

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTRIBUIÇÃO ÀS ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE PARA SISTEMAS DISTRIBUÍDOS
DE POTÊNCIA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Victor Paula Oberto

Santa Maria, RS, Brasil

2013

**CONTRIBUIÇÃO ÀS ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE PARA SISTEMAS DISTRIBUÍDOS
DE POTÊNCIA**

por

Victor Paula Oberto

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Alexandre Campos

Santa Maria, RS, Brasil

2013

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Oberto, Victor Paula

Contribuição às estratégias de controle para sistemas distribuídos de potência / Victor Paula Oberto. - 2013.

133 f. ; 30cm.

Orientador: Alexandre Campos

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2013.

1. Controle distribuído. 2. Conversores CC-CC.
3. Compartilhamento de corrente. 4. Paralelismo. I. Campos, Alexandre, orient. II. Título.

©2013

Todos os direitos autorais reservados a Victor Paula Oberto. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, 1000. Prédio 10 (CT). Sala 530 (NUPEDEE/GEDRE), Bairro: Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-900

Endereço Eletrônico: victor.oberto@gedre.ufsm.br

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONTRIBUIÇÃO ÀS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA
SISTEMAS DISTRIBUÍDOS DE POTÊNCIA**

elaborada por
Victor Paula Oberto

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Alexandre Campos, Dr.
(Presidente/Orientador)

Felix Alberto Farret, Dr. (UFSM)

Rafael Cardoso, Dr. (UTFPR)

Marco Antonio Dalla Costa, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 31 de Julho de 2013

*Aos meus pais Nilton e Marilene,
guias e incentivadores de minha formação.*

*À minha namorada Caroline,
pelo amor, carinho e motivação sempre dedicados.*

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer à minha família pelo apoio e amor sempre presentes.

Agradeço também à minha namorada Caroline pelo carinho, companheirismo, incentivo e paciência investidos durante este período.

Ao professor Alexandre Campos pela orientação e amizade dedicadas. Agradeço também pelas suas ideias e pelo incentivo à apreciação da jornada, e não somente do destino.

Aos professores do grupo GEDRE - Ricardo Nederson do Prado, Álysson Ranieri Seidel, Marco Antônio Dalla Costa e Tiago Marchesan, pelos ensinamentos compartilhados não somente comigo, mas com todos os membros do grupo.

Aos colegas de pós-graduação do GEDRE e GEPOC. Em especial aos colegas Diogo Ribeiro Vargas e Douglas Camponogara, pela amizade e contribuições prestadas para o desenvolvimento deste trabalho.

Meu agradecimento a todos alunos de graduação do GEDRE, pelo seu auxílio aos trabalhos desenvolvidos pelo grupo. Principalmente ao graduando Matheus Mello Jacques, pelo interesse e dedicação prestados.

Agradeço também aos funcionários do NUPEDEE, Anacleto Brondani, Luiz Fernando Martins e Zulmar Nascimento, aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Carlo Castelanelli e Luciana Kapelinski, bem como ao professor José Renes Pinheiro, coordenador do PPGEE, pelo suporte prestado.

Aos membros da banca examinadora pelas revisões, correções e sugestões.

Aos criadores e contribuidores da classe $\text{L}^{\text{T}}\text{E}_{\text{X}}$ utilizada na elaboração e formatação deste documento.

À CAPES, pelo suporte financeiro concedido durante o período.

“Transportai um punhado de terra
todos os dias e fareis uma montanha.”

Confúcio

“N3o quebre leis. Quebre regras.”

Arnold Schwarzenegger

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

CONTRIBUIÇÃO ÀS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA SISTEMAS DISTRIBUÍDOS DE POTÊNCIA

AUTOR: VICTOR PAULA OBERTO
ORIENTADOR: ALEXANDRE CAMPOS

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 31 de Julho de 2013.

Uma fonte distribuída de potência composta por vários conversores CC-CC conectados em paralelo oferece diversas vantagens em comparação a uma solução centralizada. Entre esses benefícios, destacam-se os seguintes: redundância, modularidade do sistema, aumento da confiabilidade, melhoria no fluxo térmico do sistema e redução no tamanho físico das unidades. Seu principal objetivo é compartilhar uniformemente a corrente de saída entre os conversores. Na prática, esta especificação é raramente atingida sem o emprego de uma estratégia de controle específica para o compartilhamento, visto que cada conversor produz saída dependente das tolerâncias de seus componentes e da impedância de linha que o conecta ao barramento de carga. Este desequilíbrio nas correntes compartilhadas pode ocasionar estresse excessivo nas unidades operando fora de suas especificações, aumentando suas chances de falha. Ainda, é desejável que quaisquer pontos de falha sejam minimizados ou eliminados através da adoção de uma estratégia de controle descentralizada, minimizando conexões entre os conversores. Neste trabalho, o modelo generalizado de corrente para um i -ésimo conversor constituinte de uma fonte com n conversores conectados em paralelo é obtido. Para obtenção deste modelo, modelou-se cada conversor presente no sistema como uma fonte de tensão controlada, conectado ao barramento de carga através de uma resistência de linha individual. Como principal contribuição, são apresentadas duas estratégias de controle para compartilhamento de corrente entre conversores, baseados no paralelismo sem comunicação entre módulos, mais especificamente o controle por decaimento. Para validar o projeto, são mostrados e analisados os resultados de simulação para uma fonte de potência contendo três conversores em paralelo aplicados a uma lâmpada de LEDs para iluminação pública. No final deste documento, as conclusões e sugestões para futuros trabalhos envolvendo o tema são elaboradas.

Palavras-chave: Controle distribuído, Conversores CC-CC, Compartilhamento de corrente, Paralelismo

ABSTRACT

Master's Dissertation

Post Graduate Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

CONTRIBUTION TO THE CONTROL STRATEGIES FOR DISTRIBUTED POWER SYSTEMS

AUTHOR: VICTOR PAULA OBERTO

SUPERVISOR: ALEXANDRE CAMPOS

Place and Date: Santa Maria, July 31st, 2013.

A distributed power supply composed of multiple DC-DC converters connected in parallel offers several advantages in comparison to a centralized solution. Among these benefits are the following: redundancy, system modularity, increased reliability, improved thermal flow on the system and reduction in the physical size of the units. Its main purpose is to evenly share the output current between the converters. In practice, this specification is rarely achieved without the use of a specific control strategy for sharing, since each converter produces output dependent on the tolerances of the components and the line impedance that connects the unit to the load bus. This imbalance in the shared current can cause excessive stress on the units operating outside of their specifications, increasing their chances of failure. Also, it is desirable that any points of failure are minimized or eliminated by adopting a decentralized control strategy, minimizing connections between units. In this work, the generalized model of output current for a i -th converter from a source with n converters connected in parallel is obtained. To obtain this model, each converter present in the system is modeled as a controlled voltage source, connected to the load bus through an individual line resistance. As the main contribution, two strategies to control current sharing between converters are proposed, based on parallelism without communication between modules, specifically the droop control. To validate the design, the simulation results for a power supply containing three converters in parallel applied to a LED street lamp fixture are shown and analyzed. At the end of this document, the conclusions and suggestions for future work involving the subject are developed.

Keywords: Distributed control, DC-DC converters, Current sharing, Parallelism

SUMÁRIO

1	Introdução	p. 26
1.1	Motivação	p. 27
1.2	Organização textual	p. 28
2	Revisão bibliográfica	p. 30
2.1	Introdução	p. 30
2.2	Conversão de energia elétrica	p. 30
2.3	Sistemas distribuídos de potência	p. 33
2.3.1	Conexão em cascata	p. 33
2.3.2	Conexão em paralelo com fonte idêntica	p. 34
2.3.3	Conexão em paralelo com fontes distintas	p. 36
2.3.4	Conexão em paralelo com divisão de carga	p. 37
2.4	Modelos de paralelismo	p. 40
2.5	Controle orientado ao paralelismo entre conversores	p. 43
2.5.1	Controle por realimentação	p. 43
2.5.2	Paralelismo sem comunicação	p. 45
2.5.2.1	Controle por decaimento (<i>droop</i>)	p. 45
2.5.3	Paralelismo com comunicação - estruturas de controle	p. 50
2.5.3.1	Regulação por laço interno de controle (RLIC)	p. 50
2.5.3.2	Regulação por laço externo de controle (RLEC)	p. 51
2.5.3.3	Controlador externo	p. 52

2.5.4	Paralelismo com comunicação - estruturas de programação de corrente	p. 53
2.5.4.1	Programação por corrente média	p. 53
2.5.4.2	Programação básica por corrente média	p. 54
2.5.4.3	Programação modificada por corrente média	p. 54
2.5.4.4	Programação isolada por corrente média	p. 55
2.5.5	Programação de corrente por mestre e escravo	p. 55
2.5.5.1	Mestre dedicado	p. 55
2.5.5.2	Mestre rotatório	p. 56
2.5.5.3	Mestre automático	p. 56
2.6	Conclusão	p. 56
3	Paralelismo entre conversores	p. 57
3.1	Introdução	p. 57
3.2	Correntes de saída para o paralelismo entre conversores	p. 57
3.2.1	Sistema com dois conversores em paralelo	p. 59
3.2.2	Sistema com três conversores em paralelo	p. 60
3.2.3	Sistema com quatro conversores em paralelo	p. 62
3.2.4	Sistema com n conversores em paralelo	p. 64
3.3	Conclusão	p. 64
4	Controle do paralelismo entre conversores	p. 66
4.1	Introdução	p. 66
4.2	Especificações da carga	p. 66
4.3	Estágio de potência	p. 69
4.3.1	Etapas de operação	p. 70
4.3.2	Projeto do circuito	p. 71
4.3.3	Resultados de simulação - conversor não compensado	p. 72

4.4	Projeto de controle local	p. 75
4.4.1	Modelo CA	p. 75
4.5	Controle da tensão de saída	p. 78
4.5.1	Resultados de simulação - conversor com compensador local	p. 81
4.6	Projeto de controle global	p. 85
4.6.1	Característica de carga para o paralelismo entre três conversores	p. 85
4.6.2	Controle por decaimento convencional (CDC)	p. 87
4.6.2.1	Fonte distribuída com 3 conversores em paralelo e estratégia CDC - resultados de simulação	p. 89
4.6.3	Projeto do controlador de tensão $C_{PID}(s)$	p. 93
4.6.3.1	Fonte distribuída com 3 conversores em paralelo, estratégia CDC e compensador local $C_{PID}(s)$ - resultados de simulação	p. 95
4.7	Conclusão	p. 95
5	Contribuições propostas	p. 97
5.1	Introdução	p. 97
5.2	Controle por decaimento modificado (CDM)	p. 97
5.2.1	Fonte distribuída com três conversores e estratégia CDM - resultados de simulação	p. 100
5.3	Controle por decaimento com potência (CDP)	p. 104
5.3.1	Visão geral e princípio de operação	p. 105
5.3.2	Modelo de defasamento para o sinal PWM	p. 107
5.3.3	Fluxo de potências entre dois conversores	p. 108
5.3.4	Fluxo de potências entre três conversores	p. 110
5.3.5	Fluxo de potências entre quatro conversores	p. 111
5.3.6	Fluxo de potências entre n conversores	p. 113
5.3.7	Cálculo da potência reativa $q_{if-fs}(t)$	p. 114

5.3.8	Fonte distribuída com três conversores e estratégia CDP - projeto de controle	p. 115
5.3.9	Fonte distribuída com três conversores e estratégia CDP - resultados de simulação	p. 119
5.4	Conclusão	p. 126
6	Conclusão	p. 127
6.1	Sugestões de trabalhos futuros	p. 129
	Referências	p. 130
	Apêndice A – Publicações	p. 133
A.1	Publicações aceitas em congressos internacionais	p. 133

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1	Representação básica de um conversor estático.	p. 30
FIGURA 2.2	Diagrama de conversão de energia para conversores de potência. . .	p. 31
FIGURA 2.3	Heptaedro de requisitos desejáveis para conversores estáticos. Adaptado de (ROMERO-CADAVAL; MILANES-MONTERO, 2010).	p. 33
FIGURA 2.4	Conversores conectados em cascata (conexão série).	p. 33
FIGURA 2.5	Conversores conectados em paralelo e alimentados pela mesma fonte.	p. 35
FIGURA 2.6	Conversores conectados em paralelo alimentados por fontes distintas.	p. 36
FIGURA 2.7	Conversores conectados em paralelo com divisão de carga.	p. 37
FIGURA 2.8	Quatro diferentes arquiteturas de conexão para módulos de po- tência compostos por múltiplos conversores. a) IPOP. b) IPOS. c) ISOP. d) ISOS. Adaptado de (CHEN et al., 2009).	p. 39
FIGURA 2.9	Configurações possíveis para o paralelismo entre fontes de tensão e/ou corrente. (a) Tipo I – Sistema com n fontes de tensão em paralelo; (b) Tipo II – Sistema com uma fonte de tensão e n fontes de corrente em paralelo; (c) Tipo III – Sistema com n fontes de corrente em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007).	p. 41
FIGURA 2.10	Modelo de paralelismo Tipo I – Sistema com n fontes de tensão em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007).	p. 42
FIGURA 2.11	Modelo de paralelismo Tipo II – Sistema com uma fonte de tensão e n fontes de corrente em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007). . . .	p. 42
FIGURA 2.12	Modelo de paralelismo Tipo III – Sistema com n fontes de corrente em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007).	p. 43
FIGURA 2.13	Diagrama de blocos para planta de tensão compensada por sistema de controle por realimentação.	p. 44
FIGURA 2.14	Curva de carga e inclinação das tensões de saída para dois conver- sores conectados em paralelo com impedâncias de linha distintas.	p. 46
FIGURA 2.15	Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento. . . .	p. 47
FIGURA 2.16	Estratégia de controle para compartilhamento de corrente pro- posta por (TULADHAR; JIN, 1998).	p. 48
FIGURA 2.17	Estrutura do bloco $P_{calc,i}(s)$ para cálculo da potência ativa $p_{ca,i}(s)$ e potência reativa $q_{ca,i}(s)$	p. 49
FIGURA 2.18	Controle de compartilhamento de corrente com estrutura de regu- lação por laço interno para fonte distribuída com dois conversores em paralelo.	p. 51

