}=0,5$ V;(C) $\Delta V_{in}=1,0$ V;(D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 73
- Figura 6.7.** Simulação do sinal de controle do controlador PID, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} =0,5$ V; (C) $\Delta V_{in}=1,0$ V; (D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 74
- Figura 6.8.** Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}). 75
- Figura 6.9.** Avaliação experimental da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI.(A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in}=0,5$ V;(C) $\Delta V_{in}=1,0$ V;(D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 76
- Figura 6.10.** Avaliação experimental do sinal de controle do controlador PI, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) do conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in}=0,5$ V; (C) $\Delta V_{in}=1,0$ V; (D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 77
- Figura 6.11.** Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}). 78
- Figura 6.12.** Avaliação experimental da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in}=0,5$ V;(C) $\Delta V_{in}=1,0$ V;(D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 79
- Figura 6.13.** Avaliação experimental do sinal de controle do controlador PID, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in}=0,5$ V; (C) $\Delta V_{in}=1,0$ V; (D) $\Delta V_{in}=1,5$ V; (E) $\Delta V_{in}=2,0$ V. 80
- Figura 6.14.** Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}). 81

Figura 6.15. Simulação da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 82

Figura 6.16. Simulação do sinal de controle da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 83

Figura 6.17. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI e é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1). 84

Figura 6.18. Simulação da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 85

Figura 6.19. Simulação do sinal de controle da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 86

Figura 6.20. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1). 87

Figura 6.21. Avaliação experimental da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 88

Figura 6.22. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_1) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 89

Figura 6.23. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1). 90

Figura 6.24. Avaliação experimental da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 91

Figura 6.25. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_1) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$. 92

Figura 6.26. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1). 93

Figura 6.27. Simulação da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 94

Figura 6.28. Simulação do sinal de controle quando ocorre a variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 95

15 Ω .

Figura 6.29. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2). 96

Figura 6.30. Simulação da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 97

Figura 6.31. Simulação do sinal de controle quando ocorre a variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 98

Figura 6.32. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2). 99

Figura 6.33. Avaliação experimental da variação de carga (R_2) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 100

Figura 6.34. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 101

Figura 6.35. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2). 102

Figura 6.36. Avaliação experimental da variação de carga (R_2) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 103

Figura 6.37. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$. 104

Figura 6.38. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2). 105

Figura 6.39. Avaliação experimental da superfície de desempenho utilizando a função custo ISE do conversor SIMO em malha fechada com um controlador PI, sendo este submetido a variações paramétricas da carga do conversor SIMO (R_1) e variações dos *setpoints* das saídas do conversor SIMO. 106

Figura 6.40. Avaliação experimental da superfície de desempenho utilizando a função custo ISE do conversor SIMO em malha fechada com um controlador PI, sendo este submetido a variações paramétricas da carga do conversor SIMO (R_2) e variações dos *setpoints* das saídas do conversor SIMO. 107

Lista de Abreviações

CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
DC	<i>Discrete Current.</i>
DRGA	<i>Dynamic Relative Gain Array.</i>
ERGA	<i>Effective Relative Gain Array.</i>
FOPDT	<i>First Order Plus Delay Time.</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
ISE	<i>Integral Square Error.</i>
LED	<i>Light Emitting Diode.</i>
MCC	Modo de Condução Contínua.
MCD	Modo de Condução Descontínua.
MCL	Modo de Condução Limite.
MCPC	Modo de Condução Pseudo Continua.
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output.</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral.
PID	Controlador Proporcional-Integral-Derivativo.
RFA	<i>Relative Frequency Array.</i>
RGA	<i>Relative Gain Array.</i>
SCR	<i>Silicon Controller Rectifier.</i>
SIDO	<i>Single Inductor Dual Output.</i>
SIMO	<i>Single Inductor Multiple Output.</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output.</i>
SoC	<i>System on Chip.</i>
SOPDT	<i>Second Order Plus Delay Time.</i>
E/S	Entrada/ Saída.
SIBBI	<i>Simultaneous Buck, Boost and Inverted outputs</i>
PS-CRS	<i>Power Sharing and Cross Regulation Supression</i>
RLC	Resistor, Indutor e Capacitor.
LC	Indutor e Capacitor.
FTE	Função de Transferência Efetiva.
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

Lista de Símbolos

e_{ij}	Ganho efetivo de um elemento da matriz de transferência em uma determinada largura de banda de frequência.
E	Matriz de ganhos efetivos.
$W_{B,ij}$	Largura de banda do sistema.
$G(0)$	Matriz de ganhos estáticos.
Ω	Matriz de largura de banda.
Φ	Matriz ERGA.
ϕ_{ij}	Elemento da matriz ERGA.
Γ	Matriz RFA.
Λ	Matriz de frequência crítica relativa.
$\hat{g}_{ii}(s)$	Função de transferência efetiva.
M_p	Máximo sobresinal.
T_s	Tempo de assentamento.
ω_n	Frequência natural do sistema.
ξ	Fator de amortecimento.
$A_{m,i}$	Margem de ganho da FTE.
$w_{g,i}$	Frequência em radianos relacionada a margem de ganho da FTE.
$w_{p,i}$	Frequência em radianos relacionada a margem de fase da FTE.
Δ	Família de incertezas.
P	Região <i>box</i> de incertezas para a variação dos parâmetros relacionados ao polinômio do denominador da planta em análise.
P_d	Polinômio com dinâmica desejada.
A	Matriz de ganhos estáticos do sistema.
C	Capacitância.
d	Ciclo de trabalho de chaves estáticas.
D_1	Ciclo de trabalho de uma chave estática em um determinado ponto de operação.
f_s	Frequência de chaveamento do sistema.
i_L	Corrente que percorre o indutor.
L	Indutância.
Q_1	Chave estática 1.
Q_2	Chave estática 2.
R	Resistência elétrica.
RGA	Matriz RGA aplicada aos ganhos estáticos.
T	Período de amostragem.

V_c	Tensão do capacitor.
V_{in}	Tensão CC de alimentação do conversor.
V_{ref}	Valor de tensão desejado para a saída do conversor.
V_{C1}	Valor de tensão na saída 1 do conversor, sob o capacitor 1.
V_{C2}	Valor de tensão na saída 2 do conversor, sob o capacitor 2.
t_{1a}	1° subintervalo de chaveamento quando o conversor opera na subclasse A.
t_{2a}	2° subintervalo de chaveamento quando o conversor opera na subclasse A.
t_{3a}	3° subintervalo de chaveamento quando o conversor opera na subclasse A.

Resumo

MEDEIROS, R. L. P. Investigação de Estratégias de Controle Robusto Multivariável Descentralizado Aplicadas à Melhoria do Desempenho de um Conversor de Potência CC/CC do Tipo *Buck* com Estrutura *Single Inductor Multiple Output*. 2018. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – PPGEE/UFPA, Belém – PA, Brasil.

Os sistemas conversores de potência CC/CC, são dispositivos fundamentais amplamente utilizados em diversos setores da sociedade. Neste sentido, novas topologias de conversores CC/CC estão sendo desenvolvidas, a fim de proporcionar melhorias no desempenho destes equipamentos, de modo a reduzir perdas e melhorar a qualidade da conversão de energia. No entanto, em prol de proporcionar tais melhorias, não se deve apenas avaliar as topologias de conversores, torna-se necessário observar rigorosamente as estratégias de controle que possibilitem o funcionamento do dispositivo de forma adequada. Em especial, esta tese trata acerca de uma investigação experimental do desenvolvimento de um projeto de controlador multivariável robusto descentralizado, visando projetar uma matriz de transferência de controle, contendo apenas os elementos da diagonal principal e levando em consideração uma família de incertezas paramétricas. Tal investigação será aplicada em uma topologia de conversor de potência CC/CC multivariável do tipo *Buck*, onde para esta topologia compartilha-se apenas um elemento indutivo. Deste modo, torna-se de fundamental importância proporcionar a estabilidade do sistema conversor, bem como realizar a regulação adequada do dispositivo. No entanto, algumas dificuldades estão presentes, como: forte acoplamento das saídas, não linearidades fortes devido à presença do elemento indutivo, além das incertezas decorrentes de imprecisões no modelo matemático e variações nos valores nominais dos elementos discretos que compõem o sistema. Com o intuito de avaliar o desempenho da metodologia robusta proposta, constituiu-se experimentos com relação a variações paramétricas no conversor CC/CC, tais experimentos foram avaliados em um ambiente experimental, bem como via simulação utilizando o ambiente computacional Matlab. Os resultados obtidos confirmam o bom desempenho do projeto proposto.

Palavra-chave: Controlador multivariável descentralizado; Controle robusto; Conversor CC/CC multivariável do tipo *Buck*; Variação paramétrica.

Abstract

MEDEIROS, R. L. P. Experimental Evaluation of decentralized robust multivariable control strategies applied for performance enhancement of a DC-DC Buck type power converter with Single Inductor Multiple Output structure. 2018. Thesis (Doctor in Electrical Engineering) – Post Graduation Program of Electrical Engineering/ UFPA, Belém – PA, Brazil.

The DC/DC power converter systems are important devices to use in several applications in many sectors of the society. For this reason, several DC/DC converter topologies are developed to improve the performance of devices, aiming at reducing losses and improving the converter energy quality. However, such improvements should assess the control strategies that enable the correct functioning of the power converters. This work covers experimental assessment of the design of robust decentralized multivariable controller applied to a specific topology of the multivariable step-down power converter, where a single inductor element is shared by multiples outputs. Furthermore, it is important to ensure the system stability, as well as the multiple outputs regulations, however some difficulties remains, e.g., hard coupling between system's outputs, non-linearities due to the inductive element and uncertainties due to imprecision of mathematical models and/or variation of nominal values of the discrete elements that compose the DC/DC converter. Aiming to assess the performance of the proposed design methodology for a multivariable robust controller, to perform experiments of parametric variations on the DC/DC power converter, it is developed several experimental tests and simulations using the Matlab. The results show the improved performance of the proposed methodology.

Key-word: Multivariable robust decentralized controller design; Multivariable robust control; Step-down multivariable power converter; Parametric variation.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Considerações iniciais e contextualização

Operar processos industriais de grande porte ou sistemas a nível industrial é uma tarefa bastante complexa, visto que a maior parte dos sistemas possuem diversas variáveis que interferem diretamente na variável de saída monitorada. Devido a este fato, os modelos matemáticos que descrevem o processo/sistema se tornam de elevada complexidade, sendo, por vezes, representados com várias variáveis de entrada e saída. Por este motivo, o projeto de controladores para tais sistemas não se torna uma tarefa fácil.

Devido ao desenvolvimento de novas tecnologias de controle e a evolução nesta área, algumas metodologias de projeto de controladores multivariáveis vêm sendo desenvolvidas, grande parte destas utilizando modelos matemáticos que descrevem o sistema a ser controlado. Na indústria, o mais comum é o uso de modelos de ordem reduzida dos processos alvo, em virtude da praticidade de levantamento desses modelos. Dessa forma, modelos de primeira ordem com ou sem atraso de transporte são comumente utilizados para fins de projeto e sintonia de controladores. Algumas das técnicas clássicas de sintonia, tais como Ziegler-Nichols e variantes, são baseadas nessa premissa. Apesar disto, em aplicações práticas o método de Ziegler-Nichols ainda é amplamente difundido, devido a sua facilidade na obtenção dos parâmetros do controlador (Aström e Hagglund, 1994).

Por vezes, plantas industriais possuem múltiplas variáveis e um elevado grau de complexidade, o que dificulta o desenvolvimento de estratégias de controle que atendam de forma adequada e satisfatória algumas condições de operação do setor industrial. Entre as principais plantas industriais encontram-se os conversores de potência, principalmente conversores de potência CC/CC, onde estes possuem diversas aplicações, como: acionamentos de motores CC, acionamento de válvulas, atuação como referência de tensão em bobinas de mínima em disjuntores de média e alta tensão, utilização em micro/mini redes de distribuição, entre outras aplicações. Neste sentido, os conversores de potência CC estão cada vez mais sendo utilizados para aplicações em

diversas áreas importantes, tais como: eletro portáteis, sistemas de fontes renováveis de energia (solar, eólica, entre outras), dispositivos de telecomunicações, entre outras.

Neste contexto, torna-se imprescindível a realização de pesquisas que estimulem a melhoria desses sistemas, bem como investigar novas topologias de conversores de potência CC e estratégias de controle que auxiliem na melhoria do desempenho da referida classe de conversores, objetivando melhorar a qualidade da conversão, reduzir o peso e o tamanho dos dispositivos, bem como reduzir o quantitativo de elementos que introduzem grandes não linearidades e encarecem consideravelmente o produto final.

Deste modo, na literatura estão sendo apresentadas diversas topologias de conversores de potência CC/CC, que tem como principal objetivo propor melhorias a estes conversores, como, pode-se destacar uma das principais topologias recentemente investigadas, o conversor de potência CC/CC com a utilização de múltiplas saídas de tensão contínua, compartilhando um único elemento indutivo. Tal topologia foi denominada de *Single Inductor Multiple Output* (SIMO), abordada nos trabalhos de (Ma *et al.*, 2003a; Ma *et al.*, 2003b; Koon *et al.*, 2005; Le *et al.*, 2007; Lin *et al.*, 2008; Weiwei *et al.*, 2009; Patra *et al.*, 2013; Dasika *et al.*, 2014). Diversas estruturas de conversores estão sendo investigadas na literatura, no entanto esta tese aborda a estrutura do conversor SIMO.

1.2 Importância e justificativa da tese

A importância deste trabalho é caracterizada em virtude da necessidade de se obter metodologias de projetos de controladores descentralizados que garantam, para uma determinada faixa de incertezas paramétricas, o desempenho satisfatório do controlador, bem como a estabilidade do sistema. Os controladores descentralizados, por sua vez são definidos como, uma matriz de transferência que possui apenas os elementos da diagonal principal. Tais metodologias se tornam de grande valia, principalmente no uso de conversores de potência CC/CC, o qual possuem grande aplicabilidade em diversos setores da sociedade, como: indústria, telecomunicações, energias renováveis, sistemas de micro/mini redes entre outros sistemas.

Neste contexto, este trabalho detalha uma investigação experimental sistemática e aprofundada acerca de estratégias de controle multivariável, especificamente o controle multivariável descentralizado, sem o uso de pré e/ou pós-compensadores e nem

uso de desacopladores, para a aplicação em um conversor de potência CC/CC que possui múltiplas saídas, como o conversor SIMO.

Diante do exposto, a motivação para o desenvolvimento desta tese de doutorado é a investigação experimental de técnicas de controle multivariáveis robusto descentralizados, aplicadas ao controle de sistemas conversores de potência, do tipo SIMO, visto que não há na literatura registro suficientes de estudos experimentais a cerca de técnicas robustas de controle descentralizados aplicadas em conversores de potência CC-CC do tipo SIMO. O desempenho dos controladores obtidos é investigado, levando em consideração a influência que o acoplamento tem em cada conjunto entrada/saída. O estudo se estende de modo a averiguar a capacidade de cada controlador em rejeitar perturbações decorrentes do acoplamento do sistema e de variações paramétricas.

Desta forma espera-se que a contribuição da tese represente um passo firme no sentido de recomendar as técnicas de controle multivariável robustas, para aplicação em sistemas e processos industriais. Os testes experimentais permitem evidenciar a eficácia e o adequado desempenho dos controladores multivariáveis descentralizados projetados propostos, quando operando em um ambiente real.

1.3 Definição dos objetivos

1.3.1 Objetivo Geral

Propor e avaliar experimentalmente uma estratégia de controle multivariável robusta descentralizada aplicada em um conversor de potência CC/CC multivariável, tendo um único elemento indutivo compartilhado para todas as saídas, denominado de conversor SIMO.

1.3.2 Objetivos específicos

- Desenvolver um modelo matemático que descreva adequadamente a dinâmica do conversor SIMO.
- Construir um ambiente de simulação não linear do conversor SIMO, com o intuito de avaliar o desempenho das estratégias de controle descentralizadas sem uso de pré e/ou pós-compensadores nem o uso de desacopladores.

- Desenvolver um sistema experimental para o sistema conversor SIMO, juntamente com subsistemas que auxiliem a realização de variações paramétricas de algumas variáveis do conversor SIMO, como as resistências de carga (R_1 e R_2) e a tensão de entrada CC (V_{in}).

- Realizar uma avaliação experimental e em ambiente de simulação das estratégias de controle descentralizadas aplicadas ao conversor SIMO, quando este é submetido a variações paramétricas.

- Realizar uma avaliação da função custo ISE, de modo a verificar a robustez e o desempenho das estratégias de controle avaliadas, quando o sistema conversor SIMO é submetido a variações paramétricas.

1.4 Materiais e métodos

Esta tese tem como principal objetivo, investigar experimentalmente estratégias de controle robusto multivariável descentralizado, aplicadas a uma topologia de conversor de potência CC/CC multivariável. O conversor de potência investigado nesta tese possui múltiplas saídas CC, e compartilha apenas um elemento indutivo para todas as saídas. Especificamente para este estudo, será considerado um conversor de potência que possui apenas duas chaves estáticas e por sua vez duas saídas.

Inicialmente, será desenvolvido um modelo matemático que descreve adequadamente a dinâmica do conversor investigado, em seguida este modelo será linearizado, fazendo o uso das séries de Taylor, em seguida este será representado na forma de matriz de transferência, de modo que os ciclos de trabalho das chaves estáticas sejam as entradas do sistema, e as tensões nos capacitores sejam as respectivas saídas. Em seguida, será desenvolvida uma avaliação da estabilidade deste sistema em malha aberta, primeiramente, será definido um determinado ponto de operação e em seguida será calculado os autovalores da matriz de transferência. Objetivando avaliar o comportamento do sistema em malha aberta frente uma variação paramétrica, relacionada as incertezas nos valores dos componentes que constituem o sistema, tais incertezas foram consideradas com base nos valores de tolerância usuais de cada componente eletrônico utilizado ($\pm 10\%$ do valor nominal). Para realizar tal avaliação, será constituído polinômios intervalares, o qual definem valores máximos e mínimos para cada coeficiente do polinômio, e utilizando o teorema de Kharitonov em conjunto

com o teste da exclusão da origem será investigado se o sistema é estável para toda a faixa de incertezas previamente definida.

De posse do modelo matemático, será desenvolvido um simulador em ambiente computacional fazendo uso do *software* Matlab/Simulink, utilizando o *toolbox* “*powersim*”, de modo a desenvolver um simulador com as características não lineares do sistema, objetivando assemelhar a resposta simulada ao sistema real.

Após o desenvolvimento do simulador, será desenvolvida uma metodologia de projeto de controle robusto descentralizado, o termo descentralizado é devido a matriz de controle projetada, conter apenas os elementos da diagonal principal, e para cada elemento da diagonal principal do sistema conversor (Função de transferência) será desenvolvido um projeto de controlador SISO. Neste projeto será considerado uma determinada região de incertezas do tipo *box* e fazendo uso do método de alocação intervalar de polos, pode-se definir os parâmetros do controlador através da solução de um problema de otimização, o qual será utilizado o método simplex para solução. Duas estruturas de controle são investigadas PI e PID, outros dois métodos da literatura de controle descentralizado são desenvolvidos (Zhuang *et al.* (1994) e Xiong *et al.* (2006)), com o intuito de realizar uma comparação do desempenho entre as técnicas da literatura e a metodologia proposta. Vale ressaltar que será aplicado no simulador o equivalente discreto dos controladores projetados.

Em sequência, desenvolve-se o sistema embarcado do conversor, o conversor possuirá uma fonte de alimentação CC, duas saídas CC e duas chaves estáticas. Os subsistemas que auxiliam o funcionamento adequado do conversor devem ser adequadamente projetados e desenvolvidos, destacam-se: subsistema de controle, subsistema de medição, placa de filtragem e condicionamento, e por fim, a placa do opto-acoplador que tem por finalidade isolar os terminais da placa de controle.

Para a realização dos testes serão elaborados 5 experimentos. O primeiro experimento para avaliação do comportamento do sistema em malha aberta, conseqüentemente avaliar o acoplamento do sistema. O segundo experimento será realizar uma variação paramétrica da tensão de entrada CC do conversor, quando este operar em malha fechada na presença do controlador. O terceiro experimento será realizar uma variação da carga na saída 1 do conversor, quando este operar em malha fechada na presença do controlador. O quarto experimento será a reprodução do experimento 3 para a saída 2 do conversor. Por fim, o quinto experimento será realizar uma avaliação de desempenho do sistema com controlador, por meio do cálculo dos

índices integrais, quando ocorrer variação da carga e variação dos *setpoints* de tensão na saída do conversor de potência CC.

1.5 Estrutura do trabalho

Esta tese encontra-se dividida em sete capítulos, a saber:

- Capítulo 1: Apresenta a introdução, importância e justificativa da tese, bem como os objetivos geral e específicos;
- Capítulo 2: Apresenta o estado da arte acerca do conversor SIMO, bem como das estratégias de controle aplicadas ao conversor SIMO;
- Capítulo 3: Descreve a modelagem de conversores de potência CC/CC, apresentando o conversor SIMO;
- Capítulo 4: Exprime estratégias de controle descentralizado, detalhando duas metodologias clássicas de projeto de controle descentralizado, bem como apresenta a estratégia de controle robusto descentralizado proposta;
- Capítulo 5: Apresenta a metodologia desenvolvida neste estudo, descrevendo o ambiente de simulação, bem como o ambiente experimental, em seguida descrevem-se os experimentos a serem realizados nesta tese;
- Capítulo 6: Apresenta e discute os resultados obtidos via ambiente de simulação e os resultados experimentais;
- Capítulo 7: Apresenta as considerações finais da tese e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Introdução

Nesta seção é discutido o marco conceitual e a metodologia de projeto de controladores aplicados a uma topologia de conversores de potência CC/CC, denominada de conversor SIMO. Assim, faz-se um comentário crítico a cerca das metodologias de projeto de controladores utilizadas, bem como das topologias propostas de conversor de potência CC/CC. Tal capítulo tem como objetivo apresentar um panorama geral das principais pesquisas realizadas neste âmbito.

2.2 Estado da arte

Atualmente, devido a grande demanda e busca contínua por melhorias no desempenho de sistemas, principalmente no setor industrial, torna-se necessária a realização de pesquisas que possam subsidiar tais melhorias almejadas. Um dos equipamentos de vital importância do ponto de vista industrial são os conversores de potência CC/CC, que possuem diversas aplicabilidades para a sociedade. Neste sentido, com o objetivo de proporcionar melhorias, diversas topologias de conversores de potência CC/CC vêm sendo alvo de investigações científicas. Deste modo, uma topologia de conversor ganhou grande destaque no ramo científico, devido à possibilidade de operar um conversor do tipo *Buck* com múltiplas saídas e compartilhando um único elemento indutivo, tendo suas saídas diferentes níveis de tensão CC, tal topologia foi denominada de conversor SIMO.

Em Ma *et al.* (2003a), propõe-se uma determinada topologia de conversor CC/CC com múltiplas saídas, sendo que este opera em modo de condução descontínuo e utiliza uma estratégia de multiplexação dos canais de controle para a realização do controle da tensão das saídas CC. De acordo com o estudo, o conversor proposto pode facilmente ser modificado para operar como diversas topologias, entre elas estão as topologias isoladas como: conversor *Fly-back* e conversor *Forward*; e topologias não isoladas como conversor *Buck* e *Boost*. Como estudo de caso, este trabalho utiliza a topologia de conversor *Boost* denominando o conversor de *Single Inductor Dual Output* (SIDO). Neste estudo é realizada a multiplexação do canal de controle para as N saídas

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

Em Ma *et al.* (2003b), propõe-se uma topologia de conversor CC/CC multivariável, constituído *on-chip* e operando em Modo de Condução Pseudo Contínuo (MCPC). Para a realização do controle do conversor SIMO aplicou-se uma estratégia de controle com uma chave roda-livre (*freewheel*) sob o elemento indutivo, deste modo a corrente no indutor pode anular-se, caracterizando um modo de condução descontínuo, no entanto em momento algum ocorre a anulação das correntes na carga, o que caracteriza o modo de condução contínuo do conversor, deste modo definiu-se o modo de condução pseudo contínuo. Como estudo de caso, o trabalho utiliza um conversor de topologia *Buck* SIMO de duas saídas e como principais contribuições do estudo, os autores destacam: a minimização do problema de regulação cruzada, de modo a suavizar o problema do acoplamento do conversor SIMO, bem como a operação do sistema conversor SIMO com cargas de elevada corrente sem proporcionar grandes perdas de desempenho do conversor; redução do valor de *ripple* de corrente e redução do valor da corrente de pico no elemento indutivo; redução da área de implementação do conversor no chip; devido à utilização apenas de um elemento indutivo. No entanto, uma grande desvantagem para esta metodologia de controle é o aumento das perdas no conversor, ocasionadas devido à elevação de temperatura das chaves estáticas e principalmente o aumento do quantitativo de *ripples* nas saídas do sistema.

O estudo de Koon *et al.* (2005), faz uso da topologia proposta por Ma *et al.* (2003a) e Ma *et al.* (2003b), constituindo um integrado com o conversor SIDO onde este poderia operar com as topologias *Buck-Boost*. Utilizou-se o modo de condução pseudo contínuo onde valeu-se de uma chave de controle roda livre sob o elemento indutivo. No estudo aplicou-se um nível de tensão contínuo no conversor de 1,2 V até 2,2 V, onde os níveis de tensão das saídas eram de 1,6 V para a saída 1 (*Buck*) e 2,4 para a saída 2 (*Boost*). Como principal ganho destaca-se a eficiência obtida pelo conversor, onde para as condições de projeto obteve-se ganho de até 92%. No entanto, verificou-se nos resultados que tal metodologia apresenta grande perda na qualidade da tensão de saída, em decorrência da grande amplitude de *ripple* nas saídas, quando aumenta-se os valores de corrente carga.

Em Le *et al.* (2007), é desenvolvida uma topologia de conversor CC/CC com 5 saídas de tensão CC, entre estas saídas encontram-se saídas com valores positivos de tensão, que podem variar entre 5 V até 12V e suas saídas negativas podem variar entre -12 V até -5V. É utilizado como técnica de controle para o conversor, uma técnica denominada de técnica de controle de potência distribuída, onde é utilizado um comparador de tensão para as 3 primeiras saídas do sistema e para as demais é proposto o uso de um controlador PI, assemelhando-se ao uso da metodologia de multiplexação do canal de controle. Como principais contribuições do estudo os autores apresentam: a metodologia de *soft start* que é utilizada a fim de reduzir os valores de corrente de pico do indutor, onde destacou-se que para cargas em torno de 0,5 W o conversor obteve uma eficiência em torno de 80% com frequência de chaveamento de 700 kHz. Esse conversor é desenvolvido em *System-on-Chip* (SoC) e devido a isto seus elementos são projetados para baixos valores potência, alimentando cargas de pequeno porte. No entanto, verifica-se uma grande sensibilidade na operação de valores elevados de corrente, de modo a reduzir drasticamente a eficiência do conversor. Verifica-se também um elevado *ripple* de corrente nas saídas do conversor e a operação da chave de controle roda livre, proporciona uma elevação das perdas do conversor, principalmente com elevados valores de frequência de chaveamento.

Em Huang e Chen. (2008), é utilizada uma topologia de conversor SIDO tipo *Boost*. Destaca-se no estudo o interesse dos autores em ter uma redução do quantitativo de chaves para a realização do controle do conversor. É realizado um estudo de caso com um conversor de duas saídas, possuindo como número mínimo de 4 chaves para a realização do controle deste conversor. Outro ponto de destaque é a minimização do

problema de regulação cruzada do conversor, bem como a utilização de uma técnica de controle, onde propõe uma variação do nível de corrente contínua que passa na chave roda livre, que encontra-se sob o elemento indutivo. Tal metodologia torna-se eficiente para grandes variações de carga, proporcionando melhoria na eficiência do conversor, além de levar em consideração o efeito de histerese do sistema, essa metodologia foi denominada de MCPC dinâmico.

No trabalho de Lin *et al.* (2008), é apresentada a topologia e análise de um conversor SIMO. Especificamente para a realização de um estudo de caso, foi utilizado um conversor de duas saídas do tipo *Buck*, e o foco principal deste estudo é propor o modelo matemático a pequenos sinais para um conversor SIMO do tipo *Buck* de duas saídas, bem como obter e apresentar uma metodologia de controle de tensão fazendo uso de desacopladores para o projeto dos compensadores, quando o conversor opera em Modo de Condução Contínuo (MCC). Foi realizado uma avaliação experimental bem como uma breve apresentação da avaliação da estabilidade do conversor.

No trabalho de Tervisan *et al.* (2008), são investigadas estratégias de controle digital aplicadas a uma topologia de conversor SIMO do tipo *Buck* em MCC. Neste trabalho é aplicada uma estratégia de controle digital avançada, objetivando realizar a minimização do problema de regulação cruzada em um conversor SIMO, fazendo uso de projeto de desacopladores, além de serem utilizados controladores para a regulação do modo comum e para o modo diferencial das saídas de tensão. Além disso, para a realização da aplicação são utilizados componentes discretos para o desenvolvimento do sistema, ou seja, elementos eletrônicos que possui apenas um componente eletrônico, como: resistor, capacitor, indutor entre outros.

Em Weiwei *et al.* (2009), é avaliada uma topologia de conversor SIMO do tipo *Buck* de duas saídas, sendo utilizadas 4 chaves estáticas para a realização do controle do conversor. Utilizou-se como estratégia de controle neste trabalho um controle de corrente média por saída do conversor. Desenvolveu-se também desacopladores para o sistema conversor, fazendo-se análise das malhas do sistema. Esse conversor foi desenvolvido em estrutura SoC e, como principais contribuições do trabalho, os autores destacam a redução do tamanho do conversor a ser implementado em chip, a obtenção da eficiência máxima de 86% quando o conversor opera com potência máxima de 0,84 W e a minimização do problema de regulação cruzada com o uso de desacopladores.

No trabalho de Takahashi *et al.* (2010), é apresentada uma topologia de conversores CC/CC com múltiplas saídas bipolares. Para a realização de um estudo de

caso é utilizado um conversor de duas saídas, sendo uma positiva e a segunda negativa. Neste trabalho o sistema opera em malha aberta sem a presença de controlador e faz uso de chave roda livre localizada sob o elemento indutivo, de modo que o conversor opera no MCPC. Os resultados apresentados por este estudo são baseados apenas em simulação e a metodologia de controle não consegue corrigir adequadamente os *ripples* do sistema.

Shen *et al.* (2012), se apresentam uma metodologia digital de controle preditivo, levando em consideração a corrente aplicada a um conversor SIDO CC/CC de duas saídas de topologia *Boost*. Para a realização da estratégia de controle de corrente é realizada a medição de todas as saídas do conversor e é realizada uma estimativa da corrente que perpassa pelo elemento indutivo, sem a necessidade de um circuito de medição de corrente para o elemento indutivo, sendo este valor estimado de corrente uma parcela de ajuste para a obtenção dos ciclos de trabalho das chaves estáticas. Também é utilizado um sistema desacoplador para minimizar o problema da regulação cruzada. No trabalho são realizados resultados de simulação e experimentais do conversor proposto. A metodologia de controle apresentou-se eficiente para a regulação do conversor e uma elevada amplitude de *ripples* nas saídas do sistema e conseqüentemente, tais *ripples* são transferidos à estimativa de corrente, apresentando um ponto de fragilidade da técnica. Os resultados apresentaram o maior índice de eficiência alcançada em torno de 85 %.

No trabalho de Patra *et al.* (2012), é apresentada uma topologia de conversor de potência CC/CC que possui simultaneamente a presença das topologias *Buck* e/ou *Boost* e inversão (*Buck/Boost*). Tal topologia foi denominada de SIBBI (*Simultaneous Buck, Boost and Inverted outputs*) e este estudo tem como principal foco realizar uma investigação acerca de modelos matemáticos que descrevam adequadamente o comportamento dinâmico dos conversores, podendo predizer adequadamente os problemas de regulação cruzada, acoplamento e podendo ser base para projeto de controladores e desacopladores a serem aplicados ao sistema.

Em Patra *et al.* (2013), é apresentada uma metodologia de projeto de controle via realimentação de estados que aborda diretamente os problemas de regulação cruzada e acoplamento em um conversor SIMO CC/CC, de modo a garantir a estabilidade do conversor e proporcionar uma boa regulação das saídas do sistema, reduzindo os efeitos do acoplamento do conversor de potência. Para o desenvolvimento deste estudo são realizadas avaliações via simulação e testes experimentais através de um sistema

desenvolvido com componentes discretos. Os resultados apresentaram um bom desempenho da metodologia de controle proposta proporcionando uma boa regulação do conversor SIMO utilizado. Verificou-se uma redução considerável dos efeitos do acoplamento.

No trabalho de Behjati *et al.* (2013), é apresentada uma topologia de conversor de potência onde este possui múltiplas fontes de tensão CC, sendo consideradas como entradas do sistema e múltiplas saídas CC, no entanto é compartilhado apenas um elemento indutivo, e este pode operar em MCC ou MCD. Neste estudo é proposto o projeto de um controlador do tipo PI multivariável para a realização da regulação das saídas do conversor. Os resultados apresentaram um bom desempenho quanto à obtenção do modelo do conversor bem como a regulação e estabilidade da topologia do conversor proposto.

Em Dasika *et al.* (2014) apresenta-se a proposta de uma metodologia de controle do tipo *Data-Driven* aplicada a uma topologia de conversor SIMO CC/CC. Para solucionar o problema da regulação cruzada fez-se uso de desacopladores onde obteve-se um modelo não paramétrico (modelo espectral) para a representação da dinâmica do conversor SIMO. As avaliações deste trabalho foram realizadas através de simulações e testes experimentais. Os resultados do trabalho mostraram que a metodologia de controle proposta conseguiu corrigir adequadamente o problema de acoplamento do sistema conversor SIMO, e proporcionou uma boa regulação das saídas do conversor.

No trabalho de Lindiya *et al.* (2016), é proposta uma metodologia de projeto de controle Fuzzy, aplicado em uma topologia de conversor de potência SIMO, o estudo foi avaliado apenas em ambiente de simulação, no entanto os resultados foram emulados em um microcontrolador 89C51, dois controladores Fuzzy, o primeiro faz uso de um algoritmo baseado em lógica Fuzzy e o segundo é o projeto de controlador Fuzzy baseado em uma estrutura PI. Os resultados demonstraram que a metodologia Fuzzy apresentou melhor desempenho que os demais verificados.

Em Wang *et al.* (2017), é apresentado um método digital para o controle e regulação de um conversor SIMO. A estratégia de controle tem como principal objetivo o compartilhamento de potência e a minimização da regulação cruzada aplicada ao conversor SIMO, tal metodologia é denominada PS-CRS (*Power Sharing and Cross Regulation Supression*). A metodologia proposta de controle é baseada em controle preditivo, compartilhamento de potência e multiplexação temporal. O controlador de compartilhamento de potência é utilizado para regular as potências das múltiplas fontes

de alimentação, também é utilizado um controlador para sanar o problema da regulação cruzada, este por sua vez é utilizado para minimizar o problema do acoplamento entre as saídas possibilitando regular adequadamente o valor das saídas do conversor. Neste trabalho são realizados testes simulados do controlador, bem como testes experimentais em uma plataforma desenvolvida em componentes discretos. Os resultados apresentaram um bom desempenho da metodologia proposta, onde para baixos valores de corrente de carga verificou-se uma elevada eficiência, em torno de 92%. No entanto, ao aumentar a corrente de carga do sistema, a eficiência deste cai para em torno de 73%. Observou-se que a metodologia desenvolvida conseguiu corrigir adequadamente o problema de regulação cruzada, bem como regular adequadamente os valores de saída do conversor.

Dentro do contexto exposto, uma das principais contribuições desta proposta de tese é a realização de uma investigação experimental sistemática e aprofundada de técnicas de controle multivariável robusto de sistemas de porte industrial, aplicada diretamente a uma topologia de conversor SIMO, com ênfase na metodologia de projeto de controladores descentralizados baseada em modelos matemáticos. O desempenho dos controladores obtidos será investigado, levando em consideração a influência que o acoplamento tem em cada conjunto entrada/saída. O estudo deverá estender-se de modo a averiguar a capacidade de cada controlador em rejeitar perturbações decorrentes do acoplamento do sistema, bem como de incertezas paramétricas que podem interferir diretamente no desempenho do sistema.

2.3 Conclusão do capítulo

Neste capítulo procurou-se apresentar grande parte do suporte teórico e de aplicações descritos por diversos autores, com pesquisas significativas e relevantes reconhecida pela comunidade científica no que diz respeito às questões que envolvem estruturas de conversores de potência, dando ênfase a uma estrutura particular de conversor de potência CC/CC denominado de conversor SIMO, de modo a apresentar as diversas estratégias de controle aplicadas nesta estrutura de conversor de potência, para solucionar os principais problemas como: regulação cruzada, acoplamento, incertezas dos parâmetros, entre outras. No próximo capítulo será abordado o modelo dinâmico de conversores de potência CC/CC.

Capítulo 3

Modelo Dinâmico de Conversores de Potência CC/CC

3.1 Introdução

Os conversores de potência CC/CC são comumente utilizados quando a fonte de tensão disponível é contínua, onde na maioria das vezes é proveniente de um conversor CA/CC fixo. A transformação de uma fonte CC fixa em uma fonte CC ajustável é realizada através de técnicas de chaveamento de dispositivos semicondutores de potência. Podem-se citar os seguintes exemplos de técnicas: modulação por frequência, modulação por largura de pulso. Verificou-se uma necessidade crescente de melhorias nos dispositivos utilizados para a regulação de níveis de tensão CC ajustáveis, tal necessidade foi demandada devido a diversas aplicações, dentre algumas aplicações destacam-se:

- Fonte de alimentação para celulares;
- Fonte de alimentação para lâmpadas LED;
- Carregadores para pilhas e baterias;
- Acionamento de motores elétricos CC;
- Regulação de tensão elétrica a fontes chaveadas;
- Em motores automotivos, metrô, entre outros.

Estes conversores proporcionam o controle de aceleração suave e frenagem regenerativa ou dinâmica de motores de corrente contínua com alta eficiência. Mais aplicações podem ser encontradas em (Arrabaça e Gimenez, 2013; Ericksson e Maksimović, 2001). Os conversores de potência CC/CC mais antigos utilizavam como chave, o dispositivo semicondutor denominado SCR, retificador controlado de silício, para realizar o chaveamento e deste modo promover a regulação de níveis de tensão CC ajustáveis. Entretanto, este dispositivo exige que o bloqueio seja forçado, desta forma uma maneira de realizá-lo é fazendo uso de um circuito RLC (Resistor, Indutor e Capacitor) ressonante. No entanto, devido as suas características elétricas, este dispositivo limita a frequência de chaveamento em aproximadamente 10 kHz.

Os conversores de potência CC/CC utilizam como elemento de chaveamento o IGBT (Transistor Bipolar de porta isolada) ou o MOSFET (Transistor de efeito de

campo Metal-Óxido-semicondutor). O bloqueio das chaves é realizado naturalmente, com a retirada do sinal de excitação no terminal de porta dos dispositivos de chaveamento. Com isto, resulta em circuitos que operam em frequências de chaveamento superiores a 100 kHz, proporcionando uma diminuição do tamanho dos dispositivos utilizados, obtendo também como ganho principal a diminuição nos valores dos elementos armazenadores de energia. Isto ocorre devido o aumento da frequência de chaveamento do sistema, proporcionado pela evolução da tecnologia dos elementos de chaveamento. (Kazimierczuk, 2008)

Os conversores de potência CC/CC utilizando dispositivos semicondutores que operam como chaves quase ideais, não apresentam as severas desvantagens que as outras fontes reguláveis de tensão CC, sendo, desta forma, idealmente não dissipativas e devido a isto apresentam boa eficiência, em torno de 70% (Arrabaça, 2013). Os circuitos mais básicos de fontes chaveadas são, em suma, constituídos por conversores de potência CC/CC. A Fig. 3.1 apresenta as principais topologias de conversores de potência CC/CC.

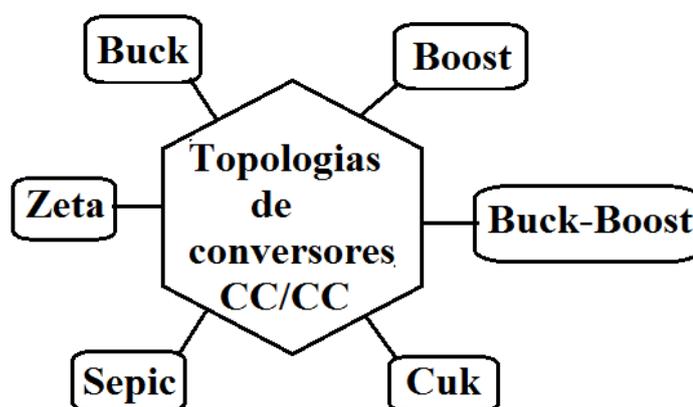


Figura 3.1. Topologias básicas de conversores CC/CC.

Para a operação adequada dos conversores de potência CC/CC, deve-se atentar para algumas características fundamentais das principais variáveis elétricas do sistema (tensão dos elementos capacitivos e corrente elétrica dos elementos indutivos), levando em consideração o efeito dos elementos armazenadores de energia contidos no sistema. Neste contexto, segundo Erickssen (2001), pode-se classificar os conversores conforme seu modo de operação, ou seja, conforme o comportamento dinâmico que o sistema apresenta devido aos elementos armazenadores de energia. Deste modo, classificam-se

três modos de operação de conversores CC/CC, conforme o comportamento apresentado pela corrente elétrica que percorre o elemento indutivo do sistema, estes modos de operação são:

- **Modo de Condução Contínua (MCC):** Quando a corrente elétrica, que flui pelo indutor, não se anula em nenhum instante dentro do período de chaveamento.
- **Modo de Condução Limite (MCL):** Quando a corrente elétrica, que flui pelo indutor, atinge o valor zero exatamente no final do período de chaveamento.
- **Modo de Condução Descontínua (MCD):** Quando a corrente elétrica, que flui pelo indutor, anula-se antes de terminar o período do chaveamento.

3.2 Modo de funcionamento de um conversor de potência CC/CC do tipo *Buck*

O conversor de potência *Buck* é uma das topologias mais simples de conversores CC/CC não isolados. Este conversor, também pode ser denominado de *Step-Down* ou abaixador, devido às suas características das tensões de entrada e saída do sistema, visto que a tensão de saída é sempre mais baixa que a tensão de entrada do conversor (Rashid, 2011). Em uma ampla gama de aplicações necessita-se a utilização de filtros passivos *LC* (filtros indutivo e capacitivo), tendo como principal finalidade amenizar as variações de tensão e corrente na carga em torno de um determinado ponto operacional, tais variações são denominadas de *ripple*. A Fig. 3.2 apresenta o circuito básico de um conversor *Buck* com filtro passivo *LC* alimentando uma carga resistiva.