FIGURA 2.19	Controle de compartilhamento de corrente com estrutura de regulação por laço externo para fonte distribuída com dois conversores em paralelo.	p. 51
FIGURA 2.20	Controle de compartilhamento de corrente com controlador externo para fonte distribuída com dois conversores em paralelo.	p. 52
FIGURA 2.21	Diagrama de blocos de um programador de correntes para n conversores em conectados em paralelo.	p. 53
FIGURA 2.22	Diagrama de blocos do método de programação básica por corrente média implementado em um conversor constituinte de uma fonte distribuída.	p. 54
FIGURA 3.1	Sistema distribuído de potência representado por fontes dependentes de tensão.	p. 58
FIGURA 3.2	Modelo de sistema distribuído de potência contendo dois conversores conectados em paralelo.	p. 59
FIGURA 3.3	Modelo de sistema distribuído de potência contendo três conversores conectados em paralelo.	p. 60
FIGURA 3.4	Modelo de sistema distribuído de potência contendo quatro conversores conectados em paralelo.	p. 62
FIGURA 4.1	Modelo elétrico simplificado do LED (SA et al., 2009).	p. 68
FIGURA 4.2	Circuito ideal do conversor CC-CC <i>Buck</i>	p. 70
FIGURA 4.3	Primeira etapa de operação do conversor CC-CC <i>Buck</i>	p. 71
FIGURA 4.4	Segunda etapa de operação do conversor CC-CC <i>Buck</i>	p. 71
FIGURA 4.5	Circuito do conversor <i>Buck</i> implementado no programa PSIM [®] para simulação.	p. 73
FIGURA 4.6	Modelo da lâmpada simulada no programa PSIM [®]	p. 73
FIGURA 4.7	Circuito do LED utilizado nas simulações.	p. 73
FIGURA 4.8	Perturbação na entrada: degrau de tensão (+6%) na tensão de alimentação.	p. 74
FIGURA 4.9	Perturbação na saída: curto circuito de um LED.	p. 74
FIGURA 4.10	Circuito simplificado do conversor <i>Buck</i> considerando a razão cíclica $d_1(t)$	p. 75
FIGURA 4.11	Lugar das raízes da função $G_{vd}(s)$	p. 77
FIGURA 4.12	Resposta em frequência da planta $G_{vd}(s)$	p. 78
FIGURA 4.13	Diagrama de blocos da planta $G_{vd}(s)$ compensada.	p. 78
FIGURA 4.14	Resposta em frequência do sistema compensado.	p. 81
FIGURA 4.15	<i>Driver</i> aplicado à alimentação da lâmpada de LEDs implementado no programa PSIM [®]	p. 82

FIGURA 4.16	Circuito do <i>driver</i> : conversor <i>Buck</i> compensado no programa de simulação PSIM [®]	p. 82
FIGURA 4.17	Comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do conversor <i>Buck</i> compensado para degrau de tensão na entrada.	p. 83
FIGURA 4.18	Comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do conversor <i>Buck</i> compensado para perturbação na entrada (degrau de +6% de V_{in}).	p. 84
FIGURA 4.19	Comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do conversor <i>Buck</i> compensado para perturbação na saída (curto circuito de um LED em $t = 0,05 s$).	p. 84
FIGURA 4.20	Fonte distribuída de potência contendo três conversores em paralelo com controle local.	p. 85
FIGURA 4.21	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída contendo três conversores em paralelo - degrau de tensão (126,4 V) na entrada.	p. 86
FIGURA 4.22	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída contendo três conversores em paralelo - correntes médias em regime permanente.	p. 87
FIGURA 4.23	Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento convencional (CDC).	p. 88
FIGURA 4.24	Circuito do conversor compensado com a estratégia CDC.	p. 88
FIGURA 4.25	Fonte distribuída de potência contendo três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC).	p. 89
FIGURA 4.26	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) acionado em $t = 0,4 s$	p. 90
FIGURA 4.27	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - perturbação de +6% de V_{in} em $t = 0,4 s$	p. 90
FIGURA 4.28	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - perturbação na saída (curto circuito de 1 LED) em $t = 0,4 s$	p. 91
FIGURA 4.29	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - desligamento do terceiro conversor em $t = 0,7 s$	p. 91

FIGURA 4.30	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - correntes médias em regime permanente com ganhos k_{1_CDC} , k_{2_CDC} e k_{3_CDC} iguais a 1.	p. 92
FIGURA 4.31	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - correntes médias em regime permanente com ganhos $k_{1_CDC} = 1$, $k_{2_CDC} = 0,5$ e $k_{3_CDC} = 0,35$	p. 93
FIGURA 4.32	Resposta em frequência do conversor <i>Buck</i> compensado pelo controlador $C_{PID}(s)$	p. 94
FIGURA 4.33	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) e compensador $C_{PID}(s)$ - perturbação de +6% de V_{in} em $t = 0,4$ s.	p. 95
FIGURA 5.1	Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento modificado (CDM).	p. 98
FIGURA 5.2	Circuito do conversor compensado com controle por decaimento modificado (CDM) implementado no programa PSIM [®]	p. 99
FIGURA 5.3	Fonte distribuída contendo três conversores com controle por decaimento modificado (CDM) para simulação no programa PSIM [®]	p. 100
FIGURA 5.4	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com controle por decaimento modificado (CDM) acionado em $t = 0,4$ s.	p. 101
FIGURA 5.5	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com controle por decaimento modificado (CDM) - resposta a um degrau de 126,4 V na entrada.	p. 101
FIGURA 5.6	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) e ganhos k_{1_CDM} , k_{2_CDM} e k_{3_CDM} iguais a 1.	p. 102
FIGURA 5.7	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) e ganhos $k_{1_CDM} = 1$, $k_{2_CDM} = 0,5$ e $k_{3_CDM} = 0,35$	p. 102
FIGURA 5.8	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) - perturbação na saída (curto circuito de 1 LED) em $t = 0,4$ s.	p. 103

FIGURA 5.9	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e da lâmpada (Iout) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) - desligamento do terceiro conversor em $t = 0,6$ s.	p. 103
FIGURA 5.10	Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento com potência.	p. 106
FIGURA 5.11	Modelo CA na frequência de chaveamento da fonte distribuída com dois conversores em paralelo.	p. 108
FIGURA 5.12	Modelo CA na frequência de chaveamento da fonte distribuída com três conversores em paralelo.	p. 110
FIGURA 5.13	Modelo CA na frequência de chaveamento da fonte distribuída com quatro conversores em paralelo.	p. 112
FIGURA 5.14	Bloco para cálculo de potência reativa, $Q_{calc}(s)$	p. 114
FIGURA 5.15	Conversor com técnica CDP implementada em ambiente de simulação no programa PSIM [®]	p. 116
FIGURA 5.16	Comportamento das correntes de saída (conversores - Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout - e lâmpada - Llamp) de um SDP para degrau de tensão equivalente a 126,4 V na entrada da fonte.	p. 119
FIGURA 5.17	Perturbação no sistema com técnica CDP - desligamento do terceiro conversor em $t = 0,3$ s.	p. 120
FIGURA 5.18	Perturbação no sistema com técnica CDP - religamento do terceiro conversor em $t = 0,6$ s.	p. 121
FIGURA 5.19	Perturbação no sistema com técnica CDP - curto circuito de um LED em $t = 1,2$ s.	p. 122
FIGURA 5.20	Correntes (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout), saídas dos compensadores de corrente (uoad_c1 , uoad_c2 e uoad_c3) e tensões de saída (Buck1.Vout , Buck2.Vout e Buck3.Vout) do sistema com técnica CDP para perturbações simuladas (exceto perturbação na carga).	p. 123
FIGURA 5.21	Correntes (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e potências reativas (pqcalc_c1.pcomp , pqcalc_c2.pcomp e pqcalc_c3.pcomp) do sistema com técnica CDP para perturbações simuladas (exceto perturbação na carga).	p. 124
FIGURA 5.22	Correntes de saída (Buck1.Iout , Buck2.Iout e Buck3.Iout) e tensões médias de saída (AVG(Buck1.Vout) , AVG(Buck2.Vout) e AVG(Buck3.Vout)) do sistema com técnica CDP para perturbações simuladas (exceto perturbação na carga).	p. 125

LISTA DE TABELAS

TABELA 4.1	Parâmetros da lâmpada de estado sólido.	p. 69
TABELA 4.2	Parâmetros de projeto para circuito do conversor CC-CC <i>Buck</i> . . .	p. 70
TABELA 4.3	Parâmetros de projeto para compensador local.	p. 79
TABELA 5.1	Parâmetros do sistema distribuído com a técnica CDP	p. 118
TABELA 5.2	Diagrama comparativo entre as características principais das es- tratégias CDC, CDM e CDP.	p. 126

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔI_{out_max}	Amplitude máxima da ondulação para corrente da lâmpada.
$\Delta I_{out_max_i}$	Amplitude máxima da ondulação para corrente do i -ésimo conversor.
ΔV_{out_max}	Amplitude máxima da ondulação para tensão da lâmpada.
$\theta_{i_f_i}(t)$	Ângulo de fase de corrente do i -ésimo conversor para a componente fundamental da onda senoidal na frequência de chaveamento f_{s_i} .
$\theta_{r_i}(t)$	Ângulo de fase relativo à resistência de saída $r_{out_i}(t)$ para o i -ésimo conversor.
$\theta_{v_i}(s)$	Ângulo de fase do i -ésimo conversor.
ξ_i	Fator de amortecimento.
ω_{bpf_i}	Frequência angular de corte do filtro passa faixa.
ω_{lpf_i}	Frequência angular de corte do filtro passa baixa.
a_n	Função conectiva.
k_{i_CDC}	Coefficiente de decaimento de frequência para o i -ésimo conversor (estratégia CDC).
k_{i_CDM}	Coefficiente de decaimento de frequência para o i -ésimo conversor (estratégia CDM).
k_{q_i}	Ganho de decaimento relativo à potência reativa medida $q_{i_f_s}(t)$ para o i -ésimo conversor (estratégia CDP).
C_b	Capacitor do conversor <i>Buck</i> .
$C_{lpfil_i}(s)$	Modelo do filtro passa baixa da corrente de carga.
$C_{PID}(s)$	Modelo do controlador PID.
$C_v(s)$	Modelo do compensador de tensão.
C_{v_i}	Modelo do compensador de tensão de i -ésimo conversor.
$D_i(s)$	Razão cíclica do i -ésimo conversor.
D_{nom}	Razão cíclica nominal.
D_{v_i}	Coefficiente de decaimento de tensão.
$E(s)$	Entrada do controlador.

Lista de Símbolos

E_{med_min}	Iluminância média mínima.
$e_{ref}(\infty)\%$	Valor relativo percentual do erro de rastreamento da referência.
$\langle f(t) \rangle_T$	Valor médio instantâneo de uma função $f(t)$ em um intervalo de tempo T .
f_{ac}	Frequência da tensão da rede.
$f_{B_bpf_i}$	Largura de banda passante do filtro passa faixa.
f_{bpf_i}	Frequência central do filtro passa faixa.
k_{bpf_i}	Ganho do filtro passa faixa.
$f_{c_lpfq_i}$	Frequência de corte (filtros passa baixa $G_{lpf_q1_i}$ a $G_{lpf_q4_i}$).
$f_{c_lpfil_i}$	Frequência de corte do filtro passa baixa G_{lpfil_i} .
$f_{c_lpfph_i}$	Frequência de corte do filtro passa baixa G_{lpfph_i} .
$f_{c_lpfout_i}$	Frequência de corte do filtro passa baixa $G_{lpf_q5_i}$.
f_s	Frequência de chaveamento.
$G_{bpf_i}(s)$	Modelo do filtro passa faixa de corrente.
$G_{bpfv_i}(s)$	Modelo do filtro passa faixa de tensão.
G_{lim_i}	Bloco limitador do ângulo de fase do i -ésimo conversor.
$G_{vd}(s)$	Função de transferência do compensador de tensão.
$H_{i_i}(s)$	Modelo do i -ésimo sensor de corrente.
$H_{v_i}(s)$	Modelo do i -ésimo sensor de tensão.
$i_{err_i}(s)$	Valor instantâneo do erro de corrente de i -ésimo conversor.
I_i	Corrente de saída em regime permanente do i -ésimo conversor.
$i_{ij}(t)$	Contribuição de corrente fluindo do i -ésimo para o j -ésimo conversor.
I_{LED}	Corrente direta do LED.
$i_{lamp}(t)$	Corrente escolhida para acionamento da lâmpada.
$i_{out}(t)$	Corrente de saída.
$i_{ref_i}(t)$	Corrente de referência do i -ésimo conversor.
$i_{out_i}(t)$	Valor instantâneo da corrente de saída de i -ésimo conversor.
I_p	Amplitude de corrente.
$i_p(t)$	Valor instantâneo de corrente.

Lista de Símbolos

k_{dr_i}	Ganho de decaimento para o i -ésimo conversor.
k_I	Ganho integral;
k_P	Ganho proporcional;
k_{q_i}	Ganho para potência reativa do i -ésimo conversor.
k_{lpf_i}	Ganho do filtro passa baixa.
k_{r_i}	Ganho para a resistência de saída $r_{out_i}(t)$ calculada.
L_b	Indutor do conversor <i>Buck</i> .
$M_d(s)$	Função de transferência do bloco de modulação.
n_{LED}	Número de LEDs utilizados na lâmpada.
$p_{if_fs}(t)$	Potência ativa da componente fundamental da onda PWM na frequência de chaveamento f_{s_i} para o i -ésimo conversor.
P_{lamp}	Potência ativa da lâmpada.
$Q_{calc}(s)$	Função de transferência do bloco Q_{calc} .
Q_{f_i}	Fator de qualidade do filtro passa faixa para o i -ésimo conversor.
$q_{if_fs}(t)$	Potência reativa da componente fundamental da onda PWM na frequência de chaveamento f_{s_i} para o i -ésimo conversor.
R_D	Resistência dinâmica do LED.
R_i	Resistência de linha do i -ésimo conversor.
R_{lamp}	Resistência dinâmica da lâmpada.
R_o	Resistência de saída.
$r_{out_i}(t)$	Resistência de saída medida do i -ésimo conversor.
R_{xij}	Resistência de linha equivalente entre o i -ésimo e o j -ésimo conversor.
$s_{if_fs}(t)$	Potência aparente na frequência de chaveamento para o i -ésimo conversor.
t_{st}	Tempo de acomodação.
T_s	Período de chaveamento.
$u_{i_i}(t)$	Saída do compensador de corrente no i -ésimo conversor.
$u_n(s)$	Saída de compensador em n -ésimo conversor.
$U(s)$	Saída do controlador.
v_{ac}	Tensão RMS da rede.

Lista de Símbolos

$v_{err_i}(s)$	Erro de tensão para a malha de tensão do i -ésimo conversor.
V_{f_lamp}	Queda de tensão direta da lâmpada.
V_i	Tensão de saída em regime permanente do i -ésimo conversor.
V_{in}	Tensão de entrada no circuito.
V_{ip}	Amplitude da tensão $v_{ip}(t)$.
V_J	Tensão de joelho do LED.
V_{lamp}	Tensão de saída na lâmpada em função de I_{lamp} escolhida.
V_{LED}	Tensão entre os terminais anodo e catodo do LED.
$v_{med_i}(s)$	Tensão de saída medida do i -ésimo conversor.
V_o	Tensão na carga.
$v_{outfilt_i}(s)$	Tensão de saída medida do i -ésimo conversor.
$v_{ref_i}(s)$	Tensão de referência para o i -ésimo conversor.
$v'_{ref_i}(s)$	Tensão de referência ajustada para o i -ésimo conversor.
$W_n(s)$	Função peso.
$\hat{x}_i(t)$	Perturbação na variável $x_i(t)$.
X_{ripple}	Amplitude da ondulação.
Z_{Li}	Impedância de linha de i -ésimo conversor.

LISTA DE SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BAR_i	Bloco de Ajuste de Referência do i -ésimo conversor.
BMF_i	Bloco de Mudança de Fase do i -ésimo conversor.
c.a.	Corrente Alternada.
c.c.	Corrente Contínua.
CDC	Controle por Decaimento Convencional.
CDM	Controle por Decaimento Modificado.
CDP	Controle por Decaimento com Potência.
DLL	<i>Dynamic Link Library</i> (biblioteca dinâmica).
FP	Fator de Potência.
LED	<i>Light Emitting Diode</i> (Diodo Emissor de Luz).
MCC	Modo de Condução Contínuo.
MF	Margem de Fase.
MG	Margem de Ganho.
MPC_i	Malha Principal de Controle do i -ésimo conversor.
NBR	Norma Brasileira Regulamentadora.
OP	<i>Overshoot</i> (Ultrapassagem) Percentual.
PID	Proporcional Integral Derivativo.
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Malha Fechada de Fase).
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional.
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulsos).
RLEC	Regulação por Laço Externo de Controle.
RLIC	Regulação por Laço Interno de Controle.
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor Médio Quadrático).
SCP	Sistema Centralizado de Potência.
SDP	Sistema Distribuído de Potência.

1 INTRODUÇÃO

Desde a década de 1980, é notado o aumento na demanda por sistemas de potência e tecnologias relacionadas capazes de fornecer energia de alta qualidade a cargas críticas (TABISZ; JOVANOVIĆ; LEE, 1992). Exemplos mais comuns deste tipo de carga são sistemas de telecomunicações, servidores, equipamentos hospitalares para suporte à vida, equipamentos militares, entre outros (HEATH, 1991), em constante utilização nos tempos atuais. Além da qualidade elevada, estas aplicações usualmente exigem que este fornecimento de energia seja realizado de maneira contínua ou ininterrupta.

Como alternativa a um sistema centralizado de potência (SCP), um sistema distribuído de potência (SDP) apresenta-se como opção para atender requisitos diferenciados desta classe de aplicações. Conforme arquitetura escolhida, um sistema distribuído de potência composto por diversos conversores se torna apto a atender requisitos singulares de determinados tipos de equipamentos.

Dentre estas arquiteturas, o paralelismo entre conversores estáticos constitui em uma atraente alternativa para integração de fontes distribuídas de potência. Com o emprego do paralelismo, uma fonte de potência pode oferecer redundância e alta disponibilidade de serviço, fornecendo energia a uma carga através da contribuição de cada conversor presente nesta fonte.

O paralelismo tem como objetivo principal compartilhar a corrente fornecida à carga entre as unidades constituintes do sistema. Como fruto da localização física flexível das unidades, as impedâncias de linha que conectam individualmente os módulos ao barramento central usualmente apresentam valores distintos entre si. Por sua vez, tal característica gera desequilíbrio entre as correntes de saída dos conversores (BATARSEH; SIRI; LEE, 1994). A presença deste desequilíbrio entre correntes pode ocasionar estresse nas unidades com correntes elevadas, reduzindo a confiabilidade total do sistema. Para resolver este problema, cada conversor pode ser compensado por uma malha de realimentação de corrente. Assim, as correntes de cada unidade poderão rastrear uma referência dese-

jada de corrente. Esta estratégia faz com que cada conversor possua uma referência fixa de corrente, o que limita a redundância do sistema (regulação automática da corrente de carga) em caso de falha em uma ou mais unidades.

Assim, faz-se necessário o uso de estratégia de controle capaz de mitigar este desequilíbrio entre correntes compartilhadas à carga, garantindo corrente especificada à carga mesmo na presença de falha em uma ou mais unidades. Neste trabalho, duas topologias de controle para compartilhamento de corrente orientado ao paralelismo entre conversores são propostas. Para atender a requisitos como redundância e modularidade, as topologias de controle propostas são baseadas no paralelismo sem comunicação entre conversores, mais especificamente na estratégia de controle por decaimento. Para o projeto de controle, obteve-se a relação da corrente de saída em regime permanente entre os conversores conectados em paralelo considerando cada conversor representado como uma fonte de tensão controlada, conectado ao barramento da carga através de uma resistência de linha individual.

1.1 Motivação

Como opção de topologia para uma fonte distribuída de potência, o paralelismo entre conversores estáticos possui diversas vantagens. Descentralizar a conversão de energia possibilita a redução do volume físico e volume dos componentes armazenadores de energia (indutores e capacitores) presentes no circuito. Ainda, a presença de múltiplos módulos de potência independentes entre si propiciam redundância e modularidade ao sistema, podendo este sofrer mudança em sua potência de saída para obedecer variação na demanda da carga sem a troca de unidades ou desligamento completo da fonte.

Para garantir essas vantagens, uma fonte distribuída de potência redundante deverá cumprir requisitos locais (conversor) e globais (atender aos requisitos da carga como um todo, evitando o aparecimento de desequilíbrios indesejados entre as unidades que prejudiquem o funcionamento do sistema) utilizando estratégia de controle adequada.

Assim, o presente trabalho propõe duas modificações na estratégia de controle por decaimento (BATARSEH; SIRI; LEE, 1994), com o objetivo de alimentar uma lâmpada composta por arranjo série de LEDs de potência. Utilizando o controle por tensão de saída e a ausência de hierarquia ou unidade mestre no sistema, as duas novas estratégias de controle visam garantir:

- regulação precisa de carga;

- compartilhamento uniforme da corrente de saída entre os conversores;
- redundância do sistema em caso de falha de uma das unidades;
- minimização dos pontos comuns de falha;
- rejeição de perturbações na carga.

A seguir, a organização textual desta dissertação é apresentada e comentada.

1.2 Organização textual

No capítulo 2, uma introdução à eletrônica de potência é descrita, sob o enfoque das possíveis estratégias para conversão de energia elétrica utilizando fontes distribuídas de potência, e suas possíveis configurações e características. Ainda neste capítulo, as principais estratégias de controle para compartilhamento de corrente destinadas a conversores conectados em paralelo encontradas na literatura são revisadas. Duas categorias principais de controle para compartilhamento de corrente são abordadas - paralelismo sem comunicação e paralelismo com comunicação.

No terceiro capítulo, o modelo das correntes de saída em regime permanente para topologias contendo dois, três e quatro conversores em paralelo é realizado. Logo após, o modelo generalizado das correntes para n conversores em paralelo modelados como fontes de tensão dependentes é deduzido.

No capítulo 4, uma fonte distribuída de potência contendo três conversores CC-CC *Buck* conectados em paralelo alimentando uma lâmpada de LEDs designada a iluminação pública é projetada. Neste capítulo, também são esboçados os projetos do controle de cada conversor e a aplicação da estratégia de controle por decaimento convencional ao sistema. Resultados de simulação são apresentados para avaliar e comparar o desempenho das estratégias realizadas.

As estratégias de controle propostas neste trabalho são apresentadas e projetadas para a fonte distribuída com três conversores CC-CC *Buck* no quinto capítulo. Ao final deste capítulo, o desempenho desta fonte é comentado e as estratégias de controle são analisadas e comparadas.

No sexto e último capítulo, as conclusões e sugestões para futuros trabalhos envolvendo o tema desta dissertação são apresentadas.

Por fim, a lista das referências bibliográficas consultadas durante pesquisa é oferecida no final deste documento.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Introdução

No presente capítulo, é realizada a revisão bibliográfica referente aos temas pesquisados para o assunto do trabalho. Na seção 2.2, os principais aspectos da conversão de energia elétrica realizada por conversores chaveados são clarificados. Após, são conceituados os sistemas distribuídos de potência na seção 2.3. No escopo da seção 2.4, o paralelismo entre conversores conforme estudos relacionados é descrito e comentado. Finalmente, as estratégias destinadas ao controle do compartilhamento de corrente para o paralelismo entre conversores são revisadas e comentadas na seção 2.5.

2.2 Conversão de energia elétrica

O campo da eletrônica de potência tem como foco o processamento da potência elétrica utilizando dispositivos eletrônicos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). O elemento chave é o conversor estático, cujo bloco básico é mostrado na Fig. 2.1.

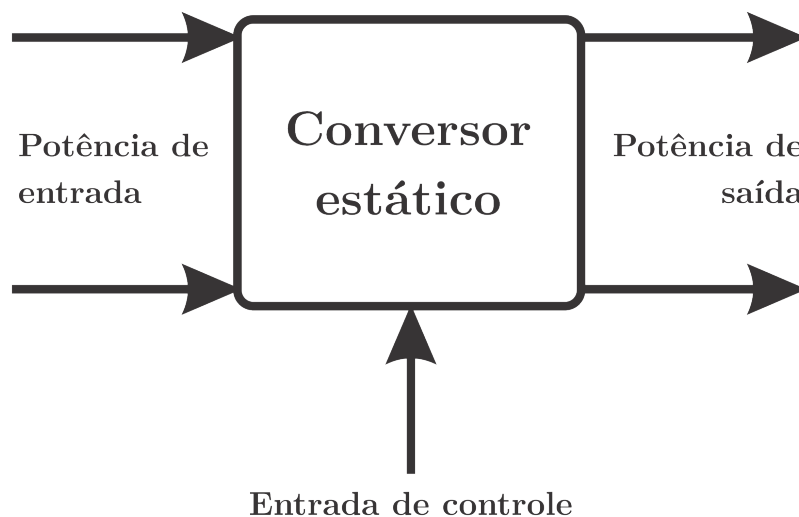


Figura 2.1: Representação básica de um conversor estático.

No geral, um conversor estático possui entradas de potência e controle e saídas de potência. A potência de entrada é processada de acordo com o sinal de controle e características da topologia de circuito utilizada, gerando em sua saída uma potência condicionada a uma carga específica, conforme especificações particulares.

Conversores estáticos podem converter energia proveniente de corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA) em diversas formas (diretas ou indiretas), conforme diagrama mostrado na Fig. 2.2:

- Conversor ou pulsador CC-CC: a tensão de entrada é convertida em uma tensão de saída com menor ou maior magnitude, com polaridade igual ou oposta e com ausência ou presença de isolamento entre as referências de terra da entrada e da saída.
- Retificador CA-CC: uma tensão CA de entrada é retificada, produzindo uma tensão CC de saída. A corrente CA de entrada e/ou tensão CC de saída podem ser controladas.
- Inversor CC-CA: este tipo de circuito transforma uma tensão CC de entrada em uma tensão CA de saída com magnitude e frequência controláveis.
- Ciclo-conversor ou gradador CA-CA: uma tensão CA de entrada é convertida em uma tensão CA de saída com magnitude e frequência controláveis.

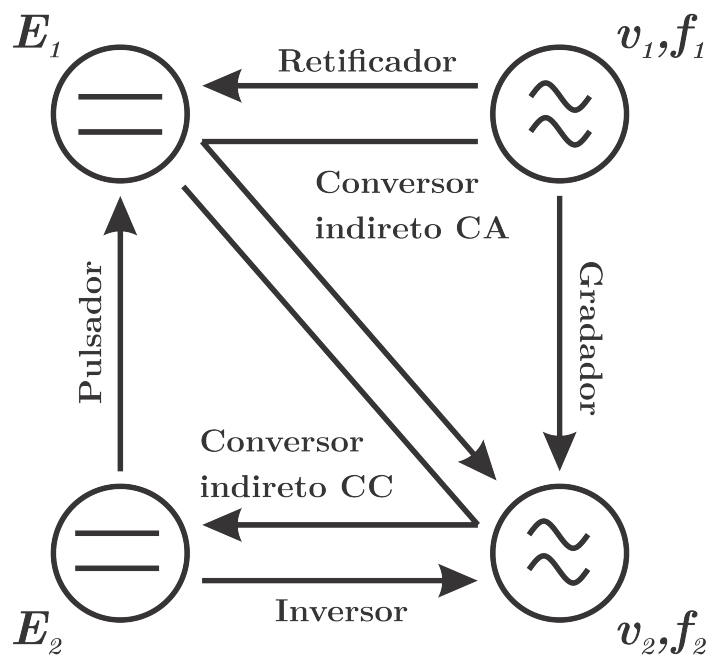


Figura 2.2: Diagrama de conversão de energia para conversores de potência.

Conversores estáticos encontram aplicações em diversos setores. Conversores comutados pela linha são designados a cargas de alta potência comumente encontradas em indústrias, empregando frequências de comutação baixas e elementos reativos (indutores e capacitores) grandes. Conversores completamente controláveis são usualmente empregados em aplicações comerciais ou residenciais (pequenas e médias potências), possuindo elevada densidade de frequência e frequência de comutação elevada, com elementos reativos pequenos.

Em determinadas aplicações, é necessário controlar o fluxo de energia da entrada para a saída e vice-versa, sendo necessário o uso de conversores CC-CC reversíveis em tensão e corrente. Uma aplicação bastante comum nesta linha é a tração elétrica, onde a frenagem da máquina resulta em energia cinética armazenada nas massas em movimento, que pode ser restituída para a fonte na forma de energia elétrica. Outro exemplo é a carga de baterias para a rede em operação normal. Na ocorrência de falha na rede, as baterias deverão suprir energia à carga através do conversor. Assim, os conversores estáticos ainda podem ser classificados quanto ao fluxo de energia:

- Unidirecional em tensão e corrente;
- Bidirecional em tensão e unidirecional em corrente;
- Bidirecional em corrente e unidirecional em tensão;
- Bidirecional em tensão e corrente;

Usualmente, uma determinada carga é alimentada através de um único conversor, responsável por fornecer energia em forma de tensão ou corrente controlada conforme necessidades específicas da mesma. Desde a última década até o presente momento, progressos notáveis têm sido realizados em tecnologias de conversão de energia, incluindo avanços na fabricação de dispositivos de potência, surgimento de topologias de circuitos inovadoras e soluções utilizando sistemas integrados (TABISZ; JOVANOVIC; LEE, 1992). Ao lado desta evolução, o constante crescimento das necessidades e exigências de cargas como sistemas computacionais, telecomunicação, geração distribuída e outras aplicações vêm fomentando o estudo de tecnologias capazes de atender a demanda por alta qualidade de energia (HEATH, 1991). Em (ROMERO-CADAVAL; MILANES-MONTERO, 2010), são caracterizadas e apresentadas soluções envolvendo o trabalho cooperativo entre conversores para atingir tais índices de desempenho, mostrados no heptaedro da Fig. 2.3.