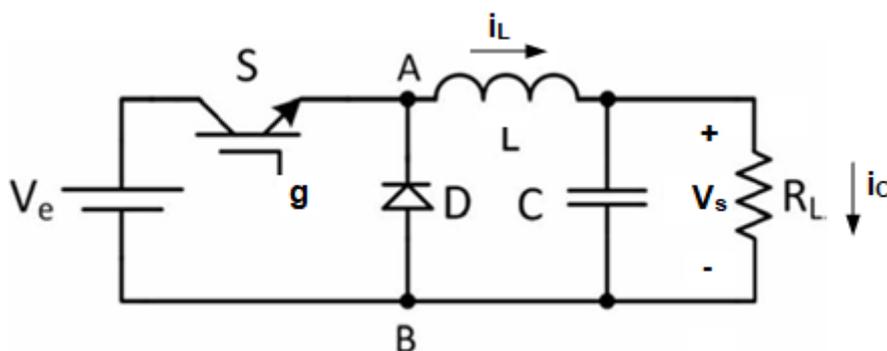


Figura 3.2. Circuito de um conversor *Buck* com filtro passivo *LC*.

Para uma grande gama de aplicações, necessita-se de alimentação constante da carga do sistema, de modo que em momento algum a corrente que alimenta a carga deve

anular-se. Esta necessidade torna-se visível principalmente para circuitos eletrônicos sensíveis, onde variações de corrente e/ou tensão são indesejáveis. Deste modo, na maior parte das aplicações de conversores de potência CC/CC adota-se o MCC. Considera-se que o modo de operação do conversor de potência seja MCC, pode-se analisar o circuito em duas etapas distintas, onde em cada etapa será apresentado um circuito elétrico equivalente. A transição de um circuito ao outro está condicionada ao chaveamento realizado pelo dispositivo de chaveamento semicondutor. A Fig. 3.3 apresenta as duas etapas de funcionamento de um conversor de potência *Buck* com filtro passivo LC na saída, de modo a apresentar o seu circuito equivalente.

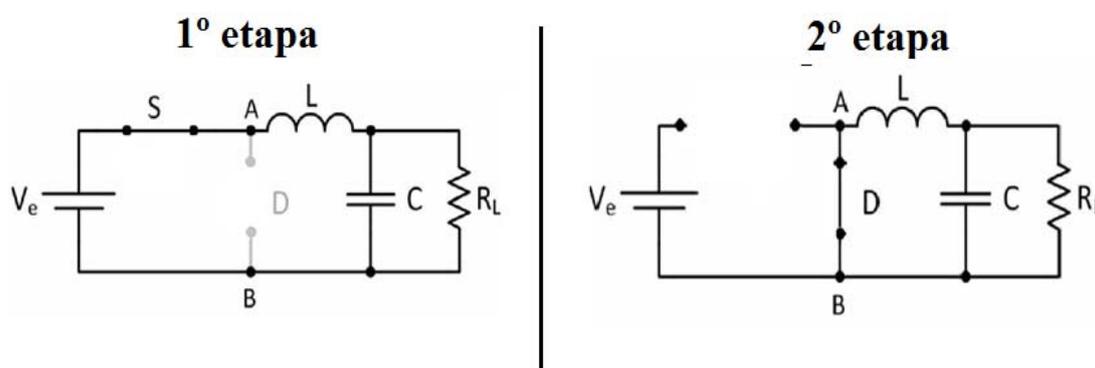


Figura 3.3. Etapas de funcionamento de um conversor de potência *Buck* com filtro passivo LC.

Na primeira etapa de funcionamento, quando a chave estática está em seu estado de condução (fechada), a fonte de alimentação CC é responsável por suprir energia à carga. Neste momento a corrente flui através do indutor de modo a alimentar a carga resistiva e o diodo roda-livre permanece em seu estado bloqueado (Aberto).

A segunda etapa de funcionamento do conversor de potência *Buck*, se inicia quando a chave estática está em modo de bloqueio (aberta). Nesse momento, a fonte CC é desacoplada da carga resistiva e então o resistor passa a ser alimentado devido a energia armazenada nos elementos armazenadores de energia. Nesta etapa, a tensão sobre o indutor inverte de polaridade e com isso, a corrente elétrica continua circulando e alimentando a carga resistiva. O diodo, neste momento, é diretamente polarizado, e permite a continuidade da corrente que flui pelo indutor. A Fig. 3.4 apresenta as formas de onda do conversor de potência CC/CC *Buck* (Kamizimierz, 2008).

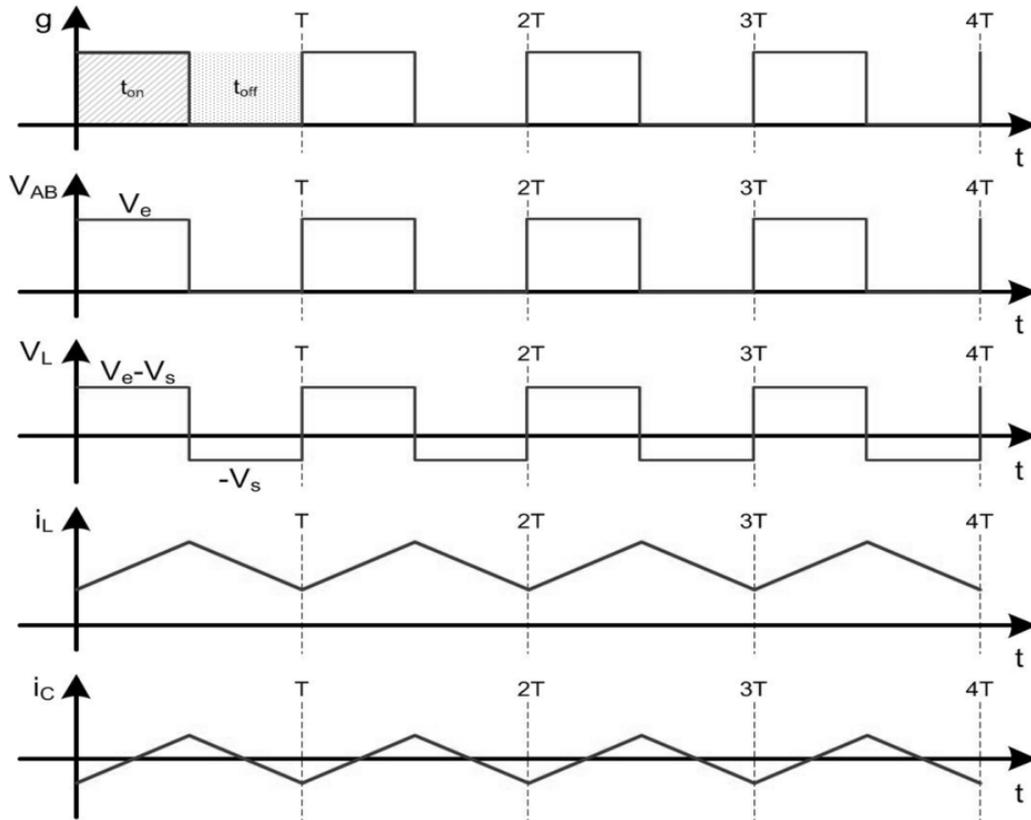


Figura 3.4. Formas de onda típicas do funcionamento de um conversor *Buck*.

Adaptado de: Kamizimierzuk (2008).

3.3 Modelo matemático do conversor de potência CC/CC do tipo Buck

Para obter o modelo matemático do conversor de potência CC/CC *Buck*, inicialmente deve-se considerar o circuito equivalente da primeira etapa apresentado na Fig. 3.3, e levando em consideração o ciclo ativo do chaveamento da chave estática d em relação ao período de chaveamento T , pode-se escrever as seguintes relações com base na lei das malhas e na lei dos nós, respectivamente, quando $0 \leq t \leq dT$.

$$\frac{di_L(dT)}{dt} = \frac{1}{L}V_e(t) - \frac{1}{L}V_C(t) \quad (3.1)$$

$$\frac{dV_C(dT)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_L C}V_C(t) \quad (3.2)$$

Durante o período $(1-d)T \leq t \leq T$, a chave estática encontra-se em seu estado bloqueada (aberta), desta forma o circuito equivalente é representado pelo circuito da

segunda etapa da Fig. 3.3, deste modo, podem-se obter as seguintes relações com base na lei das malhas e na lei dos nós:

$$\frac{di_L(T)}{dt} = -\frac{1}{L}V_c(t) \quad (3.3)$$

$$\frac{dV_c(T)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_L C}V_c(t) \quad (3.4)$$

Escrevendo as Eq. 3.1 e Eq. 3.2 em espaço de estados, obtém-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_c(dT)}{dt} \\ \frac{di_L(dT)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} V_E \quad (3.5)$$

Escrevendo as Eq. 3.3 e Eq. 3.4 em espaço de estados, obtém-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_c(T)}{dt} \\ \frac{di_L(T)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_E \quad (3.6)$$

Considerando o teorema da superposição de efeitos, pode-se escrever a seguinte relação.

$$\frac{dX(t)}{dt} = dT \frac{dX(dT)}{dt} + (1-d)T \frac{dX(T)}{dt} \quad (3.7)$$

Substituindo as Eq. 3.5 e Eq. 3.6 na Eq. 3.7, obtém-se a Eq. 3.8, a qual representa a forma final do comportamento dinâmico do sistema. Observa-se a dependência do ciclo de trabalho do conversor para a obtenção do modelo do sistema. Este parâmetro, para fins de controle, deve ser considerado como a variável de atuação.

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_c(t)}{dt} \\ \frac{di_L(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d}{L} \end{bmatrix} V_E \quad (3.8)$$

3.4 Conversor de potência CC/CC multivariável SIMO do tipo *Buck*

Atualmente, os conversores de potência CC/CC vêm recebendo grande atenção no meio científico em virtude de sua utilização em uma faixa cada vez mais ampla de aplicações. Estas variam desde aplicações indústrias (Li *et al.*, 2016), sistemas de telecomunicações (de La Cruz *et al.*, 1992) e aplicações em fontes de energia renovável (Mira *et al.*, 2017). Devido aos avanços na área de eletrônica de potência e de engenharia de controle, associado à necessidade de prover sistemas de carga que demandam diversos níveis de tensão CC regulada, surgiu a necessidade de otimizar o projeto de conversores de potência CC/CC visando obter melhor eficiência na conversão, redução de peso e por conseguinte, redução do custo de fabricação.

Por este motivo, diversos autores (Ma *et al.*, 2003a; Ma *et al.*, 2003b; Weiwei *et al.*, 2009; Dasika *et al.*, 2014) vêm propondo novas topologias que utilizam um único elemento indutivo compartilhado, objetivando diversos níveis regulados de tensão CC nas saídas do conversor. Dentre as topologias de interesse para essa finalidade, pode-se destacar a topologia que caracteriza a família de conversores não isolados CC/CC denominada de conversor de potência CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO. (Kwon e Rincón-Mora, 2009; Tervisan *et al.*, 2008)

Este conversor tem por característica ser um conversor *Buck* com múltiplas saídas, com diferentes níveis de tensão, sendo que é utilizado apenas um único elemento indutivo. Esta topologia é de suma importância, do ponto de vista industrial, visto o seu baixo custo e a simplicidade de seu circuito (Lin, 2008). A Fig. 3.5 apresenta o circuito básico de um conversor de potência CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO.

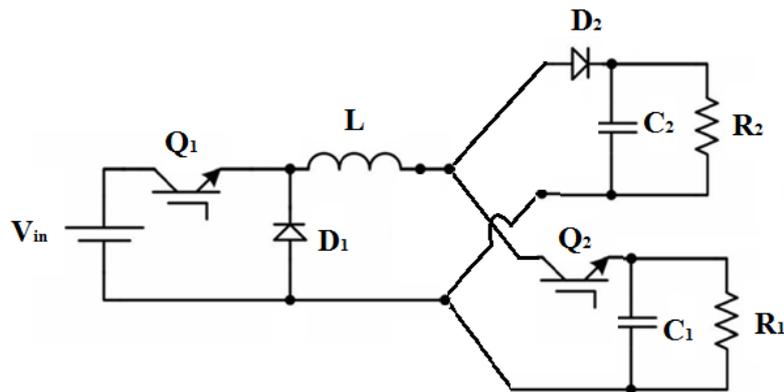


Figura 3.5. Circuito de um conversor de potência CC/CC multivariável Buck do tipo SIMO.

Verifica-se na Fig. 3.5 o conversor de potência CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO. Este conversor possui duas chaves estáticas em dois ciclos de trabalho, um para cada chave estática, sendo estes respectivamente d_1 e d_2 .

3.5 Modo de funcionamento do conversor de potência CC/CC multivariável SIMO do tipo *Buck*

Segundo Lin *et al.* (2008), podem-se classificar os tipos de conversores SIMO, conforme a operação do ciclo de trabalho de suas chaves estáticas, pode-se classificar este conversor em três subclasses:

- **Classe A:** Ocorre quando o ciclo de trabalho da chave Q_1 é maior que o da chave Q_2 .
- **Classe B:** Ocorre quando o ciclo de trabalho da chave Q_1 é igual ao da chave Q_2 .
- **Classe C:** Ocorre quando o ciclo de trabalho da chave Q_1 é menor que o da chave Q_2 .

3.5.1 Classe A ($d_1 > d_2$):

Quando o conversor de potência SIMO, tem sua operação baseado na classe A (vide Fig. 3.6(a)), as chaves Q_1 e Q_2 estão em condução (Fechada), período t_{1a} , devido a isto a corrente no indutor possui uma rampa de subida com uma inclinação dada pela

relação $(V_{in} - V_{c1})/L$, onde o diodo D_2 está reversamente polarizado, devido a V_{c2} ser maior do que V_{c1} . Durante o período t_{2a} , a chave Q_1 está em condução (Fechada), entretanto a chave Q_2 está operando em bloqueio (Aberta), devido a isto a corrente no indutor permanece em crescimento em rampa, no entanto sua inclinação é dada por $(V_{in} - V_{c2})/L$. Durante o período t_{3a} ambas as chaves encontram-se desligadas, devido a isto ambos os diodos estão diretamente polarizados, de modo que o subsistema 2 do conversor SIMO é utilizado como carga para descarregar a corrente do indutor, desta forma a corrente do indutor possui um declive que pode ser calculado pela relação $(-V_{c2})/L$. Nesta classe de operação do conversor SIMO, verifica-se a existência de dois períodos de carregamento do indutor e apenas um período de descarga, utilizando V_{c2} como carga. A Fig. 3.6 (a) apresenta as formas de onda da corrente do indutor e dos chaveamentos das chaves estáticas, para a classe A de operação do conversor SIMO.

3.5.2 Classe B ($d_1 = d_2$)

Quando o conversor tem sua operação baseado na classe B (vide Fig. 3.6(b)), as chaves Q_1 e Q_2 estão em condução (Fechada) durante o período t_{1b} , devido a isto a corrente no indutor possui uma rampa de subida com uma inclinação dada pela relação $(V_{in} - V_{c1})/L$, onde o diodo D_2 está reversamente polarizado, devido a V_{c2} ser maior do que V_{c1} . Durante o período t_{2b} ambas as chaves encontram-se em bloqueio (Abertas), devido a isto ambos os diodos estão diretamente polarizados, de modo que o subsistema 2 do conversor SIMO é utilizado como carga para descarregar a corrente do indutor, desta forma a corrente do indutor possui um declive que pode ser calculado pela seguinte relação $(-V_{c2})/L$. Nesta classe de operação do conversor SIMO, verifica-se a existência de um período de carregamento do indutor e um período de descarregamento, utilizando V_{c2} como carga. A Fig. 3.6 (b) apresenta as formas de onda da corrente do indutor e dos chaveamentos das chaves estáticas, para a classe B de operação do conversor SIMO.

3.5.3 Classe C ($d_1 < d_2$)

Quando o conversor tem sua operação baseada na classe C, as chaves Q_1 e Q_2 estão em condução (Fechada) durante o período t_{1c} , devido a isto a corrente no indutor possui uma rampa de subida com uma inclinação dada pela relação $(V_{in} - V_{c1})/L$, onde o diodo D_2 está reversamente polarizado, devido a V_{c2} ser maior do que V_{c1} . Durante o período t_{2c} , a chave Q_1 está desligada, entretanto a chave Q_2 está ligada, devido a isto a corrente no indutor torna-se uma rampa decrescente com inclinação dada por $(-V_{c1})/L$ e o diodo D_1 encontra-se diretamente polarizado. Durante o período t_{3c} ambas as chaves encontram-se em bloqueio (Aberta), devido a isto ambos os diodos estão diretamente polarizados, de modo que o subsistema 2 do conversor SIMO é utilizado como carga para descarregar a corrente do indutor e desta forma a corrente do indutor possui um declive que pode ser calculado pela relação $(-V_{c2})/L$. Nesta classe de operação do conversor SIMO, verifica-se a existência de apenas um período de carregamento do indutor e dois períodos de descarregamento, sendo utilizado V_{c2} como carga. A Fig. 3.6 (c) apresenta as formas de onda da corrente do indutor e dos chaveamentos das chaves estáticas, para a classe C de operação do conversor SIMO.

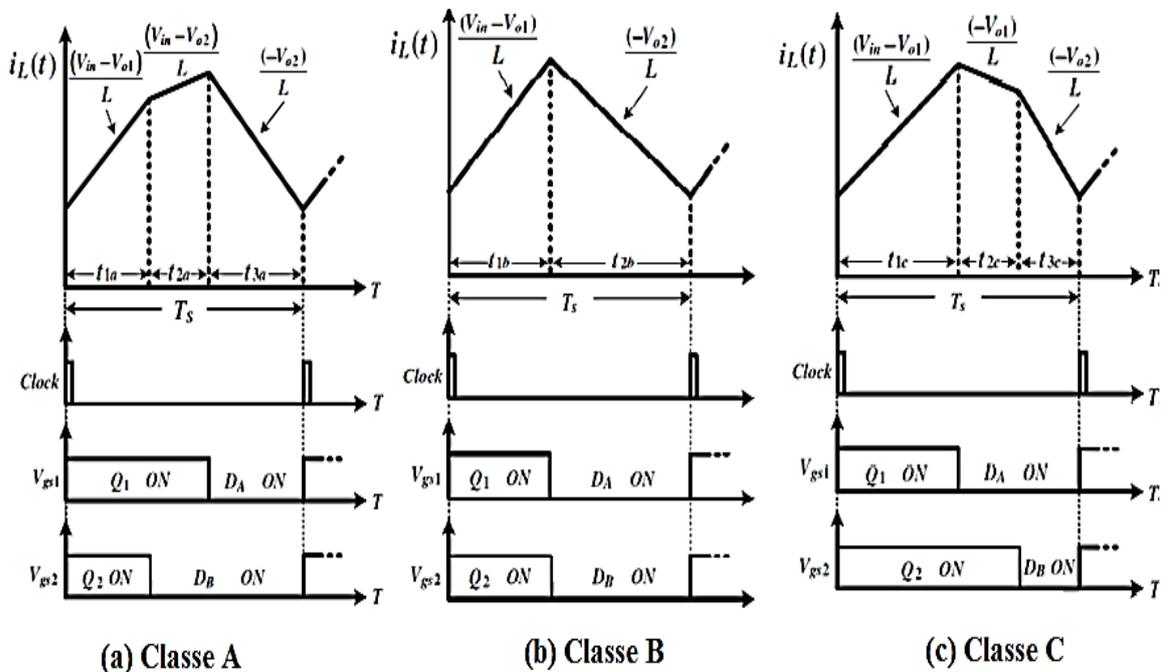


Figura 3.6. Formas de onda da corrente no indutor e operação do conversor.

(a) Classe A (b) Classe B (c) Classe C. Adaptado de: Lin *et al.* (2008).

3.6 Modelo matemático do conversor de potência CC/CC multivariável SIMO do tipo Buck

Para a obtenção do modelo matemático que descreva adequadamente a dinâmica do conversor CC/CC multivariável SIMO, verifica-se que o sistema é descrito por um conjunto de equações não lineares, deste modo torna-se necessário o uso de técnicas de linearização do sistema em torno de um determinado ponto de operação. A ferramenta mais usual para a realização desta linearização em séries de potência é conhecida como série de Taylor e a obtenção do modelo linearizado é descrita com melhores detalhes em Lin *et al.* (2008), onde apresenta-se o desenvolvimento de modelos a variação de pequenos sinais e seus respectivos circuitos equivalentes. A Fig. 3.7 apresenta os circuitos equivalentes de um conversor CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO operando em sua configuração na classe A, em seus respectivos chaveamentos.

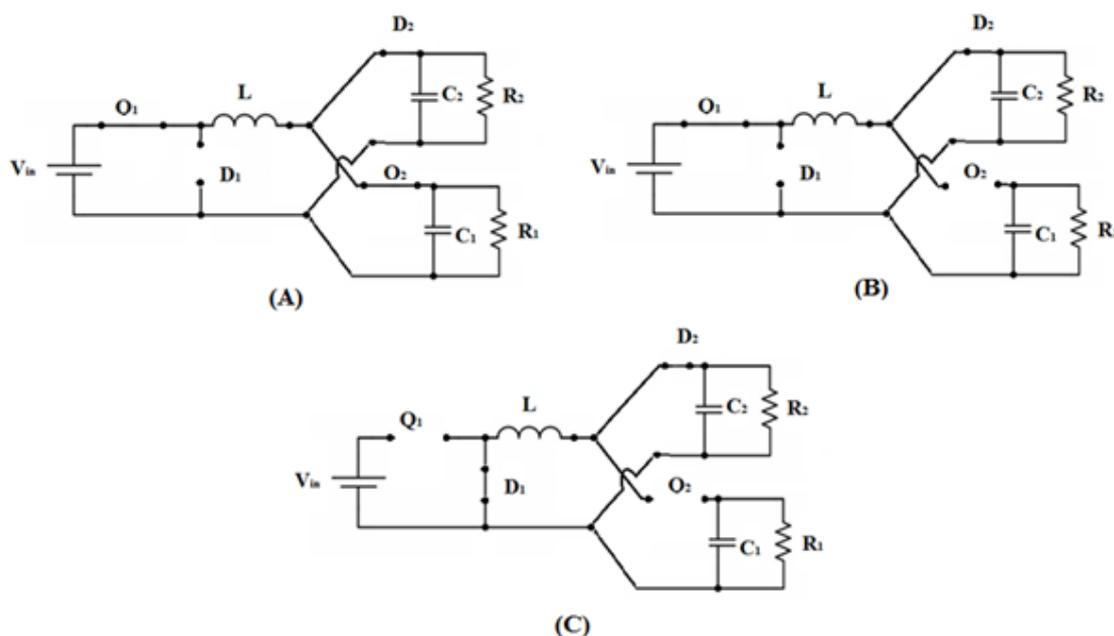


Figura 3.7. Circuitos equivalentes do conversor CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO.

(a) Quando: $t \leq d_2 \leq d_1$; (b) Quando: $d_2 \leq t \leq d_1$; (c) Quando: $d_2 \leq d_1 \leq t$.

Fazendo uso da análise dos respectivos circuitos equivalentes como apresentado na Fig. 3.7 e utilizando as leis fundamentais de circuitos elétricos, pode-se obter um sistema de equações diferenciais que descrevam a dinâmica do conversor CC/CC multivariável SIMO, como apresenta o sistema de equações a seguir:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dV_1}{dt} = i_L d_2 - \frac{V_1}{R_1} \\ C_2 \frac{dV_2}{dt} = i_L (1 - d_2) - \frac{V_2}{R_2} \\ L \frac{di_L}{dt} = V_{in} d_1 - V_1 d_2 - V_2 (1 - d_2) \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Objetivando realizar a obtenção do modelo linearizado do sistema em questão, expande-se o equacionamento baseado em séries de Taylor e adotam-se os ciclos de trabalho das chaves estáticas (d_1 e d_2), como as variáveis de atuação do sistema, de modo a tê-las como entradas do sistema. Em seguida, organizam-se as relações em formato matricial, onde as entradas do sistema serão os ciclos ativos das chaves, como apresentam as relações a seguir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_1 C_1} & 0 & \frac{D_2}{C_1} \\ 0 & \frac{-1}{R_2 C_2} & \frac{1-D_2}{C_2} \\ -\frac{D_2}{L} & -\frac{1-D_2}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{I_L}{C_1} \\ 0 & \frac{I_L}{C_2} \\ \frac{V_{in}}{L} & \frac{V_2 - V_1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$D_2 = \frac{I_1}{I_1 + I_2} \quad (3.11)$$

$$D_1 = \frac{V_1 [D_2^2 R_1 + (1 - D_2)^2 R_2]}{V_{in} D_2 R_1} \quad (3.12)$$

Para maiores detalhes acerca da obtenção do modelo matemática do conversor CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO, consultar (Lin *et al.*, 2008; Weiwei *et al.*, 2009; Erickson e Maksimović, 2001; kamizimierzuk, 2008).

De posse do modelo do conversor em formato matricial, torna-se interessante sua representação na forma de matriz de transferência, como apresentam as seguintes relações:

$$\begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(s) \\ d_2(s) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$G_{11}(s) = \frac{V_{in} D_2 Z_{eq1}}{D_2^2 Z_{eq1} + (1 - D_2)^2 Z_{eq2} + sL} \quad (3.14)$$

$$G_{12}(s) = \frac{V_{in} (1 - D_2) Z_{eq2}}{D_2^2 Z_{eq1} + (1 - D_2)^2 Z_{eq2} + sL} \quad (3.15)$$

$$G_{21}(s) = \frac{I_L Z_{eq1} [(1 - D_2) Z_{eq2} + sL] + D_2 Z_{eq1} (V_2^o - V_1^o)}{D_2^2 Z_{eq1} + (1 - D_2)^2 Z_{eq2} + sL} \quad (3.16)$$

$$G_{22}(s) = \frac{-[I_L Z_{eq2} (D_2 Z_{eq1} + sL) + (1 - D_2) Z_{eq2} (V_1^o - V_2^o)]}{D_2^2 Z_{eq1} + (1 - D_2)^2 Z_{eq2} + sL} \quad (3.17)$$

onde:

$$Z_{eq1} = \frac{R_1}{1 + sC_1 R_1} \quad (3.18)$$

$$Z_{eq2} = \frac{R_2}{1 + sC_2 R_2} \quad (3.19)$$

$$I_L = I_1 + I_2 = \frac{V_1^o}{R_1} + \frac{V_2^o}{R_2} \quad (3.20)$$

onde, V_1^o e V_2^o representam o ponto de operação ao qual são colocadas as saídas 1 e 2, respectivamente.

3.6.1 Considerações de limites de operação para o conversor CC/CC multivariável SIMO

Verifica-se que para determinadas condições de operação do sistema, o que está diretamente relacionada a corrente que passa no elemento indutivo, a ocorrência de uma inversão de fase na segunda saída do conversor SIMO. Verificou-se também que dependendo da carga ou do nível de tensão de saída desejado, influencia diretamente o valor da corrente elétrica que percorria pelo indutor, de modo que dependendo do nível de corrente elétrica que percorria o indutor havia a ocorrência da inversão de fase. Devido a isto foi determinado um limiar de operação no valor da corrente elétrica que percorre o indutor, de modo a evitar a inversão de fase em baixas frequências.

Objetivando avaliar a ocorrência ou não da inversão de fase do sistema, deve-se considerar a inequação 3.21, ao qual estabelece um limiar de operação, de modo a não promover a inversão de fase no sistema conversor de potência SIMO.

$$I_L > \frac{(1-D_2)R_2(V_1^o - V_2^o)}{D_2R_1} \quad (3.21)$$

Fazendo uso dos parâmetros e do ponto de operação apresentados na Tabela 3.1, uma faixa de valores tipicamente para estas condições encontra-se ao torno de 2,75 A, vale ressaltar que tal limiar varia com o ponto de operação do sistema, bem como a variação das cargas a serem alimentadas.

Quando a corrente do indutor não obedece a inequação apresentada pela Eq. 3.21, ocasionará uma inversão da fase do sistema. Devido a este fato, é importante salientar que o controlador a ser projetado nesta tese é a parâmetros fixos, deste modo ele não poderá atuar adequadamente na ocorrência de transição deste limiar, logo conclui-se que, ou o sistema deverá operar com corrente do indutor obedecendo a relação supracitada ou abaixo da condição observada, nunca promovendo a transição entre este limiar. A Figura 3.8, apresenta o diagrama de Bode relativo a função de transferência G_{22} quando o sistema é colocado nas duas condições mencionadas.

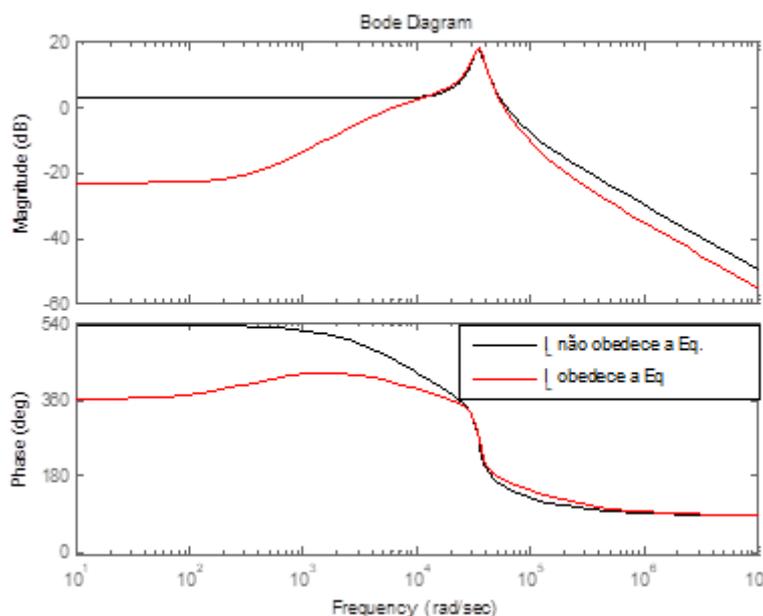


Figura 3.8. Diagrama de Bode de G_{22} , para verificação do fenômeno de inversão de fase do sistema.

Para o desenvolvimento do diagrama de bode apresentado na Fig. 3.8, se utiliza o conjunto de parâmetros, juntamente com o ponto de operação do sistema apresentados

na Tabela 3.1, estes por sua vez são aplicados as Eq. 3.13 – 3.20 anteriormente descritas.

Verifica-se na Fig. 3.8, que em baixas frequências o sistema cuja condição não obedece à condição apresentada pela Equação 3.21, possui uma defasagem de 180° quando comparado ao sistema que obedece a condição apresentada, ratificando a hipótese adotada para a avaliação do comportamento observado pelo conversor CC/CC multivariável SIMO.

3.7 Análise de estabilidade do conversor de potência CC/CC multivariável SIMO do tipo *Buck*

3.7.1 Estabilidade local do conversor CC/CC SIMO

Com o intuito de realizar uma análise de estabilidade local do sistema, foi constituído o sistema operando em um determinado ponto de operação, vide a Tabela 3.1, que apresenta os valores dos parâmetros e do ponto de operação ao qual o sistema foi linearizado. Em seguida, se obtém todas as raízes do polinômio característico do sistema, de modo a averiguar se todas as raízes do sistema estão localizadas no semi-plano esquerdo do plano imaginário. Caso pelo menos uma raiz esteja localizada no semi plano direito o sistema todo é considerado instável (Franklin e Powell, 1997; Ogata, 1970). A Tabela 3.2 apresenta os autovalores do conversor CC/CC SIMO linearizado.

Tabela 3.1. – Ponto operacional do conversor CC-CC Buck SIMO.

Param.	Nom.	Uni.	Descrição
V_{c1}	1,8	V	Tensão de saída do capacitor 1.
V_{c2}	3,3	V	Tensão de saída do capacitor 2.
V_{in}	5	V	Tensão DC de alimentação do sistema.
R_1	3,6	Ω	Carga colocada na saída 1 do sistema.
R_2	3,3	Ω	Carga colocada na saída 2 do sistema.
L	10	μH	Indutor utilizado para o sistema.
C_1	33	μF	Capacitor 1 do sistema.
C_2	47	μF	Capacitor 2 do sistema.
D_1	0,56	-	Entrada do ciclo ativo da chave estática 1.
D_2	0,333	-	Entrada do ciclo ativo da chave estática 2.
f_s	100	kHz	Frequência de chaveamento do sistema.

Tabela 3.2 – Autovalores do sistema linearizado do conversor CC-CC Buck SIMO.

Autovalores do sistema linearizado
-3479,993527567883 + i 35101,56842139553
-3479,993527567883 – i 35101,56842139553
-7904,974618336559

Verifica-se na Tabela 3.2 que todos os autovalores do sistema possuem parte real negativa, desta forma conclui-se que o sistema é estável para este ponto de operação.

3.7.2 Análise de estabilidade robusta do conversor SIMO

Objetivando realizar a análise de estabilidade robusta do sistema, adotam-se como incertezas as relações paramétricas advindas das incertezas de cada componente elétrico utilizado para o desenvolvimento do sistema (Resistor, Indutor, Capacitor). Sabendo que todos os componentes elétricos possuem uma incerteza a cerca de seus valores nominais, adotou-se uma relação de $\pm 10\%$ de variação de seus parâmetros nominais, desta forma, inicialmente constitui-se o polinômio característico intervalar do sistema, como pode ser observado pela Eq. 3.22.

Segundo Barmish (1994), o polinômio intervalar pode ser descrito como um polinômio o qual seus coeficientes dependem de uma incerteza estruturada, deste modo cada coeficiente pode ser descrito por um intervalo, contendo um limitante superior e inferior.

$$\begin{bmatrix} 112,671 \times 10^{-15} & 305,6532 \times 10^{-15} \end{bmatrix} s^3 + \begin{bmatrix} 112,0671 \times 10^{-15} & 3,7550 \times 10^{-9} \end{bmatrix} s^2 + \begin{bmatrix} 181,5181 \times 10^{-6} & 325,8187 \times 10^{-6} \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} 1,6800 & 2,0533 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Após obter o polinômio característico intervalar do sistema, constitui-se os polinômios de Kharitonov, com o objetivo de realizar o teste da exclusão da origem, de modo a verificar se para esta família de incertezas o sistema do conversor CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO é robustamente estável (Barmish, 1994; Bhattacharyya *et al.*, 1995; Bhattacharyya *et al.*, 2009). A Fig. 3.9 apresenta o teste de exclusão da origem para esta faixa de incertezas supramencionada.

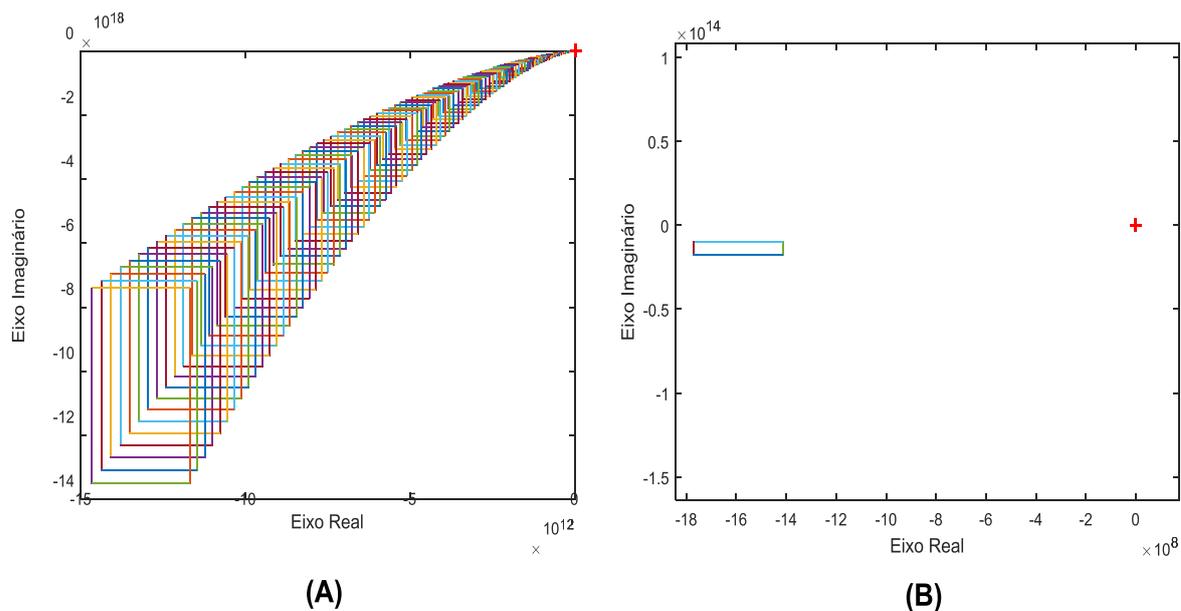


Figura 3.9. (A) Retângulos de Kharitonov.
(B) Zoom na origem do plano complexo.

Verifica-se na Fig. 3.9 (B) que a origem do plano complexo não é enlaçada pelos retângulos de Kharitonov, desta forma, segundo o teorema da exclusão da origem, conclui-se que o sistema em malha aberta é estável para esta faixa de incertezas paramétricas (Barmish, 1994). A Fig. 3.10 apresenta o mapa de polos quando o sistema é exposto à variação das incertezas paramétricas.

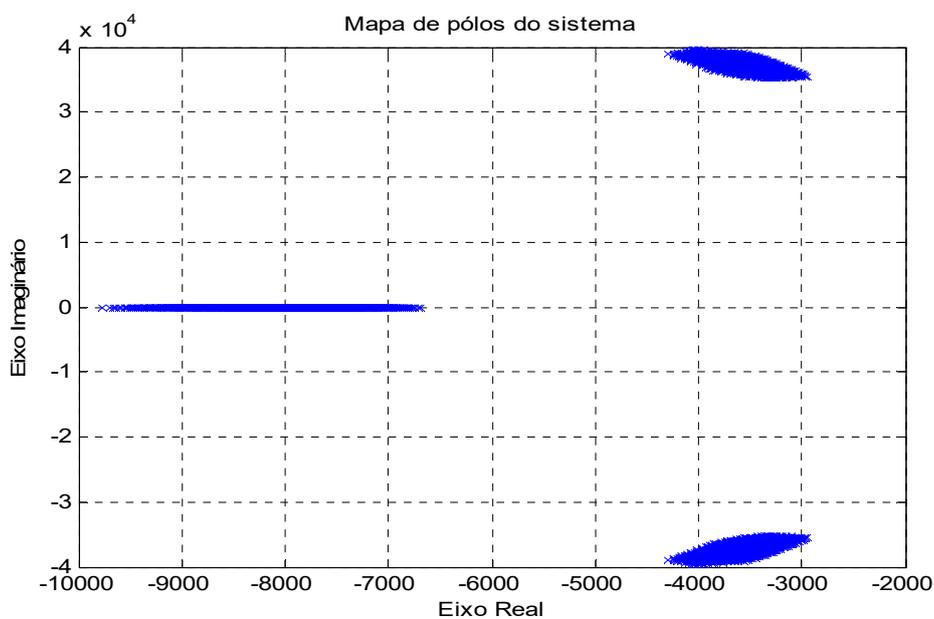


Figura 3.10. Mapeamento de polos do conversor de potência CC/CC multivariável Buck do tipo SIMO, quando submetido a uma variação paramétrica dentro da região de incertezas delimitada.

Verifica-se na Fig. 3.10, que todos os polos do sistema em malha aberta, quando submetidos a uma variação paramétrica dentro da região de incertezas determinada, estão localizados no semi-plano esquerdo do plano complexo, ratificando que para a família de incertezas delimitada o sistema em malha aberta é estável.

3.8 Conclusão do capítulo

Neste capítulo foi apresentado o modelo matemático que descreve o comportamento de um conversor de potência CC/CC multivariável *Buck* do tipo SIMO, bem como suas características de operação e funcionamento. Em seguida, foi realizada uma análise acerca da estabilidade local e robusta deste conversor, quando submetido a uma variação paramétrica, devido a incertezas estruturadas decorrentes do modelo. No próximo capítulo serão apresentadas metodologias de projeto de controladores multivariáveis.

Capítulo 4

Projeto de Controlador Descentralizado Multivariável

4.1. Introdução

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

- Regulação;
- Rastreamento de referência;
- Geração de procedimentos sequenciais (Para ligar ou desligar equipamentos);
- Adaptação (Mudança da sintonia dos parâmetros do controlador);
- Detecção de falta e tolerância à falta;
- Supervisão;
- Coordenação (Fornecendo o *setpoint*).

Dependendo dos objetivos principais do sistema de controle, são utilizadas metodologias distintas para a realização da parametrização de controladores. Neste capítulo, pretende-se apresentar algumas metodologias de projeto de controladores multivariáveis descentralizados, bem como apresentar uma metodologia de projeto de controlador robusto multivariável descentralizado, levando em consideração uma variação paramétrica em uma determinada região de incertezas previamente determinada pelo projetista.

4.2. Controlador Multivariável

Os controladores têm por função primária estabilizar o sistema, quando é realizada a realimentação de suas saídas. Entretanto, este é um problema complexo de controle, pois a parametrização de tais controladores para sistemas MIMO requer a avaliação de metodologias que auxiliem na relação entre as interações das malhas de controle projetado. Este estudo propõe-se a utilização de algumas metodologias de parametrização de controladores multivariáveis descentralizados, apresentando métodos clássicos de projeto de controladores descentralizado multivariável (alocação de polos clássica), bem como métodos de projeto que levam em consideração às interações de malha e a energia do sinal (método de projeto baseado na função de transferência efetiva), em seguida apresentar uma proposta de projeto de controlador robusto multivariável descentralizado, levando em consideração uma determinada região de incertezas decorrentes de variações paramétricas do modelo, visando garantir com o projeto do controlador a estabilidade robusta e o desempenho robusto para uma determinada família de incertezas, objetivando também a redução dos efeitos de acoplamento das malhas do sistema.

4.2.1. Formulação geral para sistemas MIMO

Considere a malha aberta estável de um sistema de n entradas e n saídas. A Fig. 4.1 apresenta o diagrama de blocos generalizado de um sistema de controle multivariável operando em malha fechada.

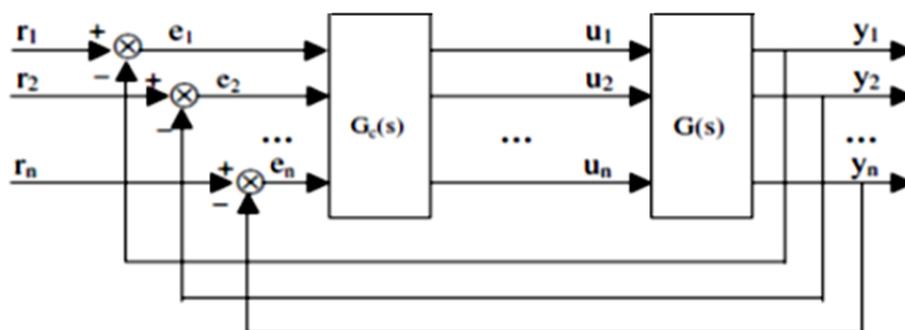


Figura 4.1. Sistema de controle multivariável operando em malha fechada.