Como alternativa ao emprego de um único conversor em fontes de potência, sistemas distribuídos de potência vêm se tornando uma opção atrativa para atender as exigências

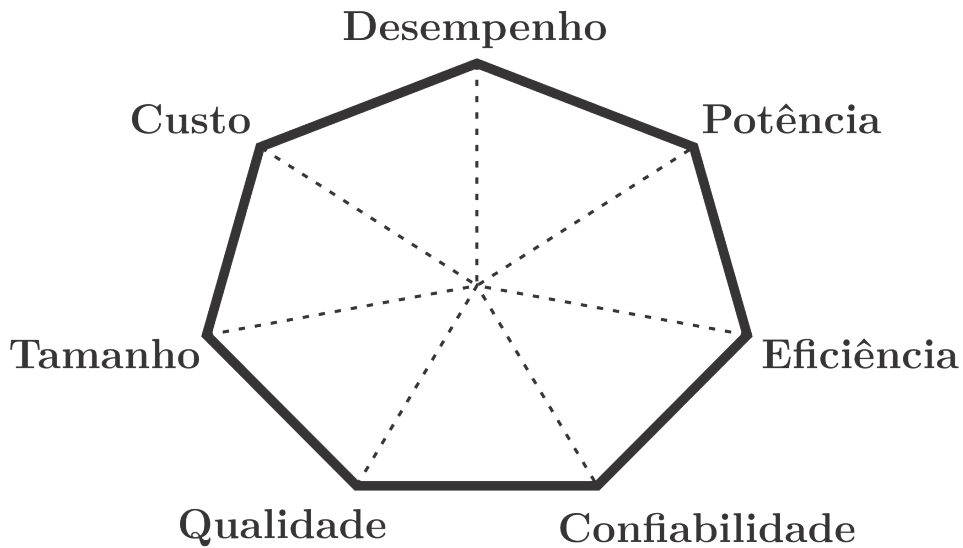


Figura 2.3: Heptaedro de requisitos desejáveis para conversores estáticos. Adaptado de (ROMERO-CADAVAL; MILANES-MONTERO, 2010).

de tais aplicações. Em um Sistema Centralizado de Potência (SCP), todo o processamento de energia é realizado por uma fonte de alimentação contendo um único conversor, que fornece a energia final requerida pela carga. Um Sistema Distribuído de Potência (SDP) é caracterizado pela distribuição da capacidade de produção de energia entre várias unidades de processamento de energia. Quatro estruturas básicas de SDP são mostradas por (TABISZ; JOVANOVIC; LEE, 1992), (LUO, 2005) e caracterizadas a seguir.

2.3 Sistemas distribuídos de potência

2.3.1 Conexão em cascata

A conexão em cascata entre conversores, mostrada na Fig. 2.4, é necessária em muitos SDPs como forma de proporcionar um barramento intermediário no sistema de potência.

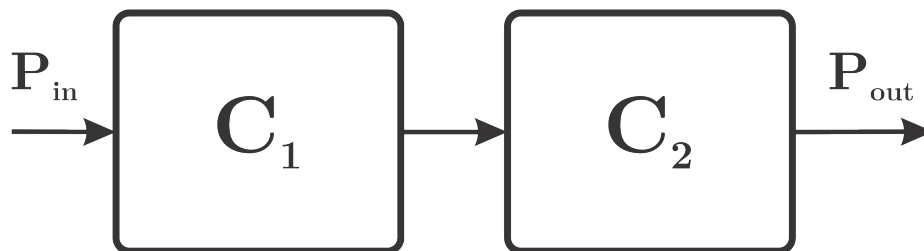


Figura 2.4: Conversores conectados em cascata (conexão série).

Esta topologia de conexão possui as seguintes características:

- Ponto de regulação da carga: a conexão em cascata facilita o posicionamento da fonte de potência próximo da carga para melhor regulação de tensão e resposta dinâmica. Se o conversor conectado à carga puder ser fabricado com densidade de potência suficientemente elevada, o mesmo pode ser posicionado diretamente em uma placa próximo à carga;
- Distribuição eficiente de energia: em sistemas de processamento de dados de alto desempenho, tensões de saída reduzidas em fontes de alta potência geralmente proporcionam distribuição de energia ineficiente. Em uma fonte com conexão em cascata, o barramento intermediário de tensão pode ter sua tensão aumentada para um nível conveniente para reduzir as correntes de distribuição. Como resultado, as perdas por distribuição nos condutores de barramento são reduzidas e a eficiência do sistema é aumentada;
- Conexões de barramento simplificadas: a distribuição de potência em tensões mais elevadas resulta em conexões de barramento simplificadas, menores, mais leves e mais baratas;
- Maior faixa de tensões de entrada: devido à conversão de energia em dois estágios, a conexão em cascata pode acomodar maiores variações e faixas de tensões de entrada no sistema.

2.3.2 Conexão em paralelo com fonte idêntica

O paralelismo entre conversores, mostrado na Fig. 2.5, tem sido empregado com sucesso em topologias de diversos sistemas de potência. Os conversores em paralelo podem ser alocados em uma estrutura física única, substituindo uma fonte centralizada de potência, composta por um único conversor. Tal configuração é comumente referida como sistema de alimentação modular. Em um SDP com um barramento intermediário, módulos de potência em paralelo podem ser utilizados como conversores para alimentar a carga.

Em quaisquer dos casos, o paralelismo com fonte idêntica é empregado para atingir as seguintes características:

- Gerenciamento térmico: na configuração em paralelo, cada módulo de potência manipula apenas uma parte da potência total do sistema. Uma vez que menos potência

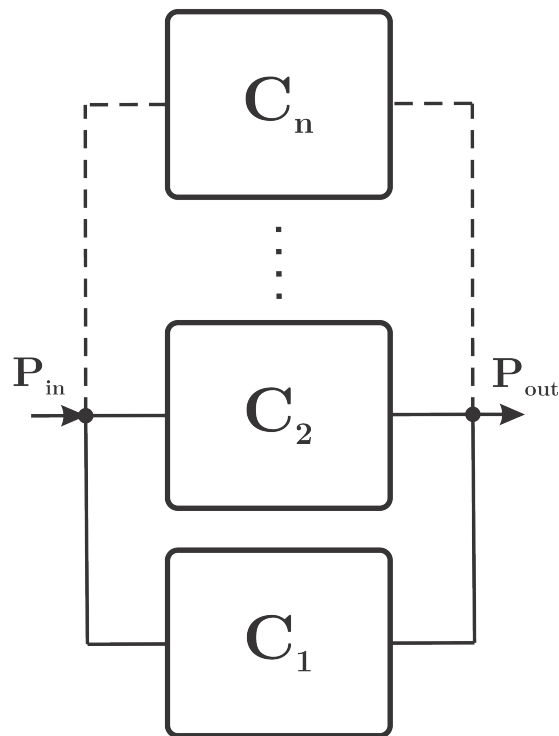


Figura 2.5: Conversores conectados em paralelo e alimentados pela mesma fonte.

é dissipada em cada unidade, o projeto térmico é simplificado;

- Confiabilidade: o paralelismo reduz o estresse térmico e elétrico nos dispositivos semicondutores. Apesar de o número de componentes em um SDP ser maior comparado a um SCP, a confiabilidade total do sistema é aumentada;
- Redundância: uma importante característica da operação em paralelo é a possibilidade de se configurar um sistema redundante utilizando mais conversores que o mínimo requerido pela carga. Usualmente, $n + 1$ módulos são empregados, onde n é o número mínimo de unidades requeridas para fornecer a potência nominal para a carga. A redundância é desejável em muitas aplicações que necessitem alta confiabilidade, incluindo servidores para computação e equipamentos para aviação, espacial e militar;
- Modularidade: a estrutura em paralelo é muito apropriada para o projeto de sistemas modulares. As vantagens de um sistema modular incluem maior facilidade de reconfiguração do sistema e flexibilidade. Por exemplo, se a demanda de potência para a carga aumenta, módulos adicionais podem ser acrescentados ao sistema distribuído para fornecer a energia requerida. Uma vez que apenas módulos padrões precisam ser projetados, tempo e custos de pesquisa, projeto e produção são reduzidos;

- Manutenibilidade: um sistema composto por módulos de potência conectados em paralelo corretamente projetados permite troca "a quente" (*hot swapping*) de módulos defeituosos. Isto fornece meios para reparo e manutenção sem interromper o funcionamento do sistema, bastante desejável em sistemas com alta disponibilidade de serviço;
- Redução do tamanho físico: o projeto modular pode gerar aumento na densidade de potência porque módulos de potência reduzida podem operar em frequências elevadas e, conseqüentemente, com filtros de tamanho físico reduzido. A intercalação dos picos de corrente entre os módulos em paralelo (através de deslocamento de fase) aumenta a frequência e diminui a amplitude da ondulação (*ripple*), diminuindo também o tamanho do filtro de saída.

2.3.3 Conexão em paralelo com fontes distintas

O uso de fontes individuais para conversores conectados em paralelo, cujo esquema é mostrado na Fig. 2.6, associa-se às seguintes características:

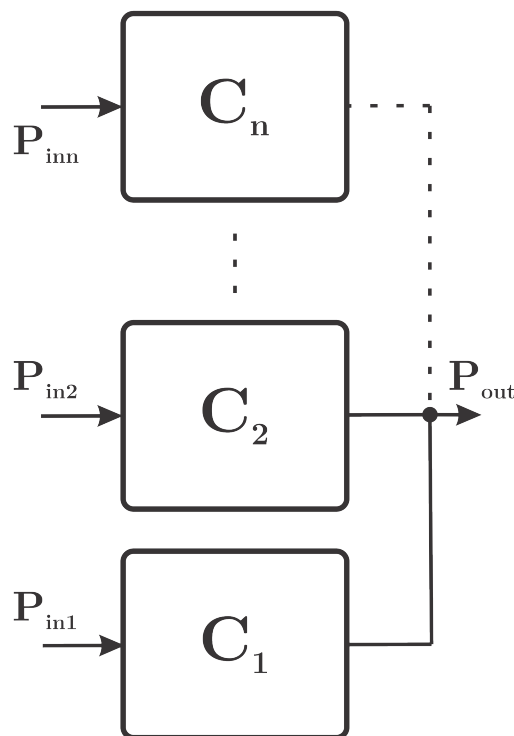


Figura 2.6: Conversores conectados em paralelo alimentados por fontes distintas.

- Reserva por bateria: muitas cargas necessitam fornecimento ininterrupto de energia. A reserva (*backup*) por bateria é a técnica mais comumente usada para fornecer uma fonte temporária de energia em caso de falha da fonte principal (rede). Visto que cada fonte necessita de um conversor individual, o paralelismo de conversores alimentados por fontes distintas surge naturalmente em sistemas de potência com baterias. A unidade de potência associada à bateria pode ser desde um simples diodo de isolamento até um complexo carregador e descarregador bidirecional;
- Fases separadas: outra forma de redundância pode ser alcançada fornecendo energia à carga através de conversores conectados em fases diferentes da rede;
- Múltiplos barramentos: um nível adicional de redundância do sistema pode ser atingido utilizando múltiplos barramentos para distribuição de potência e conversores únicos para cada barramento.

2.3.4 Conexão em paralelo com divisão de carga

Divisão de carga é a configuração onde conversores distintos com entradas conectadas em paralelo são utilizados para alimentar diferentes cargas, conforme estrutura mostrada na Fig. 2.7.

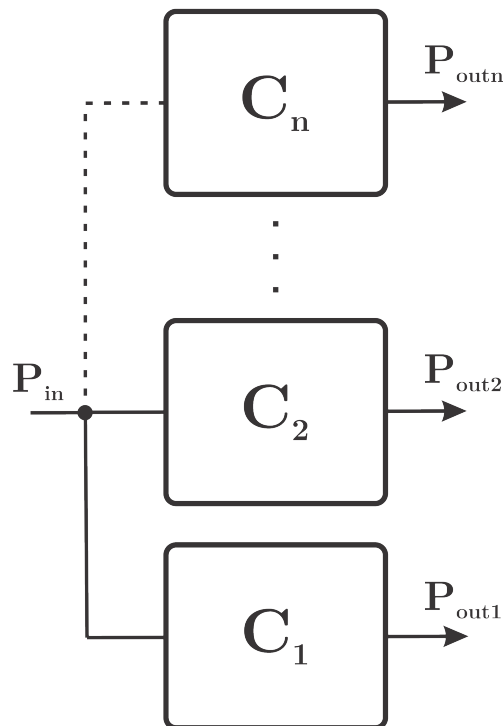


Figura 2.7: Conversores conectados em paralelo com divisão de carga.

Esta topologia é utilizada devido às seguintes considerações:

- Cargas distribuídas: em muitos sistemas de larga escala (sistemas aeroespaciais e processamento computacional), as cargas estão distribuídas fisicamente ao longo de distâncias consideráveis. A distribuição de potência em tensões reduzidas é impraticável devido às grandes perdas em condução e da elevada complexidade do circuito de distribuição requerido para fornecer múltiplas tensões. Um SDP com barramento intermediário é uma solução natural para este problema. Em tal sistema, cada carga é conectada a um conversor separado capaz de fornecer a tensão necessária;
- Regulação: em sistemas com cargas distribuídas, um SCP geralmente não consegue fornecer regulação adequada na carga devido à impedância de linha que conecta o módulo a esta carga. Este problema é eliminado utilizando um SDP com conversores separados e localizados próximos a cada carga;
- Desacoplamento de ruído: quando diversas cargas são conectadas a um barramento comum, interferência pode ocorrer entre as cargas. A divisão de cargas minimiza o problema introduzindo dois conversores de carga entre quaisquer duas cargas. Os conversores e filtros associados podem virtualmente eliminar a interação de ruídos entre os módulos;
- Uso seletivo de reserva com bateria: em algumas aplicações, é desejável fornecer energia ininterruptamente apenas para uma parte crítica do sistema, evitando assim o superdimensionamento desnecessário da bateria e conversores associados a ela. Dividindo a carga e fornecendo conversores distintos para cada parte do sistema possibilita o uso seletivo de reserva com bateria.