Desta forma, podem-se escrever as matrizes de função de transferência da planta e do controlador conforme as seguintes equações:

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & \cdots & g_{1n}(s) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{n1}(s) & \cdots & g_{nm}(s) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$G_c(s) = \begin{bmatrix} g_{c11}(s) & \cdots & g_{c1n}(s) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{cn1}(s) & \cdots & g_{cnm}(s) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Quando um sistema MIMO é colocado em malha fechada, uma determinada entrada de controle possui interações em relação às saídas do sistema. Esta relação denomina-se acoplamento. Desta forma, para projetar um determinado controlador para o sistema, deve-se primeiramente definir qual saída é controlada com maior facilidade por uma determinada entrada e para esta realização utilizam-se algumas relações de empareiramento entrada /saída.

4.2.2. Relative Gain Array - RGA

Originalmente o RGA foi aplicado objetivando medir as interações do sistema em regime permanente para aplicar em controle descentralizado. O controle descentralizado, em suma, constitui a seleção por meio do empareiramento Entrada/Saída (E/S) do sistema, o qual avalia qual saída é mais sensível a variação de uma determinada entrada do sistema, deste modo elegem-se os elementos da diagonal principal, de posse dos elementos pertencentes a diagonal principal desenvolve-se um projeto de controle SISO (*Single-Input Single-Output*) para cada elemento da diagonal principal da matriz de transferência, visando reduzir a interferência na saída projetada, devido ao efeito do acoplamento das saídas do sistema, deste modo, para a constituição do projeto de um controlador multivariável descentralizado, pode-se considerar apenas a diagonal principal da matriz de controladores, anulando-se todos os outros elementos não pertencentes a esta diagonal, vide a Eq. 4.2.

Baseado na definição original, McAvoy *et al.* (2003) afirmam que o RGA só faz sentido quando ($\omega = 0$), no entanto, em muitos casos a forma mais importante de se calcular o RGA é próximo à frequência de cruzamento do sistema.

O RGA foi um conceito introduzido por Bistol (1966), no entanto não possuía um rigor matemático, posteriormente (Grosdidier e Morari, 1985) inclui um rigor as

provas desenvolvidas. Posteriormente algumas propriedades adicionais foram incluídas pelo trabalho de (Hovd e Skogestad, 1992).

O RGA é uma matriz não singular que pode ser calculada conforme:

$$RGA(A) \equiv A \otimes (A^{-1})^T \quad (4.3)$$

onde, o operador \otimes representa a multiplicação elemento a elemento das matrizes, conhecido como produto de Hadamard ou produto de Schur.

Como principais propriedades do RGA, destacam-se:

- Cada elemento a_{ij} que compõe o RGA representa a sensibilidade da i -ésima saída em relação a j -ésima entrada.
- Os elementos de maior sensibilidade são sempre positivos e estão mais próximos de 1,0.
- O somatório de todos os elementos contidos nas linhas ou de todos os elementos contidos nas colunas é igual a 1,0.
- Grandes elementos da matriz RGA devem ser evitados.

Algumas propriedades do RGA, são melhor discutidas e exemplificadas em Skogestad e Postlethwaite (2001).

4.2.3. *Effective Relative Gain Array - ERGA*

O objetivo principal desta técnica está em realizar uma análise minuciosa a respeito de qual a melhor entrada para controlar uma saída conhecida, de modo a projetar um controlador descentralizado para um processo MIMO.

Alguns autores em suas investigações verificaram uma limitação e conseqüente ineficácia no uso do RGA. Seus estudos apontaram como principal causa deste problema, o fato do RGA possuir apenas informações de regime permanente do sistema. (Xiong *et al.*, 2005; McAvoy *et al.*, 2003; Grosdidier e Morari, 1986; Grosdidier e Morari, 1987)

Objetivando contornar a limitação encontrada, diversos autores propuseram métodos alternativos de cálculo de emparelamento de entradas/saídas, como por exemplo, (Witcher e McAvoy, 1977) e posteriormente (Tung e Edgar, 1981)

propuseram um método ao qual se adicionava componentes da dinâmica do sistema ao cálculo do RGA, denominou-se tal método de DRGA (*Dynamic Relative Gain Array*), este se tornou uma melhoria em comparação ao RGA. Diversos exemplos quando aplicados no RGA denotaram uma imprecisão, enquanto que o DRGA obteve uma maior precisão e melhores resultados de empareiramento de entradas/saídas. Entretanto, o DRGA obtém como resultados controladores com parâmetros dependentes, de modo que os parâmetros a serem calculados possuem dependência entre si, aumentando a complexidade da solução. (Witcher e McAvoy, 1977; Tung e Edgar, 1981; Huang *et al.*, 2003; McAvoy *et al.*, 2003)

Objetivando combinar as vantagens obtidas pelo método RGA e pelo método DRGA, o trabalho de (Xiong *et al.*, 2005) utiliza informações obtidas do regime permanente do sistema, assim como as informações da largura de banda do processo em malha aberta. Deste modo, Xiong *et al.* (2005), propõe um critério de empareiramento, onde seu principal objetivo é possuir eficácia superior aos métodos supracitados, sendo este de fácil idealização e implementação e contendo os elementos de regime permanente e transitório do processo. Tal método denominou-se de ERGA (*Effective Relative Gain Array*).

Para a realização do projeto do controlador descentralizado, são constituídos controladores SISO para cada malha de realimentação e estes são sintonizados em torno da região de frequência crítica da função de transferência, controlando o sistema de forma adequada, dentro da largura de banda (Xiong *et al.*, 2005). Esta região de frequência é o foco desse projeto e para isso o ERGA é afetado por dois fatores, como descrito a seguir:

- O ganho do sistema em regime permanente: o ganho em regime permanente $g_{ij}(0)$ da função de transferência, reflete os efeitos da variável manipulada u_j para controlar a saída y_i .
- Velocidade de resposta: a velocidade de resposta é responsável em verificar a sensibilidade da saída y_i , quando manipulada a variável u_j , consequentemente a habilidade do sistema em rejeitar a influência das outras malhas.

Considerando que a velocidade de resposta seja proporcional dentro da largura de banda no domínio da frequência e de posse do ganho do sistema em regime permanente, pode-se utilizar a seguinte relação:

$$e_{ij} = g_{ij}(0) \int_0^{W_{B,ij}} |g_{ij}^0(j\omega)| \quad (4.4)$$

onde:

$g_{ij}(0)$ - Ganho do sistema em regime permanente.

$g_{ij}^0(j\omega)$ - Função de transferência normalizada, onde $g_{ij}^0(0) = 1$.

$W_{B,ij}$ - Largura de banda da função de transferência $g_{ij}^0(j\omega)$.

A largura de banda da função de transferência do sistema, pode ser obtida conforme apresenta a Eq. 4.5 e a Fig. 4.2.

$$g_{ij}(jW_{B,ij}) = \frac{g_{ij}(0)}{\sqrt{2}} \quad (4.5)$$

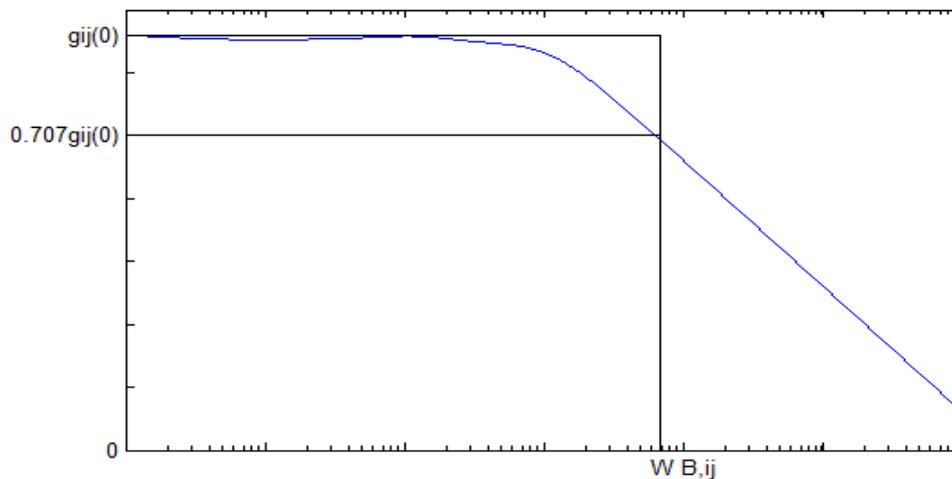


Figura 4.2. Resposta em frequência da função de transferência normalizada.

Com o intuito de calcular a matriz de ganhos efetivos e utiliza-se a Eq. 4.6.

$$E = G(0) \otimes \Omega \quad (4.6)$$

onde:

$$E = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \cdots & e_{1n} \\ e_{21} & e_{22} & \cdots & e_{2n} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ e_{n1} & e_{n2} & \cdots & e_{nn} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$G(0) = \begin{bmatrix} g_{11}(0) & g_{12}(0) & \cdots & g_{1n}(0) \\ g_{21}(0) & g_{22}(0) & \cdots & g_{2n}(0) \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1}(0) & g_{n2}(0) & \cdots & g_{nn}(0) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} W_{B,11} & W_{B,12} & \cdots & W_{B,1n} \\ W_{B,21} & W_{B,22} & \cdots & W_{B,2n} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ W_{B,n1} & W_{B,n2} & \cdots & W_{B,nn} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Com a matriz de ganhos efetivos calculada, aplica-se a mesma definição de RGA a ela, obtendo a Eq. 4.10.

$$\Phi = E \otimes E^{-T} \quad (4.10)$$

A matriz Φ é composta pelos elementos ϕ_{ij} , onde estes representam o empareiramento entre as entradas u_j relacionadas às saídas y_i , como apresenta a Eq. 4.11.

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} & \cdots & \phi_{1n} \\ \phi_{21} & \phi_{22} & \cdots & \phi_{2n} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \phi_{n1} & \phi_{n2} & \cdots & \phi_{nn} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Algumas propriedades do ERGA, podem ser destacadas a seguir.

- Os valores dos elementos da matriz Φ , representam as medidas efetivas entre a i -ésima saída relacionada a j -ésima entrada.
- A soma de todos os elementos contidos na i -ésima linha ou na j -ésima coluna é igual a 1,0.

➤ Quando o elemento ϕ_{ij} da matriz é negativo, considerando as demais malhas do sistema abertas, tal fato produz uma variação oposta na saída y_i em resposta a uma variação da entrada u_j , quando comparado com as demais malhas fechadas.

Para maiores informações acerca das propriedades do ERGA, consultar (Xiong *et al.*, 2005; Xiong *et al.*, 2006).

4.2.4. Relative Frequency Array – RFA

Segundo Xiong *et al.* (2005), a matriz de frequência relativa é relacionada ao RGA, juntamente com a frequência de cruzamento de fase relativa do sistema, de modo que ela pode ser calculada conforme segue:

$$\Gamma = \Phi \circ \Lambda \quad (4.12)$$

onde, o operador \circ representa a divisão de Hadamard.

4.2.5. Função de transferência Efetiva (FTE)

Suponha que a melhor relação de empareiramento esteja localizada na diagonal principal de uma matriz de transferência, como apresenta a Fig. 4.1. De forma equivalente ao ganho em malha aberta do sistema, tem-se a taxa de energia efetiva, \hat{e}_{ij} , quando todas as malhas do sistema estão fechadas, este pode ser calculado, como: $\hat{e}_{ij} = \hat{g}_{ij}(0)\hat{w}_{u,ij}$, onde $i, j = 0,1,2,\dots, n$; $\hat{g}_{ij}(0)$ e $\hat{w}_{u,ij}$ são, respectivamente, o ganho em regime permanente do sistema e a frequência de queda de 3 dB, de uma determinada saída y_i em relação a uma determinada entrada u_j . Desta forma, pode-se escrever a Eq. 4.13, relacionando informações de regime permanente e transitório. (Xiong *et al.*, 2006)

$$\hat{g}_{ij}(0)\hat{w}_{u,ij} = \frac{g_{ij}(0)w_{u,ij}}{\phi_{ij}} \quad (4.13)$$

Segundo Xiong *et al.*(2006), uma vez que a função de transferência está sendo analisada com todas as outras malhas de controle abertas, a função de transferência efetiva possui características similares quanto às propriedades de frequência do sistema.

Desta forma, pode-se representar a função de transferência efetiva com uma estrutura similar, embora possuindo diferentes valores de ganho em regime permanente e atraso de transporte. As Equações 4.14 e 4.15 representam a estrutura da Função de Transferência Efetiva (FTE).

$$\hat{g}_{ii}(s) = \hat{g}_{ii}(0)g_{ii}^r(s)e^{-\hat{d}_{ii}s} \quad (4.14)$$

$$g_{ii}^r(s) = g_{ii}(0)e^{-d_{ii}s} \quad (4.15)$$

onde:

$\hat{g}_{ii}(s)$ - Função de transferência efetiva.

$g_{ii}^r(s)$ - Função de transferência em análise.

$\hat{g}_{ii}(0)$ e \hat{d}_{ii} - Parâmetros adicionais para representar a FTE.

Para maiores informações a cerca da obtenção dos parâmetros da FTE, consultar (Xiong *et al.*, 2005; Xiong *et al.*, 2006).

4.3. Projeto de controlador multivariável descentralizado baseado em alocação de polos clássica

Objetivando realizar o projeto de um controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) multivariável descentralizado, baseado na metodologia clássica de alocação de polos, deve-se primeiramente realizar uma análise de sensibilidade de entrada/saída. Para realizar a análise de empareiramento, podem-se utilizar alguns métodos concebidos na literatura como: RGA ou ERGA. Tais métodos tem como finalidade selecionar qual melhor j -ésima entrada é melhor para controlar a i -ésima saída, tal discussão é mais aprofundada nas seções 4.2.2 e 4.2.3. A análise de empareiramento foi inicialmente idealizada para a constituição de controladores descentralizados. Esses controladores são constituídos por matriz de controle contendo apenas os elementos da diagonal principal, de modo que todos os elementos não pertencentes a diagonal principal são nulos. Após realizada a análise de sensibilidade é selecionada qual melhor entrada para controlar uma determinada saída, obtém-se o modelo SISO dos

subprocessos do sistema MIMO , em seguida pode-se proceder com a realização do método de alocação de polos clássico.

Esta metodologia de projeto envolve o posicionamento dos polos de malha fechada de modo a atender às especificações de desempenho desejadas (Bazanella, 2005). Este método é baseado no uso de relações algébricas que determinam um desempenho desejado ao sistema, enquanto este operar em malha fechada.

No aspecto fundamental, o método da alocação de polos consiste em determinar os ganhos de um controlador a ser inserido no sistema, de posse da função de transferência da planta, objetivando que o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada se comporte com uma característica previamente determinada pelo projetista, de modo a determinar um polinômio característico que implica em um conjunto de polos desejados em malha fechada para o sistema. Quando a dinâmica desejada for representada por um polo real dominante (p_1), a escolha deste polo pode ser realizado por meio da Eq. 4.16, onde T_s é o tempo de assentamento desejado para o critério de 2%. No entanto, para dinâmicas de segunda ordem dominantes, o par de polos correspondente é projetado pelas Eq. 4.17 – 4.19, onde M_p é o máximo sobressinal permitido. Sendo ξ e ω_n , respectivamente, o coeficiente de amortecimento e a frequência natural do sistema.

$$p_1 = -\frac{4}{T_s} \quad (4.16)$$

$$p_{1,2} = -\omega_n \xi \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (4.17)$$

$$\xi = -\frac{\ln\left(\frac{M_p(\%)}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{M_p(\%)}{100}\right)}} \quad (4.18)$$

$$\omega_n = \frac{4}{T_s \xi} \quad (4.19)$$

Adotando a planta do sistema de ordem n , e o controlador a ser projetado de ordem r , definidos, respectivamente, pelas Eq. 4.20 e 4.21. Em seguida, iguala-se o polinômio característico do sistema em malha fechada com um polinômio $b(s)$, que contém a

dinâmica desejada em malha fechada, deste modo tem-se como resultado a Eq. 4.22, a qual é conhecida como Equação Diofantina (Lordelo, 2005). Distribuindo a igualdade para os termos de diferentes ordens de cada membro da equação, é obtido um conjunto de equações lineares, expresso em forma matricial, pela Eq. 4.23, onde \mathbf{x} é o vetor que contém os coeficientes do controlador, \mathbf{b} é o vetor com os coeficientes do polinômio desejado e $\mathbf{M}_{m \times p}$ é denominada matriz de Sylvester. (Bazanella, 2005; Lordelo, 2005)

$$G(s) = \frac{n_g(s)}{d_g(s)} \begin{cases} n_g(s) = \sum_{i=0}^n a_{i+1} s^{n-i} \\ d_g(s) = \sum_{i=0}^n a_{i+n+2} s^{n-i} \end{cases} \quad (4.20)$$

$$C(s) = \frac{n_c(s)}{d_c(s)} \begin{cases} n_c(s) = \sum_{i=0}^r x_{i+1} s^{r-i} \\ d_c(s) = \sum_{i=0}^r x_{i+r+2} s^{r-i} \end{cases} \quad (4.21)$$

$$n_g(s)n_c(s) + d_g(s)d_c(s) = b(s) = \sum_{i=0}^{r+n} b_{i+1} s^{n+r-i} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{M}_{m \times p} \mathbf{x} = \mathbf{b} \\ m_{ij} &= \begin{cases} a_{1+i-j}, & 0 \leq i-j \leq n, 1 \leq j \leq r+1 \\ a_{3+n+r+i-j}, & 0 \leq 1+r+i-j \leq n, r+1 \leq j \leq 2r+2 \\ 0, & \text{Caso Contrário} \end{cases} \\ \mathbf{x} &= [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_p]^T, \quad p = 2r+2 \\ \mathbf{b} &= [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_m]^T, \quad m = n+r+1 \end{aligned} \quad (4.23)$$

4.4. Projeto de controlador multivariável descentralizado baseado em FTE

Para realizar a parametrização de um controlador PID, adotam-se os elementos de maior sensibilidade em relação à entrada/saída do sistema. Desta forma supõe-se, sem perda de generalidade, que o elemento escolhido na matriz de transferência é representado pela forma SOPDT (*Second Order Plus Delay Time*). Observa-se também que foram selecionados os elementos de maior sensibilidade E/S do sistema, deste modo utilizou-se apenas a diagonal principal do sistema, logo se pode utilizar a seguinte função de transferência:

$$g_{ii}(s) = \frac{b_{0,ii}}{a_{2,ii}s^2 + a_{1,ii}s + a_{0,ii}} e^{-d_{ii}s} \quad (4.24)$$

De forma similar, obtêm-se a FTE do sistema na mesma forma SOPDT, como apresenta a Eq. 4.25.

$$\hat{g}_{ii}(s) = \frac{\hat{g}_{ii}(0)}{a_{2,ii}s^2 + a_{1,ii}s + a_{0,ii}} e^{-\hat{d}_{ii}s} \quad (4.25)$$

O controlador descentralizado será projetado utilizando a FTE, para a realização da parametrização dos controladores das malhas. Desta forma utiliza-se a seguinte relação do controlador PID:

$$g_{c,i}(s) = \frac{k_{d,i}s^2 + k_{p,i}s + k_{i,i}}{s} \quad (4.26)$$

onde, k_p , k_d e k_i representam os ganhos proporcional, derivativo e integral, respectivamente. Fazendo uso dos valores das margens de ganho e de fase de cada FTE selecionada do sistema, utilizam-se as Eq. 4.27 – 4.30, para a obtenção da parametrização do controlador.

$$w_{g,i} \hat{d}_{ii} = \frac{\pi}{2} \quad (4.27)$$

$$k \hat{g}_{ii}(0) = w_{p,i} \quad (4.28)$$

$$A_{m,i} = \frac{w_{g,i}}{k \hat{g}_{ii}(0)} \quad (4.29)$$

$$k = \frac{\pi}{2 A_{m,i} \hat{d}_{ii} \hat{g}_{ii}(0)} \quad (4.30)$$

onde:

$w_{g,i}$ - Frequência em radianos/segundo relacionada à margem de ganho da FTE.

$w_{p,i}$ - Frequência em radianos/segundo relacionada à margem de fase da FTE.

$A_{m,i}$ - Margem de ganho da FTE.

Segundo Xiong *et al.* (2006), para realizar a parametrização do controlador, pode-se utilizar a Eq. 4.31.

$$\begin{bmatrix} k_{p,i} \\ k_{i,i} \\ k_{d,i} \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2A_{m,i} \hat{d}_{ii} \hat{g}_{ii}(0)} \begin{bmatrix} a_{1,ii} \\ 1 \\ a_{2,ii} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

De modo geral, deve-se observar que para a parametrização dos controladores descentralizados baseados em FTE, pode-se utilizar a Tabela 4.1 para parametrizar cada controlador SISO.

Tabela 4.1 – Ganhos dos controladores PID metodologia de projeto baseado em ETF. Adaptado de: (Xiong, 2006).

Modo	$\hat{g}_{ii}(s)$	$k_{p,ii}$	$k_{i,ii}$	$k_{d,ii}$
$\lambda_{ii} \leq 1, \gamma_{ii} \leq 1$	$\frac{\left(\frac{g_{ii}(0)}{\lambda_{ii}} \right)}{a_{2,ii}s^2 + a_{1,ii}s + a_{0,ii}} e^{-d_{ii}s}$	$\frac{\pi \lambda_{ii} a_{1,ii}}{2A_{m,i} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi \lambda_{ii}}{2A_{m,i} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi \lambda_{ii} a_{2,ii}}{2A_{m,i} d_{ii} g_{ii}(0)}$
$\lambda_{ii} \leq 1, \gamma_{ii} > 1$	$\frac{\left(\frac{g_{ii}(0)}{\lambda_{ii}} \right)}{a_{2,ii}s^2 + a_{1,ii}s + a_{0,ii}} e^{-\gamma_{ii}s}$	$\frac{\pi \lambda_{ii} a_{1,ii}}{2A_{m,i} \gamma_{ii} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi \lambda_{ii}}{2A_{m,i} \gamma_{ii} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi \lambda_{ii} a_{2,ii}}{2A_{m,i} \gamma_{ii} d_{ii} g_{ii}(0)}$
$\lambda_{ii} > 1, \gamma_{ii} \leq 1$	$\frac{g_{ii}(0)}{a_{2,ii}s^2 + a_{1,ii}s + a_{0,ii}} e^{-d_{ii}s}$	$\frac{\pi a_{1,ii}}{2A_{m,i} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi}{2A_{m,i} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi a_{2,ii}}{2A_{m,i} d_{ii} g_{ii}(0)}$
$\lambda_{ii} > 1, \gamma_{ii} > 1$	$\frac{g_{ii}(0)}{a_{2,ii}s^2 + a_{1,ii}s + a_{0,ii}} e^{-\gamma_{ii}s}$	$\frac{\pi a_{1,ii}}{2A_{m,i} \gamma_{ii} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi}{2A_{m,i} \gamma_{ii} d_{ii} g_{ii}(0)}$	$\frac{\pi a_{2,ii}}{2A_{m,i} \gamma_{ii} d_{ii} g_{ii}(0)}$

A Fig. 4.3 apresenta o fluxograma para o projeto de um controlador descentralizado multivariável baseado em FTE, o qual foi proposto em (Xiong *et al.*, 2005; Xiong *et al.*, 2006).

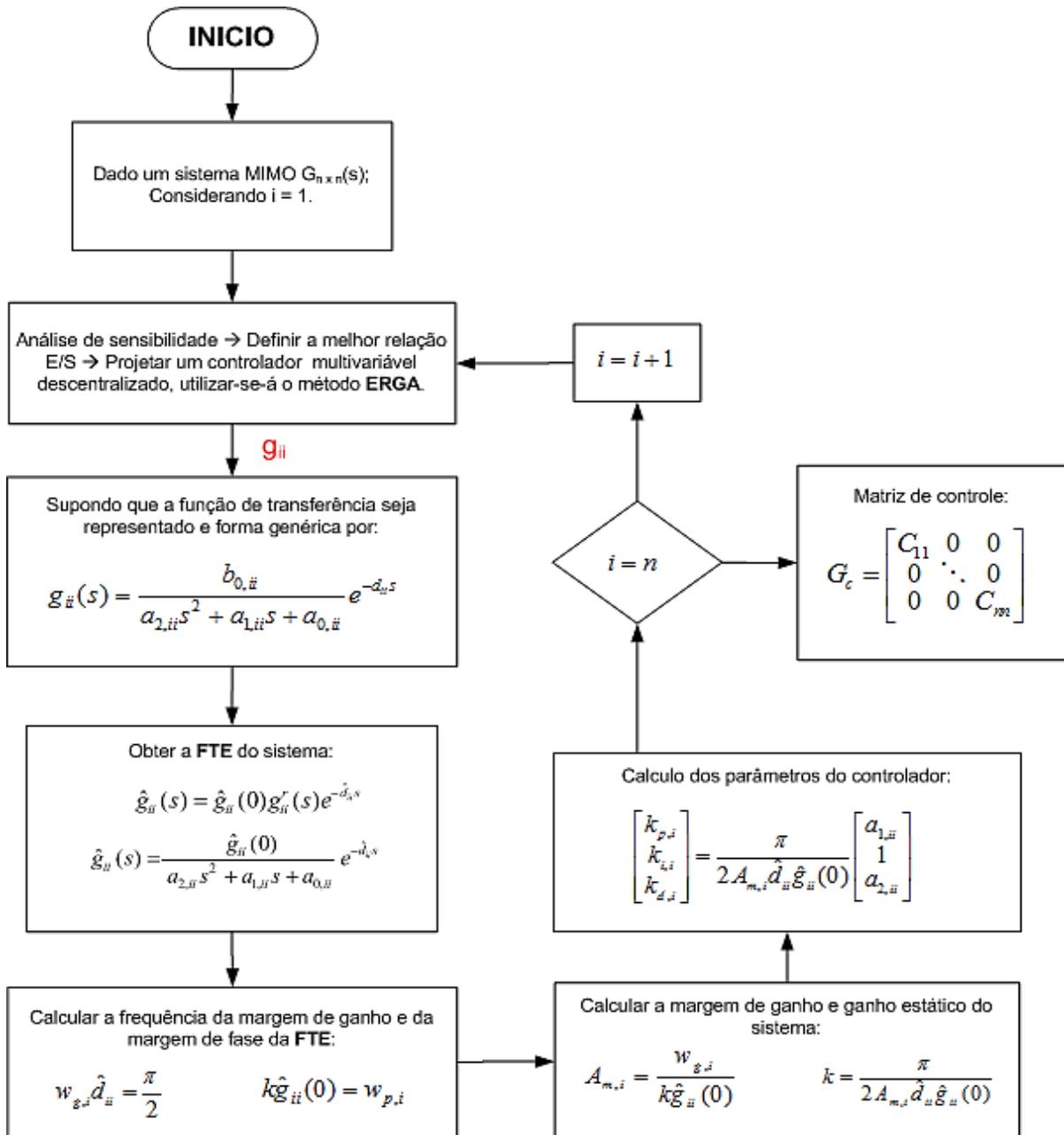


Figura 4.3. Fluxograma generalizado de projeto de controlador multivariável descentralizado baseado na Função de Transferência Efetiva.

4.5. Projeto de controlador robusto com variação paramétrica

Modelos matemáticos naturalmente apresentam erros que são desprezados, de acordo com o tipo de estudo. Uma consideração importante em sistemas de controle projetados com base em modelos é manter o sistema estável, quando sujeito às variações paramétricas. Porém, geralmente no projeto clássico de controladores, são utilizados modelos que omitem as incertezas (Kell e Bhattacharyya, 1999). Deste modo, é comum utilizar para realizar o projeto de um controlador uma função de transferência

nominal. No entanto, enquanto o projeto do controlador é desenvolvido apenas para a função de transferência nominal, o sistema real deve ser estável para toda uma classe de funções de transferência que representam todo o conjunto de incertezas. Desta forma, a incerteza de um sistema pode ser classificada em não-estruturada (incerteza não-paramétrica) e estruturada (incerteza paramétrica). (Bhattacharyya *et al.*, 1995; Barmish, 1994)

As incertezas estruturadas representam variações em parâmetros físicos do sistema que podem ser causadas, por exemplo, por descrição inadequada das características do sistema, efeitos de desgaste por tempo de uso, entre outras razões. (Bhattacharyya *et al.*, 1995; Barmish, 1994)

As técnicas de controle robusto paramétrico são úteis para a análise de estabilidade e controle de sistemas que possuem incertezas nos parâmetros dos modelos representativos (incerteza estruturada).

4.5.1. Teorema de Kharitonov

O Teorema de Kharitonov é uma prova de estabilidade para polinômios na forma:

$$\delta(s) = \delta_0 + \delta_1 s + \delta_2 s^1 + \delta_3 s^2 + \dots + \delta_n s^n \quad (4.32)$$

Onde, o vetor de coeficientes $\bar{\delta} = [\delta_0, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n]$ é delimitado por:

$$\Delta = [\delta_0^-, \delta_0^+] \times [\delta_1^-, \delta_1^+] \times \dots \times [\delta_n^-, \delta_n^+] \quad (4.33)$$

Onde, δ_n^- e δ_n^+ , representam o limitante inferior e superior respectivamente. Deste modo, os polinômios de Kharitonov são definidos como:

$$\begin{aligned} K_1(s) &= \delta_0^- + \delta_1^- s + \delta_2^+ s^2 + \delta_3^+ s^3 + \dots \\ K_2(s) &= \delta_0^- + \delta_1^+ s + \delta_2^+ s^2 + \delta_3^- s^3 + \dots \\ K_3(s) &= \delta_0^+ + \delta_1^- s + \delta_2^- s^2 + \delta_3^+ s^3 + \dots \\ K_4(s) &= \delta_0^+ + \delta_1^+ s + \delta_2^- s^2 + \delta_3^- s^3 + \dots \end{aligned} \quad (4.34)$$

Teorema 4.1 (Teorema de Kharitonov): A família de todos os polinômios delimitados por Δ contém somente polinômios estáveis se e somente se $K_1(s)$, $K_2(s)$, $K_3(s)$ e $K_4(s)$ são estáveis. A demonstração deste teorema pode ser encontrada em Yeung e Wang (1987) e Minnichelli *et al.*(1989).

4.5.2. Projeto de controlador SISO robusto via alocação de polos intervalar

Para realizar o projeto de controlador SISO robusto considerando uma região de incertezas previamente definida, de modo a considerar que a incerteza está contida na variação dos parâmetros do modelo da planta, adota-se a estratégia de controle a qual é baseada em Kell e Bhattacharyya (1999). Considerando o sistema de controle em malha fechada, da Fig. 4.4.

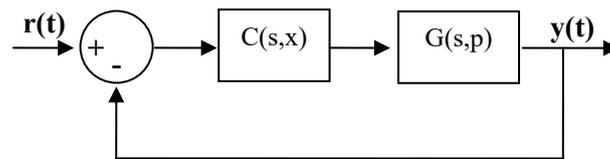


Figura 4.4. Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.

Seja $p := [p_1, p_2, \dots, p_n]$ o vetor de parâmetros que representam a planta e \mathbf{x} o vetor de parâmetros reais que representam o controlador. Em geral, p^0 representa o valor nominal dos parâmetros da planta e considerando uma região *box* de incertezas definida pela relação:

$$P := \{p : p_i^- \leq p_i \leq p_i^+, i = 1, 2, \dots, n\} \quad (4.35)$$

Desta forma, adota-se um controlador de ordem fixa e de ganhos $\mathbf{X} := [x_1, x_2, \dots, x_r]$ e, sendo os parâmetros da planta caracterizados como reais e representados pelo vetor $a := [a_1, a_2, \dots, a_i]$, onde os parâmetros da planta em malha fechada são representados da seguinte forma:

$$a_i = a_i(x, p) \quad (4.36)$$

Supondo que a dinâmica desejada em malha fechada seja representada por $t := [t_1, t_2, \dots, t_l]$. Objetivando realizar a síntese do controlador, comparam-se os parâmetros obtidos em malha fechada com os parâmetros do polinômio desejado, que representam a dinâmica desejada do sistema, desta forma obtém-se a Eq. 4.37.

$$a_i(x, p^0) = t_i, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (4.37)$$

Pode-se escrever este problema em seu formato matricial, apresentando a seguinte relação:

$$\underbrace{\left(\begin{array}{cccc|cccc} [b_1] & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ [b_2] & [b_1] & \ddots & \vdots & 0 & [a_1] & 1 & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & [b_2] & \ddots & 0 & \vdots & \vdots & [a_1] & \ddots & 0 & \vdots \\ [b_{n-1}] & \vdots & \ddots & [b_1] & 0 & [a_{n-1}] & \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ [b_n] & [b_{n-1}] & \ddots & [b_2] & [b_1] & [a_n] & [a_{n-1}] & \ddots & [a_1] & 1 \\ 0 & [b_n] & \ddots & \vdots & [b_2] & 0 & [a_n] & \ddots & \vdots & [a_1] \\ \vdots & 0 & \ddots & [b_{n-1}] & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & [a_{n-1}] & \vdots \\ 0 & \vdots & \ddots & [b_n] & [b_{n-1}] & 0 & \vdots & \ddots & [a_n] & [a_{n-1}] \\ 0 & 0 & \dots & 0 & [b_n] & 0 & 0 & \dots & 0 & [a_n] \end{array} \right)}_{\mathbf{A}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{r-1} \\ x_r \\ - \\ y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{r-1} \\ y_r \end{pmatrix}}_{\mathbf{k}} = \underbrace{\begin{pmatrix} [t_1] - [a_1] \\ [t_2] - [a_2] \\ \vdots \\ [t_n] - [a_n] \\ [t_{n+1}] \\ \vdots \\ [t_m] \end{pmatrix}}_{\mathbf{t}} \quad (4.38)$$

Em seguida, adota-se uma faixa de variação aceitável para os valores dos parâmetros em malha fechada, com o intuito de que todos os polos obtidos em malha fechada na presença do controlador, estejam localizados dentro de uma determinada região. Deste modo, define-se uma região desejada, como apresenta a relação a seguir:

$$T := \{t_i^- \leq t_i \leq t_i^+\}, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (4.39)$$

Em outras palavras, quando se iguala o termo desejado com o termo em malha fechada na presença do controlador, com intuito de obter seus parâmetros e considerando as incertezas inerentes aos parâmetros da planta, reescreve-se a equação conforme segue a inequação:

$$t_i^- \leq a_i(p, x) \leq t_i^+, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (4.40)$$

A solução deste problema pode ser idealizada, como uma solução de um problema de programação linear, deste modo pode-se utilizar diversas técnicas para solucioná-la, no entanto sua solução padrão é por vezes eficiente e rápida, de modo que este problema pode ser reescrito como um problema de minimização local, sujeito a restrições, conforme as relações a seguir (Kell *et al.*, 1999; Battacharya *et al.*, 1995; Barmish, 1994):

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \arg(\min f(\mathbf{X})) \\ \text{s.a. } &\begin{pmatrix} \mathbf{A}_{\text{sup}} \\ -\mathbf{A}_{\text{inf}} \end{pmatrix} \mathbf{X} \leq \begin{pmatrix} \mathbf{t}_{\text{sup}} \\ -\mathbf{t}_{\text{inf}} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.41)$$

onde,

$$\mathbf{A}_{\text{sup}} = \begin{pmatrix} b_1^+ & 0 & \cdots & 0 & 0 & | & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ b_2^+ & b_1^+ & \ddots & \vdots & 0 & | & a_1^+ & 1 & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & b_2^+ & \ddots & 0 & \vdots & | & \vdots & a_1^+ & \ddots & 0 & \vdots \\ b_{n-1}^+ & \vdots & \ddots & b_1^+ & 0 & | & a_{n-1}^+ & \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ b_n^+ & b_{n-1}^+ & \ddots & b_2^+ & b_1^+ & | & a_n^+ & a_{n-1}^+ & \ddots & a_1^+ & 1 \\ 0 & b_n^+ & \ddots & \vdots & b_2^+ & | & 0 & a_n^+ & \ddots & \vdots & a_1^+ \\ \vdots & 0 & \ddots & b_{n-1}^+ & \vdots & | & \vdots & 0 & \ddots & a_{n-1}^+ & \vdots \\ 0 & \vdots & \ddots & b_n^+ & b_{n-1}^+ & | & 0 & \vdots & \ddots & a_n^+ & a_{n-1}^+ \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & b_n^+ & | & 0 & 0 & \cdots & 0 & a_n^+ \end{pmatrix} \quad (4.42)$$

$$\mathbf{A}_{\text{inf}} = \begin{pmatrix} b_1^- & 0 & \cdots & 0 & 0 & | & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ b_2^- & b_1^- & \ddots & \vdots & 0 & | & a_1^- & 1 & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & b_2^- & \ddots & 0 & \vdots & | & \vdots & a_1^- & \ddots & 0 & \vdots \\ b_{n-1}^- & \vdots & \ddots & b_1^- & 0 & | & a_{n-1}^- & \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ b_n^- & b_{n-1}^- & \ddots & b_2^- & b_1^- & | & a_n^- & a_{n-1}^- & \ddots & a_1^- & 1 \\ 0 & b_n^- & \ddots & \vdots & b_2^- & | & 0 & a_n^- & \ddots & \vdots & a_1^- \\ \vdots & 0 & \ddots & b_{n-1}^- & \vdots & | & \vdots & 0 & \ddots & a_{n-1}^- & \vdots \\ 0 & \vdots & \ddots & b_n^- & b_{n-1}^- & | & 0 & \vdots & \ddots & a_n^- & a_{n-1}^- \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & b_n^- & | & 0 & 0 & \cdots & 0 & a_n^- \end{pmatrix} \quad (4.43)$$

$$\mathbf{t}_{\text{sup}} = \begin{pmatrix} t_1^+ - a_1^- \\ t_2^+ - a_2^- \\ \vdots \\ t_n^+ - a_n^- \\ t_{n+1}^+ \\ \vdots \\ t_m^+ \end{pmatrix} \quad \mathbf{t}_{\text{inf}} = \begin{pmatrix} t_1^- - a_1^+ \\ t_2^- - a_2^+ \\ \vdots \\ t_n^- - a_n^+ \\ t_{n+1}^- \\ \vdots \\ t_m^- \end{pmatrix} \quad (4.44)$$

Na Fig. 4.5 apresenta-se um fluxograma genérico da metodologia de projeto de controladores SISO robusto, baseados em alocação intervalar de polos.

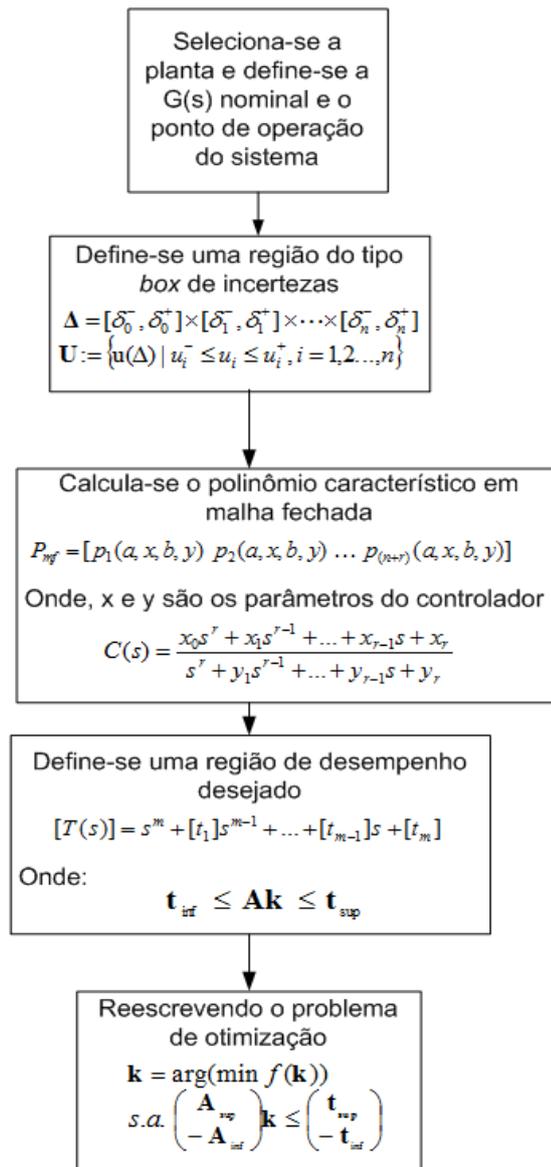


Figura 4.5. Fluxograma generalizado para o projeto de um controlador robusto SISO, considerando incertezas paramétricas no modelo do tipo *box*.

4.5.3. Projeto de controlador robusto multivariável descentralizado via alocação de polos intervalar

Para a realização do projeto do controlador robusto descentralizado multivariável via alocação de polos intervalar, é inicialmente desenvolvida uma análise de empareiramento de E/S, com o intuito de determinar qual a melhor entrada para controlar uma determinada saída. De posse deste resultado, pode-se determinar um modelo SISO para cada par E/S do sistema. Em seguida, utilizando a mesma metodologia descrita na seção 4.5.2, objetivando selecionar os parâmetros do

controlador, transformando desta forma o problema MIMO em análise, em n problemas de projeto de controladores SISO, considerando uma planta de ordem $(n \times n)$. A Fig. 4.6 apresenta o fluxograma para a realização do projeto de controlador robusto multivariável descentralizado via alocação de polos intervalar, o qual é a metodologia proposta por esta tese.