Na literatura, o estudo de (CHEN et al., 2009) também caracteriza as possíveis conexões de conversores que integram fontes e sistemas de potência. No mesmo trabalho, a análise da estabilidade e estratégias de controle é realizada para quatro arquiteturas:

- conexão “entrada série/saída série” (ISOS – *Input-Series-Output-Series*);
- conexão “entrada série/saída paralela” (ISOP – *Input-Series-Output-Parallel*);
- conexão “entrada paralela/saída série” (IPOS – *Input-Parallel-Output-Series*);
- conexão “entrada paralela/saída paralela” (IPOP – *Input-Parallel-Output-Parallel*).

As conexões descritas pelo estudo de (CHEN et al., 2009) são mostradas na Fig. 2.8.

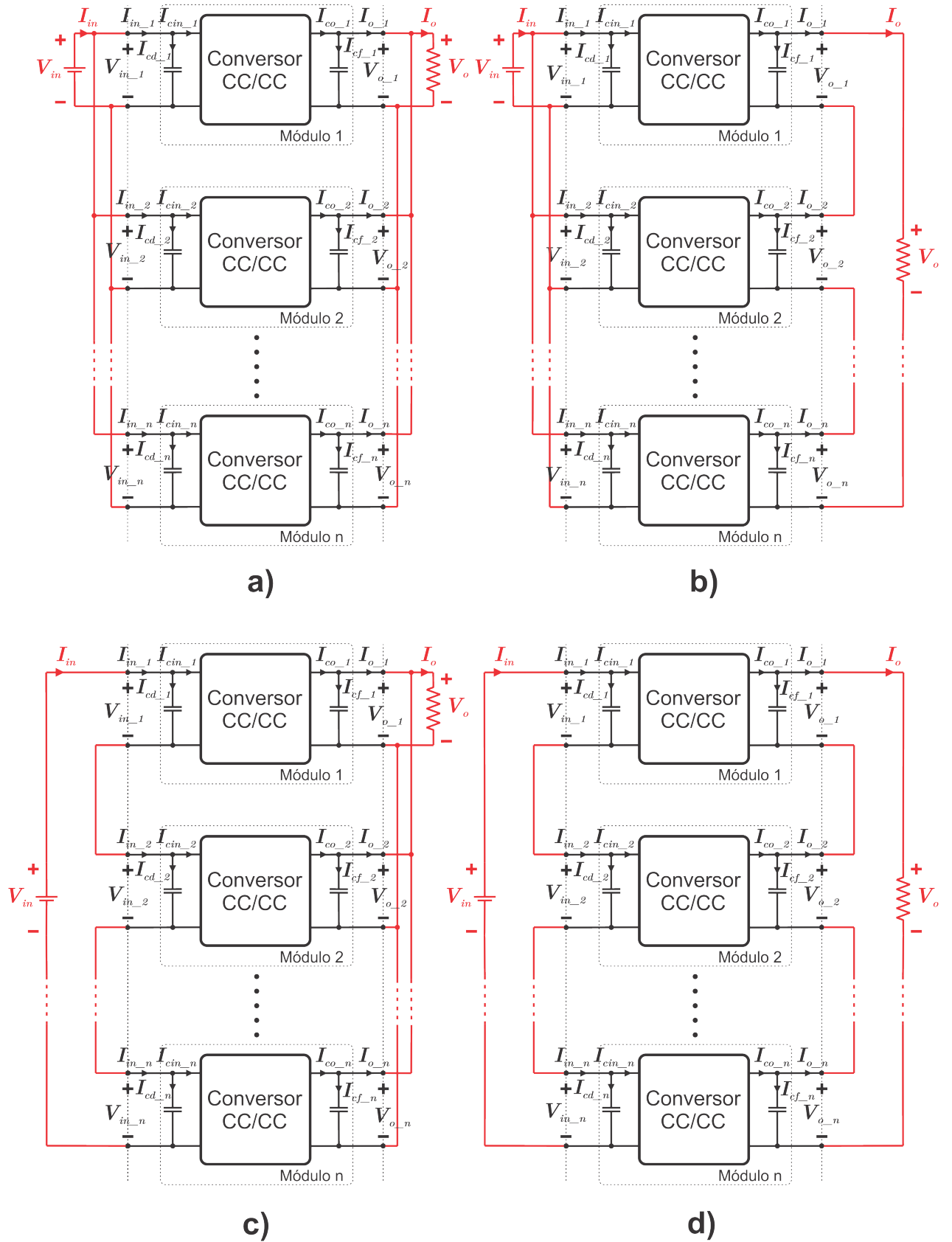


Figura 2.8: Quatro diferentes arquiteturas de conexão para módulos de potência compostos por múltiplos conversores. a) IPOP. b)IPOS. c) ISOP. d) ISOS. Adaptado de (CHEN et al., 2009).

2.4 Modelos de paralelismo

Recentes esforços em padronização, miniaturização e proliferação de fontes de potência com tensões reduzidas e correntes elevadas direcionaram atenção adicional para técnicas de paralelismo entre módulos de potência. Conectar conversores em paralelo tem se mostrado como uma eficiente estratégia adotada em sistemas distribuídos de potência, conforme o crescimento das exigências para determinados tipos de cargas, tais como soluções para microprocessadores (MISHRA; ZHOU, 2011), (ZHOU; XU; LEE, 2000) e sistemas para telecomunicações (LINDMAN; THORSELL, 1996).

O objetivo primordial de uma fonte de potência composta por conversores conectados em paralelo é compartilhar igualmente a corrente fornecida à carga entre cada conversor. No entanto, tal objetivo apresenta-se como um obstáculo de projeto e, conseqüentemente, um crescente tema de pesquisa na literatura. Em fontes compostas por conversores distribuídos em um espaço físico arbitrário, as unidades conectadas à carga geralmente apresentam impedâncias de linha distintas, além de componentes eletrônicos (capacitores, indutores, resistências e chaves semicondutoras) com tolerâncias e pontos de operação diferentes, o que pode resultar um desvio significativo nas correntes de saída das unidades. Assim, os conversores acabam fornecendo correntes de saída de magnitudes diferentes entre si, o que pode causar estresse elevado nas chaves e outros componentes, resultando em perda de eficiência e redução da vida útil das unidades operando acima de sua capacidade nominal (BATARSEH; SIRI; LEE, 1994).

Em um projeto envolvendo uma fonte distribuída de potência, inicialmente é necessário escolher a topologia do circuito de potência mais adequada para cada conversor a ser integrado ao arranjo em paralelo. Um conversor CC-CC é utilizado como um circuito capaz de processar energia em forma de potência elétrica. Na prática, uma tensão ou corrente de saída regulada é desejada de um conversor, requerendo o uso de uma ou mais estratégias de controle (geralmente de realimentação) para manter a unidade operando de maneira estável mediante ocorrência de perturbações na entrada (tensão de alimentação) e saída (carga). Como resultado, o comportamento de saída em regime permanente deste conversor pode ser modelado como uma fonte de tensão ou corrente não ideal, ou seja, uma fonte de tensão com impedância de saída não nula ou fonte de corrente com impedância de saída finita.

Em (HUANG; TSE, 2007), os autores categorizam diferentes tipos de esquemas de paralelismo sob uma visão teórica baseada em circuitos elétricos (lei de Norton e Thévenin), modelando o comportamento de saída em regime permanente de cada conversor como

uma fonte de tensão ou fonte de corrente controlada e caracterizando suas possibilidades de conexão, operação e limitações através das leis de Kirchhoff. Ainda neste trabalho, a classificação e avaliação dos sistemas com paralelismo também foi realizada considerando a ausência ou presença de estratégia de controle específica para o compartilhamento de corrente. Na Fig. 2.9, os três tipos de configurações para a conexão em paralelo entre conversores e seus respectivos modelos para os conversores evidenciados pelo trabalho de (HUANG; TSE, 2007) são mostrados.

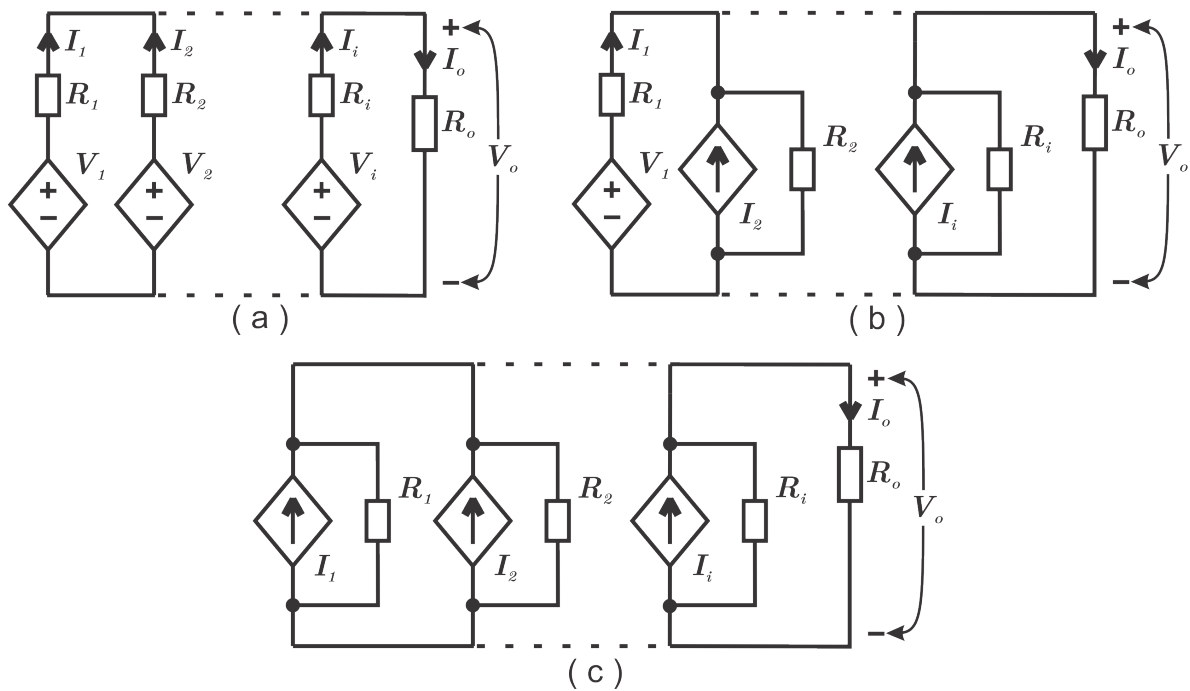


Figura 2.9: Configurações possíveis para o paralelismo entre fontes de tensão e/ou corrente. (a) Tipo I – Sistema com n fontes de tensão em paralelo; (b) Tipo II – Sistema com uma fonte de tensão e n fontes de corrente em paralelo; (c) Tipo III – Sistema com n fontes de corrente em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007).

A configuração tipo I, mostrada na Fig. 2.10, é composta por n conversores conectados em paralelo a uma carga R_o , sendo cada conversor representado por uma fonte de tensão tipo Thévenin, ou seja, uma fonte de tensão controlada V_i em série com uma resistência finita de saída R_i . Esta configuração é caracterizada pela simplicidade comparada aos demais tipos, porém apresenta restrições na característica de compartilhamento de corrente.

A faixa de ajuste de tensão de saída para o correto compartilhamento de corrente é pequena, visto que o controle individual de cada conversor presente na arquitetura é designado primariamente para regular a sua própria tensão de saída, e as correntes dos conversores somente podem ser ajustadas através do controle desta tensão. Ademais, a resposta dinâmica e precisão no compartilhamento das correntes, e a regulação de tensão

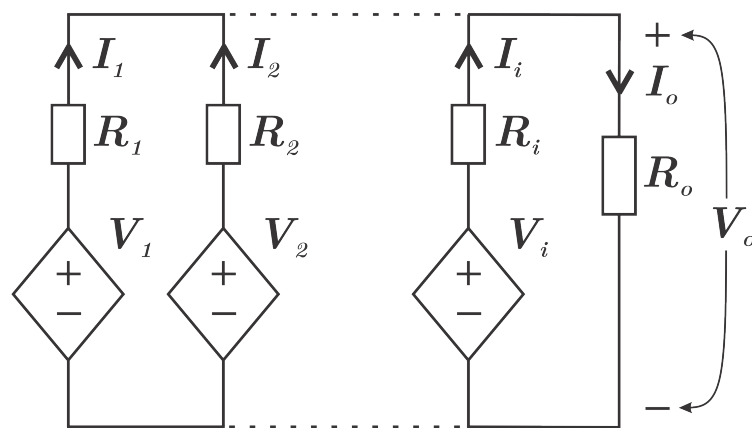


Figura 2.10: Modelo de paralelismo Tipo I – Sistema com n fontes de tensão em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007).

na carga são pobres neste esquema, conforme estudo de (BATARSEH; SIRI; LEE, 1994). Como vantagem deste tipo de arquitetura, é possível compor fontes distribuídas com alto grau de redundância através do emprego do controle local da tensão de saída em cada conversor que constitui a topologia, não havendo obrigatoriedade de se incluir um controlador central que, além da complexidade adicional, representa um ponto comum para uma possível falha do sistema.

Conforme Fig. 2.11, fontes contendo topologia de conversores em paralelo do tipo II são teoricamente mais viáveis que o primeiro tipo, visto que há somente uma fonte de tensão em paralelo com fontes de corrente. A dinâmica da regulação de tensão na carga depende do método de controle empregado na malha de tensão. As outras fontes de corrente controlam suas saídas diretamente com o objetivo de atingir o compartilhamento de corrente de carga desejado.

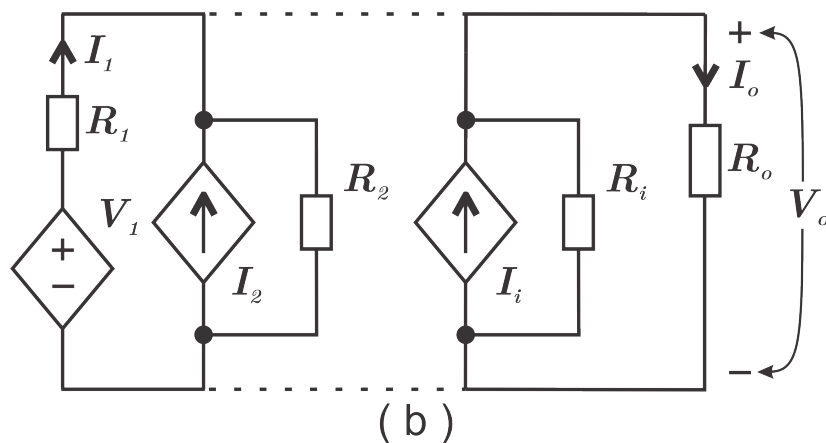


Figura 2.11: Modelo de paralelismo Tipo II – Sistema com uma fonte de tensão e n fontes de corrente em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007).