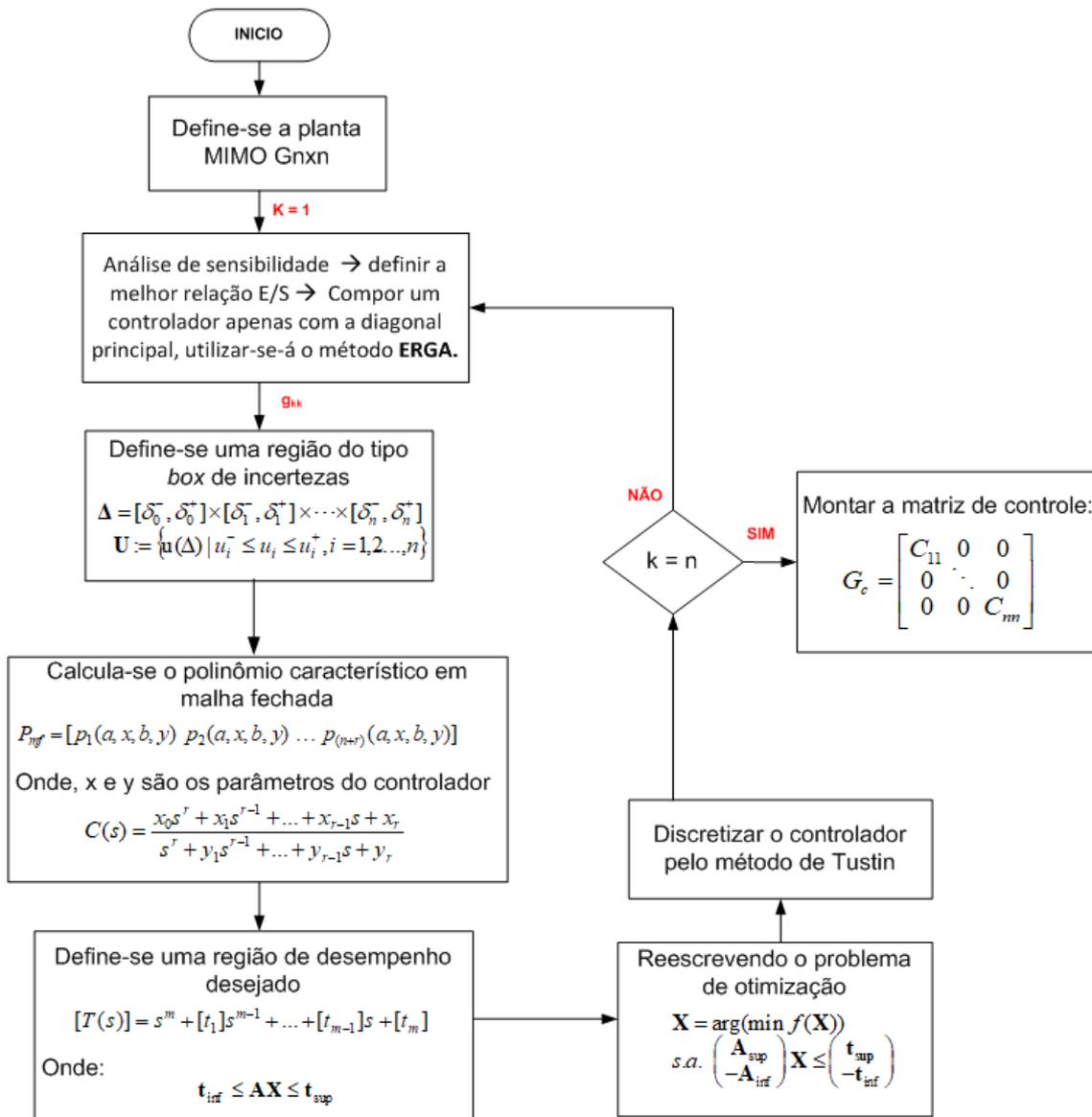


Figura 4.6. Fluxograma para o projeto de um controlador robusto descentralizado multivariável via método de alocação de polos intervalar, considerando uma região *box* de incertezas.

4.6. Conclusão do capítulo

Neste capítulo foram abordadas algumas metodologias distintas de projeto de controladores descentralizados multivariáveis. Em seguida, apresentou-se também a

formulação geral do problema de sistemas e controladores MIMO, foi realizada uma breve apresentação acerca da análise de sensibilidade em relação à entrada/saída do sistema MIMO, apresentou-se o método RGA e o método ERGA para realização da análise. O próximo capítulo apresentará a metodologia utilizada para o desenvolvimento deste trabalho, bem como o desenvolvimento do ambiente de simulação e experimental para a realização do estudo.

Capítulo 5

Descrição dos Ambientes de Teste

5.1 Introdução

Neste capítulo, é discutida a metodologia adotada para a realização deste estudo, bem como é apresentado e discutido os testes desenvolvidos no sistema em análise, um conversor de potência CC/CC *Buck*. É apresentado também o ambiente computacional e o ambiente experimental do sistema desenvolvido.

5.2 Análise de emparelamento entrada/saída do sistema conversor SIMO

Primeiramente, antes de constituir o projeto de controle aplicado no conversor SIMO, deve-se realizar a análise de emparelamento de entradas/saídas, de modo a selecionar qual melhor entrada, para controlar uma determinada saída do sistema, deste modo podem-se utilizar algumas ferramentas como apresentadas no capítulo 4. Como principais ferramentas avalia-se a utilização das técnicas RGA e ERGA. A Eq. 5.1 apresenta a matriz de ganhos estáticos para o conversor SIMO.

$$G(s=0) = \begin{bmatrix} 3,214285714285 & 1,785714285714286 \\ 5,207142857142 & -1,414285714285714 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

De posse da matriz de ganhos estáticos, pode-se calcular a matriz RGA do sistema, como apresenta a Eq. 5.2.

$$RGA = \begin{bmatrix} 0,328358208955224 & 0,671641791044776 \\ 0,671641791044776 & 0,328358208955224 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Para o cálculo da metodologia de emparelamento entrada/saída baseado na metodologia ERGA, deve-se inicialmente ter a matriz de frequência de largura de banda do sistema conversor SIMO, como apresenta a Eq. 5.3.

$$\Omega = \begin{bmatrix} 58200 & 53300 \\ 7170 & 60600 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

De posse da matriz de ganhos estáticos do sistema conversor SIMO, utiliza-se a Eq. 4.6, para obter a matriz de ganhos efetivos, como apresenta a Eq. 5.4. Em seguida calcula-se a matriz de ganhos ERGA, como apresenta a Eq. 5.5.

$$E = \begin{bmatrix} 187071,4285714286 & 95178,5714285714 \\ 37335,2142857143 & -85705,7142857143 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0,818574338704340 & 0,181425661295660 \\ 0,181425661295660 & 0,818574338704340 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

A Tabela 5.1 apresenta os resultados obtidos pela análise de empareiramento, avaliada pelas metodologias RGA e ERGA.

Tabela 5.1 – Análise de empareiramento E/S do conversor SIMO.

	IO	V _{c1}	V _{c2}	RGA	ERGA
RGA	d ₁		x	$\begin{bmatrix} 0,33 & 0,67 \\ 0,67 & 0,33 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,82 & 0,18 \\ 0,18 & 0,82 \end{bmatrix}$
	d ₂	x			
ERGA	d ₁	x			
	d ₂		x		

Verifica-se na Tabela 5.1, segundo a metodologia do RGA, que a entrada d_1 sensibiliza melhor a saída V_{c2} , já a entrada d_2 sensibiliza melhor a saída V_{c1} . Segundo a metodologia ERGA a entrada d_1 sensibiliza melhor a saída V_{c1} , já a entrada d_2 sensibiliza melhor a saída V_{c2} .

5.3 Projeto de controlador multivariável descentralizado via alocação de polos clássica

Para a realização do projeto do controlador multivariável descentralizado pelo método de alocação de polos clássico, baseado na metodologia descrita na secção 4.3, utilizou-se como restrição para o projeto do controlador as especificações relacionadas ao tempo de acomodação (T_s) e máximo sobressinal (M_p). A Tabela 5.2 apresenta os valores das especificações de desempenho para o desenvolvimento do projeto de controle.

Tabela 5.2 – Valores relacionados as especificações de projeto do controlador.

Especificações de projeto	Símbolo	Unidade	Valor nominal
Tempo de acomodação	T_s	s	1,0
Máximo sobressinal	M_p	%	10

De posse das especificações de projeto e dos valores dos parâmetros do sistema utilizados no ponto de operação desejado (vide Tabela 3.1), pode-se estabelecer o polinômio característico desejado, para realização do projeto adota-se que o polo auxiliar esteja localizado a uma distância 20 vezes maior que os polos dominantes, como apresenta a Eq. 5.6. A Tabela 5.4 apresenta os valores dos parâmetros do controlador baseado na metodologia clássica de alocação de polos.

$$P_d(s) = (s + 10 \times 4)(s^2 + (0,591 \times 6,768)s + 6,78^2) \quad (5.6)$$

5.4 Projeto de controlador multivariável descentralizado baseado em FTE

Para a realização do projeto do controlador multivariável descentralizado baseado em FTE, torna-se necessário inicialmente obter a FTE para as malha de controle selecionadas do conversor SIMO. Conforme o resultado do empareiramento utiliza-se o método ERGA, sendo assim as Eq. 5.7 e Eq. 5.8 apresentam as FTE do sistema conversor para as malhas do sistema conversor SIMO.

$$G_{11}(s) = \frac{4,903 \times 10^9}{s^2 + 6960s + 1,244 \times 10^9} e^{-2,39 \times 10^{-5}s} \quad (5.7)$$

$$G_{22}(s) = \frac{3,191 \times 10^4 s - 1,501 \times 10^9}{s^2 + 6960s + 1,244 \times 10^9} e^{-1,86 \times 10^{-5}s} \quad (5.8)$$

De posse das FTE, pode-se calcular os ganhos dos controladores com base na Tabela 4.1. A Tabela 5.4 apresenta os valores dos ganhos dos controladores projetados baseados na metodologia de FTE.

5.5 Projeto de controlador multivariável descentralizado via alocação de polos intervalar

De posse da análise de empareiramento realizada pela metodologia ERGA, ao qual apresentou como resultado o empareiramento da entrada d_1 , que sensibiliza melhor a saída V_{C1} , já a entrada d_2 sensibiliza melhor a saída V_{C2} , projetou-se os controladores adotando a metodologia descrita na seção 4.5.3. Deste modo é necessário definir a região de incertezas na qual os parâmetros da planta estarão submetidos. A Tabela 5.3 apresenta o valor dos parâmetros incertos adotados para a realização do projeto do controlador robusto multivariável descentralizado.

Tabela 5.3 – Variação dos parâmetros incertos adotados para o projeto de controlador robusto multivariável.

Par.	Uni.	Var. (%)	Val. nom.	Val. Max.	Val. Min.	Descrição
V_{in}	V	20,0	5,0	6,0	3,0	Tensão de entrada CC
R_1	Ω	80	3,3	6,0	2,0	Resistência da saída 1
R_2	Ω	80	3,2	6,0	2,0	Resistência da saída 2
C_1	μF	-	5170	-	-	Capacitor da saída 1
C_2	μF	-	1170	-	-	Capacitor da saída 2
L	mH	-	2,0	-	-	Indutância do conversor

Deste modo, pode-se calcular os ganhos do controlador robusto multivariável descentralizado, como apresenta a metodologia descrita no capítulo 4. A Tabela 5.4, apresenta o valor dos ganhos dos controladores projetados para as três metodologias avaliadas por este estudo, considerando as duas malhas de controle do sistema conversor SIMO. As relações mostradas a seguir apresentam as estruturas do controlador PI e PID contínuos, respectivamente.

$$C_{PI}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (5.9)$$

$$C_{PID}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \quad (5.10)$$

Tabela 5.4 – Valores dos ganhos do controlador multivariável descentralizado projetado.

		Método proposto	Xiong <i>et al.</i> (2006)	Zhuang <i>et al.</i> (1994)
$C_{11}(s)$	k_p	0,3232	0,4232	0,4232
	k_i	0,2842	0,2158	0,2812
$C_{22}(s)$	k_p	- 0,4262	- 0,2023	- 0,1023
	k_i	- 3,3	- 0,073	- 0,075
$C_{11}(s)$	k_i	3,005	0,03313	0,55
	k_p	-0,02169	-0,07639	-0,00337
	k_d	$5,64 \times 10^{-5}$	0,0409	$1,131 \times 10^{-5}$
$C_{22}(s)$	k_i	-9,6	-3,0	-2,82
	k_p	-0,06425	-0,01805	-0,01123
	k_d	$-1,661 \times 10^{-4}$	$-5,843 \times 10^{-5}$	$-3,478 \times 10^{-5}$

Com o intuito de realizar a aplicação digital dos controladores projetados pelos métodos abordados neste estudo, aplicados no sistema multivariável do conversor SIMO, torna-se necessária à obtenção do equivalente discreto dos controladores, de modo que estes possam ser implementados em *hardware* computadorizado, por meio de equação a diferenças. Deste modo optou-se por realizar o método indireto de projeto do controlador, de modo a obter o controlador no domínio discreto através de uma aproximação.

Para a obtenção do equivalente discreto dos controladores projetados, utilizou-se o método de Tustin para realizar a aproximação discreta, utilizando como critério para seleção a frequência de amostragem estar entre 2 a 10 vezes maior que a banda de frequência do sistema, selecionou-se o período de amostragem de 1 ms, tal método pode ser melhor elucidado e discutido em (Franklin e Powell, 1997; Ogata, 1970). A Eq. 5.9 e 5.10 apresentam a forma genérica para a obtenção dos ganhos discretos dos controladores PI e PID digitais, respectivamente, onde a Tabela 5.5 apresenta os valores dos ganhos discretos dos controladores para cada metodologia discutida neste estudo, ratificando que a metodologia de projeto é baseada no método indireto de projeto de controladores discretos. (Franklin e Powell, 1997; Ogata, 1970)

$$C_{PI}(z) = \frac{a_1 z + a_0}{z - 1} \quad (5.11)$$

$$C_{PID}(z) = \frac{r_2 z^2 + r_1 z + r_0}{z^2 - 1} \quad (5.12)$$

Tabela 5.5. – Valor dos ganhos dos controladores PI e PID discretizados.

		C_{11}		C_{22}
Estrutura de controle PI	Método Proposto	a_1	1,023323648041696	-0,102355653339714
		a_0	-1,023039430947392	0,102280654559195
	Xiong <i>et al.</i> (2006)	a_1	5,48620015451087	-0,172130415065105
		a_0	-5,486121330362272	0,172126068392334
	Zhuang <i>et al.</i> (1994)	a_1	0,500005	-0,100005
		a_0	-0,4999950	0,0999950
Estrutura de Controle PID	Método Proposto	r_2	0,136	-0,4012
		r_1	-0,2226	0,6547
		r_0	0,09261	-0,2727
	Xiong <i>et al.</i> (2006)	r_2	0,04509	-0,1364
		r_1	-0,07639	0,2307
		r_0	0,03313	-0,1003
	Zhuang <i>et al.</i> (1994)	r_2	0,02627	-0,0822
		r_1	-0,0447	0,1363
		r_0	0,01953	-0,05974

5.6 Apresentação e descrição do ambiente de simulação e do conversor SIMO

Para o desenvolvimento do sistema do conversor SIMO, utiliza-se como estratégia para promover a regulação das saídas deste sistema o uso de controladores descentralizados, de modo que apenas a diagonal principal da matriz de controle possua elementos não nulos, sendo assim não se utiliza neste estudo nenhuma aplicação de *hardware* (uso de técnicas de chaveamento) ou *software* (uso de desacopladores) para minimizar o forte acoplamento do sistema, ficando totalmente a cargo do controlador descentralizado minimizar tal interação entre as malhas de controle do sistema. A Fig. 5.1 apresenta um diagrama de blocos generalizado da aplicação do controle multivariável descentralizado ao sistema conversor SIMO. Na Fig. Utiliza-se filtros na saída, para a obtenção da média do sinal de saída de modo a evitar que os *ripples* do saída interfiram no controlador projetado. De modo aos filtros não interferirem na dinâmica do sistema, os mesmos foram projetados as proximidades da frequência de cruzamento do sistema, deste modo pouco contribui na resposta em frequência do sistema.

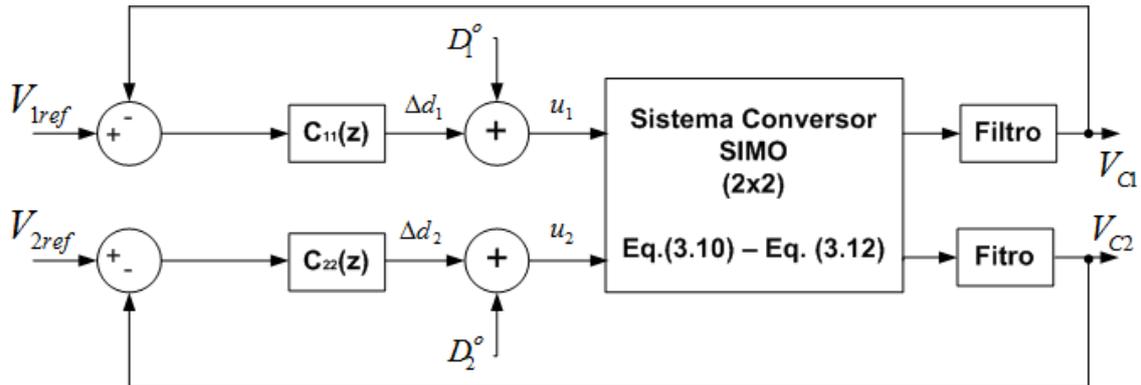


Figura 5.1. Diagrama de blocos generalizado da aplicação do controle multivariável descentralizado no sistema conversor SIMO.

A Fig. 5.2 apresenta o circuito elétrico do conversor SIMO, bem como a aplicação do sistema de controle multivariável descentralizado ao sistema. Verifica-se na Fig. 5.2 que na fonte de tensão CC e nas resistências de carga há setas, que indicam que estas podem sofrer uma variação com base na constituição de subsistemas que auxiliem a realização automática de tais variações.

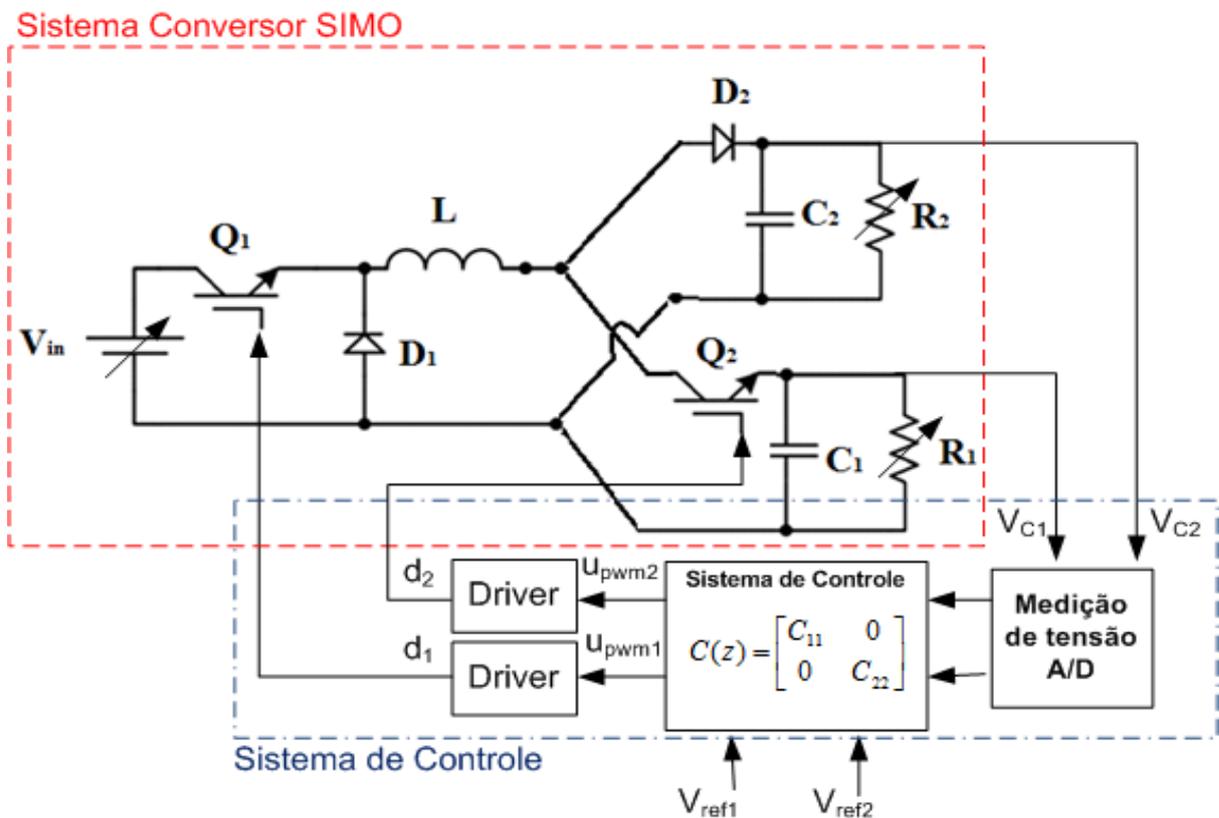


Figura 5.2. Circuito elétrico do conversor SIMO com aplicação do controle multivariável descentralizado.

5.6.1 Ambiente de simulação do sistema conversor SIMO

Para o desenvolvimento do simulador do conversor SIMO, optou-se pela implementação do mesmo em ambiente computacional Simulink/Matlab, de modo a possibilitar a simulação do sistema com suas características não lineares, ressalta-se que o projeto dos controladores foi realizado para o sistema linearizado em torno de um determinado ponto de operação, e utiliza-se o equivalente discreto dos controladores para todos os testes em ambiente de simulação, no entanto todos os experimentos em ambiente computacional faz uso do modelo não linear desenvolvido. A Fig. 5.3(A) apresenta o diagrama de blocos desenvolvido no Simulink/Matlab para a simulação não linear do comportamento do conversor SIMO. Foi utilizado o *toolbox* denominado de *powersim*, o qual permite a utilização dos componentes elétricos e eletrônicos para o desenvolvimento do sistema. A Fig. 5.3(B) e (C) apresentam respectivamente os subsistemas de controle 1 e 2, de modo que para a aplicação no controle da chave estática, desenvolveu-se um sistema de geração de ondas dente de serra com frequência de 1kHz, em seguida utilizou-se um comparador para proporcionar a regulação do PWM (*Pulse With Modulation*), advinda dos sinais de controle obtidos nas saídas dos controladores projetados.

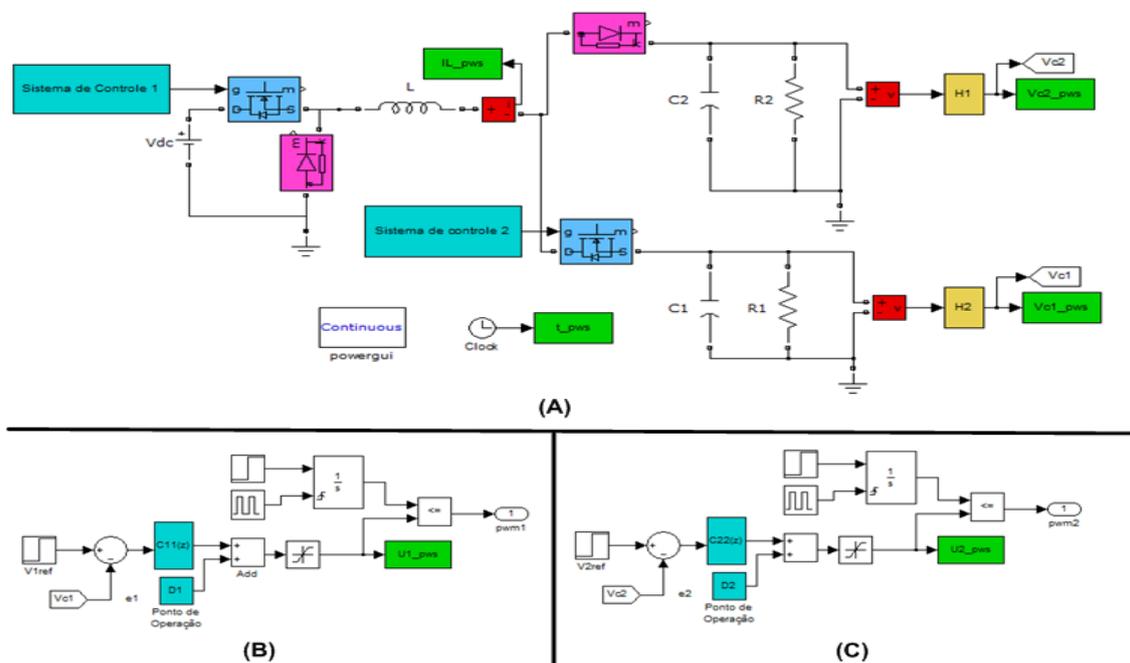


Figura 5.3. (A) Circuito elétrico do conversor SIMO utilizando o Simulink/Matlab. (B) Subsistema denominado de sistema de controle 1. (C) Subsistema denominado de sistema de controle 2.

5.6.2 Ambiente experimental do sistema conversor SIMO

Para o desenvolvimento do ambiente experimental, constituem-se subsistemas de modo que estes auxiliem a realização dos testes propostos por esta tese. A Fig. 5.4 apresenta um diagrama genérico dos subsistemas desenvolvidos para auxiliar no desenvolvimento dos testes.

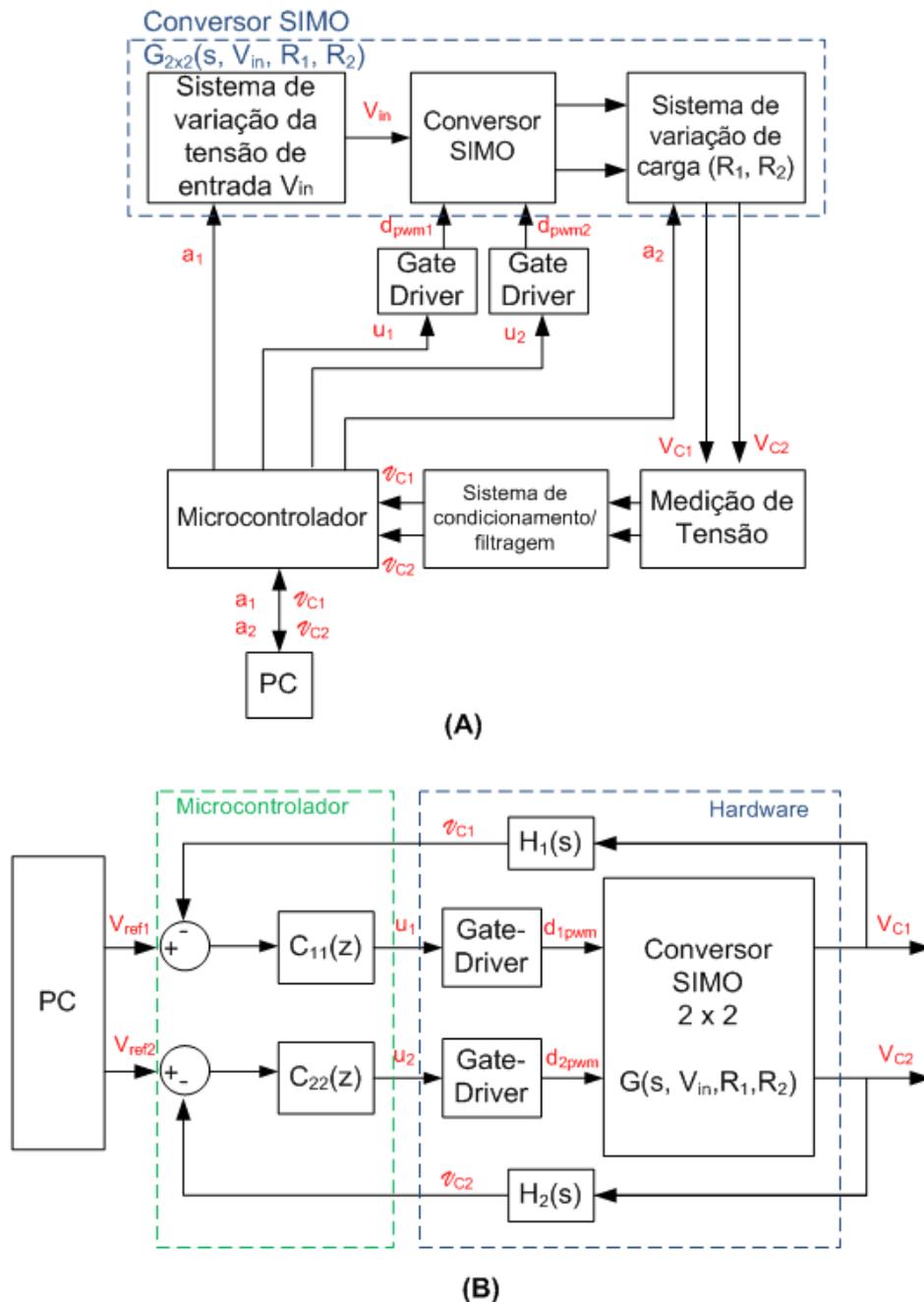


Figura 5.4. (A) Diagrama de blocos genérico dos subsistemas desenvolvidos. (B) Diagrama de blocos do sistema de hardware desenvolvido e atuação do sinal de controle do sistema.

Onde, $H_1(s)$ e $H_2(s)$, representam os filtros desenvolvidos para minimizar os *ripples* das saídas 1 e 2 do sistema, respectivamente. De posse da proposta de desenvolvimento dos sistemas e subsistemas a serem utilizados para a realização dos testes, constitui-se o sistema físico utilizado para a realização do estudo de controle multivariável, bem como se desenvolvem os subsistemas apresentados na Fig. 5.4(A) e (B). A Fig. 5.5 apresenta o sistema desenvolvido para a realização do estudo experimental.



Figura 5.5. Sistema do conversor SIMO.

5.6.3 Interface Homem Máquina (IHM) do sistema conversor SIMO

Com o intuito de facilitar a visualização e comando do sistema de conversor multivariável CC/CC (Conversor SIMO) desenvolvido, constitui-se uma interface homem máquina (IHM), objetivando promover uma maior interatividade do usuário com o sistema, de modo a auxiliar na operação e na visualização das dinâmicas observadas, bem como selecionar os experimentos a serem desenvolvidos e auxiliar no monitoramento em tempo real do sistema em observação. A Fig. 5.6 apresenta a IHM desenvolvida em ambiente computacional Labview, de modo a auxiliar o usuário na operação do sistema.

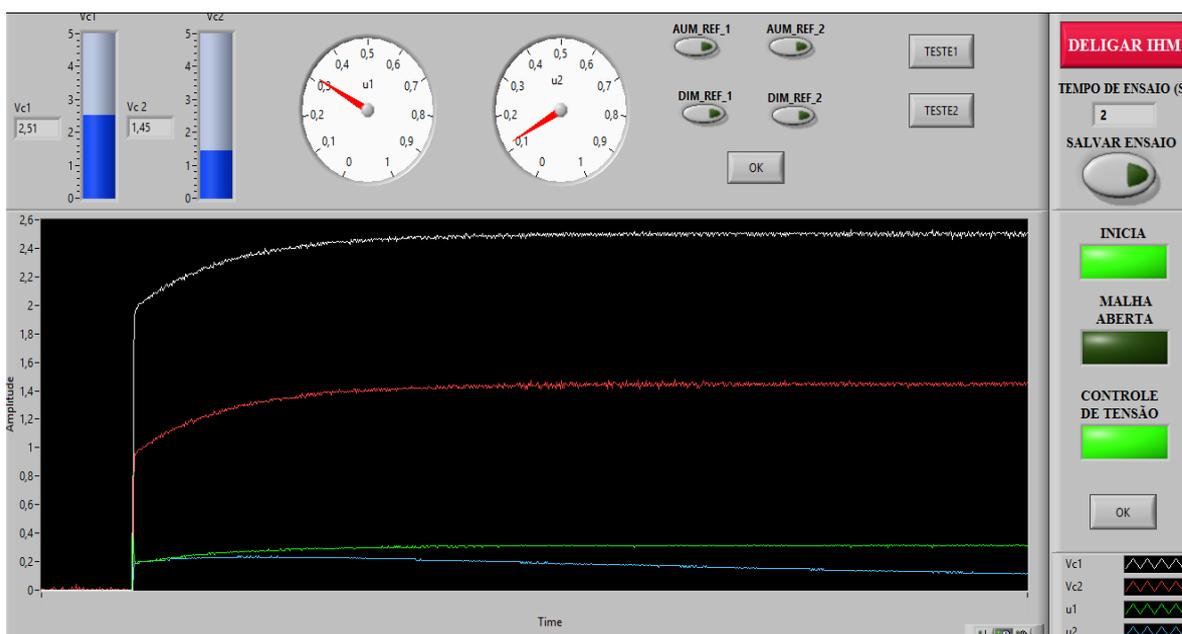


Figura 5.6. Interface Homem Máquina desenvolvida para auxiliar a operação e monitoramento do conversor SIMO.

5.7 Descrição dos experimentos

Para realizar uma avaliação adequada das estratégias de controle, bem como do sistema conversor SIMO desenvolvido em ambiente experimental, realiza-se uma sequência de experimentos de modo a validar o modelo desenvolvido, bem como investigar o desempenho das estratégias de controle multivariável, quando o sistema é submetido a uma família de incertezas intervalares nos parâmetros da planta.

5.7.1 Avaliação do acoplamento do sistema conversor SIMO

Para realizar uma avaliação do acoplamento do sistema, bem como comprovar qual a melhor entrada de controle para controlar uma determinada saída, propõe-se a realização do seguinte experimento. Primeiramente, é colocado o sistema conversor SIMO operando em malha aberta e em regime permanente, em seguida aplica-se uma perturbação na entrada 1 (d_1) e verifica-se o comportamento das saídas do sistema, de modo a averiguar qual saída é mais sensibilizada por esta variação. Na sequência, o mesmo procedimento é realizado para a entrada 2 (d_2) do sistema, de modo a observar o comportamento do sistema e definir qual saída é mais sensível a variação de uma determinada entrada.

5.7.2 *Variação do valor de tensão de entrada CC (V_{in})*

Este experimento tem como objetivo realizar uma avaliação do comportamento das estratégias de controle, quando o conversor SIMO estiver submetido a uma variação paramétrica na tensão de alimentação CC, de modo que esta pode ser considerada uma variação paramétrica para o modelo apresentado deste conversor, este experimento é avaliado da seguinte forma. Primeiramente, coloca-se o sistema conversor SIMO operando em malha fechada na presença dos controladores projetados, em seguida, quando o sistema atingir o regime permanente, varia-se a tensão de entrada do conversor SIMO, pode-se estabelecer uma faixa de operação nominal entre 4V a 6V, no entanto para fins de implementação não pode-se obter valores de alimentação do sistema inferiores a 4,5V, devido a necessidade de atender as características de corrente mínima no indutor para não promover a inversão de fase, o valor da corrente mínima para o ponto de operação projetado é de 1,1 A, como anteriormente discutido e observado no capítulo 3.

5.7.3 *Variação da carga do sistema do conversor SIMO – R_1*

Este experimento tem por objetivo avaliar o desempenho dos sistemas de controle projetados pelas estratégias abordadas neste estudo, quando o sistema conversor SIMO for submetido a uma variação de carga da saída 1 (V_{C1}) R_1 , de modo a emular uma variação paramétrica do conversor SIMO. Para o desenvolvimento deste experimento é realizado os seguintes procedimentos. Primeiramente, deve-se colocar o sistema conversor SIMO em malha fechada na presença dos controladores projetados pelas estratégias de controle investigadas por este estudo, na sequência quando o sistema estiver em regime permanente é promovido uma variação da carga alocada na saída 1 (V_{C1}), esta variação ocorre com a inserção de resistores em paralelo a carga, de modo que em nenhum momento do período de chaveamento a saída fique sem carga, são utilizados os seguintes valores de resistores: 3,9 Ω ; 4,7 Ω ; 5,6 Ω ; 7,5 Ω e 15 Ω . Deste modo, é proporcionado uma variação de resistência equivalente para a saída 1 (V_{C1}) do sistema conversor SIMO, através do equivalente paralelo com o valor da resistência nominal sendo de 3,3 Ω .

5.7.4 *Variação da carga do sistema do conversor SIMO – R_2*

Este experimento tem por objetivo avaliar o desempenho dos sistemas de controle projetados pelas estratégias abordadas neste estudo, quando o sistema conversor SIMO for submetido a uma variação de carga da saída 2 (V_{C2}) R_2 , de modo a emular uma variação paramétrica do conversor SIMO, para o desenvolvimento deste experimento é realizado os seguintes procedimentos. Primeiramente, deve-se colocar o sistema conversor SIMO em malha fechada na presença dos controladores projetados pelas estratégias de controle investigadas por este estudo, na sequência quando o sistema estiver em regime permanente é promovida uma variação da carga alocada na saída 2 (V_{C2}), esta variação ocorrerá com a inserção de resistores em paralelo a carga, de modo que em nenhum momento do período de chaveamento a saída fique sem carga, são utilizados os seguintes valores de resistores: 3,9 Ω ; 4,7 Ω ; 5,6 Ω ; 7,5 Ω e 15 Ω . Deste modo, é proporcionado uma variação de resistência equivalente para a saída 2 (V_{C2}) do sistema conversor SIMO, através do equivalente paralelo com o valor da resistência nominal sendo de 3,2 Ω .

5.7.5 *Superfícies de desempenho do sistema mediante variação paramétrica das cargas e setpoint das tensões do conversor SIMO*

Este experimento tem por objetivo constituir superfícies de desempenho com base nos índices integrais, especificamente fazendo uso da métrica ISE (*Integral Square Error*), de modo a avaliar as características de desempenho dinâmico relativos a variação do erro, dando ênfase ao transitório. Para a realização deste experimento constitui-se o índice de desempenho ISE, para diversas condições de variação de carga e para diversas variações de *setpoint* dos valores das saídas do sistema conversor SIMO. Para a constituição da superfície de desempenho utiliza-se 24 pontos de operação para cada superfície, de modo a promover a avaliação de diversos pontos de operação do sistema. Sendo que na variação das cargas (R_1 e R_2), são colocadas resistências em paralelo com a carga nominal, sendo os respectivos valores de carga para proporcionar a variação: 3,9 Ω ; 4,7 Ω ; 5,6 Ω ; 7,5 Ω e 15 Ω . A variação de *setpoint* dos valores das

tensões de saída, é implementada por meio das seguintes variações dos valores de tensão, para saída 1 (V_{C1}): 2,5 V; 3,0 V; 3,5 V; 4,0 V, e para a saída 2 (V_{C2}): 1,5 V; 2,0 V; 2,5 V; 3,0 V.

5.8 Conclusão do capítulo

Neste capítulo foi apresentado e descrito os ambientes de simulação e experimental desenvolvidos para a realização dos testes propostos nesta tese, em seguida foi descrito todos os experimentos a serem realizados para esta investigação. O próximo capítulo abordará a análise de resultados obtidos por este estudo.

Capítulo 6

Análise de Resultados

6.1 Introdução

Neste capítulo, é apresentado e discutido os resultados obtidos via simulação com auxílio do ambiente computacional Matlab e via testes experimentais realizados na plataforma desenvolvida do conversor de potência CC/CC *Buck* multivariável. Os testes desenvolvidos estão descritos no capítulo 5 e os resultados são apresentados neste capítulo. São realizados cinco testes sendo estes: i) Avaliação do acoplamento do sistema conversor SIMO; ii) Variação da tensão de entrada CC (V_{in}); iii) Variação da carga do conversor SIMO – R_1 ; iv) Variação da carga do conversor SIMO – R_2 ; v) Avaliação das superfícies de desempenho do sistema mediante variação paramétrica.

6.2 Avaliação do acoplamento do sistema conversor SIMO

Primeiramente, é realizada uma avaliação da melhor configuração de E/S do conversor SIMO, de modo a definir qual a melhor entrada para controlar uma determinada saída. Deste modo, deve-se utilizar algumas ferramentas para a realização desta análise, como por exemplo, os métodos RGA e ERGA, como descritos anteriormente. Verifica-se por meio das relações Eq. 5.2 e Eq. 5.5, que apresentam respectivamente os valores das matrizes do RGA e do ERGA, que na matriz de RGA, pode-se relacionar a maior sensibilidade da saída 1 (V_{C1}) com relação a entrada 2 do conversor SIMO (d_2), sendo assim, a saída 2 (V_{C2}) é melhor sensibilizada pela entrada 1 do conversor SIMO (d_1). Entretanto, para a metodologia ERGA, verifica-se que se pode relacionar a maior sensibilidade da saída 1 (V_{C1}) com relação a entrada 1 do conversor SIMO (d_1), sendo assim, a saída 2 (V_{C2}) é melhor sensibilizada pela entrada 2 do conversor SIMO (d_2). Frente a este antagonismo na seleção de E/S, desenvolve-se um experimento, de modo a avaliar o acoplamento do sistema conversor SIMO, tal experimento foi realizado via simulador e via ambiente experimental. Este experimento consiste em variar o ciclo de trabalho das chaves estáticas, e observar qual o maior impacto desta alteração nas saídas do sistema conversor SIMO, a Fig. 6.1 apresenta a avaliação do acoplamento do sistema em ambiente de simulação, enquanto que a Fig. 6.2 apresenta a realização do teste em ambiente experimental.

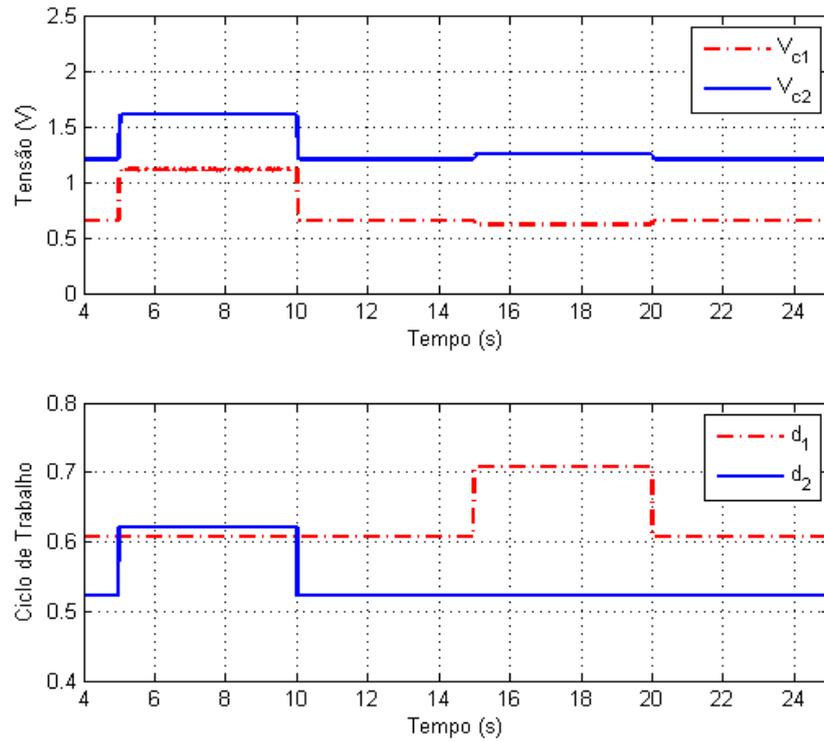


Figura 6.1. Simulação da variação do ciclo de trabalho das chaves do conversor SIMO operando em malha aberta.