Assim, o desempenho da topologia tipo II é substancialmente melhor do que a topologia tipo I. Apesar do desempenho superior, uma desvantagem deste tipo de conexão é a baixa modularidade devido ao uso do divisor de corrente da carga ou esquema mestre-escravo na estratégia de controle de corrente.

A configuração tipo III possui o melhor desempenho para o compartilhamento de corrente, uma vez que todos os conversores presentes neste tipo de fonte são essencialmente fontes de corrente. A regulação de tensão na saída também pode oferecer resposta transiente rápida. Este esquema de paralelismo é mostrado na Fig. 2.12 abaixo.

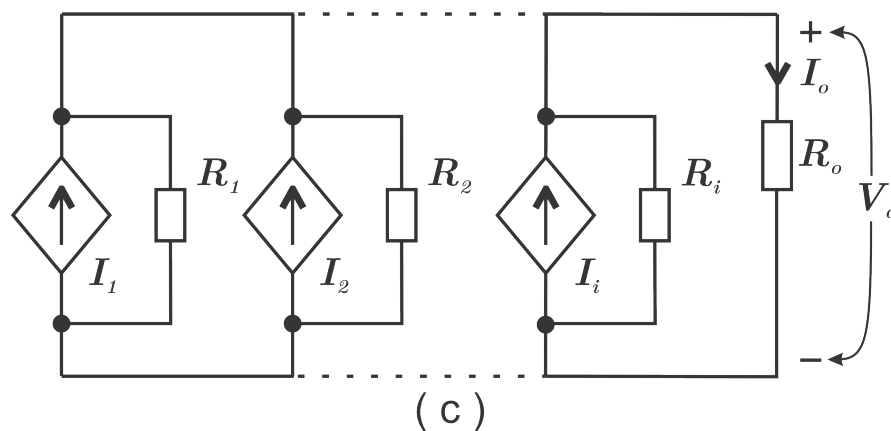


Figura 2.12: Modelo de paralelismo Tipo III – Sistema com n fontes de corrente em paralelo. Adaptado de (HUANG; TSE, 2007).

Tal esquema apresenta elevada complexidade de projeto devido aos métodos utilizados para programar o controle de compartilhamento de corrente em um controlador central. Além desta característica, outra desvantagem é a baixa modularidade presente na fonte de potência constituída por este tipo de conexão, devido à interação entre as malhas de controle de corrente dos conversores.

2.5 Controle orientado ao paralelismo entre conversores

2.5.1 Controle por realimentação

Um sistema que mantém uma relação entre a saída medida e a referência, comparando-as e usando a diferença como um meio de controle é denominado sistema de controle por realimentação (OGATA, 2001). Elementos passivos e chaves semicondutoras de potência são dispositivos físicos que constituem circuitos de potência e estes podem ser matematicamente modelados como sistemas dinâmicos e controlados com o uso das teorias de

controle existentes. Especificamente, a teoria de controle está preocupada principalmente na concepção do sistema de regulação a ser implementado em um circuito de potência para melhorar o seu desempenho global, de acordo com os objetivos prescritos (SIRA-RAMÍREZ; SILVA-ORTIGOZA, 2006).

Um sistema a ser controlado geralmente é representado pela sua planta no domínio da frequência, que relaciona a variável a ser controlada à variável de controle. No caso de conversores CC-CC, a variável de controle do circuito é a razão cíclica de comutação dos estados da chave semicondutora, que comanda o comportamento de tensão e corrente no circuito conforme seu estado de condução. Um sistema com saída de tensão compensada por um controlador deve obedecer aos requisitos de projeto, tais como rastreamento da referência, rejeição de distúrbios de entrada e saída e resposta dinâmica adequada.

O diagrama de blocos da Fig. 2.13 mostra um sistema de controle por realimentação da tensão de saída de um conversor com planta de tensão de saída $G_{vd}(s)$. A tensão de saída $v_{out}(s)$ é medida por um sensor com modelo $H_v(s)$. A tensão medida $v_{med}(s)$ é comparada à referência de tensão $v_{ref}(s)$ e o erro $v_{err}(s)$ desta diferença serve como sinal de entrada a um controlador $C_{vd}(s)$, que produz saída $u_v(s)$. O modulador por largura de pulsos (bloco PWM) utiliza o sinal $u_v(s)$ para fornecer sinal com razão cíclica $D(s)$ capaz de mudar o estado da chave semicondutora presente no conversor, atuando para obedecer ao requisito imposto no projeto do controlador (minimização do erro de rastreamento da referência, melhoria da resposta dinâmica, rejeição de distúrbios e/ou ruídos, etc.).

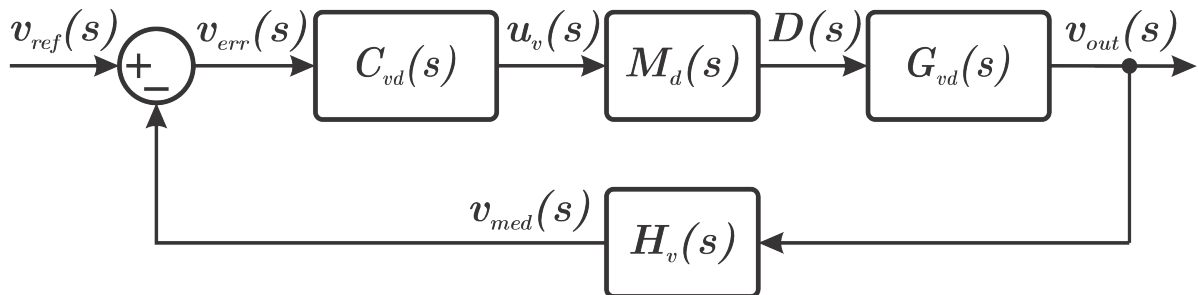


Figura 2.13: Diagrama de blocos para planta de tensão compensada por sistema de controle por realimentação.

Sistemas distribuídos de potência compostos por conversores conectados em paralelo oferecem interessantes vantagens como opção de arquitetura para fontes de potência, tais como maior confiabilidade, redundância e modularidade. Apesar destas vantagens, tais topologias possuem algumas desvantagens. Entre elas, o desequilíbrio entre as correntes fornecidas por cada conversor de potência causa estresse excessivo em alguns destes módulos, diminuindo seu tempo de vida útil e conseqüentemente aumentando suas chances de

falha. Assim, obter uma distribuição uniforme de corrente entre os conversores conectados em paralelo à carga requer o uso de uma estratégia de controle adequada.

Na literatura, são mostradas diversas técnicas para controle do compartilhamento de corrente entre conversores conectados em paralelo (MOUSSAOUI et al., 1996); (LUO, 2005). A precisão no compartilhamento de corrente dependerá tanto da topologia dos conversores constituintes da fonte, bem como do esquema de controle utilizado no sistema. A estratégia de controle mais adequada para o compartilhamento especificado de corrente entre os conversores em paralelo requer o conhecimento dos méritos e limitações de cada estratégia existente e a mesma deve ser selecionada mediante análise da complexidade, custo, modularidade e confiabilidade desejadas para o sistema. As interações entre os conversores devem ser consideradas no projeto de controle e integração do sistema, para garantir estabilidade e desempenho dinâmico em conformidade com as especificações do projeto.

As estratégias de controle do compartilhamento de corrente podem ser divididas em dois grupos: paralelismo sem comunicação e paralelismo com comunicação. O primeiro tipo utiliza variáveis medidas localmente para garantir o cumprimento de requisitos globais, enquanto que o segundo geralmente requer um elemento, este geralmente um controlador, comum aos módulos presentes no sistema. A seguir serão apresentadas as principais estratégias encontradas na literatura.

2.5.2 Paralelismo sem comunicação

2.5.2.1 Controle por decaimento (*droop*)

O método mais simples para obter compartilhamento de corrente é baseado na inclinação da tensão de saída, ou característica *droop* (BATARSEH; SIRI; LEE, 1994). Este método pode ser considerado como uma estratégia de laço aberto em relação ao sistema completo, visto que cada conversor presente no sistema controla sua corrente de saída através do uso de informações locais, ou seja, o sistema não possui uma malha global de controle por realimentação capaz de efetuar o ajuste de corrente em cada unidade constituinte do mesmo. Obedecer a uma especificação global (neste caso, a corrente de carga) através somente do controle local (controlador individual para cada conversor) sem comunicação entre as unidades e obedecendo a critérios de balanço (compartilhamento uniforme de corrente) é um dos objetivos alvos para o projeto de uma fonte distribuída de potência com alto grau de redundância, disponibilidade e desempenho.

Um compartilhamento uniforme da corrente de saída entre dois ou mais conversores conectados em paralelo em um sistema sem controle de compartilhamento da corrente de saída ocorre somente se os circuitos destes conversores e os cabos que os conectam ao barramento de carga são iguais entre si, o que na prática raramente é obtido. A curva de carga para uma fonte distribuída é apresentada na Fig. 2.14 abaixo. Nela, são considerados dois conversores com mesma tensão de saída a vazio, igual a 80 V , e a tensão na carga igual a 40 V . A característica de carga é representada pelas retas V_{out_c1} e V_{out_c2} e as mesmas retas dependem das magnitudes das resistências de linha. Para a tensão de carga especificada, é possível notar que os conversores fornecem correntes de saída muito diferentes entre si.

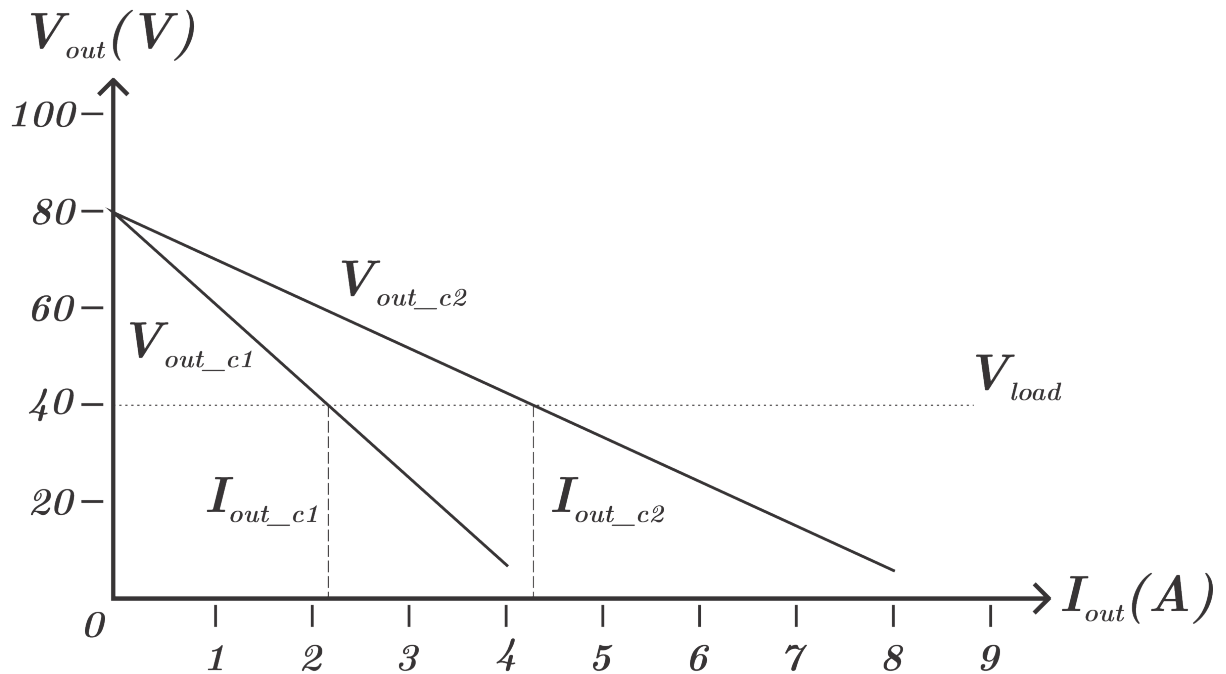


Figura 2.14: Curva de carga e inclinação das tensões de saída para dois conversores conectados em paralelo com impedâncias de linha distintas.

Nesta estratégia de controle, a correção na desigualdade de magnitude entre as correntes é produzida localmente, utilizando a corrente de saída do conversor para ajustar a tensão de referência da malha de controle desta mesma unidade. O uso desta técnica pode ser realizado através de diferentes maneiras, conforme (LUO, 2005). Como alternativa mais simples para implementação do controle por decaimento, é utilizada a corrente de saída medida, usualmente multiplicada por um ganho k_{dr_i} , definindo um desvio na referência de tensão, conforme diagrama de blocos na Fig. 2.15.

Com a referência de tensão dependendo diretamente da magnitude da corrente de saída medida, é possível analisar o comportamento desta estratégia tomando como exemplo um

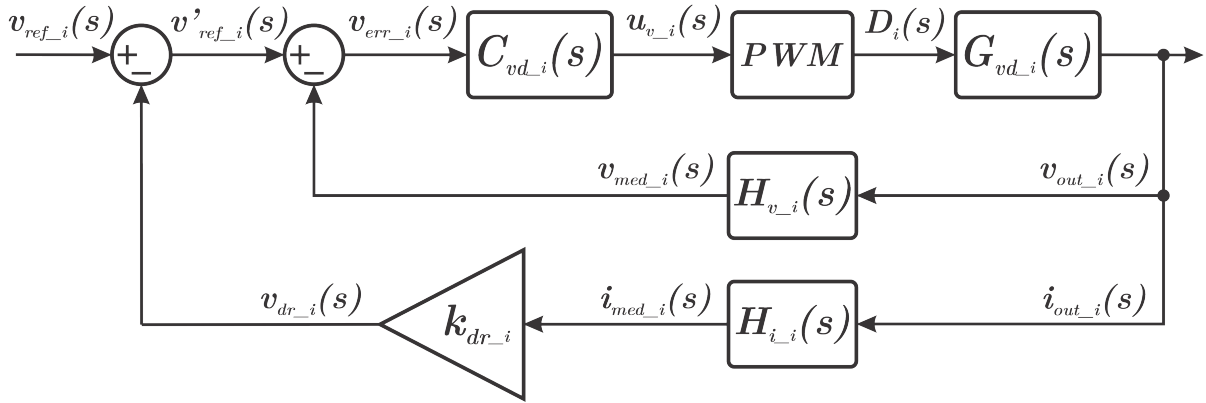


Figura 2.15: Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento.

sistema distribuído contendo dois conversores conectados em paralelo. O conversor que fornece maior corrente terá uma referência de tensão $v'_{ref-1}(s)$ menor, fazendo com que sua corrente de saída seja reduzida. O conversor que fornece corrente de menor magnitude terá uma tensão de referência $v'_{ref-2}(s)$ maior do que $v'_{ref-1}(s)$, fazendo com que as correntes de ambos os conversores converjam a um valor médio comum. A relação entre as referências de tensão $v_{ref-i}(s)$ e $v'_{ref-i}(s)$ é dada em (2.1):

$$v'_{ref-i}(s) = v_{ref-i}(s) - k_{dr-i} \cdot i_{med-i}(s) \quad (2.1)$$

O ganho k_{dr-i} pode ser projetado inicialmente para a melhor precisão de compartilhamento de corrente entre conversores mantendo o sistema estável. Também é possível ajustar individualmente o ganho k_{dr-i} de cada conversor para se obter uma contribuição $i_{out}(s)$ específica à corrente total de saída proveniente de cada unidade.

Esta técnica possui a vantagem de não requerer conexões ou comunicação de controle entre os conversores, possibilitando o compartilhamento de corrente fornecida à carga e regulação de tensão através do uso de variáveis medidas localmente (corrente e tensão de saída em cada conversor). Ainda, devido à inexistência de conexões de controle entre os módulos, a expansão da capacidade de potência fornecida pelo sistema pode ser realizada mais facilmente conforme mudança na demanda da carga, garantindo assim alta modularidade e confiabilidade à fonte distribuída.

No entanto, o controle por decaimento também apresenta desvantagens, tais como a baixa precisão no compartilhamento de corrente e a pobre regulação de carga. A queda de tensão proporcionada pelo ajuste da corrente de saída medida em cada conversor penaliza a referência de tensão e conseqüentemente a corrente total fornecida à carga. Além disto, o desvio na referência é limitado em função da regulação de carga, ou seja, o

compartilhamento de corrente neste método possui baixa precisão caso a regulação precisa de tensão na carga seja um requisito de projeto (BATARSEH; SIRI; LEE, 1994).

Outras variações do controle por decaimento são encontradas na literatura. Entre elas, a técnica proposta por (TULADHAR; JIN, 1998) na injeção de um sinal c.a. no barramento, com frequência proporcional à corrente c.c. de saída medida no conversor. A diferença nas frequências é integrada ao longo do tempo, causando mudança na fase e conseqüentemente uma circulação de um pequeno fluxo de potências entre os conversores pelo barramento de tensão. A potência ativa $p_{ca_i}(s)$ é medida e utilizada para ajustar a referência de tensão da unidade. O esquema de controle descrito é mostrado na Fig. 2.16 e utiliza duas malhas de controle, sendo uma malha interna de corrente e outra malha externa de tensão, com referência de tensão ajustável pelo sinal $\Delta v_i(s)$, proporcional à potência c.a. $p_{ca_i}(s)$ medida na frequência do sinal de controle.

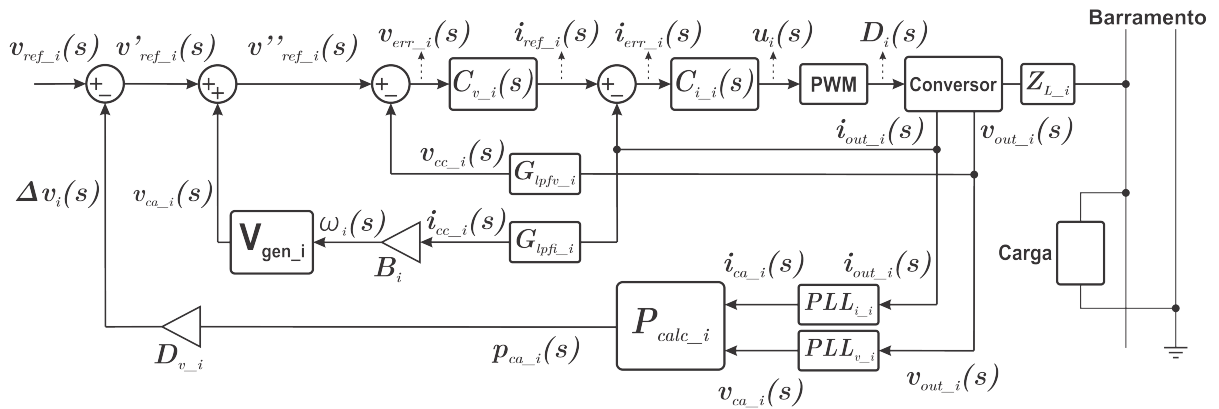


Figura 2.16: Estratégia de controle para compartilhamento de corrente proposta por (TULADHAR; JIN, 1998).

A tensão de saída $v_{out_i}(t)$ e a corrente de saída $i_{out_i}(t)$ do i -ésimo conversor presente na topologia são dadas em (2.2) e (2.3), respectivamente.

$$v_{out_i}(t) = v_{cc_i}(t) + v_{ca_i}(t) \quad (2.2)$$

$$i_{out_i}(t) = i_{cc_i}(t) + i_{ca_i}(t) \quad (2.3)$$

onde:

- $v_{cc_i}(t)$ – tensão contínua de saída.
- $v_{ca_i}(t)$ – tensão alternada do sinal de controle.
- $i_{cc_i}(t)$ – corrente contínua de saída.
- $i_{ca_i}(t)$ – corrente alternada do sinal de controle.

A tensão $v_{ca_i}(s)$ é extraída da tensão de saída $v_{out_i}(s)$ através do PLL de tensão, PLL_{v_i} , enquanto que a corrente $i_{ca_i}(s)$ do sinal de controle é extraída de $i_{out_i}(s)$ através do PLL de corrente, PLL_{i_i} . A impedância de linha Z_{L_i} é simplificada por uma resistência.

O bloco de cálculo de potências é mostrado em detalhes na Fig. 2.17. A obtenção das potências ativa e reativa baseia-se no método desenvolvido por (TEPPER et al., 1996) e adaptado por (TULADHAR; JIN, 1998). Neste bloco, é realizada a extração da componente fundamental $i_{p1_i}(s)$ de corrente em fase com a corrente $i_{ca_i}(s)$ através da malha que compreendem os filtros $G_{LPFp1_i}(s)$ e $C_{PIp_i}(s)$. Ambas as correntes $i_{ca_i}(s)$ e $i_{p1_i}(s)$ são multiplicadas por uma onda $\cos(\omega_i t)$ de amplitude unitária em fase com a onda de tensão $v_{ca_i}(s)$. O sinal resultante é filtrado por $G_{LPFp2_i}(s)$, obtendo-se assim a potência ativa $p_{ca_i}(s)$. O cálculo da potência reativa $q_{ca_i}(s)$ é análogo ao cálculo da potência ativa, com a diferença de ser utilizada a componente em quadratura com a tensão $\text{sen}(\omega_i t)$ ao invés de $\cos(\omega_i t)$ para se obter a corrente $i_{q1_i}(s)$. A resposta dinâmica do sistema é melhorada através da inclusão da ação proporcional nos controladores $C_{PIp_i}(s)$ e $C_{PIq_i}(s)$ nas malhas principais.

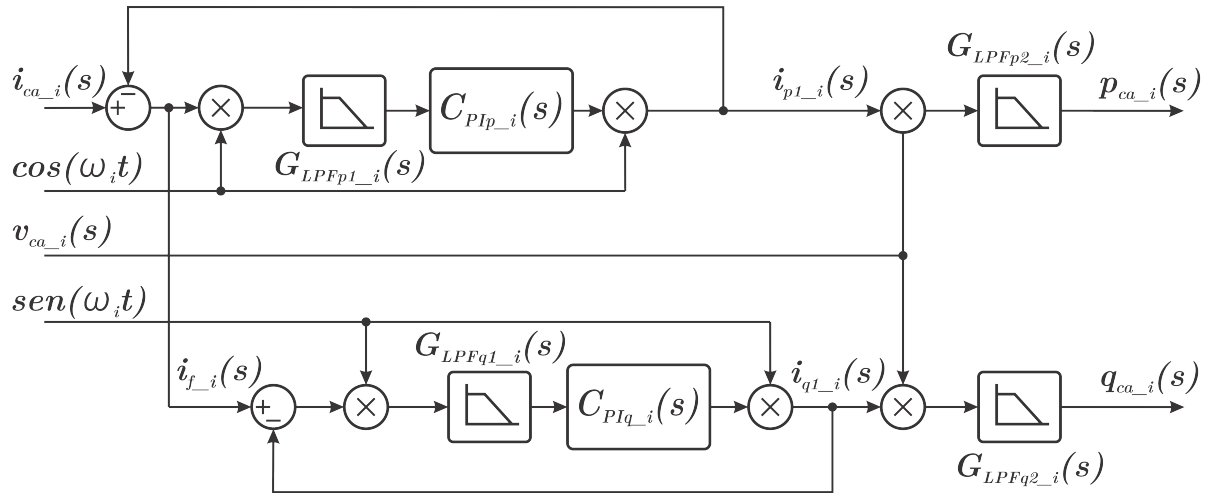


Figura 2.17: Estrutura do bloco $P_{cal_i}(s)$ para cálculo da potência ativa $p_{ca_i}(s)$ e potência reativa $q_{ca_i}(s)$.

Nesta estratégia, a amplitude e a frequência dos sinais de controle devem ser mantidas com magnitude reduzida para evitar o surgimento de ondulações elevadas na corrente de saída e a atenuação demasiada do sinal de controle no filtro de saída dos conversores, respectivamente. Como a resposta dinâmica do compartilhamento das correntes de saída depende da escolha desta frequência cujo valor é reduzido, a resposta dinâmica para o equilíbrio das correntes é lenta. O uso de dois PLLs por conversor também representa complexidade adicional em sua implementação.

Ainda, a regulação de tensão na carga não é precisa, porém a convergência no compartilhamento de corrente é garantida, mesmo para variação nos componentes dos conversores e nas tensões de referência da malha de controle. Além destas características, com este método é possível compartilhar a corrente de saída com magnitude proporcional à potência do mesmo conversor através da escolha adequada do coeficiente de tensão e do coeficiente de decaimento para a frequência do sinal de controle, D_{v_i} e B_i , respectivamente.

Outras técnicas aplicadas ao compartilhamento de corrente em sistemas distribuídos de potência podem ser encontradas na literatura. Em (ERDOGAN; AYDEMIR, 2009), uma modificação do método por decaimento cujos coeficientes de inclinação são atribuídos por técnica adaptativa é descrita. A técnica proposta é utilizada em um sistema composto por três conversores *Boost* conectados em paralelo alimentando uma célula de combustível. Em (DONOSO-GARCIA et al., 1998), a técnica de controle por modos deslizantes é aplicada a um sistema contendo conversores *Buck* em paralelo com o objetivo de melhorar a resposta dinâmica, regulação de carga e compartilhamento de corrente entre os módulos presentes.

2.5.3 Paralelismo com comunicação - estruturas de controle

Em sistemas distribuídos de potência, entende-se por paralelismo com comunicação a estratégia que utiliza um controlador responsável por estabelecer desvio no sinal de controle ou na referência da malha de controle, a fim de atingir o compartilhamento desejado de corrente entre as unidades de potência. Conforme (LUO, 2005), três estruturas de controle e seis métodos para programação de corrente são opções para o uso desta estratégia de controle, analisadas a seguir.

2.5.3.1 Regulação por laço interno de controle (RLIC)

A Fig. 2.18 apresenta o diagrama de blocos de controle desta estratégia aplicada a uma fonte distribuída contendo dois conversores conectados em paralelo.

Nesta estrutura, a referência de tensão, laço de realimentação e compensador de tensão são comuns a todos os conversores presentes na fonte. As saídas $u_{v_1}(s)$ e $u_{v_2}(s)$ do compensador de tensão $C_v(s)$ são ajustadas por sinais $v_{c_1}(s)$ e $v_{c_2}(s)$ respectivamente, provenientes de um controlador $C_i(s)$, responsável pela programação da corrente desejada na carga através de medição das correntes $i_{out_1}(s)$ e $i_{out_2}(s)$. Os conversores são representados pelas suas plantas $G_{v_1}(s)$ e $G_{v_2}(s)$, enquanto que as impedâncias de linha que conectam os conversores ao barramento são representadas por Z_{L1} e Z_{L2} .

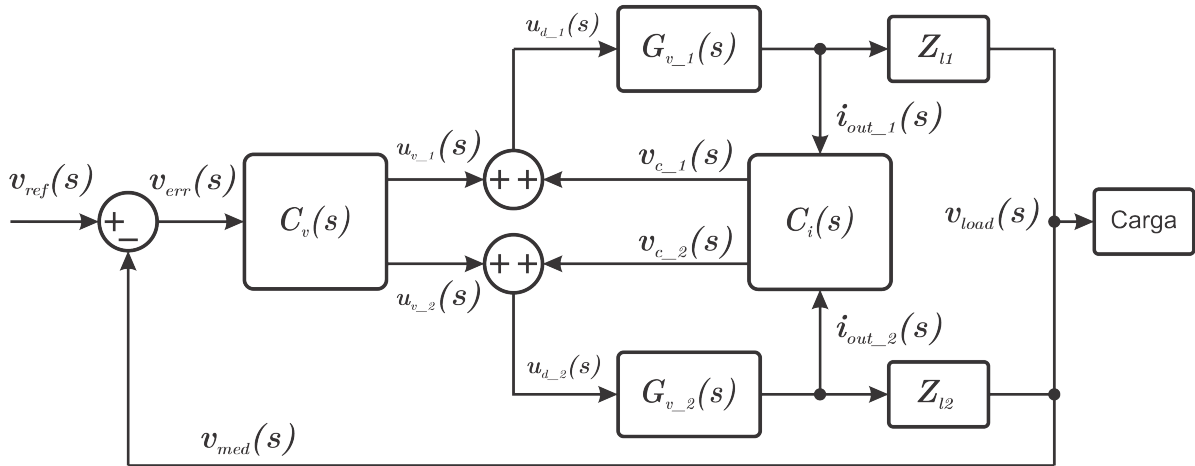


Figura 2.18: Controle de compartilhamento de corrente com estrutura de regulação por laço interno para fonte distribuída com dois conversores em paralelo.