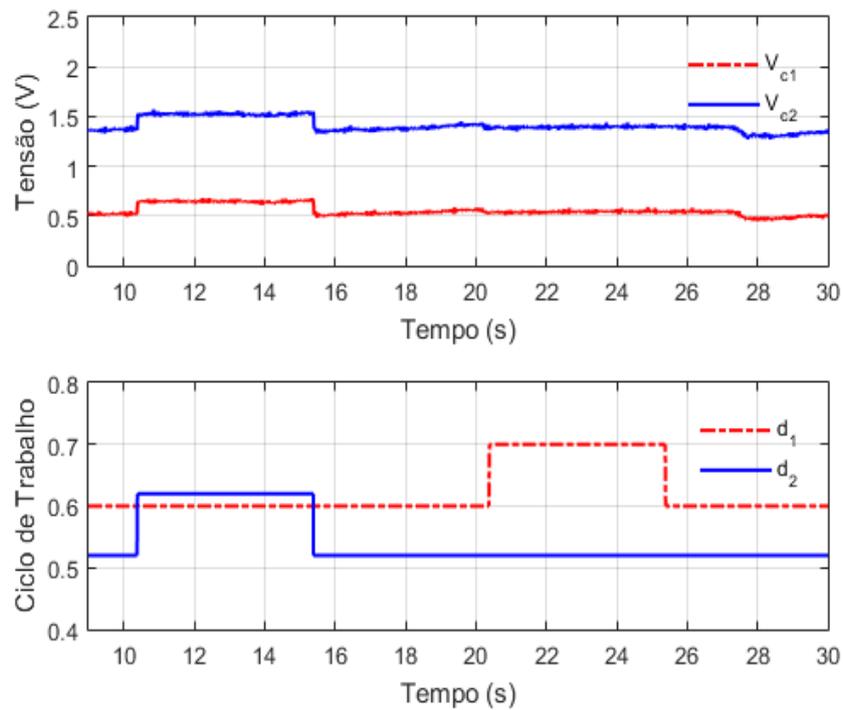


Figura 6.2. Avaliação experimental da variação do ciclo de trabalho das chaves do conversor SIMO operando em malha aberta

Observa-se nas Fig. 6.1 e Fig. 6.2, que a variação do ciclo de trabalho da chave 1 (d_1) promove uma variação das saídas do conversor (V_{C1} e V_{C2}), no entanto observa-se a ocorrência de uma variação um pouco maior na saída 1 (V_{C1}). Em sequência, proporciona-se uma variação no ciclo de trabalho da chave 2 (d_2), verifica-se que esta variação proporciona uma ligeira variação nas saídas do conversor. Vale ressaltar que na saída 2 (V_{C2}) há ocorrência de uma variação negativa de tensão e de maior amplitude em relação a saída 1 (V_{C1}). Ratificando deste modo o resultado obtido pela matriz ERGA, onde a saída 1 (V_{C1}) é mais sensível a entrada 1 (d_1) e a saída 2 (V_{C2}) é mais sensível a entrada 2 (d_2).

6.3 Variação do valor da tensão de entrada CC (V_{in})

Objetivando desenvolver uma avaliação de desempenho das metodologias de controle avaliadas nesta tese, quando o sistema conversor SIMO é submetido a uma variação paramétrica na tensão CC de entrada do conversor SIMO (V_{in}), de modo a proporcionar uma alteração nos parâmetros do polinômio característico em malha fechada do sistema. Deste modo, implementa-se uma série de variações na tensão CC de entrada do conversor SIMO, com o intuito de emular uma variação paramétrica do sistema, para a realização experimental deste teste, desenvolve-se um subsistema para realizar tal variação de forma automática via IHM, objetivando garantir a aplicação desta variação na placa do sistema conversor SIMO (vide capítulo 5).

6.4.1 Ambiente de simulação

No capítulo anterior, é apresentada a descrição para a realização deste experimento, sendo assim utiliza-se inicialmente o simulador não linear desenvolvido, para avaliar o desempenho das estratégias de controle aplicadas, com o intuito de verificar a robustez da estratégia de controle proposta frente a variação paramétrica da tensão CC de entrada do conversor SIMO. A Fig. 6.3 apresenta o resultado obtido da simulação não linear do sistema conversor SIMO na presença de um controlador de estrutura PI, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da tensão CC de entrada, são utilizados diversos valores de amplitude de variação de tensão de entrada, adotando-se valores na faixa de 4,5 V a 7,0V. Observa-se que para variações negativas da tensão de entrada, adota-se um valor de variação negativa máxima de -0,5 V, tal fato

se deve para garantir que o sistema esteja sempre operando em MCC, e sem a ocorrência de inversão da fase do sistema, sendo assim deve-se observar a inequação apresentada pela Eq. 3.21 (vide Fig. 3.8), deste modo, verifica-se que a variação negativa da tensão de alimentação proporciona uma redução no valor da corrente do indutor, onde a inobservância desta redução pode ocasionar a inversão de fase do sistema, neste sentido limitou-se o valor da variação de tensão negativa em torno de 0,5 V.

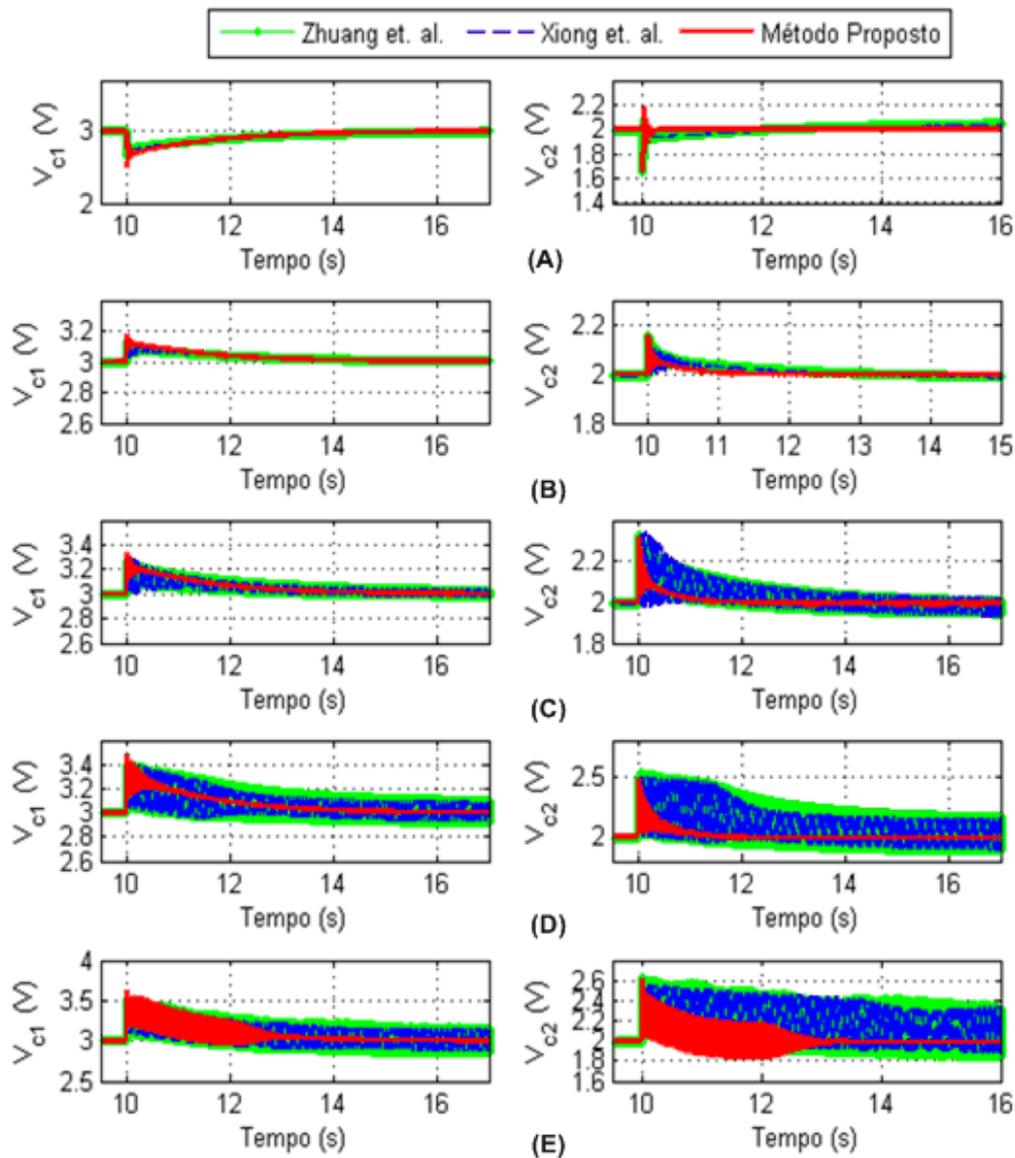


Figura 6.3. Simulação da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Pode-se verificar na Fig. 6.3, que variações negativas da tensão de entrada CC, proporciona um afundamento do valor das tensões terminais do conversor SIMO, nota-se que todos os controladores, para pequenas variações da tensão de entrada conseguem corrigir adequadamente o valor das tensões de saída, no entanto, para variações de tensão CC de entrada superior a 1,0 V, verifica-se que as metodologias baseadas Xiong *et al.* (2006) e Zhuang *et al.* (1994) perdem desempenho em comparação a metodologia proposta, os resultados ratificam que quanto maior a variação do ponto de operação do sistema, maior a degradação do desempenho destes controladores. Vale ressaltar que para todas as variações de tensão de entrada, a metodologia proposta consegue corrigir adequadamente a perturbação. A Fig. 6.4 apresenta os esforços de controle dos controladores de estrutura PI, quando o sistema é submetido a variações na tensão CC de entrada (V_{in}) do conversor SIMO.

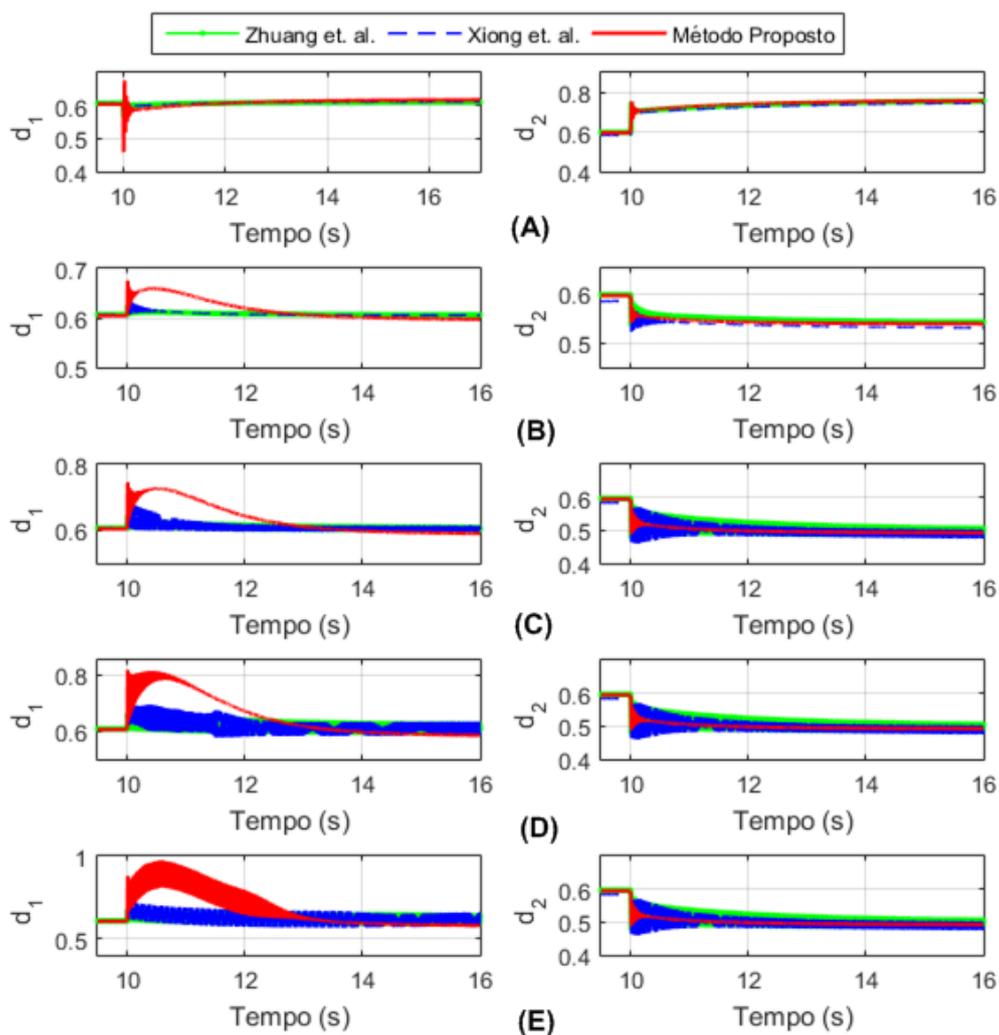


Figura 6.4. Simulação do sinal de controle do controlador PI, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Verifica-se na Fig. 6.4, que todos os esforços de controle dos controladores de estrutura PI, não promovem em nenhum momento saturação e assim conseguem corrigir adequadamente as variações paramétricas da tensão CC de entrada, os esforços de controle referem-se aos ciclos de trabalho das chaves estáticas (d_1 e d_2), respectivamente. A Fig. 6.5 apresenta a avaliação dos índices integrais ISE, referentes as variações das tensões de entrada do conversor quando este está na presença de um controlador com estrutura PI.

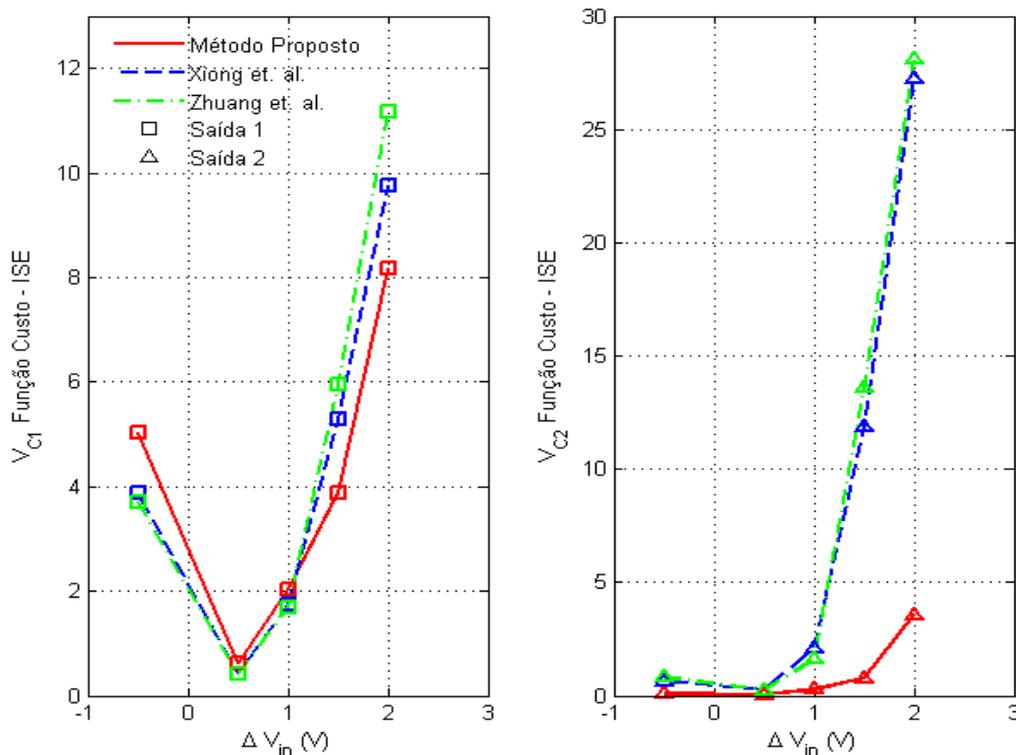


Figura 6.5. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}).

Observa-se na Fig. 6.5, que para quase todos os pontos de variação do valor de tensão de entrada CC, para a simulação não linear na presença do controlador com estrutura PI, a função custo ISE possui os menores valores para a metodologia proposta. Para os valores de variação de tensão de entrada de $-0,5$ V a função custo ISE da saída 1 (V_{C1}) é ligeiramente maior, no entanto neste ponto de operação, o valor da função custo ISE da saída 2 (V_{C2}) para a metodologia proposta é inferior, deste modo ratifica-se o melhor desempenho da metodologia proposta em comparação as demais metodologias de controle. Vale ressaltar que para variações iguais ou superiores a 1 V da tensão, a

função custo ISE da metodologia proposta apresenta os menores valores para ambas saídas (V_{C1} e V_{C2}), correspondendo a condição esperada de que para maiores variações paramétricas em torno do ponto de operação, a metodologia de controle robusto apresenta um melhor desempenho, apresentando menores valores da função custo ISE, tal fato não pode ser relatado a cerca das demais metodologias, principalmente para a saída 2 (V_{C2}) que apresenta maior degradação do desempenho dos controladores. A Fig. 6.6 apresenta a simulação do modelo não linear do conversor SIMO, fazendo uso de controlador com estrutura PID, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada do sistema, as variações de tensão estão entre os valores de $-0,5$ V até $2,0$ V.

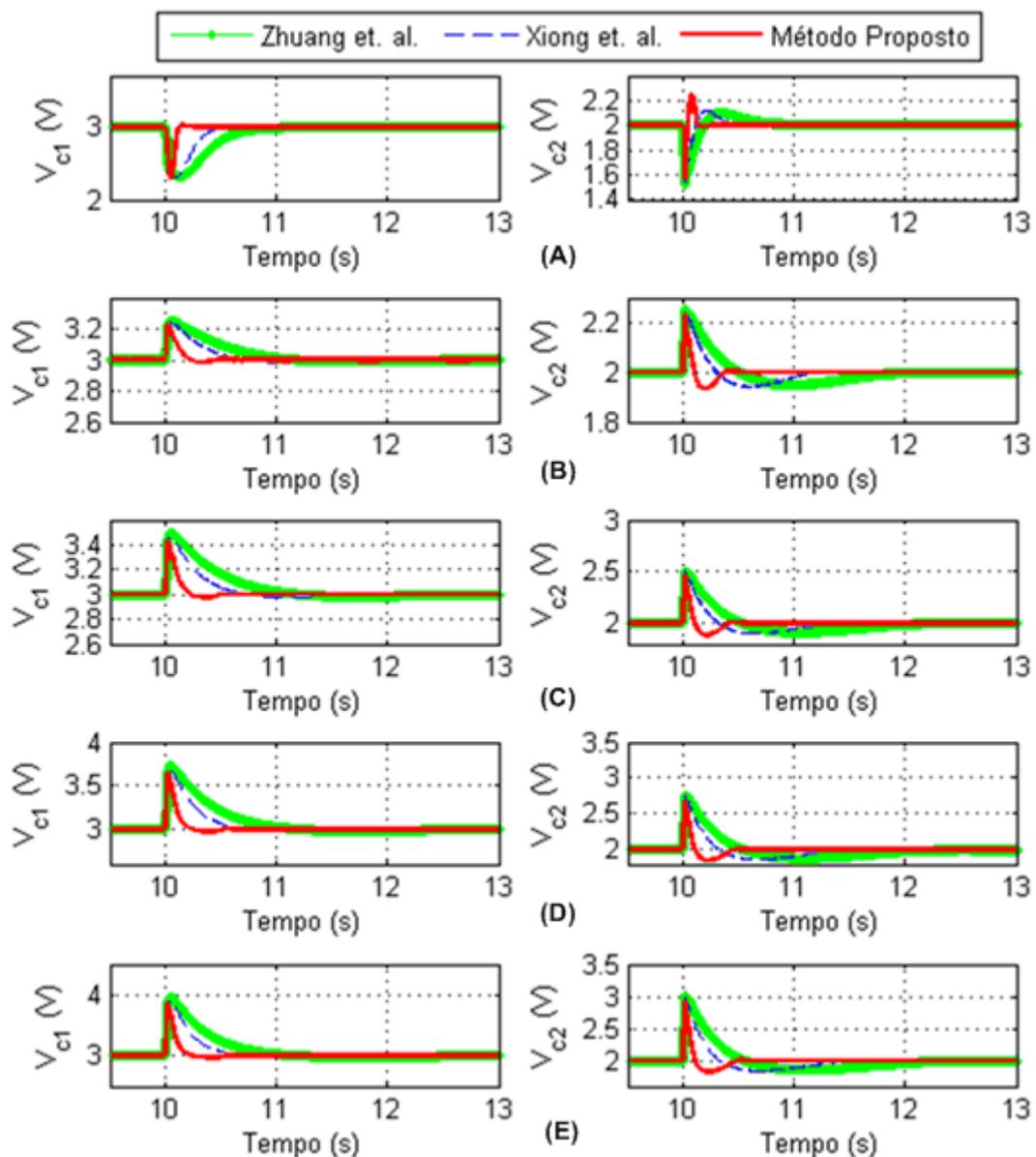


Figura 6.6. Simulação da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Verifica-se primeiramente, que na presença de uma estrutura PID, para todas as variações da tensão de entrada, todos os controladores conseguiram corrigir adequadamente as oscilações, vale ressaltar que para a estrutura do controlador PID, não foi observada uma grande degradação de seu desempenho, quando submetidos a uma variação paramétrica da tensão CC de entrada do conversor SIMO (V_{in}). Nota-se também que para todas as oscilações paramétricas ocorridas, o controlador PID projetado pela metodologia proposta conseguiu corrigir tais perturbações com maior rapidez em comparação as demais, ratificando um melhor desempenho desta metodologia. A Fig. 6.7 apresenta o sinal do esforço de controle para a estrutura PID, quando o sistema é submetido a variações paramétricas da tensão de entrada CC.

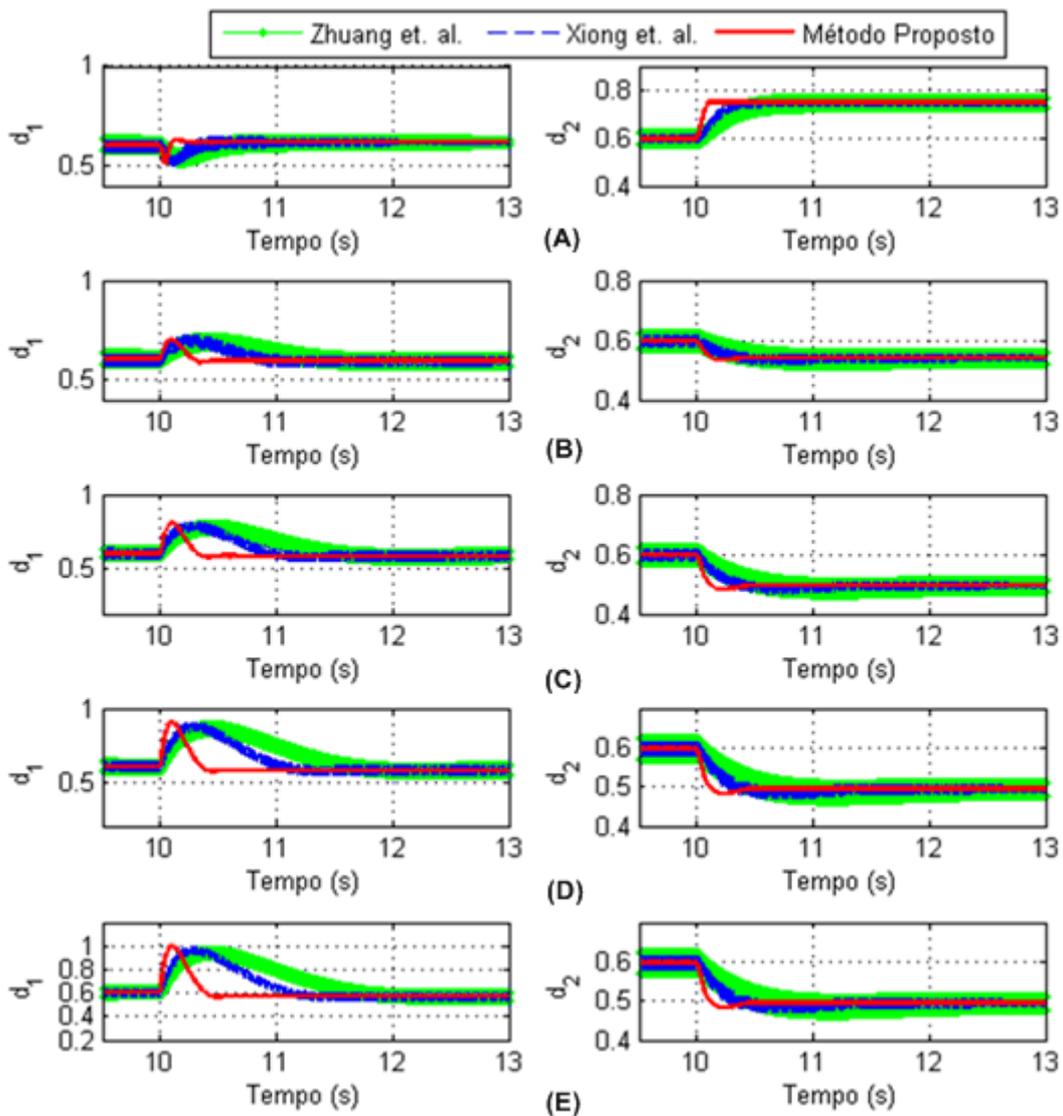


Figura 6.7. Simulação do sinal de controle do controlador PID, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Pode-se observar na Fig. 6.7, que todos os esforços de controle dos controladores para a estrutura PID, não possuem em nenhum momento saturação, e assim conseguem corrigir adequadamente as variações paramétricas da tensão CC de entrada, os esforços de controle referem-se aos ciclos de trabalho das chaves estáticas (d_1 e d_2), respectivamente. A Fig. 6.8 apresenta a avaliação dos índices integrais ISE, referentes as variações das tensões de entrada do conversor SIMO, quando na presença do controlador com estrutura PID.

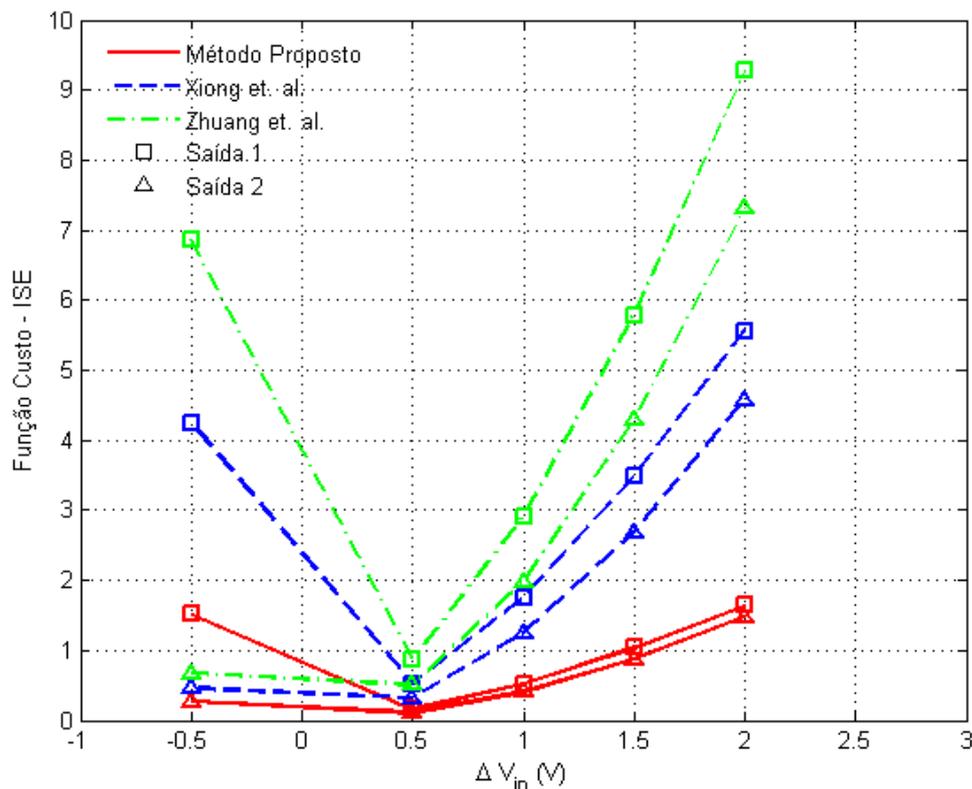


Figura 6.8. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}).

Verifica-se na Fig. 6.8, que todos os valores da função custo ISE tanto para a saída 1 (V_{C1}) quanto para a saída 2 (V_{C2}) do modelo não linear, simulado quando na presença do controlador com estrutura PID, apresentam menores valores para a metodologia robusta proposta por esta tese, tal resultado ratifica a robustez do controlador para variações paramétricas, decorrentes da variação de valores da tensão de entrada CC. Verifica-se também, que quanto maior a variação paramétrica, maior é o distanciamento do ponto operacional do controlador, conseqüentemente ocasionando uma elevada degradação do desempenho do sistema (vide Fig. 6.8), nota-se que tal

característica não se torna verídica para a metodologia proposta, o qual sua função custo ISE aproxima-se de um valor constante, apresentando apenas pequenas variações em comparação as demais metodologias.

6.4.2 Ambiente experimental

A Fig. 6.9 apresenta a avaliação experimental realizada no sistema conversor desenvolvido, quando se utiliza a estrutura de controle PI, e o sistema é submetido a variações paramétricas da tensão de entrada CC (V_{in}) do conversor, tais variações possuem amplitudes entre $-0,5$ V e $2,0$ V.

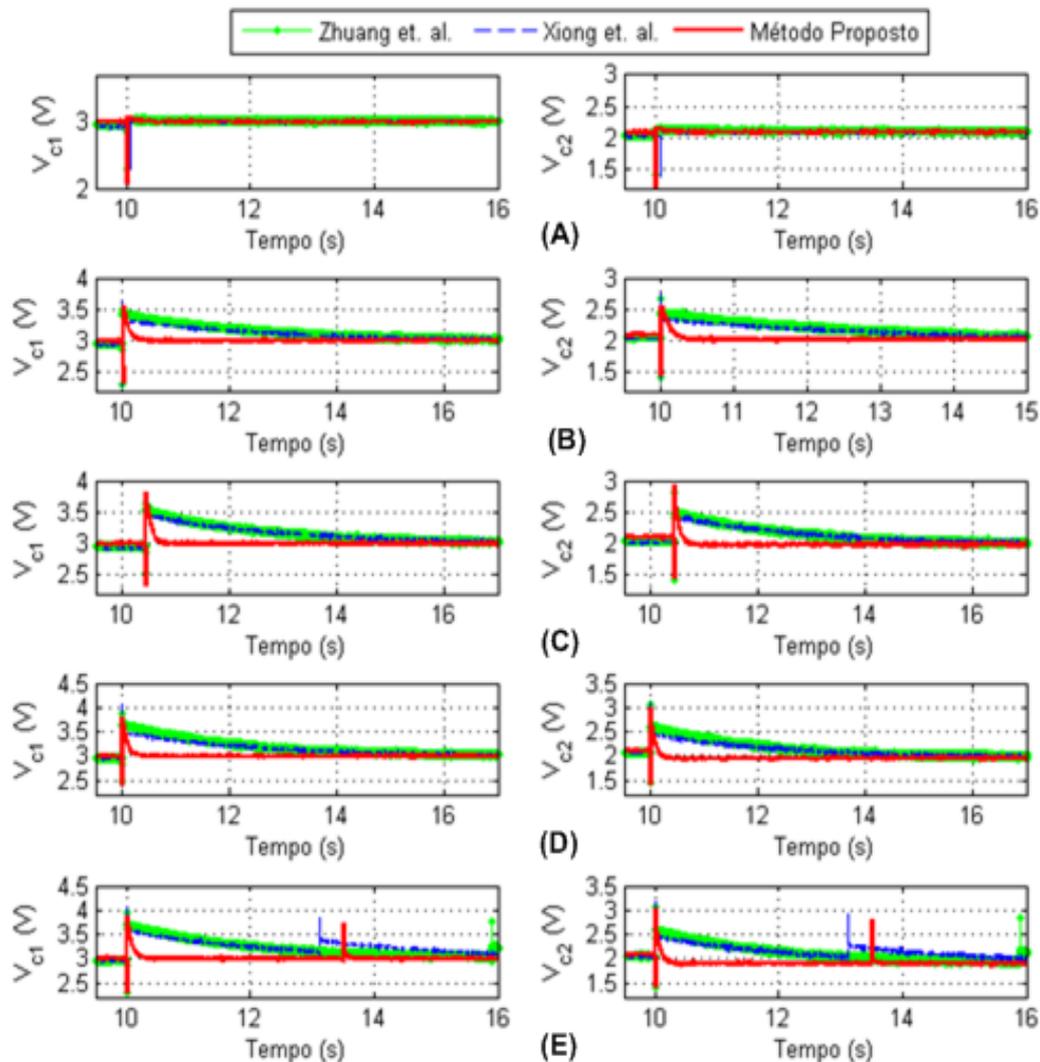


Figura 6.9. Avaliação experimental da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Verifica-se na Fig. 6.9, que para o teste experimental submetendo o sistema a variações paramétricas da tensão de entrada CC e utilizando-se a estrutura de controle PI, todos os controladores projetados conseguiram corrigir adequadamente as variações paramétricas. Vale ressaltar, que para a variação paramétrica de 2,0 V os controladores projetados pelas metodologias baseadas em Zhuang *et al.* (1994) e Xiong *et al.* (2006), tiveram grandes dificuldades em corrigir tais variações, observando também que para todas as variações paramétricas avaliadas, o controlador projetado pela metodologia robusta proposta rapidamente corrigiu tais variações, ratificando a robustez a variações paramétricas da tensão de entrada CC. A Fig. 6.10 apresenta os esforços de controle do experimento realizado com o sistema conversor SIMO, operando em malha fechada na presença do controlador PI, quando é realizada uma variação paramétrica da tensão de entrada do conversor.

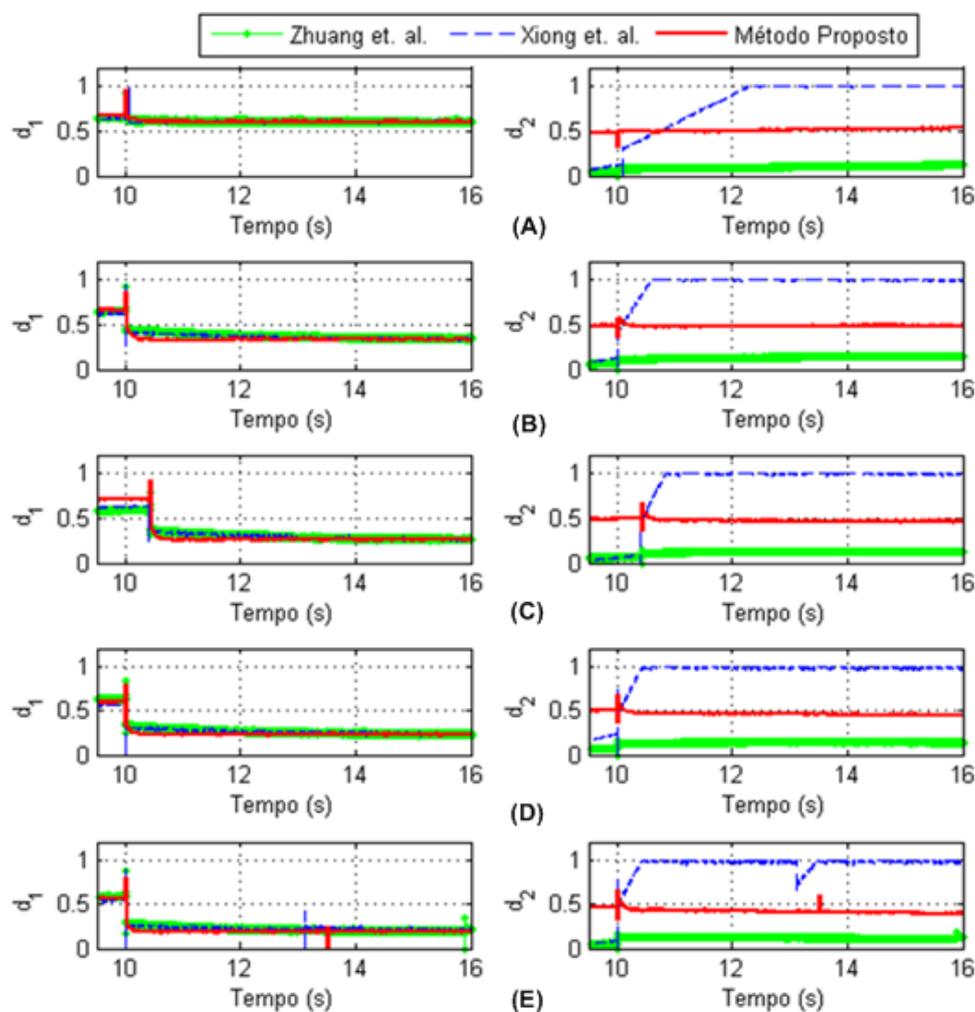


Figura 6.10. Avaliação experimental do sinal de controle do controlador PI, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) do conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Observa-se na Fig. 6.10, que os esforços de controle para a metodologia proposta, em nenhum momento e sob qualquer variação paramétrica avaliada por este estudo, a cerca da tensão de entrada CC ocorre saturação do sinal de controle, no entanto para o controlador proposto pela metodologia do Xiong *et al.*(2006), observa-se a ocorrência da saturação do sinal de controle referente à segunda saída do sistema, tal ocorrência é verificada para todas as variações paramétricas avaliadas deste estudo. A Fig. 6.11 apresenta a função custo ISE a cerca da avaliação experimental do conversor operando em malha fechada na presença do controlador PI, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC do conversor SIMO.

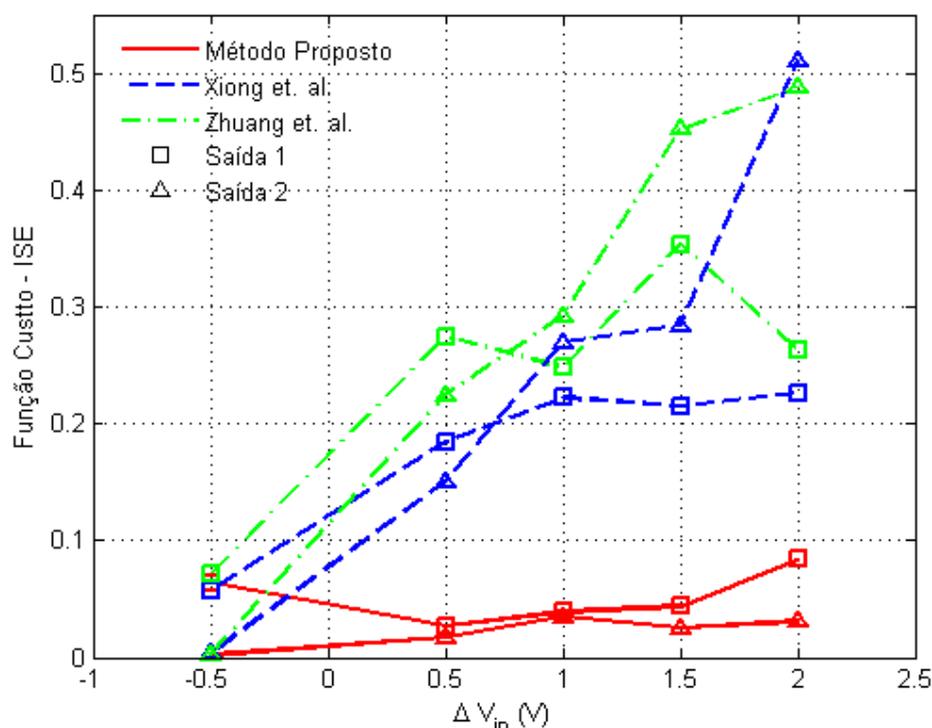


Figura 6.11. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}).

Pode-se observar na Fig. 6.11, que todos os valores da função custo ISE tanto para a saída 1 (V_{C1}) quanto para a saída 2 (V_{C2}), para o controlador projetado pela metodologia robusta proposta, são menores que os valores obtidos experimentalmente para variações paramétricas da tensão de entrada CC, tal resultado experimental ratifica o resultado obtido via simulação, demonstrando que para todas as variações avaliadas por este experimento, que o controlador projetado pela metodologia proposta é robustamente estável para esta faixa de incerteza, vale ressaltar que a função custo ISE para o controlador projetado pela metodologia robusta proposta, assemelha-se a uma

constante, o que denota que para uma variação paramétrica de incertezas, o controlador projetado não possui grande perda de seu desempenho nominal, ratificando a robustez do controlador. A Fig. 6.12 apresenta a avaliação experimental do conversor SIMO na presença do controlador PID, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC.

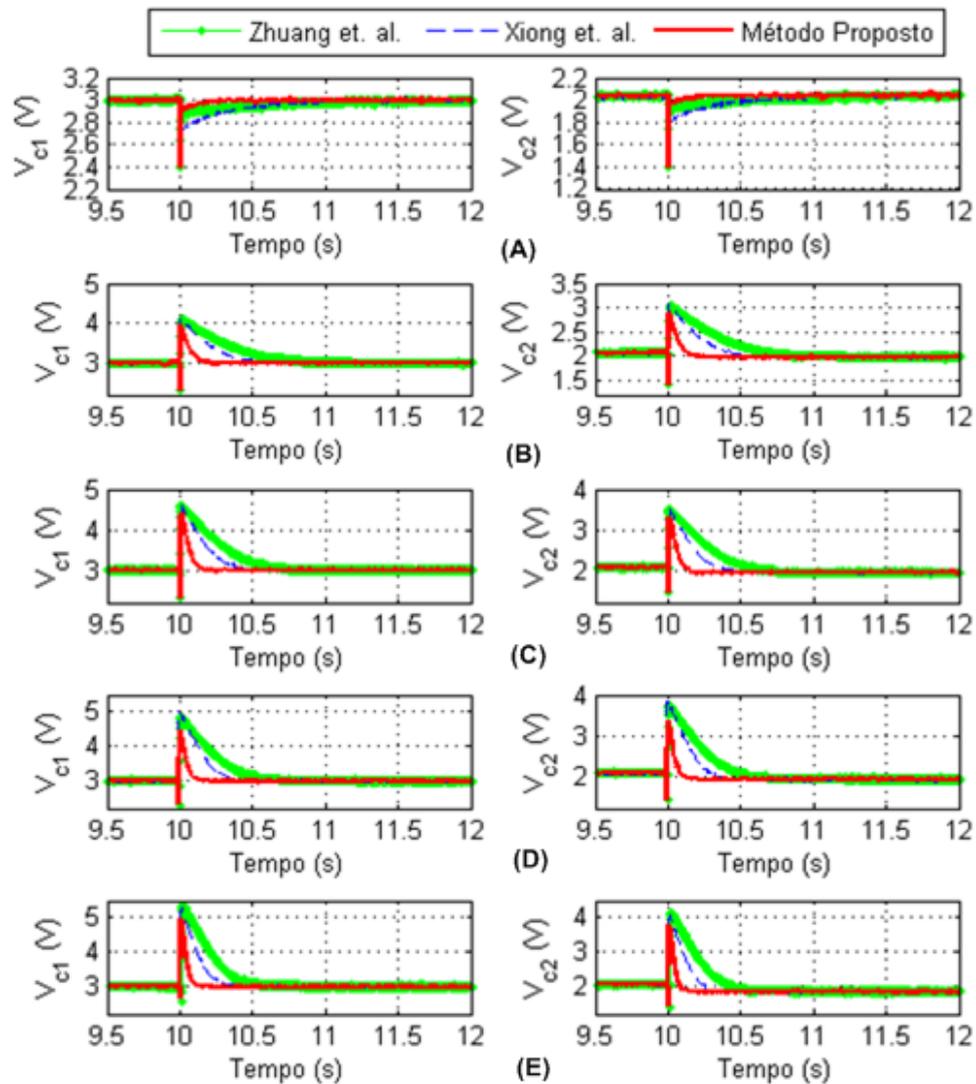


Figura 6.12. Avaliação experimental da variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Verifica-se na Fig. 6.12, que para todas as variações paramétricas de tensão CC na presença dos controladores PID, todas as metodologias de projeto de controladores conseguiram corrigir adequadamente as variações paramétricas de tensão, no entanto, observa-se que a metodologia proposta apresentou menor pico de variação de tensão,

bem como maior rapidez na correção das variações ao qual o sistema conversor SIMO foi submetido. A Fig. 6.13 apresenta o esforço de controle proporcionado pelo controlador PID, quando o sistema conversor SIMO é submetido a variações paramétricas da tensão de entrada CC.

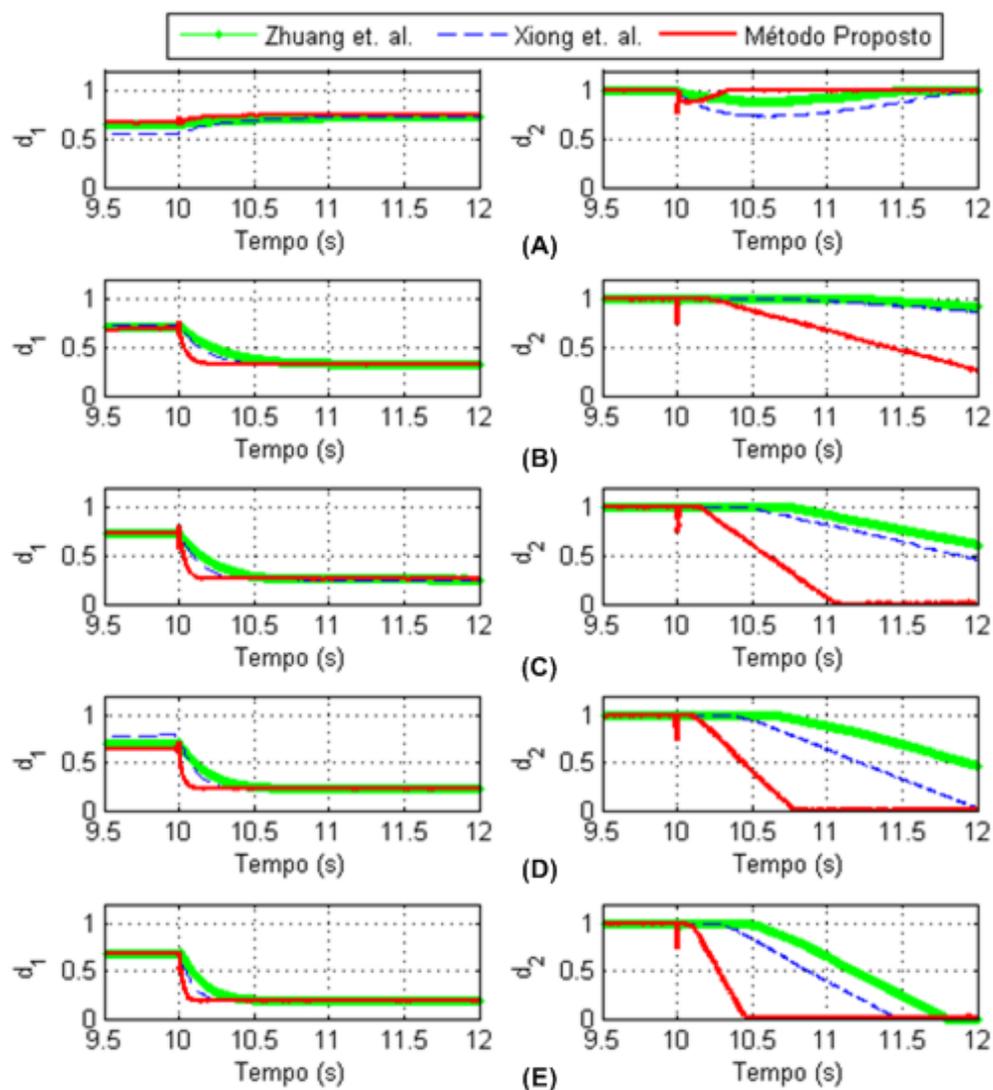


Figura 6.13. Avaliação experimental do sinal de controle do controlador PID, para variação de tensão de entrada CC (V_{in}) conversor SIMO. (A) $\Delta V_{in} = -0,5$ V; (B) $\Delta V_{in} = 0,5$ V; (C) $\Delta V_{in} = 1,0$ V; (D) $\Delta V_{in} = 1,5$ V; (E) $\Delta V_{in} = 2,0$ V.

Verifica-se na Fig. 6.13, que o sinal de controle da segunda malha encontra-se saturada, estima-se que tal ocorrência seja devido a forma de implementação da ação derivativa, ocasionando um aumento do esforço de controle, nota-se também que para grandes variações paramétricas da tensão de entrada, ocorre uma diminuição do esforço de controle que pode vir a zerar, quanto maior a variação paramétrica mais rápido a

variação do esforço de controle. A Fig. 6.14 apresenta a avaliação experimental da função ISE quando o sistema conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}).

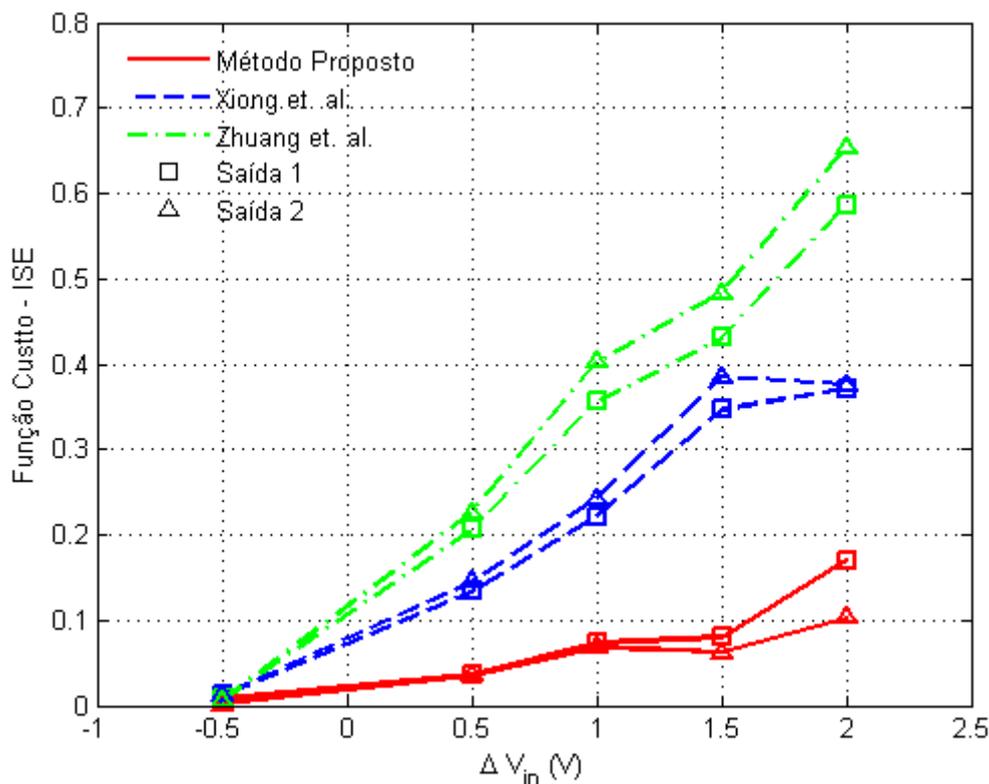


Figura 6.14. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID e é submetido a uma variação paramétrica da tensão de entrada CC (V_{in}).

Verifica-se na Fig. 6.14, que todos os valores da função custo ISE tanto para a saída 1 (V_{C1}) quanto para a saída 2 (V_{C2}) para o controlador projetado pela metodologia robusta proposta, são menores que os valores obtidos experimentalmente para variações paramétricas da tensão de entrada CC em relação as demais metodologias investigadas, tal resultado experimental ratifica o resultado obtido via simulação, demonstrando que para todas as variações avaliadas por este estudo, que o controlador projetado pela metodologia proposta é robustamente estável para esta faixa de incerteza. Vale ressaltar que a função custo ISE para o controlador projetado pela metodologia proposta assemelha-se a uma constante, o que denota que para uma variação paramétrica de incertezas, o controlador projetado não possui grande perda de seu desempenho nominal, ratificando a robustez do controlador.

6.4 Variação da carga do sistema conversor SIMO – R_1

Objetivando realizar uma avaliação de desempenho das metodologias de controle estudada, quando o sistema conversor SIMO é submetido a uma variação paramétrica na resistência de carga da saída 1 (R_1), de modo a proporcionar uma alteração nos parâmetros de malha fechada da planta. Deste modo, projetou-se uma série de variações dos valores de carga da saída 1 (V_{C1}) do conversor SIMO. Para realização de tal experimento, projeta-se um subsistema, objetivando garantir a implementação desta variação na placa do sistema conversor SIMO (vide capítulo 5).

6.4.1 Ambiente de simulação

A Fig. 6.15 apresenta o resultado obtido da simulação não linear do sistema conversor SIMO na presença de um controlador PI, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da resistência de carga na saída 1 do conversor SIMO (R_1). É utilizado diversos valores de resistências elétricas colocadas em paralelo, adotando-se valores na faixa de $3,9 \Omega$ a $15,0 \Omega$.

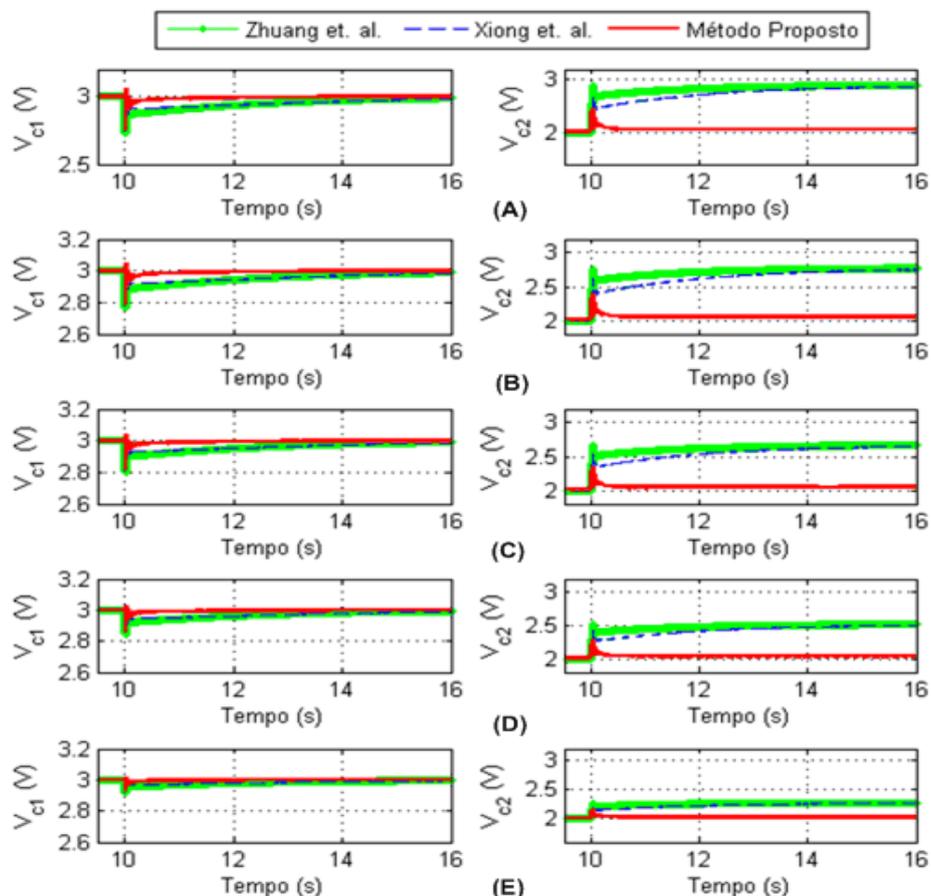


Figura 6.15. Simulação da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Verifica-se na Fig. 6.15, que para a simulação não linear do sistema conversor SIMO na presença do controlador PI, quando o sistema é submetido a uma variação de resistência de carga da saída 1 (R_1), as metodologias de controle baseadas em Xiong *et al.* (2006) e Zhuang *et al.* (1994), não conseguem corrigir adequadamente as variações paramétricas de carga da saída 1. Observa-se também que na saída 2 (V_{C2}), tais metodologias não conseguem corrigir adequadamente a variação, no entanto, a metodologia proposta consegue corrigir ambas as saídas do conversor SIMO. A Fig. 6.16 apresenta os esforços de controle para a estrutura PI, quando o sistema é submetido a variações na carga da saída 1 (R_1) do conversor SIMO.

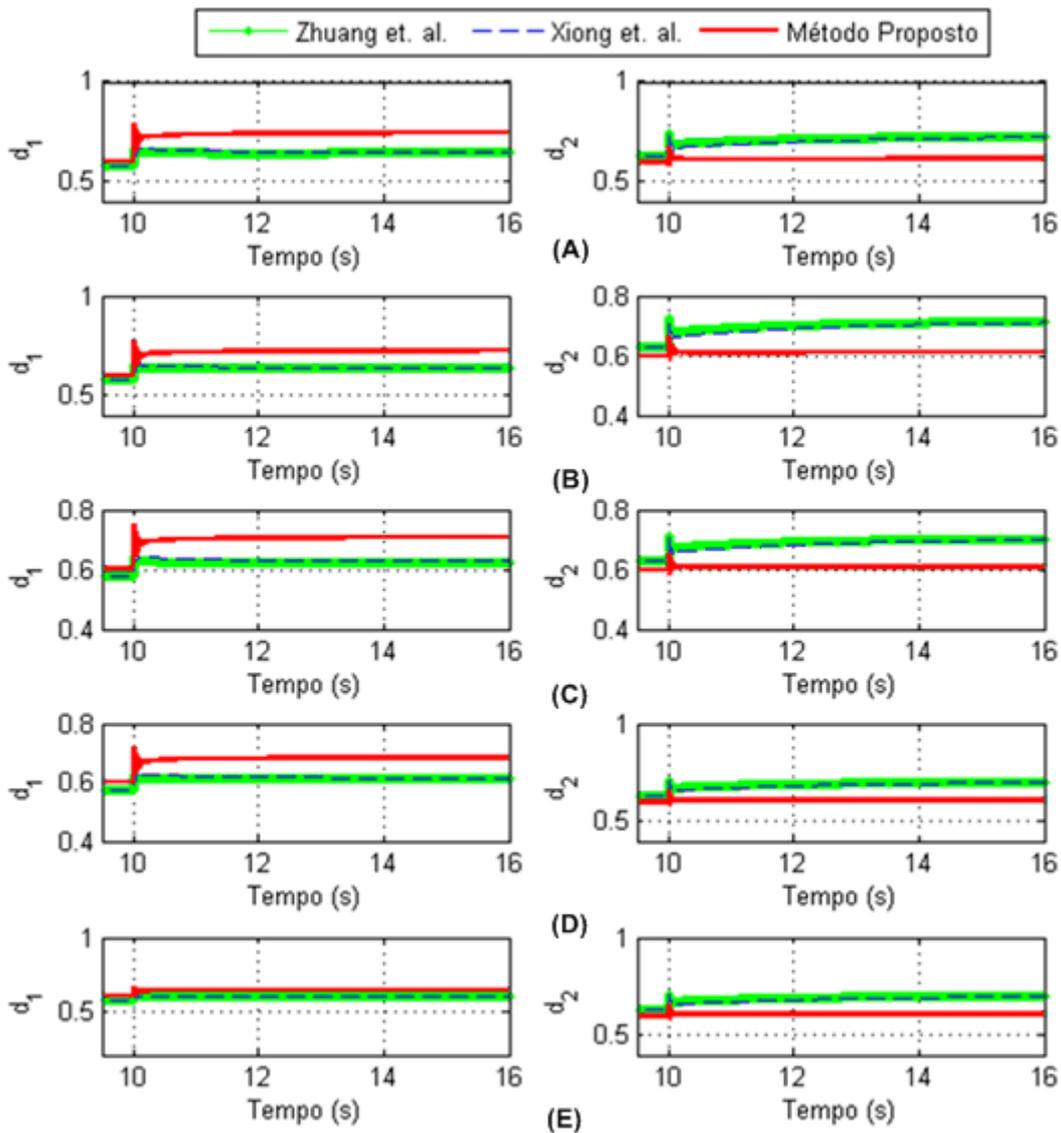


Figura 6.16. Simulação do sinal de controle da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Verifica-se na Fig. 6.16, que para todas as variações do sinal de controle, em nenhum momento é notado a ocorrência de saturação, no entanto, as metodologias propostas por Xiong *et al.* (2006) e Zhuang *et al.* (1994), não conseguem corrigir adequadamente as saídas do conversor SIMO, devido a ocorrência das variações paramétricas da carga da saída 1 do sistema. A Fig. 6.17 apresenta a avaliação da função custo ISE para a simulação não linear do conversor SIMO, quando ocorre variações paramétricas da carga da saída 1 do sistema conversor SIMO (R_1).

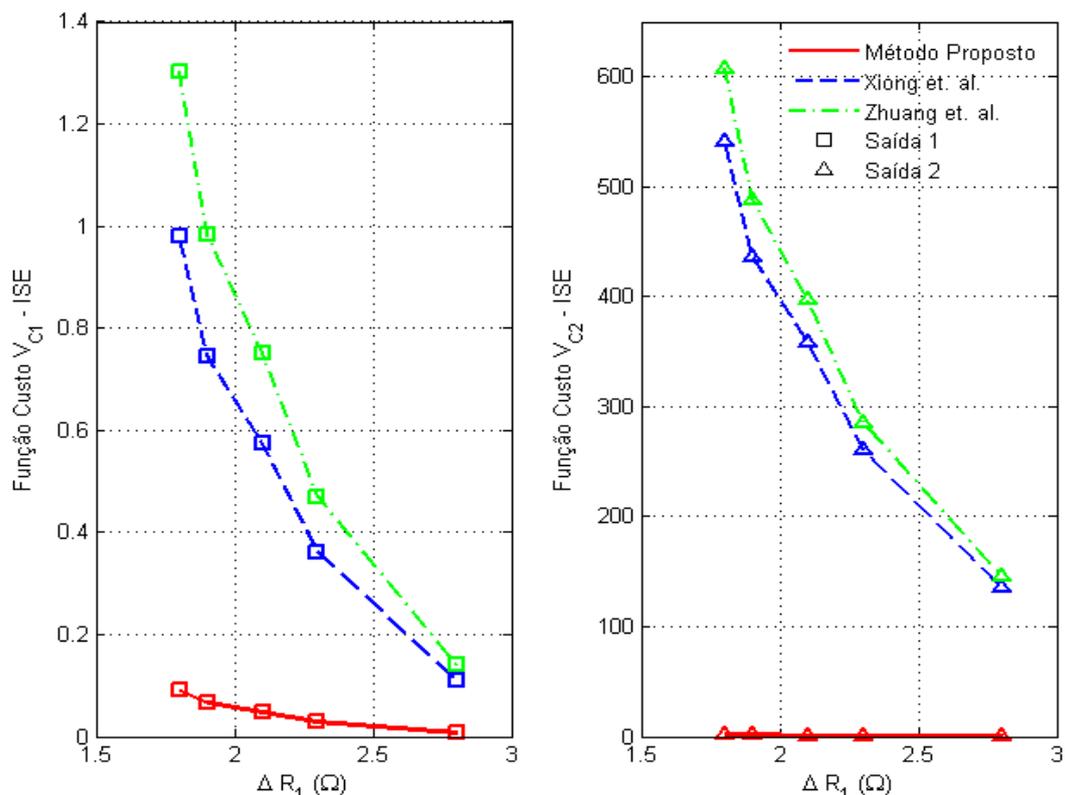


Figura 6.17. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI e é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1).

Verifica-se na Fig. 6.17, que todos os valores da função custo ISE tanto para a saída 1 (V_{C1}) quanto para a saída 2 (V_{C2}), para o controlador projetado pela metodologia robusta proposta, apresentam menores valores em comparação as demais metodologias de projetos de controladores, tal fato ratifica a robustez do controlador projetado pela metodologia proposta, quando o sistema é submetido a variações paramétricas, utilizando-se a estrutura de controle PI via ambiente de simulação. A Fig. 6.18 apresenta uma avaliação do comportamento das saídas do conversor SIMO, via ambiente de

simulação computacional, quando ocorre a variação de carga da saída 1 (V_{C1}) do conversor, o sistema opera em malha fechada na presença de um controlador PID.

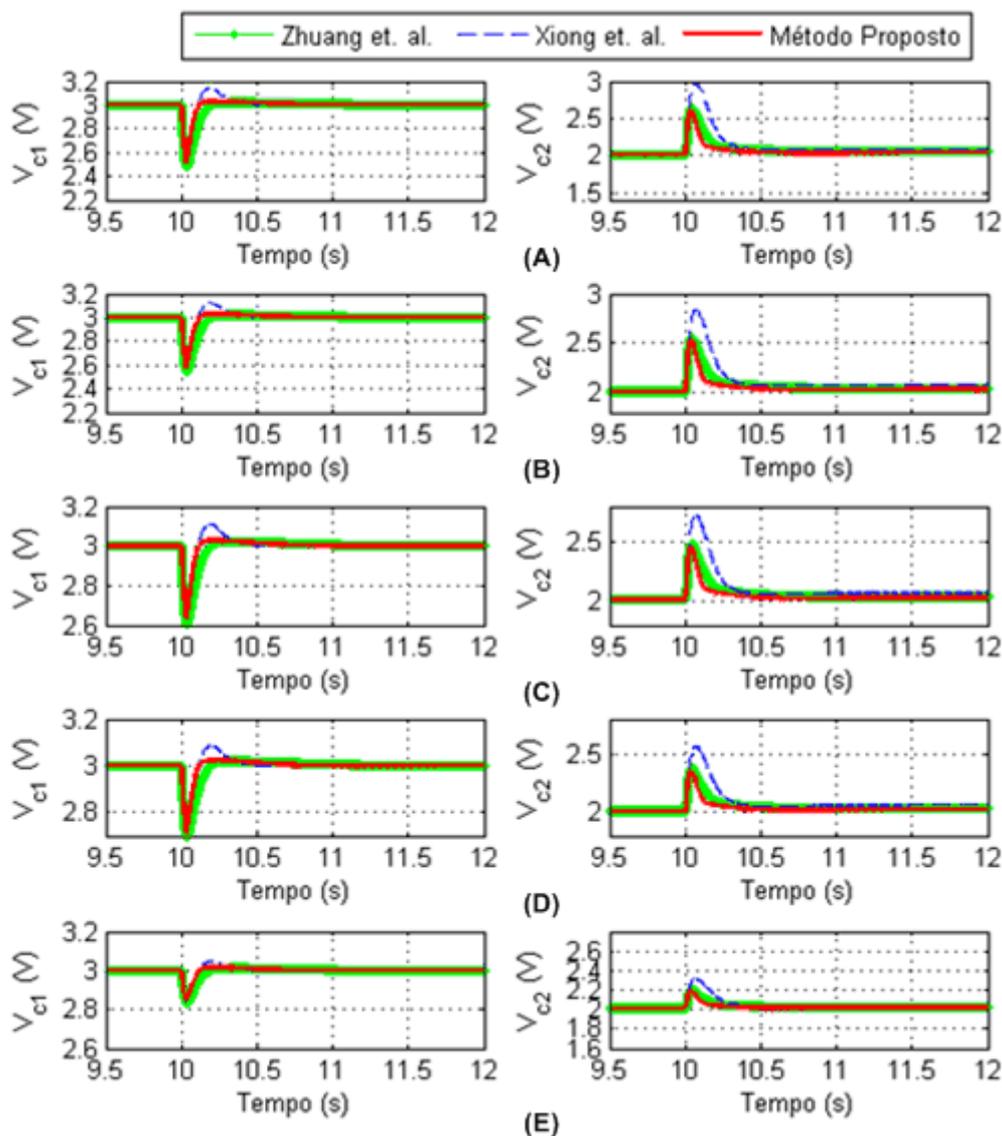


Figura 6.18. Simulação da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Nota-se na Fig. 6.18, que para todas as variações de carga na saída 1 do sistema (V_{C1}) sendo adicionadas resistências em paralelo com a resistência de carga do sistema, todas as metodologias de projeto de controladores propostas para a estrutura PID, conseguiram corrigir adequadamente as perturbações. Vale ressaltar que para valores de resistência próximo ao valor nominal, apresentam-se os maiores valores de variação paramétrica, reduzindo a resistência equivalente em torno da metade de seu valor nominal, e mesmo sob esta condição, não se apresenta grande degradação do

desempenho dos controladores. No entanto, a metodologia proposta apresenta melhor desempenho em conter mais rapidamente as variações paramétricas, bem como menores picos de oscilação. A Fig. 6.19 apresenta a simulação do sinal de controle para o conversor SIMO quando opera em malha fechada na presença do controlador PID, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da resistência de carga da saída 1 (V_{C1}).

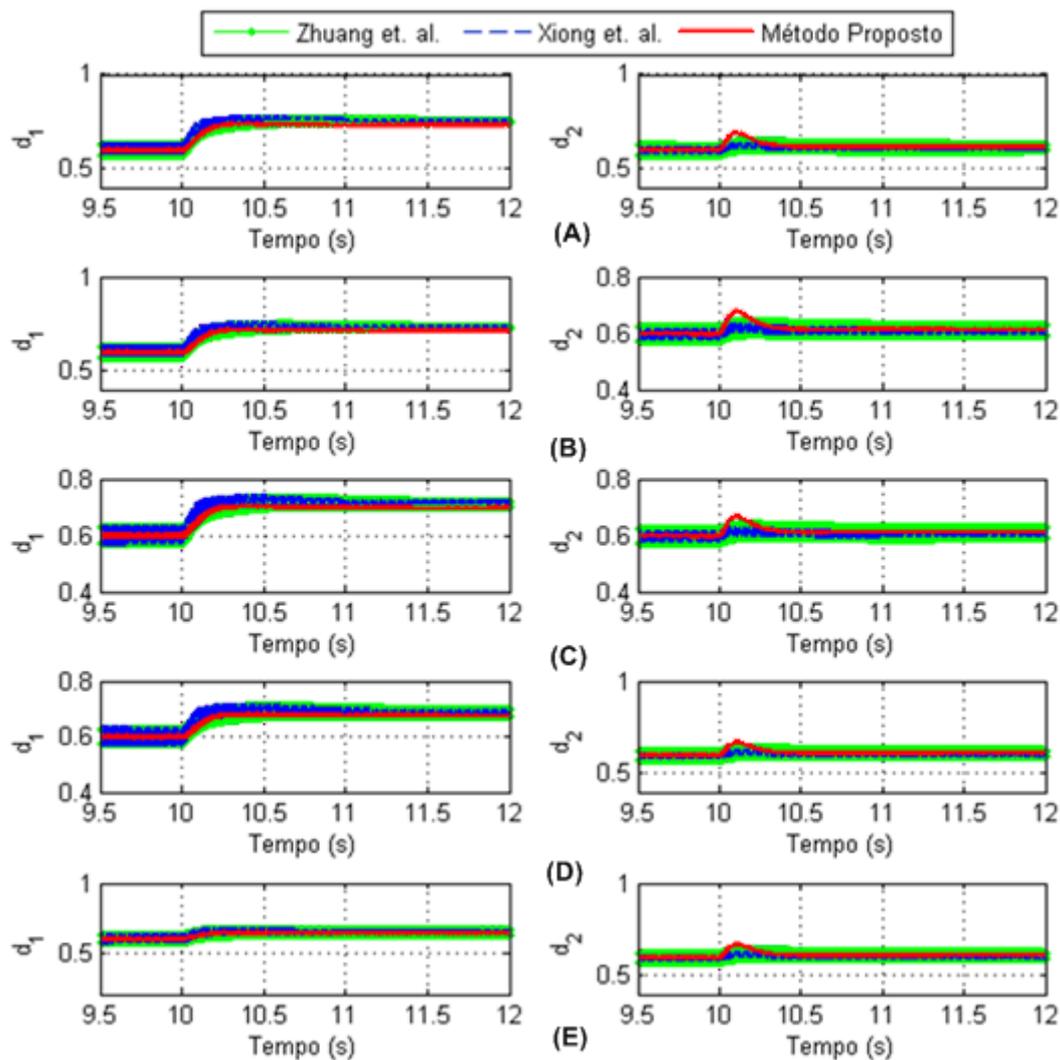


Figura 6.19. Simulação do sinal de controle da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Nota-se na Fig. 6.19, que para todas as variações paramétricas avaliadas por esta simulação, na presença de um controlador PID, vale ressaltar que não foi observado sinal de saturação por parte das metodologias investigadas. A Fig. 6.20 apresenta o gráfico da função custo ISE para as metodologias de controle em análise, utilizando a

estrutura PID via ambiente de simulação, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica da resistência de carga da saída 1 (R_1).

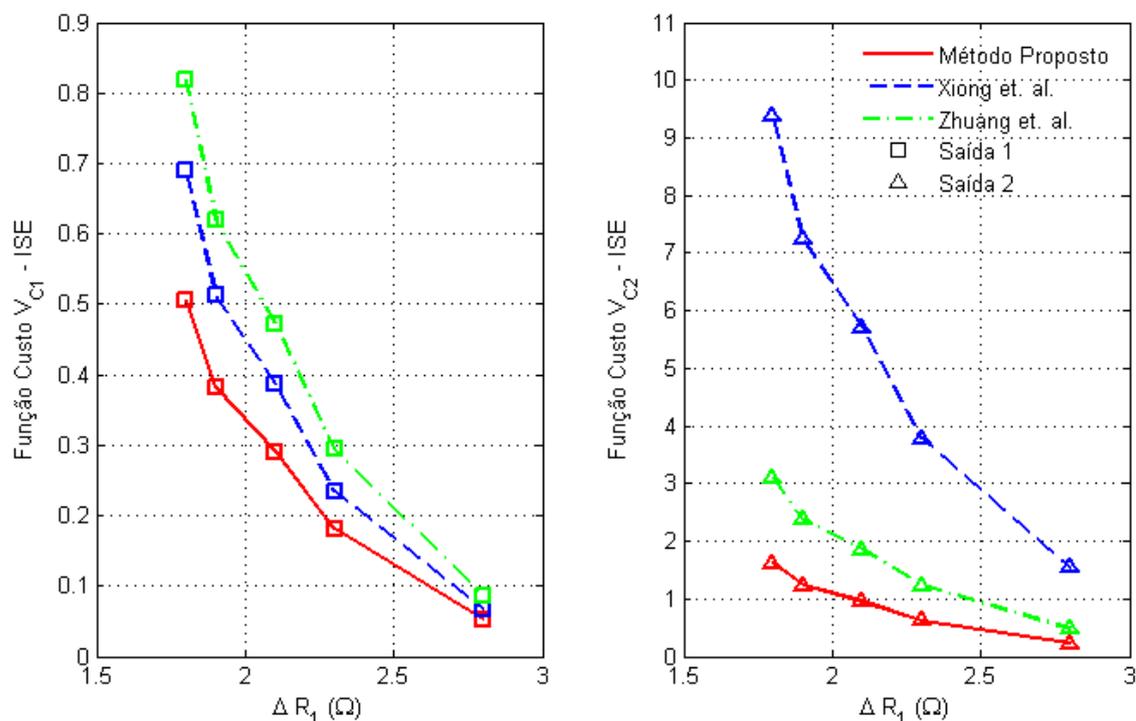


Figura 6.20. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1).

Verifica-se na Fig. 6.20, que para todos os valores da variação paramétrica da resistência de carga na saída 1 (R_1), os valores da função custo ISE para a metodologia robusta proposta, apresenta os menores valores, de modo a ratificar a robustez do controlador para esta faixa de variação paramétrica avaliada. Vale ressaltar que quanto mais próximo da condição nominal de operação (carga nominal), menor é o valor da função custo ISE.

6.4.2 Ambiente experimental

A Fig. 6.21 apresenta a avaliação experimental da variação de carga da saída 1 (V_{C1}) do sistema conversor SIMO, quando este opera em malha fechada na presença do controlador PI, a mesma faixa de variação de valores dos resistores utilizados na simulação é aplicada para a realização do teste experimental, as resistências são inseridas

em paralelo com o valor nominal da carga do sistema, é utilizado um subsistema para auxiliar o desenvolvimento do experimento (vide capítulo 5), os valores das resistências estão entre $3,9 \Omega$ e $15,0 \Omega$ inseridas em paralelo com a carga nominal do conversor SIMO.

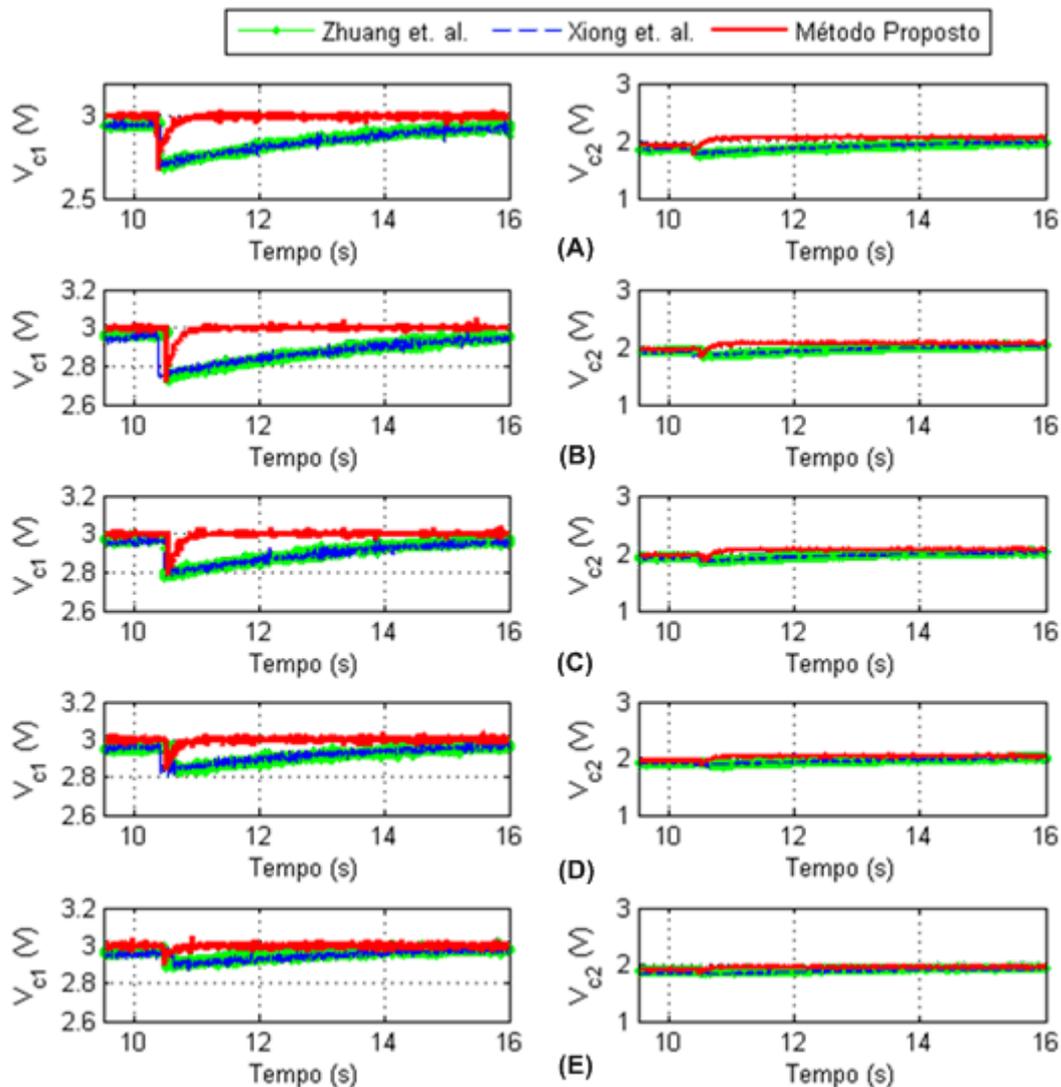


Figura 6.21. Avaliação experimental da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Observa-se na Fig. 6.21, que para a avaliação experimental da variação de carga da saída 1 (V_{C1}) do sistema, utilizando a estrutura de controle PI, que para todas as variações paramétricas da carga do sistema, os controladores projetados conseguem corrigir adequadamente a variação, não havendo grande perda de desempenho dos controladores para o caso nominal. Vale ressaltar que a metodologia robusta proposta,

apresenta melhor desempenho frente as variações paramétricas decorrentes da inserção de resistências na saída 1 do conversor SIMO. A Fig. 6.22 apresenta o sinal de controle da estrutura PI, quando realizado uma avaliação experimental da variação da carga da saída 1 (V_{C1}) do conversor SIMO.

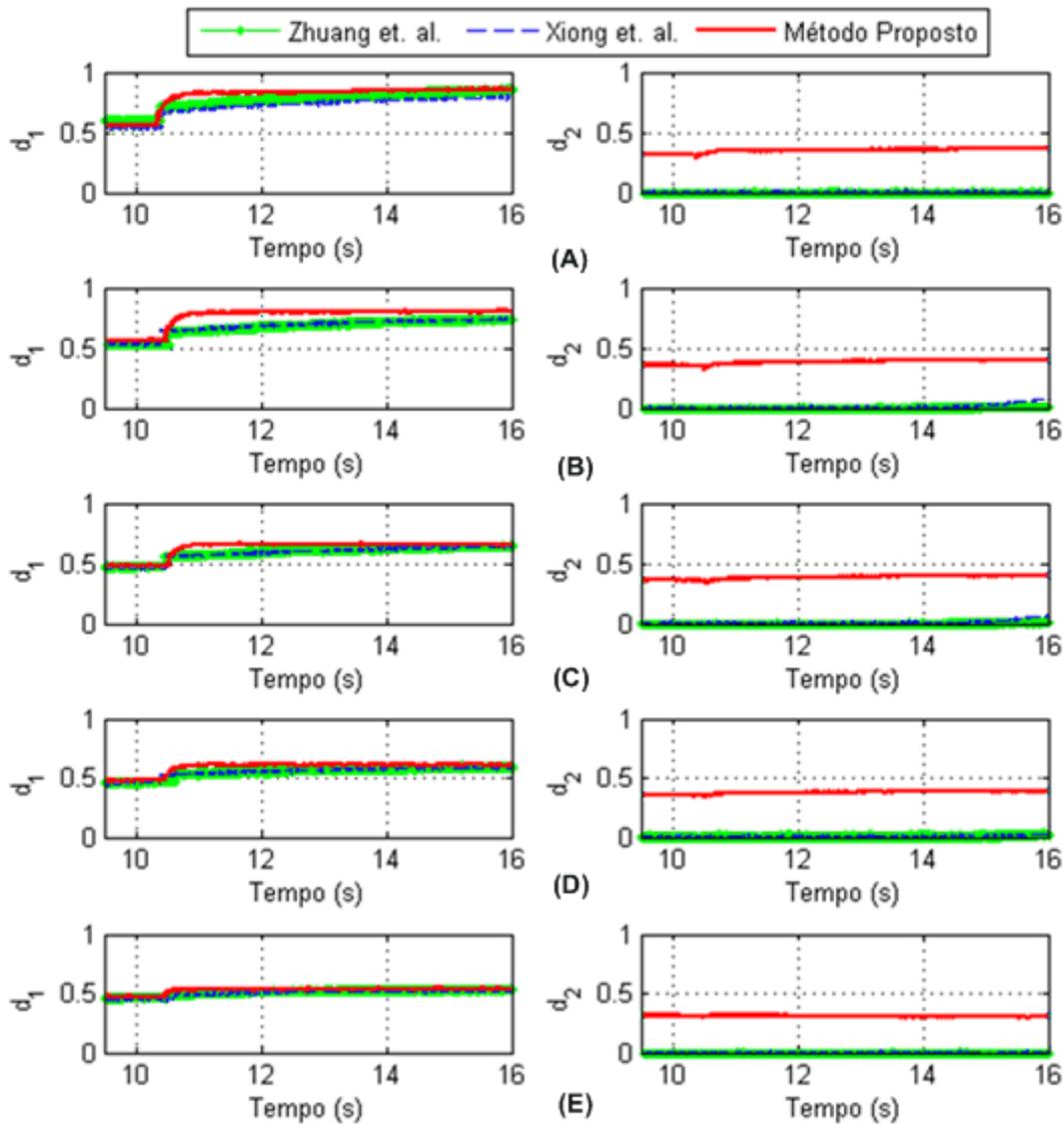


Figura 6.22. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_1) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Verifica-se na Fig. 6.22, que o sinal de controle da estrutura PI, para o teste experimental, não apresenta em momento algum saturação do seu sinal de controle. A Fig. 6.23 apresenta a avaliação experimental da função custo ISE para as metodologias

de controle com estrutura PI, quando ocorre variação da carga na saída 1 (R_1) do sistema conversor SIMO.

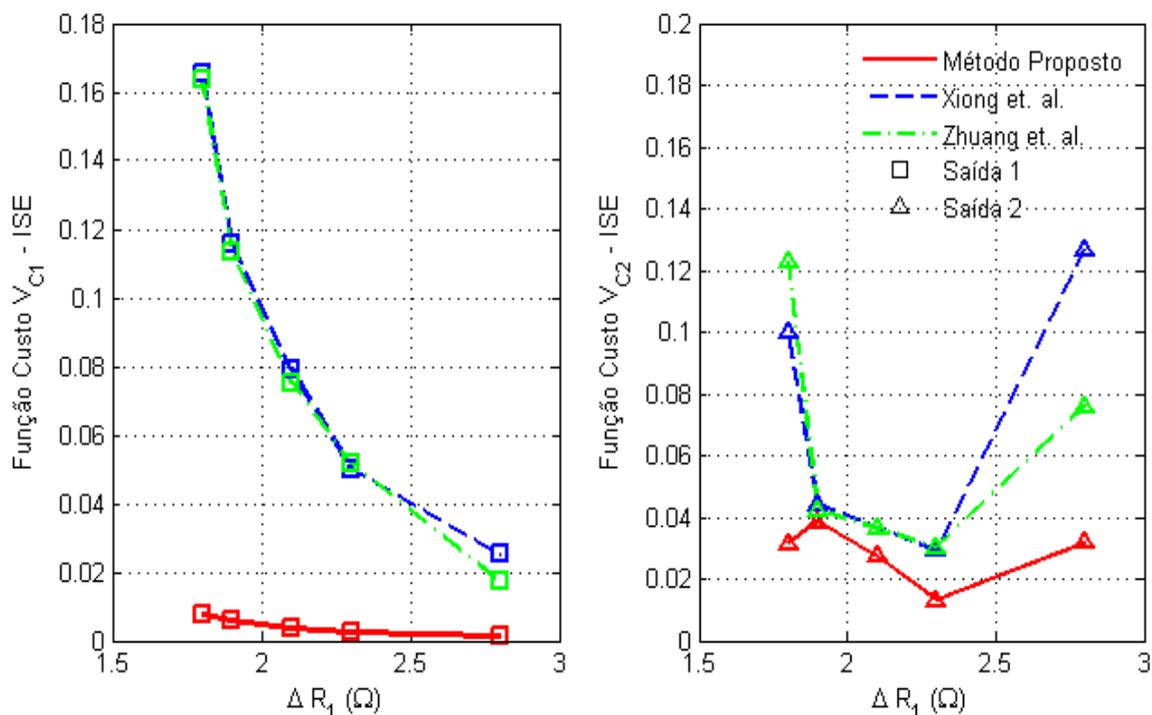


Figura 6.23. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1).

Observa-se na Fig. 6.23, que a avaliação experimental da função custo ISE para as metodologias de controle com estrutura PI, quando o sistema conversor SIMO é submetido a uma variação paramétrica da carga da saída 1 (R_1) do sistema conversor SIMO, apresenta menores valores para a metodologia robusta proposta nesta tese, ratificando a robustez do controlador frente a uma determinada variação paramétrica da carga do sistema, tal resultado corrobora à utilização e aplicação da metodologia proposta por este estudo. A Fig. 6.24 apresenta a avaliação experimental da variação de carga da saída 1 (R_1) do sistema conversor SIMO na presença de controlador PID, para a realização deste experimento foi utilizado os mesmos valores de resistência que na simulação, bem como foi seguido o mesmo procedimento para avaliação dos impactos decorrentes da variação paramétrica da carga do sistema.

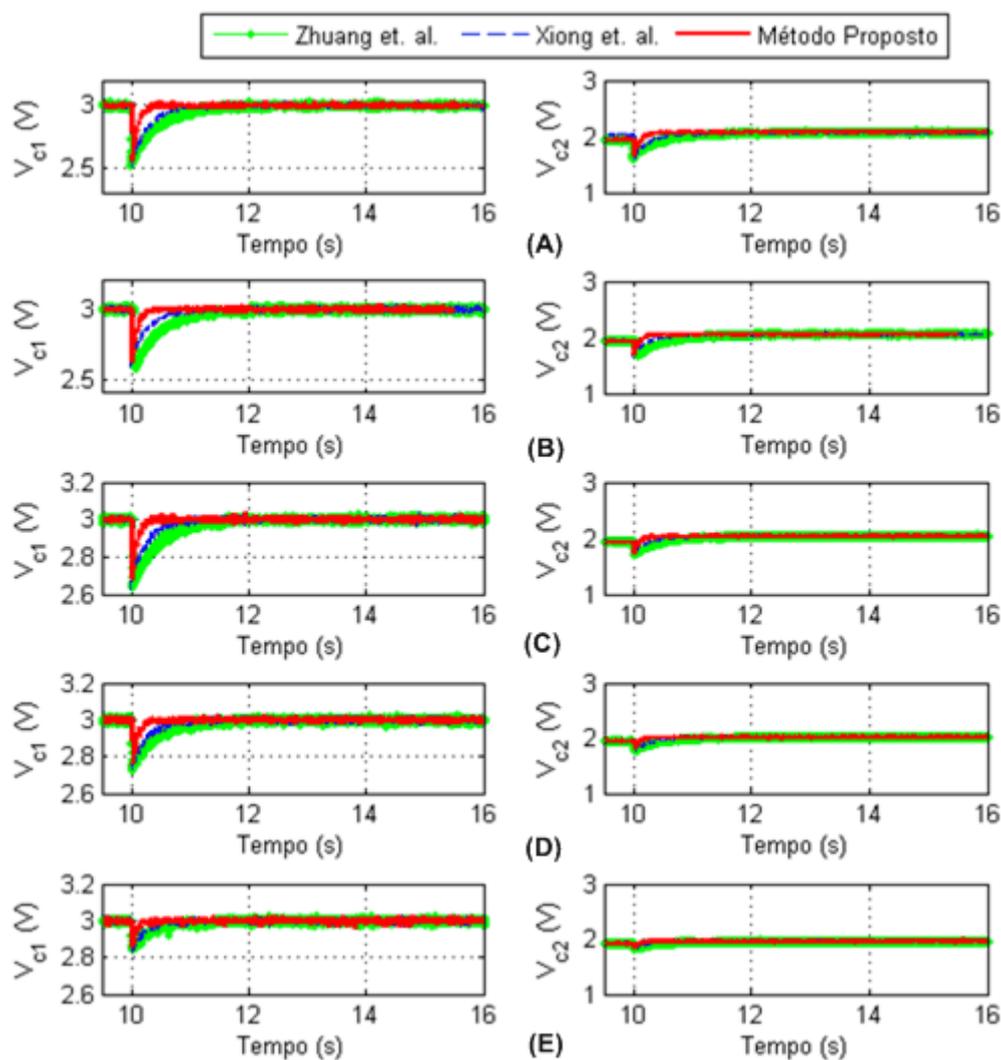


Figura 6.24. Avaliação experimental da variação de carga (R_1) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Verifica-se na Fig. 6.24, que a avaliação experimental da variação paramétrica da carga na saída 1 do sistema conversor SIMO, que para nenhuma variação de carga na saída 1 do sistema conversor SIMO, observa-se a ocorrência de uma grande degradação do desempenho do controlador, de modo que todas as metodologias conseguiram corrigir adequadamente tais variações. No entanto, a metodologia robusta proposta apresentou melhor desempenho com correção mais rápida da oscilação em relação as demais metodologias em análise. A Fig. 6.25 apresenta o sinal de controle do teste experimental de variação de carga da saída 1 (R_1) do sistema conversor SIMO, utilizando a estrutura de controle PID.

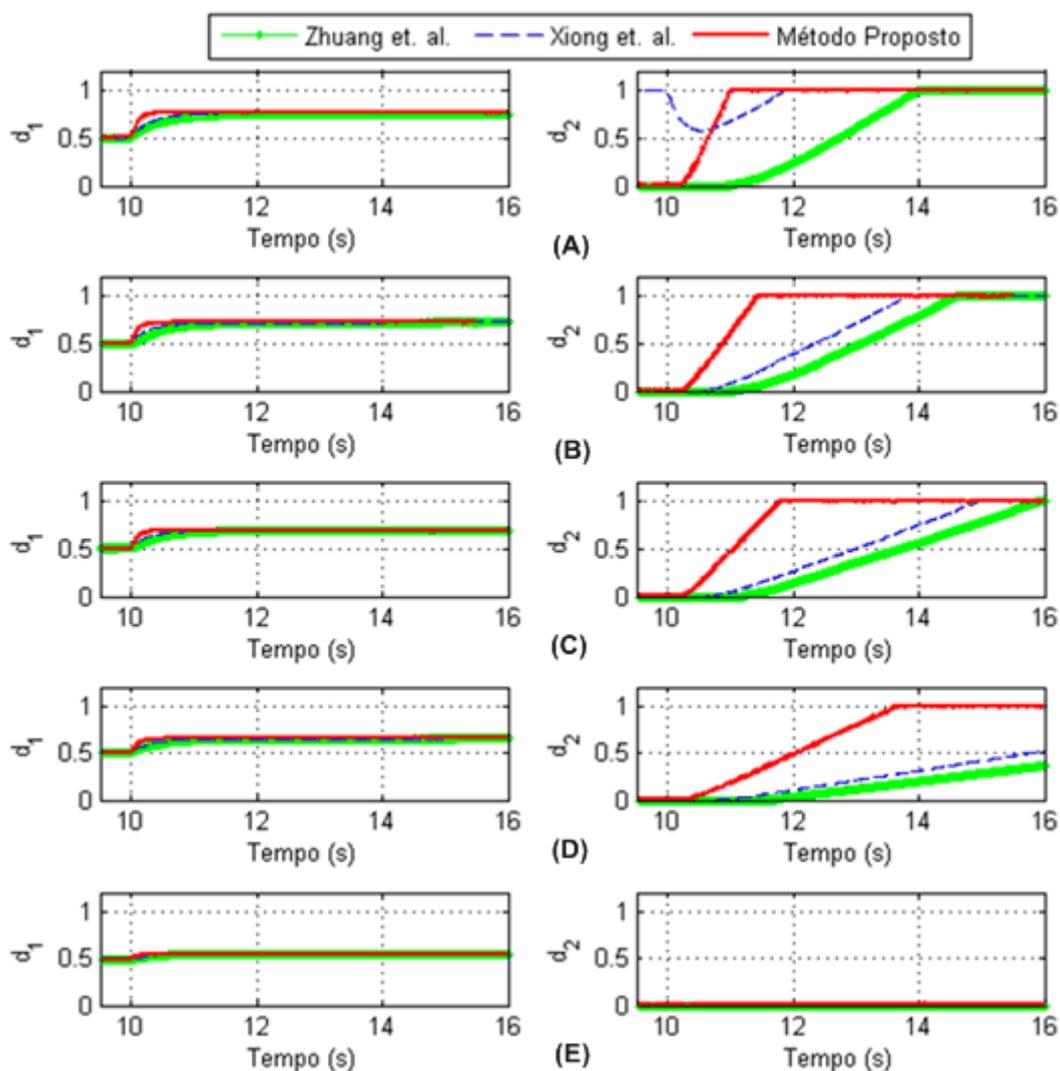


Figura 6.25. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_1) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_1 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_1 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_1 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_1 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_1 = 15 \Omega$.

Observa-se na Fig. 6.25, que o sinal de controle da saída 2 (V_{C2}) para o teste experimental de variação de carga da saída 1 (R_1) utilizando a estrutura de controle PID, apresenta saturação em todas as variações paramétricas avaliadas por este estudo, tal ocorrência possivelmente deve-se a forma de implementação da ação derivativa desenvolvida no microcontrolador, verifica-se que tal saturação não proporciona grandes distorções no sinal de saída do conversor SIMO. A Fig. 6.26 apresenta a avaliação experimental da função custo ISE do sistema conversor SIMO quando se utiliza a estrutura de controle PID, submetendo o sistema a uma variação paramétrica da carga da saída 1 (R_1).

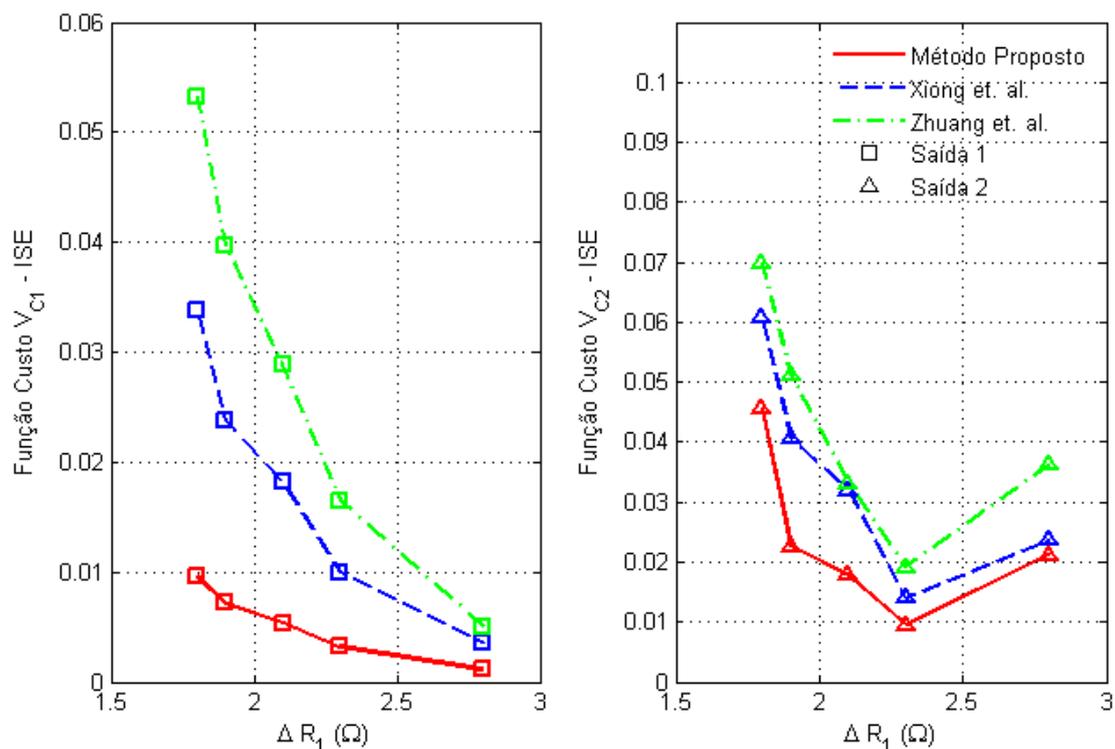


Figura 6.26. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_1).

Nota-se na Fig. 6.26, que para todos os valores da função custo ISE, a metodologia robusta proposta apresenta os menores valores, ratificando a robustez do controlador projetado pela metodologia proposta, apresentando melhor desempenho em comparação as demais metodologias de controle avaliadas por este estudo.

6.5 Variação da carga do sistema conversor SIMO – R_2

Com o intuito de realizar uma avaliação do sistema na presença dos controladores, quando o sistema é submetido a uma determinada incerteza paramétrica, elabora-se o experimento de modo a realizar uma variação da carga presente na segunda saída do conversor SIMO (V_{C2}), de modo a ser inserido resistências em paralelo com a carga nominal no conversor, seleciona-se os seguintes valores de resistências, à serem inseridas em paralelo com a carga nominal da segunda saída (R_2): 3,9 Ω ; 4,7 Ω ; 5,6 Ω ; 7,5 Ω e 15 Ω . Este experimento tem como objetivo verificar a perda de desempenho das estratégias de controle, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica na segunda saída do conversor SIMO (V_{C2}), avalia-se as três metodologias descritas neste

estudo. Primeiramente avalia-se o comportamento dos controladores com a estrutura PI, em seqüência avalia-se os controladores com estrutura PID.

6.5.1 Ambiente de simulação

A Fig. 6.27 apresenta o comportamento da variação de carga na saída 2 do conversor SIMO (R_2), em ambiente de simulação na presença dos controladores com estrutura PI.

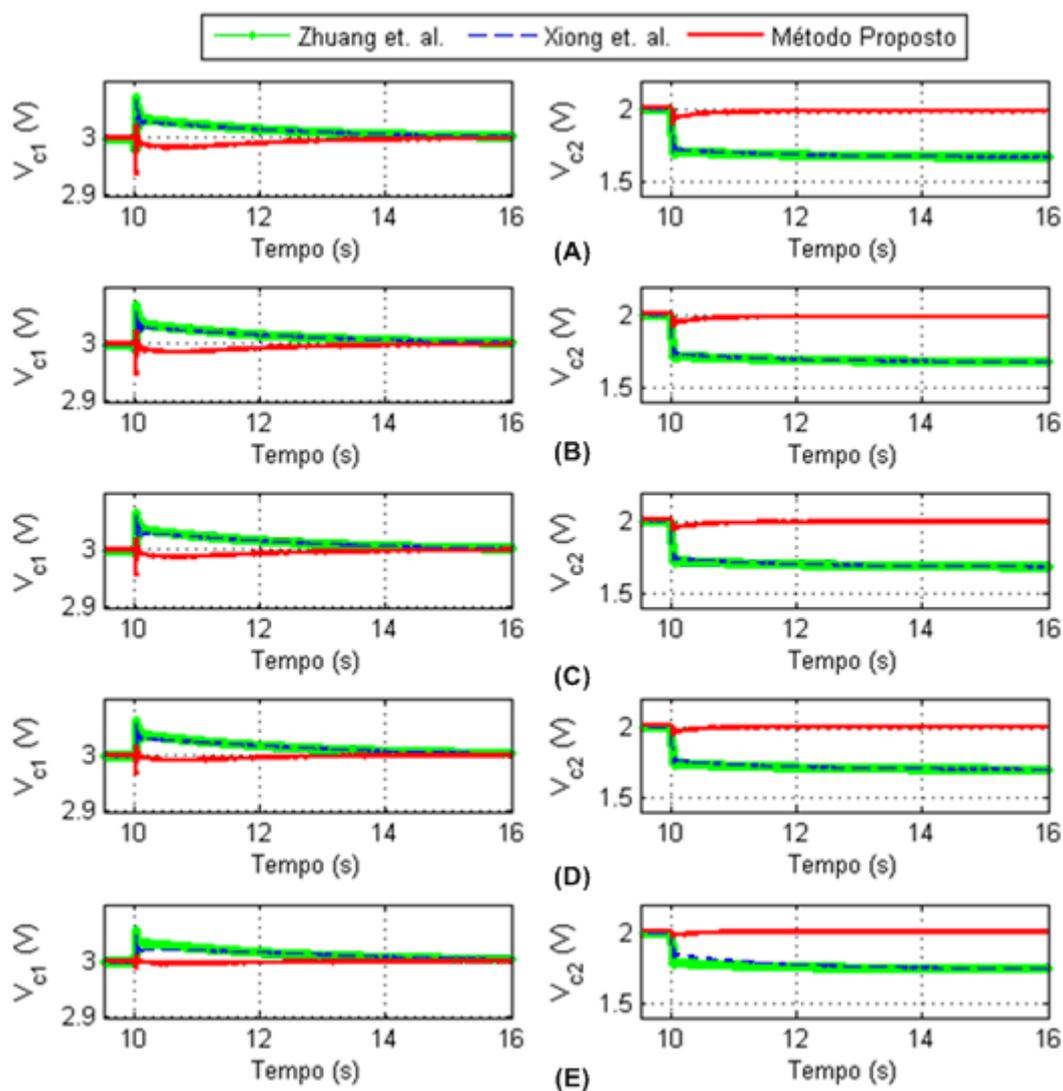


Figura 6.27. Simulação da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Na Fig. 6.27, pode-se observar que para todas as variações paramétricas, o controlador projetado pela metodologia robusta proposta, consegue adequadamente

corrigir as oscilações decorrentes da variação da carga na saída 2 do conversor, no entanto, observa-se que os demais não conseguem corrigir adequadamente a mudança do valor de carga do conversor e proporcionam um aumento do erro em regime permanente nos valores de tensão da saída 2 do sistema, demonstrando uma sensível degradação do desempenho dos controladores projetados pelas metodologias convencionais, quando submetidos a uma variação de carga na saída 2 do conversor SIMO. A Fig. 6.28 apresenta o sinal de controle do controlador de estrutura PI, quando o conversor SIMO é submetido a uma variação paramétrica na saída 2 via ambiente de simulação.

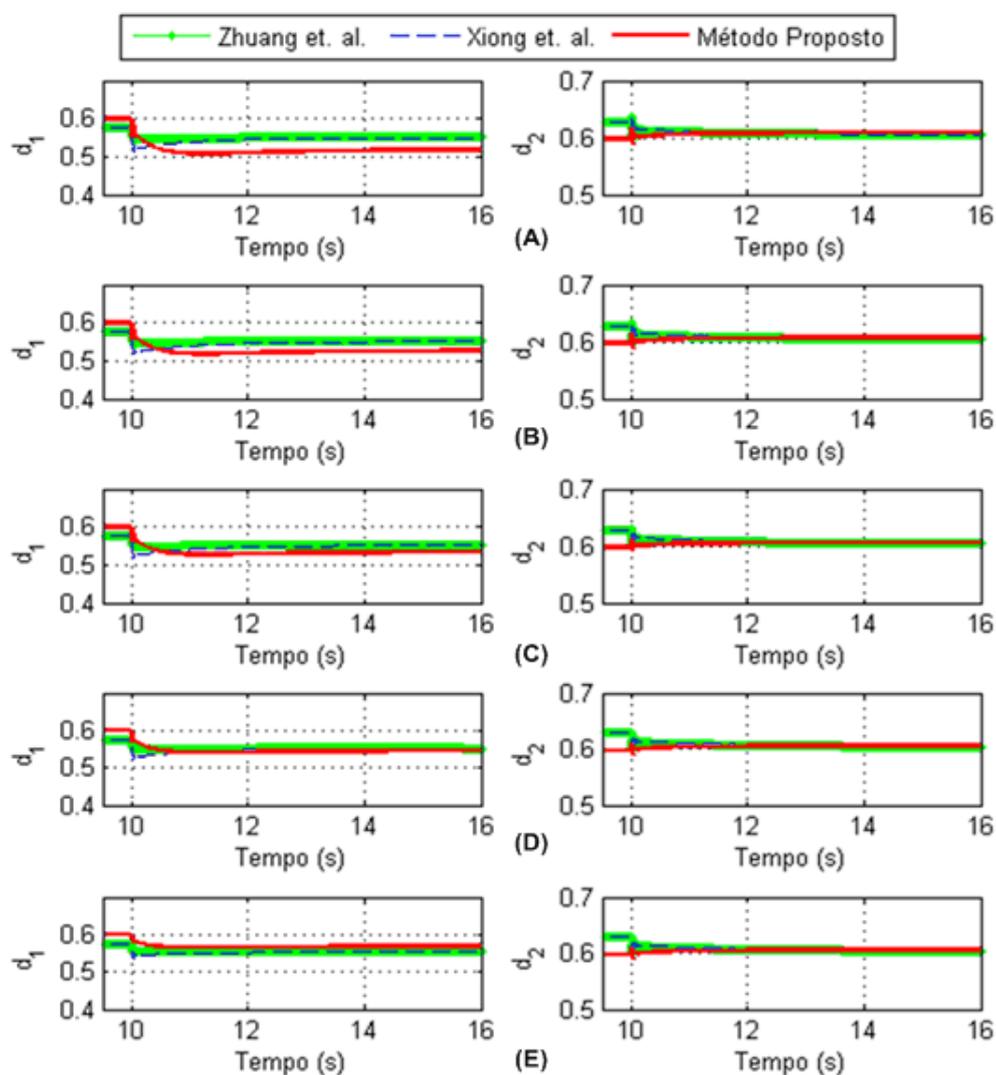


Figura 6.28. Simulação do sinal de controle quando ocorre a variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Observa-se na Fig. 6.28, que o sinal de controle de todos os controladores projetados pelas metodologias de projeto de controladores descritas por este estudo, não apresentam saturação e nenhuma restrição de operação. A Fig. 6.29 apresenta a função custo ISE calculada para cada ponto de variação da carga na saída 2 do conversor SIMO (R_2), via ambiente de simulação na presença do controlador PI.

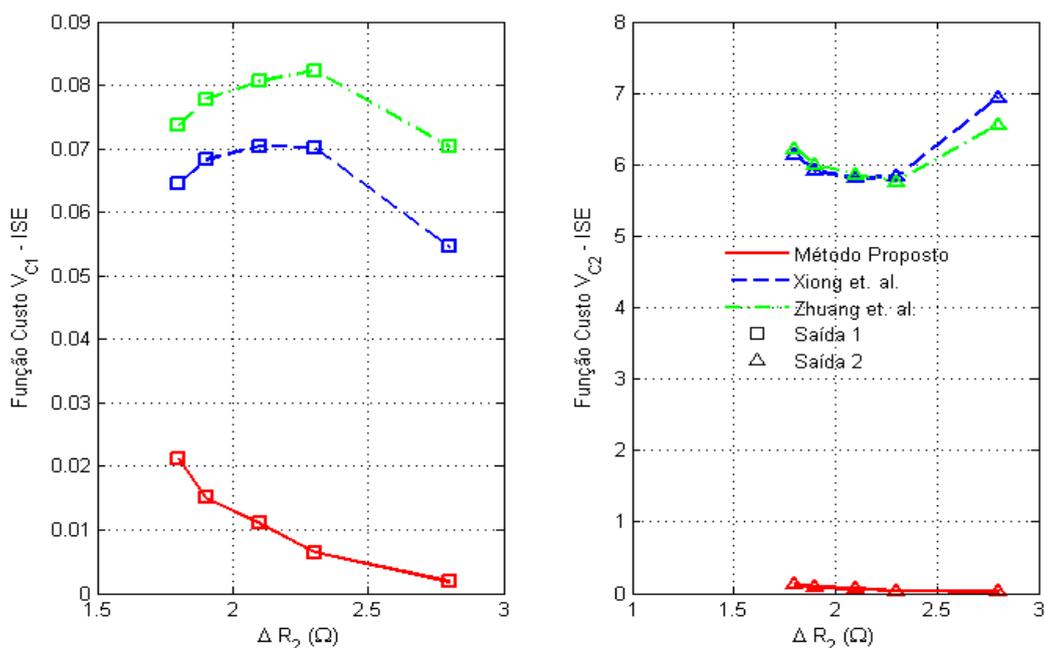


Figura 6.29. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2).

Na Fig. 6.29, observa-se que para todos os pontos da função custo ISE a metodologia proposta apresenta os menores valores, ratificando a robustez do controlador projetado pela metodologia proposta, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica na saída 2 do conversor SIMO, observa-se também que os maiores valores da função custo ocorre na segunda saída (V_{C2}), devido aos controladores projetados pelas metodologias clássicas não conseguirem corrigir adequadamente os valores da segunda saída. A Fig. 6.30 apresenta o comportamento da variação de carga na saída 2 do conversor SIMO (R_2), em ambiente de simulação na presença dos controladores PID.

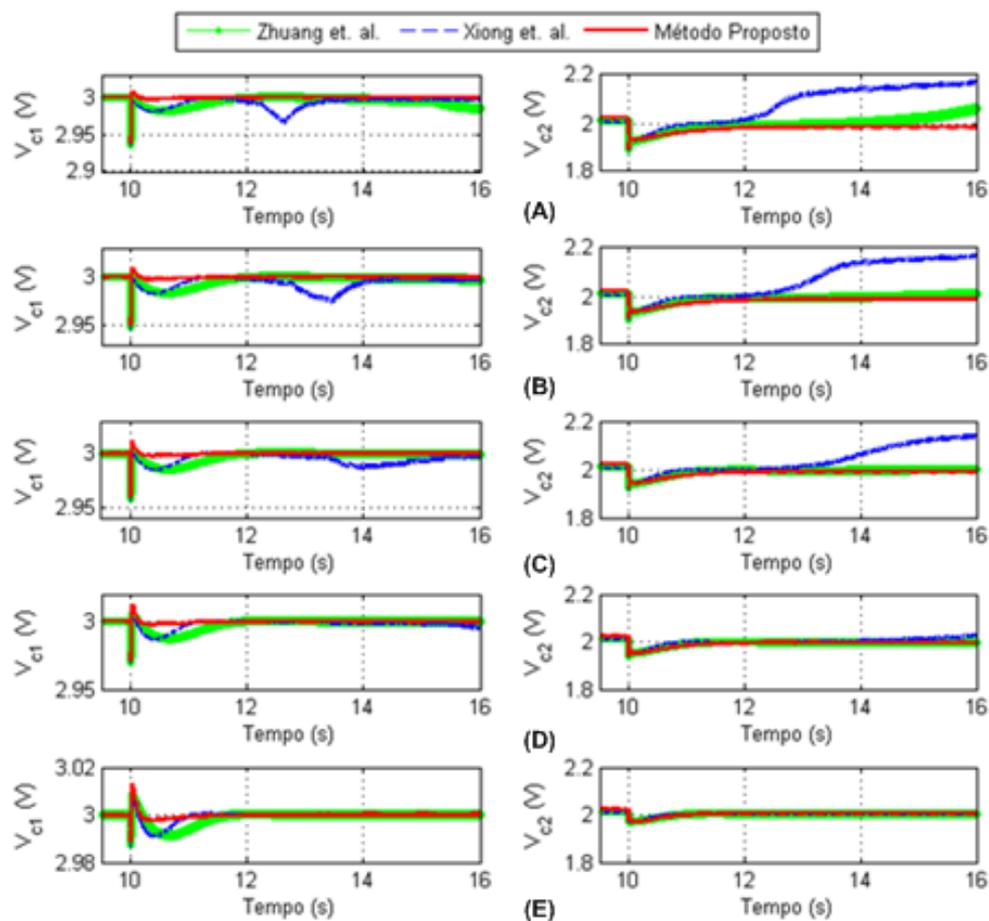


Figura 6.30. Simulação da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Verifica-se na Fig. 6.30, que para pequenas variações da resistência de carga (R_2), sendo representada pela inserção da resistência de 15Ω em paralelo a resistência nominal, todas as estratégias de controle conseguem corrigir adequadamente o comportamento das saídas do conversor, no entanto, quando se aumenta o valor da variação de carga, os controladores projetados pelas metodologias convencionais, baseadas em Xiong *et al.* (2006) e em Zhuang *et al.* (1994), perdem desempenho sensivelmente e não conseguem corrigir adequadamente as saídas do conversor, de modo a apresentar oscilações indesejáveis e um aumento do erro em regime permanente, principalmente na saída 2 do conversor SIMO (V_{C2}), tal fato não é observado para o controlador projetado pela metodologia robusta proposta nesta tese, de modo que para todas as variações paramétricas neste experimento, o controlador consegue corrigir adequadamente as oscilações. A Fig. 6.31 apresenta o sinal de controle do controlador de estrutura PID, quando o conversor SIMO é submetido a uma variação paramétrica na saída 2 via ambiente de simulação.

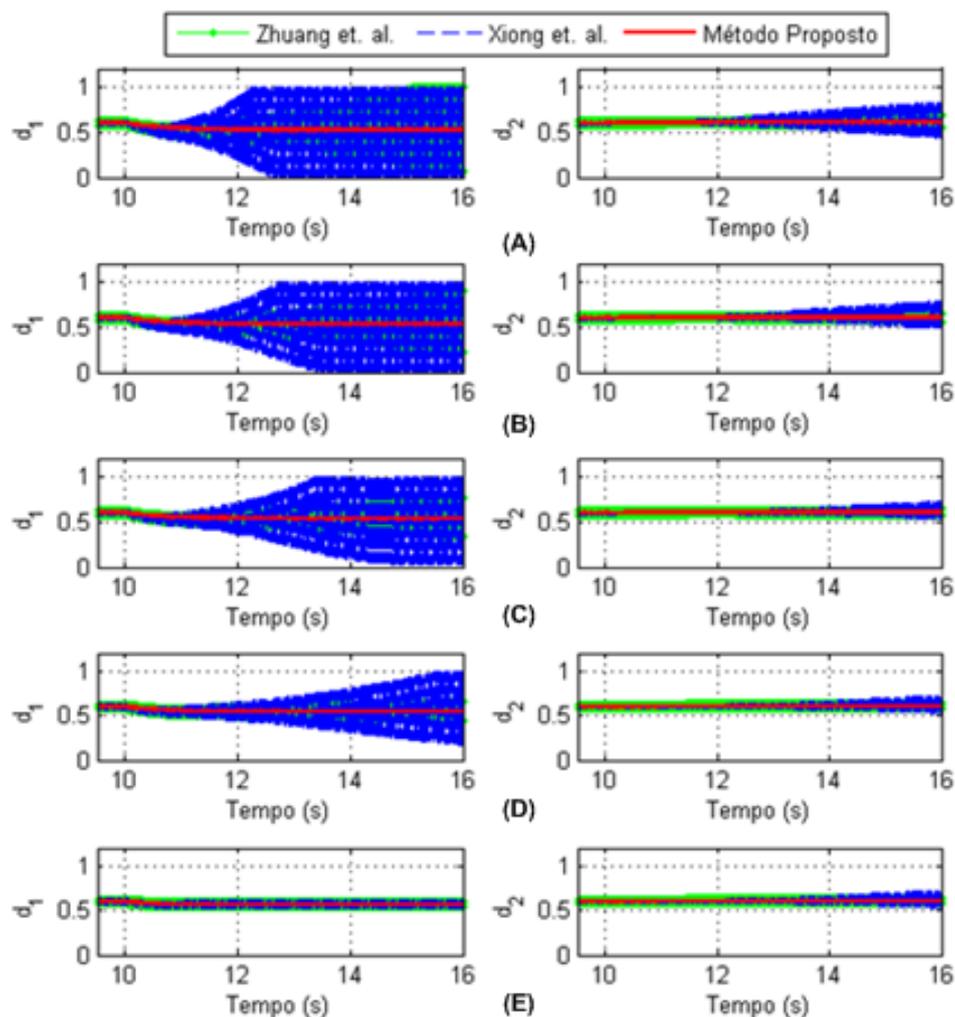


Figura 6.31. Simulação do sinal de controle quando ocorre a variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Verifica-se na Fig. 6.31, que para pequenos valores de variação paramétrica, sendo representada pela inserção da resistência de 15Ω em paralelo a resistência nominal, os sinais de controle não apresentam saturação, no entanto para valores maiores da variação da carga do conversor, observa-se a saturação do sinal de controle e uma grande variação para as metodologias convencionais, tal fato não é observado para a metodologia robusta proposta, onde não apresenta saturação nem uma variação persistente no sinal de controle, como observado para as demais metodologias. A Fig. 6.32 apresenta a função custo ISE calculada para cada ponto de variação da carga na saída 2 do conversor SIMO (R_2), via ambiente de simulação na presença do controlador de estrutura PID.

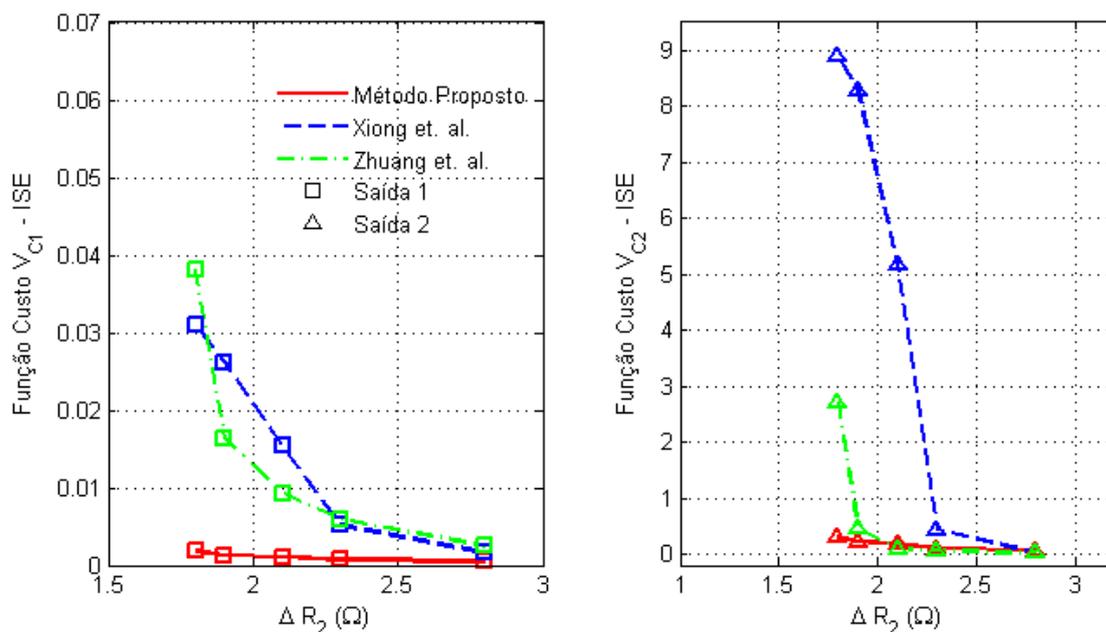


Figura 6.32. Avaliação da simulação da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2).

Verifica-se na Fig. 6.32, que para todos os pontos da função custo ISE a metodologia proposta apresenta os menores valores, apresentando uma característica quase que constante para o gráfico da função custo ISE, ratificando a robustez do controlador projetado pela metodologia proposta, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica na saída 2 do conversor SIMO (R_2). Vale notar que os maiores valores da função custo ISE ocorrem na saída 2 do conversor SIMO (V_{C2}), onde esta apresenta maior degradação do desempenho, de modo que para maiores valores de variação de carga, as metodologias clássicas apresentam um aumento do erro em regime permanente.

6.5.2 Ambiente experimental

A Fig. 6.33 apresenta a avaliação experimental do teste de variação nos valores da carga da saída 2 do sistema conversor SIMO (R_2), na presença do controlador PI. Para a realização da avaliação experimental foi utilizado os mesmos valores de resistências, sendo inseridas em paralelo com a carga nominal.

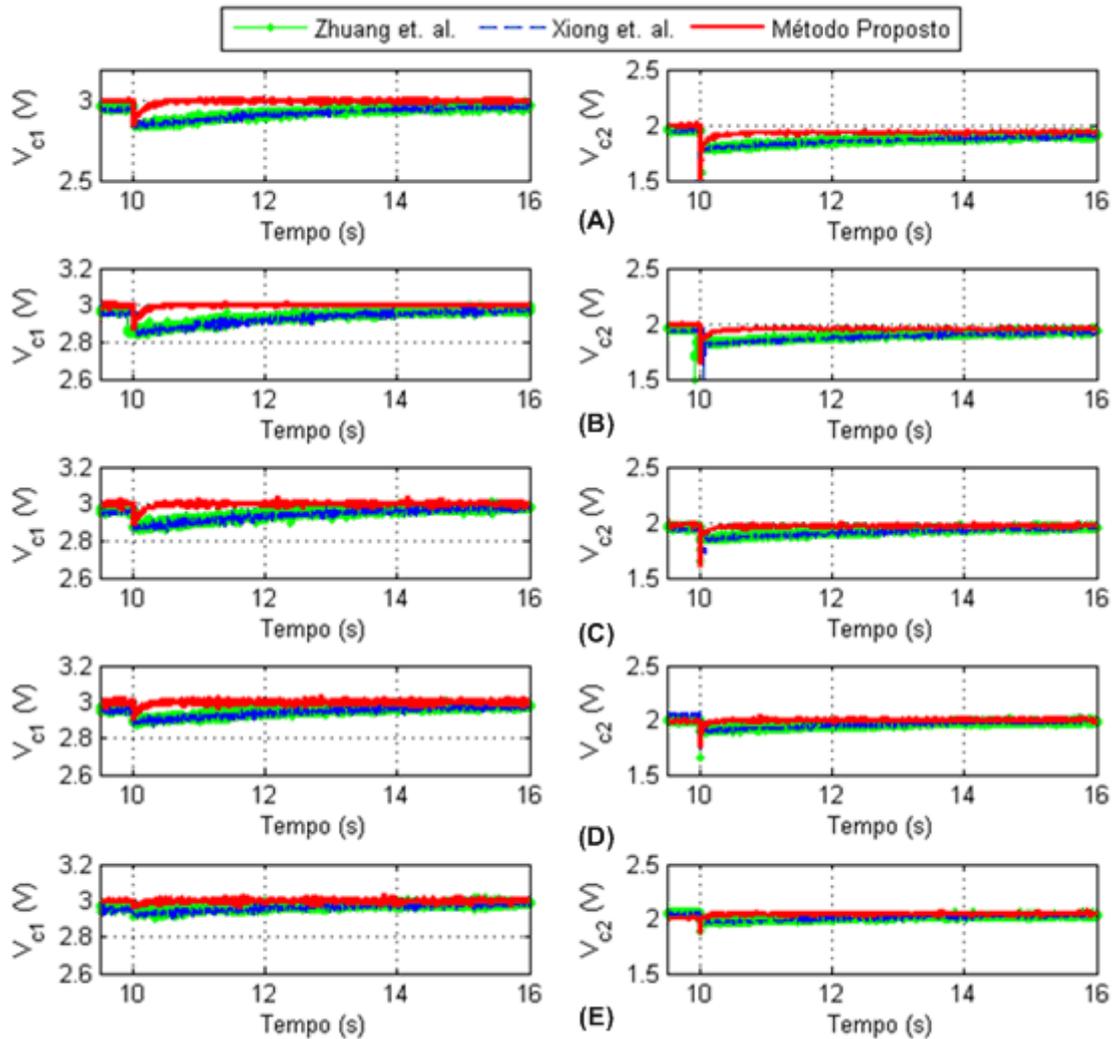


Figura 6.33. Avaliação experimental da variação de carga (R_2) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Observa-se na Fig. 6.33, que para todas as variações paramétricas de carga na saída 2 do conversor SIMO, todos os controladores projetados, conseguem corrigir adequadamente as oscilações decorrentes da variação da carga da saída 2 do conversor SIMO (R_2), no entanto, o controlador projetado pelo método robusto proposto apresenta um melhor desempenho em relação as demais metodologias de projeto de controlador investigadas, em relação a rapidez na correção das oscilações decorrentes da variação paramétrica de carga na saída 2 do conversor SIMO. A Fig. 6.34 apresenta o sinal de controle do teste experimental da variação de carga na saída 2 do conversor SIMO (V_{C2}), na presença do controlador PI.

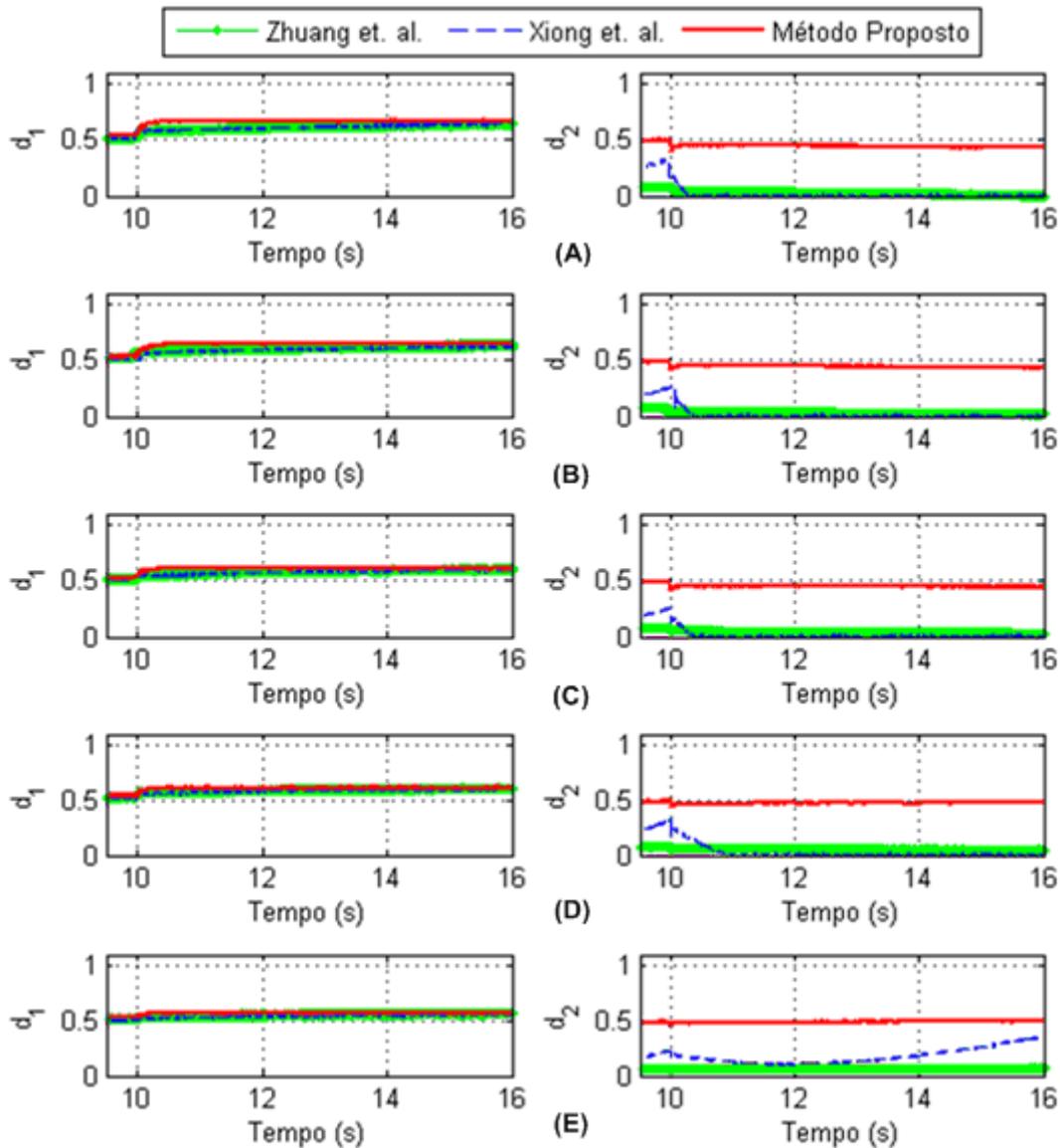


Figura 6.34. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PI. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Nota-se na Fig. 6.34, que todos os sinais de controle experimentais não apresentam saturação, o qual apresenta o sinal de chaveamento das chaves estáticas dentro da sua faixa nominal de operação. A Fig. 6.35 apresenta os valores da função custo ISE experimental, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica referente à variação da carga na saída 2 do conversor SIMO (R_2), na presença do controlador PI.

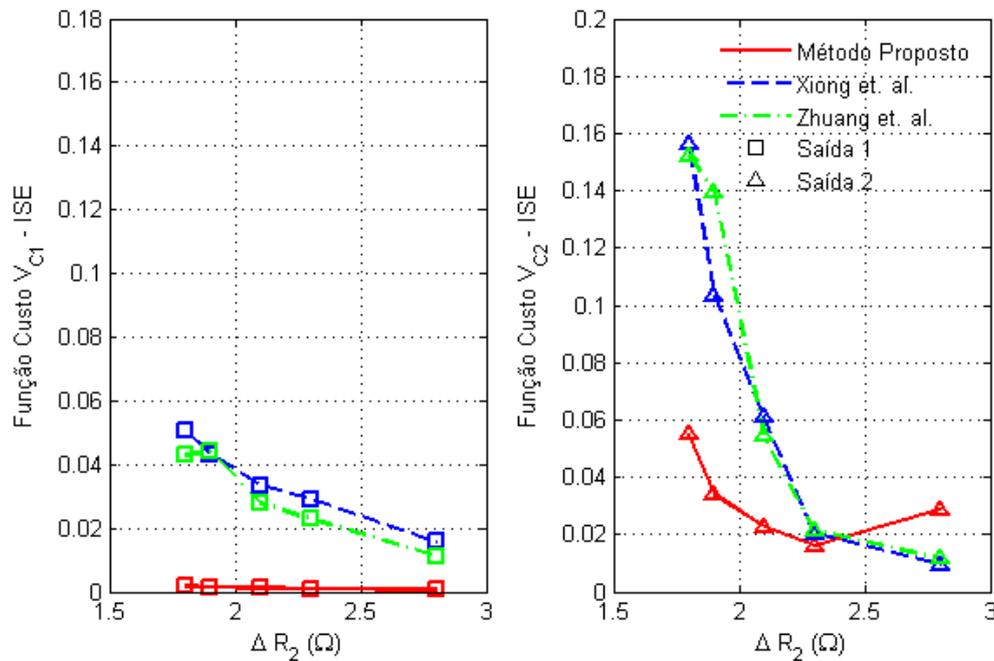


Figura 6.35. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PI quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2).

Verifica-se na Fig. 6.35, que para quase todos os pontos da função custo ISE do teste experimental, a metodologia proposta apresenta os menores valores, além de uma característica quase que constante para o gráfico da função custo ISE, ratificando a robustez do controlador projetado pela metodologia proposta, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica na saída 2 do conversor SIMO (R_2). Vale notar que para valores pequenos de variação da carga na saída 2 do conversor SIMO ($\Delta R_2 = 15\Omega$), a função custo ISE para a metodologia de projeto de controladores proposta apresenta menor valor para a saída 1 (V_{C1}), no entanto, para a saída 2 (V_{C2}) é apresentado um maior valor. Nota-se também, que quanto menor o valor da variação da carga, maior o valor da resistência alocada em paralelo, mais próximo este ponto de operação se encontra da condição nominal, deste modo, é natural observar uma diminuição gradativa da função custo ISE, principalmente nas metodologias clássicas. A Fig. 6.36 apresenta a variação de carga da saída 2 (V_{C2}) quando o sistema conversor SIMO opera na presença do controlador PID, para a variação da resistência utiliza-se a mesma faixa adotada para a realização da simulação.

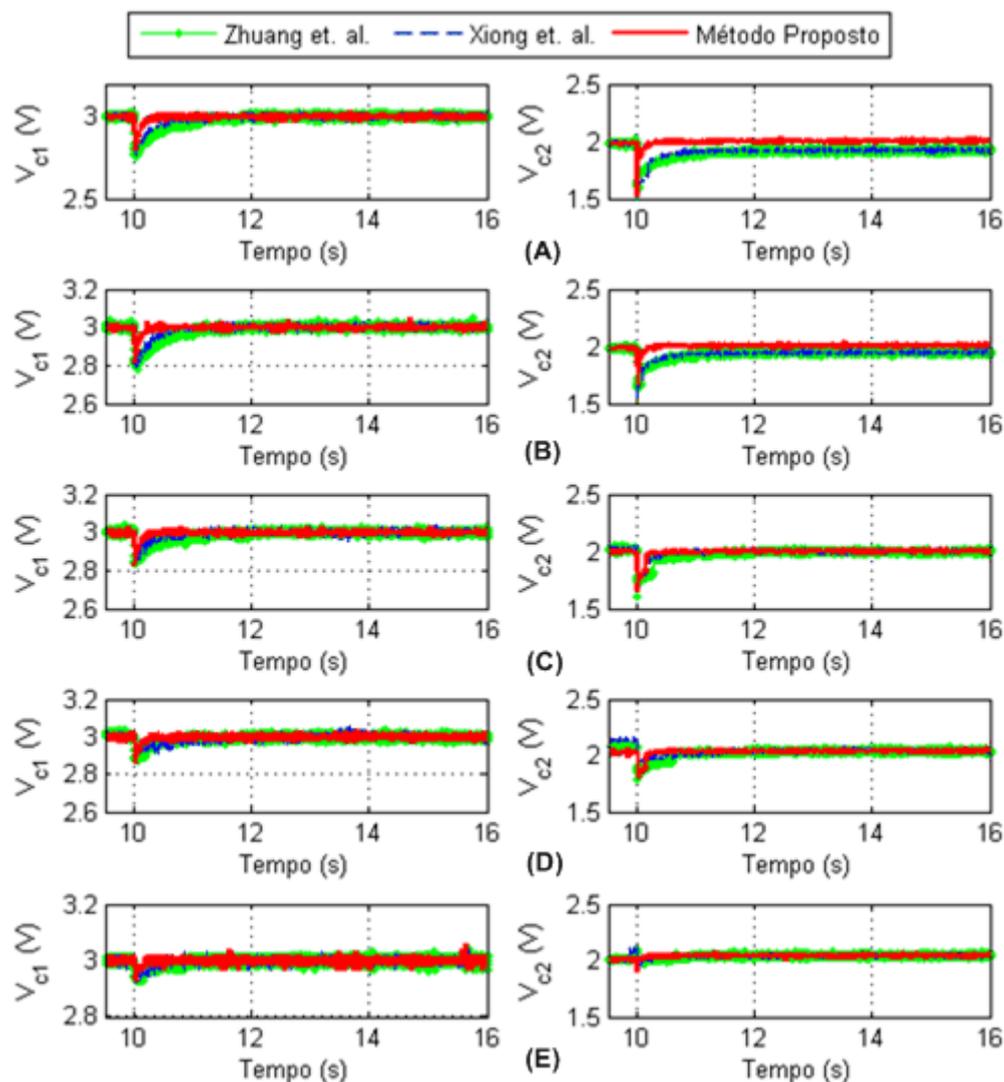


Figura 6.36. Avaliação experimental da variação de carga (R_2) conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Nota-se na Fig. 6.36, que para todas as variações de carga na saída 2 (V_{C2}) do sistema conversor SIMO, todos os controladores projetados conseguem corrigir adequadamente a perturbação ocasionada pela variação paramétrica da carga do sistema. Observa-se também que para valores pequenos de variação, o comportamento da tensão se mostram muito próximos, no entanto, com o aumento do valor da variação de carga do sistema, a metodologia robusta proposta apresenta um melhor desempenho, de modo a corrigir mais rapidamente a perturbação ocasionada pela variação da carga no sistema. A Fig. 6.37 apresenta a avaliação experimental do sinal de controle das metodologias em análise, quando o sistema conversor SIMO é submetido a variação paramétrica da carga na saída 2 (V_{C2}).

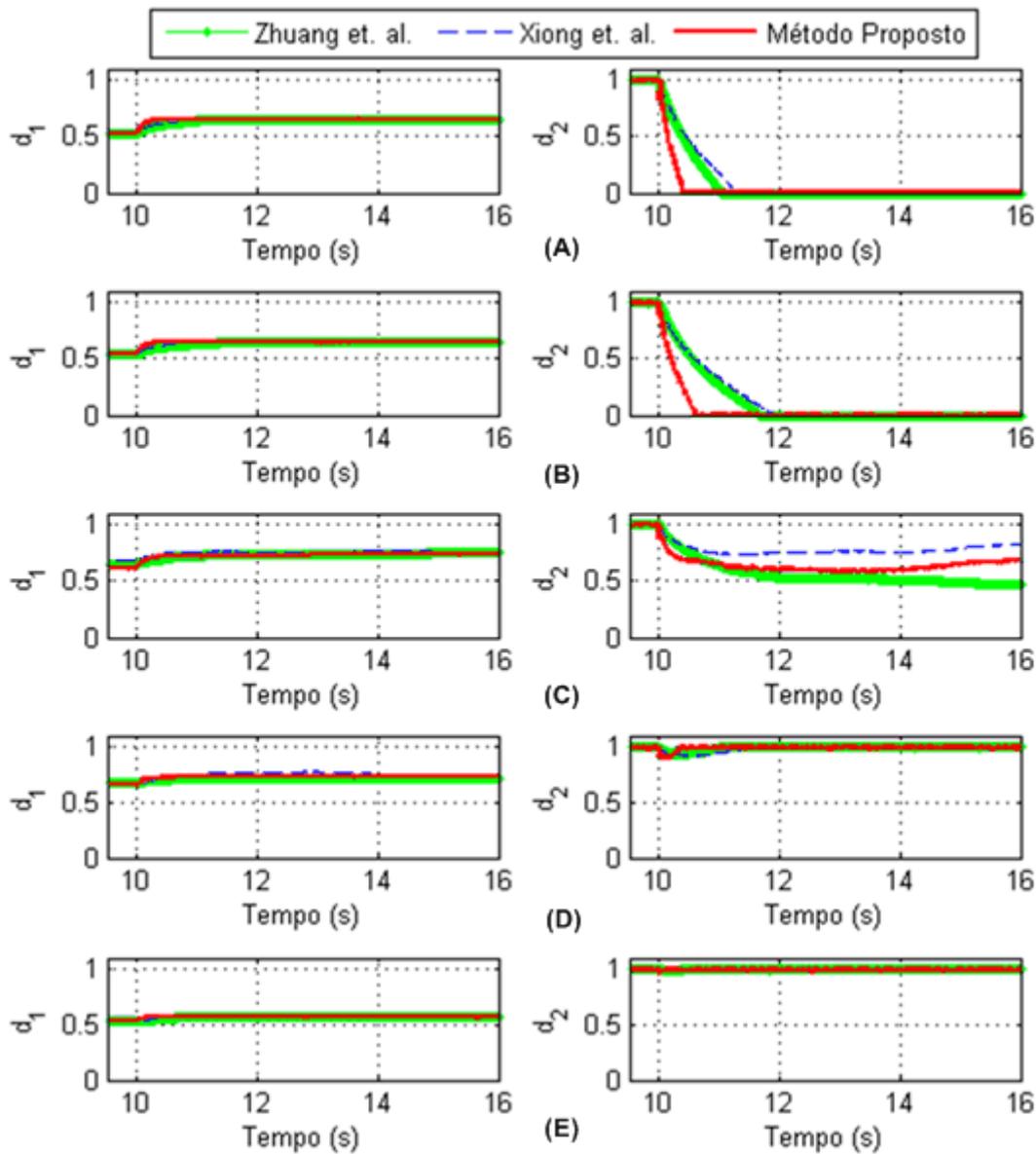


Figura 6.37. Avaliação experimental do sinal de controle da variação de carga (R_2) do conversor SIMO em malha fechada com o controlador de estrutura PID. (A) $\Delta R_2 = 3,9 \Omega$; (B) $\Delta R_2 = 4,7 \Omega$; (C) $\Delta R_2 = 5,6 \Omega$; (D) $\Delta R_2 = 7,5 \Omega$; (E) $\Delta R_2 = 15 \Omega$.

Nota-se na Fig. 6.37, que o sinal de controle da saída 2 (V_{C2}) encontra-se saturada, estima-se que tal ocorrência seja devido à forma de implementação da ação derivativa, ocasionando tal aumento do esforço de controle. Nota-se que para grandes variações paramétricas da tensão de entrada, uma diminuição do esforço de controle que pode vir a zerar é ocasionada, quanto maior a variação paramétrica mais rápido a variação. A Fig. 6.38 apresenta os valores da função custo ISE experimental, quando o

o sistema é submetido a uma variação paramétrica referente à variação da carga na saída 2 do conversor SIMO (R_2), na presença do controlador PID.

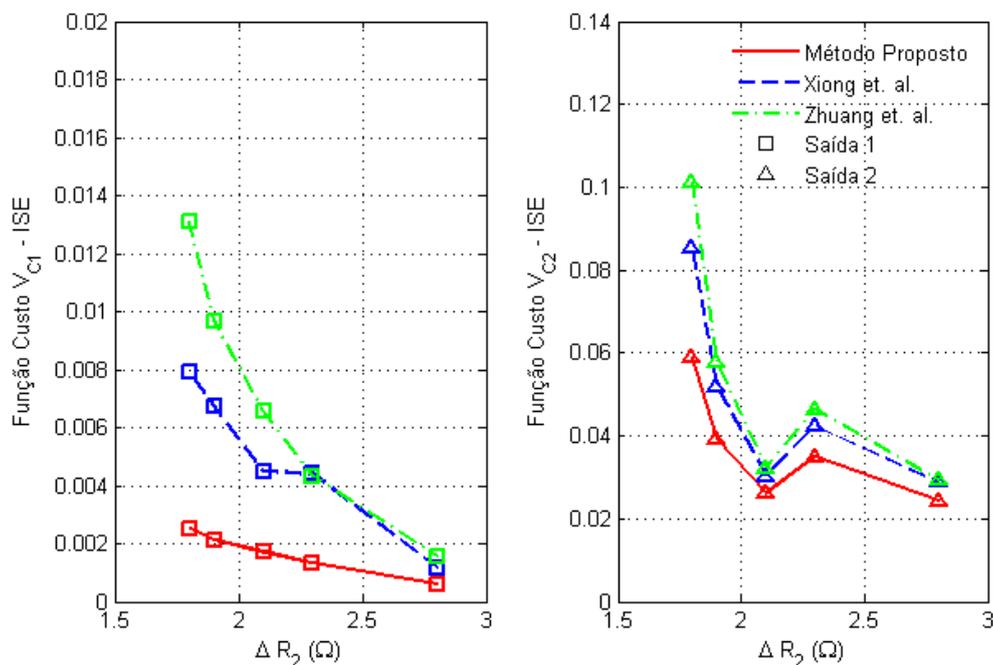


Figura 6.38. Avaliação experimental da função custo ISE quando o conversor SIMO opera em malha fechada na presença do controlador PID quando este é submetido a uma variação paramétrica da carga do conversor SIMO (R_2).

Verifica-se na Fig. 6.35, que para quase todos os pontos da função custo ISE experimental, a metodologia proposta apresenta os menores valores, de modo que se assemelha a um valor constante para o gráfico da função custo ISE, ratificando a robustez do controlador projetado pela metodologia proposta, quando o sistema é submetido a uma variação paramétrica na saída 2 do conversor SIMO (V_{C2}). Vale ressaltar que a função custo ISE apresenta uma ligeira redução, devido a aproximação do valor nominal na carga da saída 2 do sistema.

6.6 Avaliação de superfícies de desempenho do sistema mediante variação paramétrica.

Objetivando realizar uma análise a cerca da variação paramétrica das cargas juntamente com uma mudança de *setpoint* nos valores de tensão de saída do conversor SIMO, a variação do valor das saídas é realizada simultaneamente mantendo uma diferença de 1 V entre a saída 1 (V_{C1}) e a saída 2 (V_{C2}), os valores de mudança de

setpoint são: $V_{C1} = \{2,5 \text{ V}; 3,0 \text{ V}; 3,5 \text{ V}; 4,0 \text{ V}\}$ e $V_{C2} = \{1,5 \text{ V}; 2,5 \text{ V}; 3,0 \text{ V}; 3,5 \text{ V}\}$. Para proporcionar uma variação paramétrica da carga do sistema conversor SIMO, adota-se os seguintes valores de resistência $\Delta R_i = \{3,9 \ \Omega; 4,7 \ \Omega; 5,6 \ \Omega; 7,5 \ \Omega; 15 \ \Omega\}$ onde $i = 1, 2$. A Fig. 6.39 apresenta as superfícies de desempenho obtidas de forma experimental, quando o conversor SIMO é submetido a uma variação paramétrica da saída 1 (ΔR_1) e uma mudança de *setpoint* dos valores da saída do sistema, na presença do controlador PI.

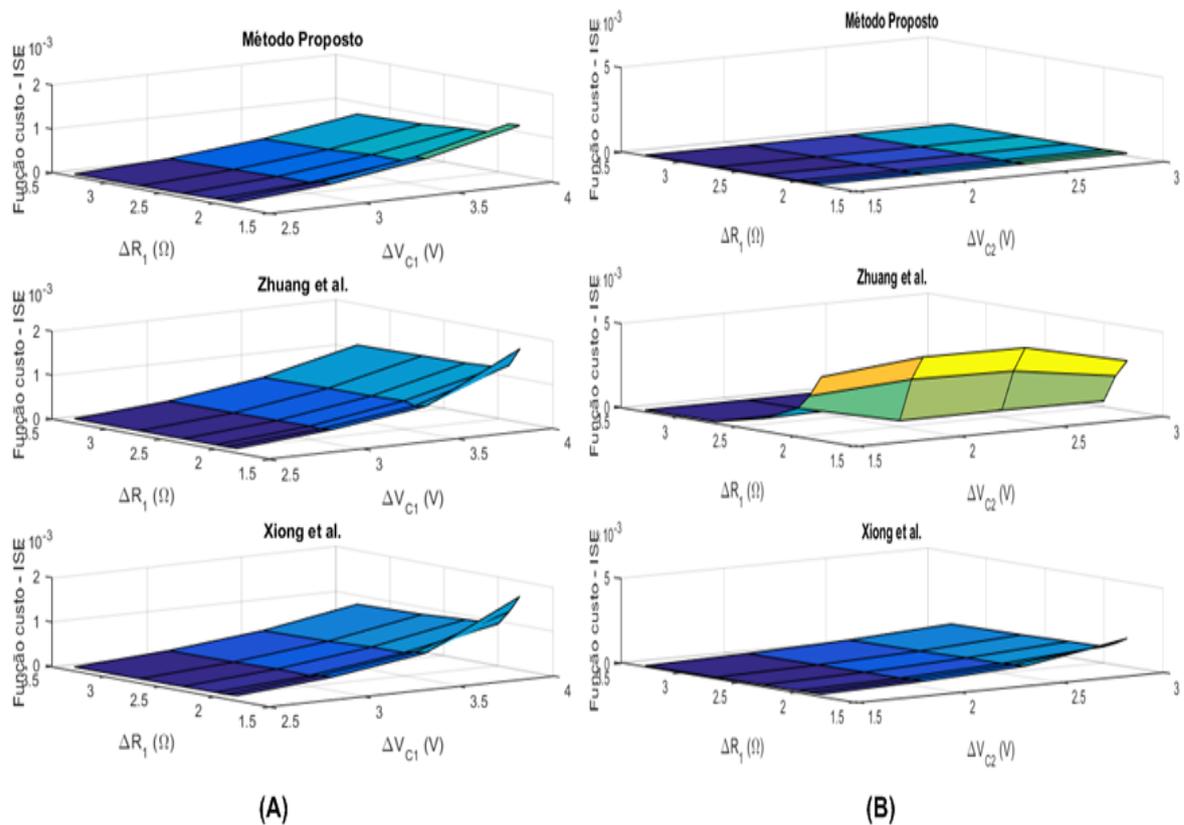


Figura 6.39. Avaliação experimental da superfície de desempenho utilizando a função custo ISE do conversor SIMO em malha fechada com um controlador PI, sendo este submetido a variações paramétricas da carga do conversor SIMO (R_1) e variações dos *setpoints* das saídas do conversor SIMO.

Observa-se na Fig. 6.39, que as superfícies de desempenho relacionadas a metodologia proposta, apresentaram os menores valores da função custo ISE em comparação as demais metodologias clássicas avaliadas por este estudo, vale ressaltar que a superfície de desempenho da metodologia de controle robusta proposta, se assemelha a um plano constante, o qual apresenta pequenas variações, principalmente quando implementado uma variação de carga na saída 1 (ΔR_1) com valores de $3,9 \ \Omega$, e na ocorrência dos maiores valores de *setpoint* das tensões de saída do conversor SIMO.

A Fig. 6.40 apresenta as superfícies de desempenho obtidas de forma experimental, quando o conversor SIMO é submetido a uma variação paramétrica da saída 2 (ΔR_2) e uma mudança de *setpoint* dos valores das saídas do sistema, na presença do controlador PI.

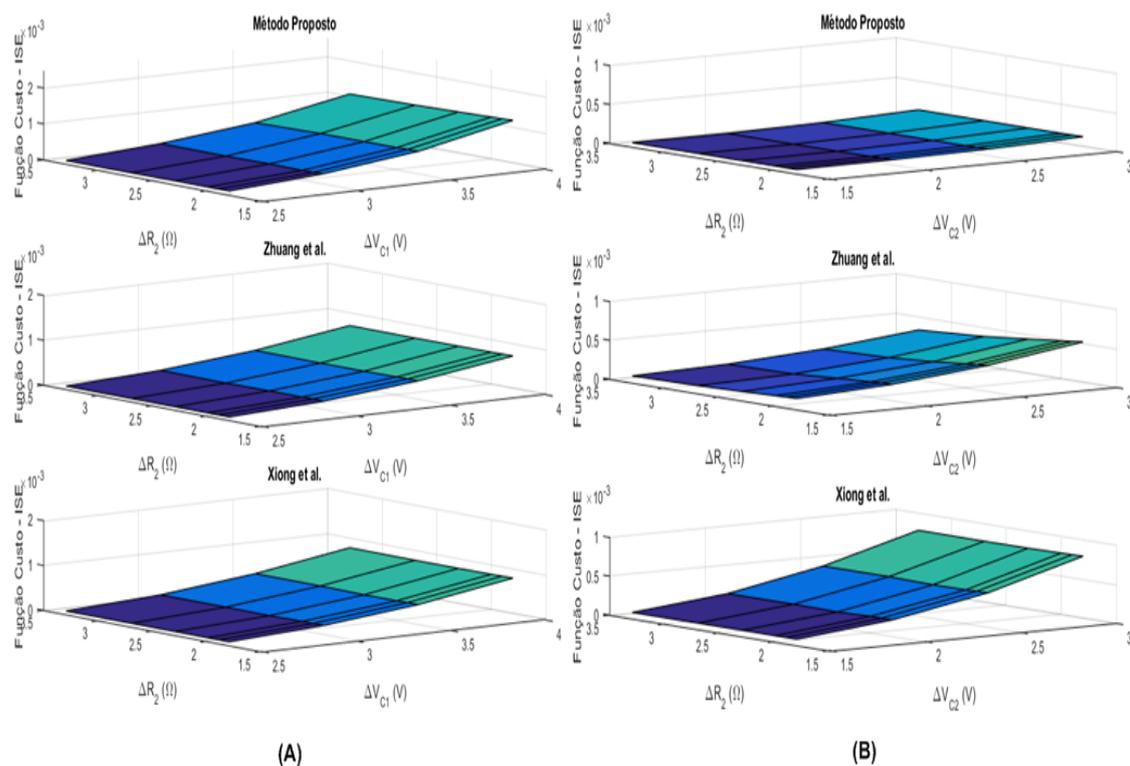


Figura 6.40. Avaliação experimental da superfície de desempenho utilizando a função custo ISE do conversor SIMO em malha fechada com um controlador PI, sendo este submetido a variações paramétricas da carga do conversor SIMO (R_2) e variações dos *setpoint* das saídas do conversor SIMO.

Observa-se na Fig. 6.40, que as superfícies de desempenho relacionadas à metodologia proposta, apresentam os menores valores da função custo ISE em comparação as demais metodologias convencionais avaliadas por este estudo. Vale ressaltar que a superfície de desempenho da metodologia de controle robusta proposta se assemelha a um plano constante, ratificando a robustez do controlador a uma determinada faixa de incertezas previamente determinada por este estudo.

6.7 Conclusão do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos por este estudo, primeiramente apresentando resultados de simulações não lineares do uso de

controladores descentralizados projetados por métodos convencionais, baseadas em Xiong *et al.* (2006) e Zhuang *et al.* (1994), e pelo método robusto proposto por esta tese, todos aplicados no conversor SIMO, primeiramente avaliou-se a estrutura PI em seguida a estrutura PID. Em seguida, foram apresentados e comparados os resultados experimentais das metodologias de projeto de controladores aplicados no sistema conversor SIMO com estrutura PI e PID. Adicionalmente foram avaliados e analisados os índices de desempenho apresentados pelos controladores e verificou-se que quando o conversor é submetido a uma variação paramétrica, o controlador projetado pela metodologia robusta proposta por este trabalho apresenta um melhor desempenho em comparação as metodologias clássicas avaliadas na literatura, o que evidencia e ratifica o uso da metodologia proposta. O próximo capítulo aborda as considerações finais deste estudo, juntamente com propostas de continuação deste trabalho.

Capítulo 7

Considerações Finais da Tese e Recomendações para Trabalhos Futuros

7.1 Considerações finais

Este estudo propôs uma metodologia de projeto robusto de controle robusto multivariável descentralizado, aplicado em um sistema conversor de potência CC/CC do tipo *Buck* de estrutura *Single Inductor Multiple Output*. Verificou-se que a metodologia de controle proposta apresentou um excelente desempenho em comparação às metodologias convencionais encontradas na literatura, baseadas em Xiong *et al.* (2006) e Zhuang *et al.* (1994). Verificou-se através de exaustivas simulações e experimentos que a metodologia robusta proposta de projeto de controladores, apresentou melhor desempenho que os demais, quando o sistema conversor SIMO é submetido a variações paramétricas, em toda gama de variações paramétricas avaliadas nos testes propostos. Para a realização da variação paramétrica do sistema conversor, optou-se pelos seguintes parâmetros do conversor SIMO: Tensão de alimentação CC (V_{in}), resistência de carga da saída 1 (R_1), por fim, resistência de carga da saída 2 (R_2).

Mediante os resultados obtidos via simulação e experimentalmente, conclui-se que quando o sistema conversor SIMO é submetido a uma determinada variação paramétrica, a metodologia robusta de projeto de controladores proposta apresentou melhor desempenho, ratificando a robustez do controlador descentralizado robusto proposto.

Com o desenvolvimento deste estudo, verificou-se que para dinâmicas rápidas e principalmente em conversores de potência, onde existe um forte acoplamento das saídas do sistema, tornando o problema do projeto de controle de difícil solução, observou-se que é possível utilizar a metodologia de controle multivariável descentralizado para controlar adequadamente o sistema. Vale ressaltar que se torna papel do controlador descentralizado minimizar o forte acoplamento entre as malhas do conversor SIMO, além disso, verificou-se também, por meio dos resultados obtidos neste estudo, que a metodologia de controle robusto multivariável descentralizado

proposta, conseguiu atender a todas as especificações de projeto, bem como promoveu uma redução satisfatória do acoplamento do sistema conversor SIMO.

Uma das principais contribuições relevantes deste trabalho é o projeto de um controlador multivariável robusto descentralizado, que pode ser aplicado a um determinado sistema, considerando uma determinada região de incertezas previamente conhecida pelo projetista, bem como a realização de uma investigação experimental a cerca do desempenho da metodologia de controle proposta aplicada a um sistema de dinâmica rápida, onde este possui um forte acoplamento das saídas, bem como possuindo não linearidades severas de seu modelo matemático. Este sistema é o conversor SIMO, sendo um conversor CC/CC abaixador de múltiplas saídas, possuindo níveis de tensão diferentes para cada saída, além de possuir um único elemento indutivo para todas as saídas do conversor. Vale notar que na literatura, não há uma investigação de controle aplicada ao conversor SIMO, que faça uso de técnicas de controle multivariável descentralizado, muito menos perfazendo uma avaliação de desempenho do sistema na presença de variações paramétricas deste, sendo assim identificou-se uma lacuna científica, onde este trabalho foi desenvolvido, objetivando contribuir através desta proposta de solução para tal problemática.

O objetivo geral deste trabalho foi alcançado de forma satisfatória, pois através dos resultados via simulação não linear do conversor SIMO e dos resultados experimentais obtidos por meio do sistema desenvolvido, notou-se que a metodologia robusta de controle descentralizado proposta apresentou um melhor desempenho que as metodologias convencionais investigadas neste estudo, quando ocorre uma variação paramétrica no conversor SIMO. Além disto, verificou-se que para todas as variações paramétricas avaliadas por este estudo, o controlador projetado pela metodologia robusta descentralizada garantiu a estabilidade do sistema para toda a região de incertezas avaliada, de modo que o sistema na presença deste controlador é considerado robustamente estável para a região de incertezas avaliada. Deste modo, conclui-se que os objetivos gerais e específicos propostos por este estudo, foram atendidos de forma satisfatória.

7.2 Recomendações para trabalhos futuros

[1] Realizar o projeto robusto de desacopladores, fazendo uso da mesma faixa de incertezas a qual os controladores são projetados e utilizando a metodologia IMC.

- [2] Modificar a metodologia de solução do problema de otimização, utilizar a metodologia da esfera de chebyshev para solucionar o problema de LMI, de modo a obter os parâmetros do controlador.
- [3] Aplicar e avaliar a metodologia de controle proposta em outras topologias de conversores de potência, que podem ser AC-CC; CC/CC e CC-AC.
- [4] Avaliar o desempenho da estratégia de controle proposta para o acionamento de cargas dinâmicas, como motor CC.
- [5] Avaliar o desempenho da estratégia de controle proposta quando o conversor SIMO alimentar outros conversores que servem como carga, de modo que os conversores a serem alimentados possuam dinâmicas mais rápidas e possuam um controle de potência para as suas cargas, deste modo o conversor serve como uma carga de potência constante (CPC) que pode vir a introduzir diversas não linearidades no sistema.

Referências Bibliográficas

ARRABAÇA, D. A., GIMENEZ, S. P. **Conversores de energia elétrica CC/CC para aplicação em eletrônica de potência.** Editora Érica, São Paulo- SP, 1º Edição, (2013).

ASTRÖM, K. J. e HÄGGLUND, T. **PID Controllers: theory, design, and tuning.** Instrument Society of America. 2º Edição, (1995).

BARMISH, B. R. **New tools for robustness of linear system.** Macmillan Publishing, New York, EUA, (1994).

BAZANELLA, A.; SILVA JR., J. **Sistemas de Controle: Princípios e Métodos de Projeto.** Porto Alegre: UFRGS, (2005).

BEHJATI, H. E DAVOUDI, A. **A Multiple-Input Multiple-Output DC–DC Converter.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, Maio, (2013). DOI: 10.1109/TIA.2013.2253440

BHATTACHARYYA, S. P., DATTA, A., KEEL, L. H. **Linear control theory: Robustness, and optimization.** CRC press store , 1º edição, (2009).

BHATTACHARYYA, S. P.; CHAPPELLAT, H. AND KEEL, L. H. **Robust control: the parametric approach.** Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, (1995).

BHATTACHARYYA, S.P. **Recent Results in Robust Parametric Stability and Control.** IEEE International Symposium on Circuits and Systems, (1992).

BISTROL, E. H. **On a New Measure of Interaction For Multivariable Process Control.** IEEE Trans. Automat. Control 11, 133-134, (1966).

COSTA, C. A. **Projeto de avaliação experimental de uma estratégia baseada em análise intervalar para síntese de estabilizador robusto para sistemas de potência.** UFPa (dissertação de mestrado), Belém - Pa, (2013).

DASIKA, J. D., BAHRANI, B., SAEEDIFARD, M. KARIMI, A. RUFER, A. **Multivariable control of single-inductor dual-output buck converters.** IEEE Transactions on Power Eletronics, Vol. 29, N°. 4, (2014).

DE LA CRUZ E.; OLLERO S.; RODRIGUEZ J.; UCEDA J. AND COBOS J.A., **Review of Suitable Topologies for on-Board DC/DC Converters in Distributed**

Power Architectures for Telecom Applications. Proc. 14th IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 59 - 65, (1992).

ERICKSON, R. W., MAKSIMOVÍČ, D. **Fundamental of power electronics.** Kluwe academic publishers, 2º Edição, New York, EUA, (2001).

FRANKLIN, G. F. e POWELL, M. L. **Digital Control of Dynamic System.** Workman – 3rd edition. ISBN 0-201-82054-4, (1997).

ESCOBAR, M. **Abordagem Flexível, Robusta e Estruturada para o Projeto de Controladores PID Multivariáveis.** Dissertação de Mestrado, UFRGS, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, (2006).

FRANKLIN, G. F., POWELL, M. L. **Digital Control of Dynamic System.** Workman – 3rd edition. ISBN 0-201-82054-4, (1997).

GROSDIDIER, P. MORARI, M. **A Computer Aided Methodology For The Design Of Decentralized Controllers.** Comput. Chem. Eng. 11, 423–433, (1987).

GROSDIDIER, P. MORARI, M. **Closed-Loop Properties From Steady State Gain Information.** Ind. Eng, Chem. Fund. 24, 221-235, (1985).

GROSDIDIER, P. MORARI, M. **Interaction Measures For Systems Under Decentralized Control,** Automatica 22, 309–319, (1986).

HOVD, M. AND SKOGESTAD, S. **Simple Frequency-Dependent Tools For Control System Analysis, Structure Selection And Design.** Automatica 28 vol.5: 989–996, (1992).

HUANG, M. H. e CHEN, K. H. **Single-Inductor Dual-Output (SIDO) DC-DC Converters For Minimized Cross Regulation And High Efficiency In Soc Supplying System.** In: Analog. Integr. Circ. Sig. Process, vol. 60, pp. 93-103, July (2008). DOI: 10.1007/s10470-008-9199-0.

HUANG, H. P.; JENG, J. C.; CHIANG, C. H. AND PAN, W. **A direct method for multi-loop PI/PID controller design.** Journal of Process Control 13, 769–786, (2003).

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width modulated DC-DC power converters.** Wiley, Dayton – Ohio, EUA, (2008).

KEEL, L.H. AND BHATTACHARYYA. S.P. **Robust stability and performance with fixed-order controllers.** Automatica, Elsevier, (1999).

KEEL, L.H. AND BHATTACHARYYA. S.P. **Robust, fragile or optimal?**. IEEE Transactions Automatic Control, Vol. 42. 1098 – 1105, (1997).

KOON, S. C.; LAM, Y. H. AND KI, W. H. **Integrated charge -control single inductor dual-output step-up/step-down converter**. in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., pp. 3071–3074. (2005). DOI: 10.1109/ISCAS. 2005.1465276.

KWON, D. RINCÓN-MORA, G. A., **Single-inductor-multiple-output switching DC-DC converters**. IEEE Transactions on circuits and systems, Vol. 56, N° 8, (2009).

LE, H. P.; CHAE, C.S.; LEE, K. C.; WANG, S. W.; CHO G. H. e CHO G.H. **A Single Inductor Switching DC-DC Converter With Five Outputs and Ordered Power-Distributive Control**. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 42, no. 12, pp. 2706–2714, Dec.(2007). DOI: 10.1109/JSSC.2007.908767.

LI, Z.; HOSHINA, S.; SATAKE, N. AND NOGI, M. **Development of DC/DC Converter for Battery Energy Storage Supporting Railway DC Feeder System**. IEEE Transactions on Industry Application, vol. 52, Issue 5, Oct. (2016). DOI: 10.1109/TIA.2016.2582724.

LIN, K., HUANG, C., CHEN, D. LIU, K. H. **Modeling and design of feedback loops for a voltage-mode single-inductor dual-output buck converter**. IEEE PESC - Power electronics specialists conference, (2008).

LINDIYA, S. A.; VIJAYAREKHA, K. AND PALANI, S. **Fuzzy Based Controllers For Single Inductor Multiple Output Buck Converter**. In: Emerging Trends in Engineering, Technology and Science (ICETETS). Pudukkottai, India. Fev. (2016).

LORDELO, Alfredo D. S. **Análise e projeto de controladores robustos por alocação de polos via análise intervalar**. UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. 94 p. il. Tese de Doutorado. Campinas, (2004).

MA, D.; KI, W. H. e TUSI, C. Y. **A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter With Freewheel Switching**. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, no. 6, pp. 1007–1014, Jun. (2003a). DOI: 10.1109/JSSC. 2003.811976.

MA, D.; KI, W. H.; TUSI, C. Y. e MOK, P. **Single-Inductor Multiple Output Switching Converters With Time-Multiplexing Control in Discontinuous Mode**. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, no. 1, pp. 89–100, Jan. (2003b). DOI: 10.1109/JSSC.2002.806279.

MCAVOY, T. ARKUN, Y. CHEN, R. ROBINSON, D. SCHNELLE, P.D. **A New Approach To Defining A Dynamic Relative Gain**. Control Eng. Practice 11, 907–914, (2003).

MEDEIROS, R. L. P.; BARRA JR., W.; BESSA, I. V.; AYRES JR., F. A. C.; NEVES, C. C. **Robust Decentralized Controller for Minimizing Coupling Effect in a Single Inductor Multiple Output DC-DC Converter Operating in Continuous Conduction Mode**. ISA Transactions, (2018).

MINNICHELLI, R. J.; ANAGNOST, J. J. e DESOER, C. A. **An Elementary Proof of Kharitonov's Stability Theorem with Extensions**. IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. 34, Issue 9, Setembro, (1989). DOI: 10.1109/9.35816.

MIRA, M. C.; ZHANG, Z.; KNOTT, A.; ANDERSEN, M. A. E. **Analysis, Design, Modeling, and Control of an Interleaved-Boost Full-Bridge Three-Port Converter for Hybrid Renewable Energy System**. IEEE Trans. Power Electronics, vol.32, Issue2, pp. 1138-1155. Feb.(2017). DOI: 10.1109/TPEL.2016.2549015.

NOGUEIRA, F. G. **Investigação experimental de estratégias de identificação e controle LPV aplicadas ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos de potência**. UFPa (Tese de doutorado) Belém – Pa, (2012).

NOGUEIRA, F. G., BARRA JÚNIOR, W., BARREIROS, J. A. L., DE LANA, J. J. **Aplicação de técnicas de identificação e controle LPV ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema microgerador**. Simpósio Brasileiro de Automação inteligente – SBAI, (2013).

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Editora Prentice/Hall do Brasil, (1970). ISBN: 85-7054-019-1

PATRA, P. GHOSH, J. PATRA, A. **Control scheme for reduced cross-regulation in single-inductor multiple-output DC-DC converters**. IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 60, N° 11, (2013).

PATRA, P.; PATRA, A. e MISRA, N. **A Single-Inductor Multiple-Output Switcher With Simultaneous Buck, Boost, and Inverted Outputs**. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 4, Abril. (2012).

RASHID, M. H., **Power Electronics Handbook** - 3ª edição. (2011).

ROSENBROCK, H. H. **State-space and Multivariable Theory**. London Nelson, (1970).

SHEN, Z.; CHANG, X.; WANG, W.; TAN, X.; YAN, N. e MIN, H. **Predictive Digital Current Control of Single-Inductor Multiple-Output Converters in CCM With Low Cross Regulation.** IEEE Transactions Power Electronics, vol. 27, no. 4, pp. 1917–1925, Abril, (2012). DOI:10.1109/TPEL.2011.2168241.

SKOGESTAD, S. POSTLETHWAITE, I. **Multivariable Feedback Control : Analysis and Design.** 2º Edição, Editora John Wiley & Sons, (2001).

TAKAHASHI, K. YOKOO, H. MIWA, S. TSUSHIDA, K. IWASE, H. MURAKAMI, K. TAKAI, N. KOBAYASHI, H. ODAGUCHI, T. TAKAYAMA, S. FUKAI, I., MATSUDA, J. **Single inductor DC-DC converter with bipolar outputs using charge pump.** Circuits and Systems (APCCAS) IEEE Asia Pacific conference on, 460-463, (2010).

TERVISAN, D.; MATTAVELLI, P. e TENTI, P. **Digital Control Of Single-Inductor Multiple Output Step-Down DC-DC Converters In CCM.** IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 9, pp. 3476–3483, Setembro, (2008). DOI: 10.1109/TIE.2008.921234.

TUNG,L. EDGAR, T. **Analysis Of Control–Output Interactions In Dynamic Systems,** AIChE J. 27, 690–693, (1981).

WANG, B.; XIAN, L.;KANAMARLAPUDI, V. R. K.; TSENG, K. J.; UKIL, A. AND GOOI, H. B. **A Digital Method of Power-Sharing and Cross-Regulation Suppression For Single-Inductor Multiple-Input Multiple-Output DC–DC Converter.** In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 4, Abril (2017).

WEIWEI, X. XIAOTING, Z. ZHILIANG, H. KILLAT, D. **A single-inductor dual-output switching converter with average current mode control.** Journal of semiconductors, Vol. 30, N° 9, (2009).

WITCHER, M. MCAVOY,T.J. **Interacting Control Systems: Steady State And Dynamic Measurement Of Interaction,** ISA Trans. 16, 83–90, (1977).

XIONG, Q. WEN-JIAN, C. **Effective Transfer Function Method for Decentralized Control System Design of Multi-Input Multi-Output Processes.** Journal of Process Control 16, 773-784, (2006).

XIONG, Q. WEN-JIAN, C. MAO-JUN, H. **A Practical Loop Pairing Criterion For Multivariable Processes.** Journal of Process Control 15, 741-747, (2005).

YEUNG, K. e WANG, S. **A Simple Proof of Kharitonov's Theorem.** IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. 32, Issue 9, Setembro, (1987). DOI: 10.1109/TAC.1987.1104714.

ZHUANG, M. AND ATHERTON, D. P. **PID Controller Design for a TITO system.** IEE Proceedings-Control Theory and Applications, Vol. 141, no. 2, pp. 111-120, Março, (1994). DOI: 10.1049/ip-cta:19949977.