As principais vantagens desta estrutura são a regulação precisa da tensão de saída e compartilhamento das correntes de saída. Por outro lado, o sistema possui baixa modularidade devido às conexões necessárias para operação e pequena tolerância a falhas.

2.5.3.2 Regulação por laço externo de controle (RLEC)

Esta estrutura utiliza o mesmo compensador de corrente da estrutura RLIC, porém cada conversor possui sua malha específica para controle da tensão de saída. O compensador de corrente $C_i(s)$ ajusta as referências de tensão $v_{ref-1}(s)$ e $v_{ref-2}(s)$ para os compensadores de tensão $C_{v-1}(s)$ e $C_{v-2}(s)$. Sua estrutura aplicada a um sistema contendo dois conversores conectados em paralelo é mostrada no diagrama de blocos da Fig. 2.19.

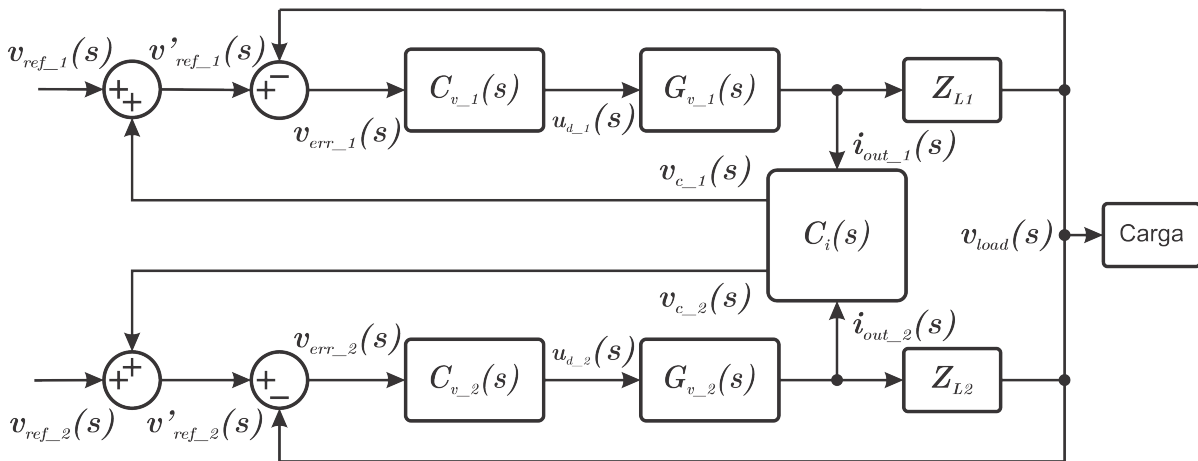


Figura 2.19: Controle de compartilhamento de corrente com estrutura de regulação por laço externo para fonte distribuída com dois conversores em paralelo.

Este tipo de estrutura permite maior modularidade para a arquitetura da fonte, apresentando maior flexibilidade na configuração do sistema e possui melhor tolerância a falhas se comparada à estrutura RLIC. Como desvantagens, tal estrutura pode apresentar instabilidade mediante perturbações e, por amplificar os erros entre as referências de tensão dos conversores (o que ocasiona erros nas correntes de saída) deve possuir ganho limitado no laço de realimentação de tensão, o que limita o rastreamento da referência de tensão desejada na carga.

2.5.3.3 Controlador externo

Responsável por controlar a corrente de saída dos conversores presentes na fonte, o uso de um controlador externo constitui outra estrutura de controle para compartilhamento de corrente. Este compartilhamento é atingido comparando as correntes de saída e ajustando o respectivo sinal de saída para cada conversor. O diagrama de blocos deste sistema é mostrado na Fig. 2.20.

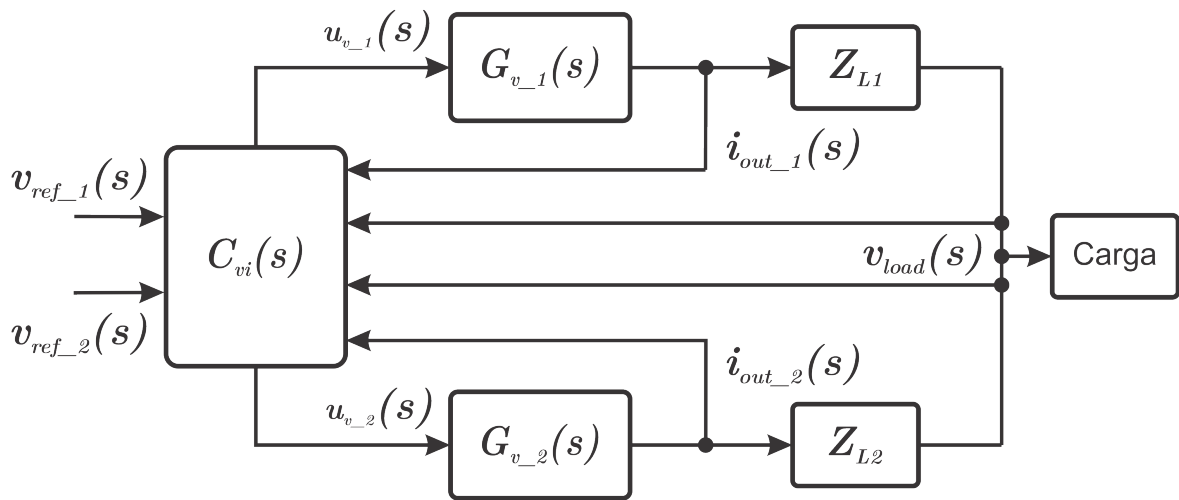


Figura 2.20: Controle de compartilhamento de corrente com controlador externo para fonte distribuída com dois conversores em paralelo.

O controlador $C_{vi}(s)$ é responsável pela geração dos sinais de controle para os interruptores dos conversores presentes no sistema. Visto que este único compensador é responsável por todas as funções de controle de todas as unidades de potência, a confiabilidade do sistema torna-se diretamente dependente desta mesma unidade. A presença de múltiplas conexões também é um fator que pode comprometer a confiabilidade deste tipo de estrutura. Como vantagem em destaque, este sistema pode oferecer defasamento ativo nas correntes conforme o número de unidades no sistema, possibilitando a redução nas ondulações da corrente de saída (*ripple*) e reduzindo assim o tamanho dos componentes

presentes nos filtros em cada conversor.

2.5.4 Paralelismo com comunicação - estruturas de programação de corrente

2.5.4.1 Programação por corrente média

Além da estrutura de controle, o método para programação das correntes é outro importante requisito de um sistema ativo de controle de compartilhamento de correntes no projeto de fontes distribuídas de potência. As funções do controlador de programação são comunicar os circuitos de todos os conversores em paralelo, computar o sinal de erro de compartilhamento de cada módulo e fornecer sinal de saída distinto e apropriado ao circuito de comando das chaves de cada conversor.

A Fig. 2.21 mostra o diagrama de blocos de um programador de correntes para n conversores em conectados em paralelo. As funções $P_1(s), \dots, P_i(s)$ representam os compensadores de corrente, a_1, \dots, a_i são as conexões dos módulos com um barramento comum de compartilhamento e as funções $W_1(s), \dots, W_i(s)$ criam os sinais referência de corrente na proporção desejada para compartilhamento.

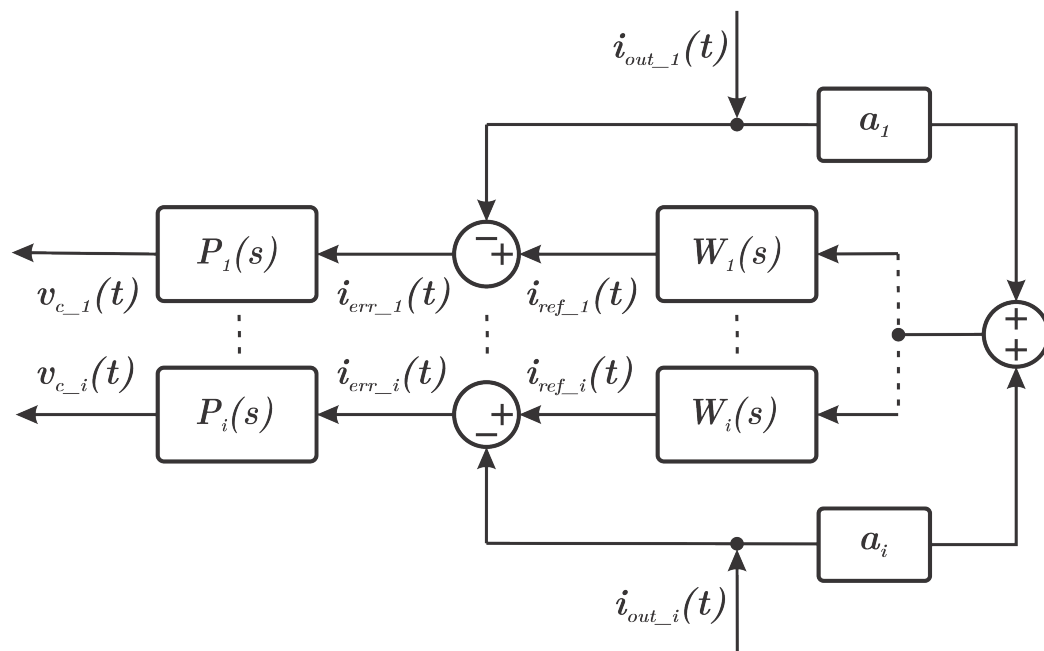


Figura 2.21: Diagrama de blocos de um programador de correntes para n conversores em conectados em paralelo.

A diferença entre a referência desejada $i_{ref-i}(t)$ e a corrente de saída medida $i_{out-i}(t)$ constitui o sinal de erro $i_{err-i}(t)$. A corrente de saída desejada para cada conversor é a

corrente total ponderada por uma função proporcional à relação desejada de compartilhamento de corrente para cada unidade. Assim, a soma das funções $W_1(s), \dots, W_i(s)$ é igual à unidade.

Quando as funções a_1, \dots, a_i são iguais à unidade e as funções de peso $W_1(s), \dots, W_i(s)$ são proporcionais à corrente de saída especificada de cada unidade em paralelo na fonte, o sistema de programação de corrente é denominado método de programação por corrente média. Todos os conversores fornecem sinais proporcionais às suas correntes de saída, que são ponderadas e normalizadas em referência a um valor médio, gerando uma referência de corrente $i_{ref_i}(t)$, proporcional à corrente de saída $i_{out_i}(t)$ do i -ésimo conversor.

2.5.4.2 Programação básica por corrente média

Neste método, o amplificador de ajuste mede a diferença de tensão em um resistor local R_i , compartilhado em um barramento comum a todos os conversores. Esta diferença representa o desequilíbrio entre a tensão do barramento comum e a tensão causada pela corrente de saída deste conversor, gerando um sinal de erro para o controlador. A tensão no barramento comum onde todos os resistores se conectam representa a contribuição média de corrente da carga por conversor. O esquema é mostrado na Fig. 2.22 a seguir.

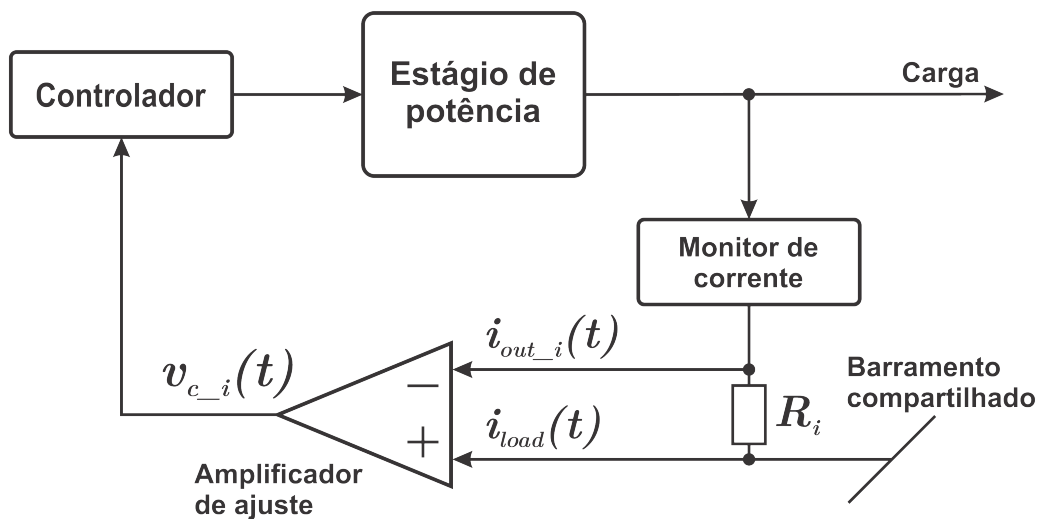


Figura 2.22: Diagrama de blocos do método de programação básica por corrente média implementado em um conversor constituinte de uma fonte distribuída.

2.5.4.3 Programação modificada por corrente média

Um esquema modificado para programação das correntes é encontrado em (IRVING; JOVANOVIC, 2000), que não emprega o amplificador operacional para gerar o erro de

compartilhamento de corrente. A vantagem deste esquema é sua inerente estabilidade. Resposta transiente pobre e a variação nos componentes podem resultar em problemas específicos de aplicação desta estratégia.

2.5.4.4 Programação isolada por corrente média

Neste método, é empregada a codificação da informação de compartilhamento das correntes e sua comunicação através do barramento, resultando na isolação galvânica entre os circuitos de controle dos conversores (PERREAULT; SELDERS; KASSAKIAN, 1998). Este esquema também apresenta como vantagem a eliminação de pontos comuns de falha, aumentando assim a confiabilidade e redundância do sistema. Um problema deste método é o custo elevado de sua implementação comparado a outras técnicas de programação de corrente.

2.5.5 Programação de corrente por mestre e escravo

O método de escolha da hierarquia entre as unidades e seus circuitos de controle representa outra estratégia de programação de corrente em sistemas distribuídos de potência. Três categorias podem ser derivadas desta abordagem: mestre dedicado, mestre rotatório e mestre automático (ou mestre democrático). O princípio de operação desta estratégia é a mesma que o método de programação por corrente média, exceto que a corrente de referência é proporcional à corrente de saída da unidade mestre.

2.5.5.1 Mestre dedicado

Neste método, uma das funções a_1, \dots, a_i é igualada a um e as restantes são igualadas a zero, assim como todas as funções $W_i(s)$ permanecem iguais a um, gerando a estratégia de programação de corrente com mestre dedicado. Em outras palavras, um conversor é dedicado a ser a unidade mestre, com sua corrente de saída designada como referência para os laços de compartilhamento de corrente das unidades escravas restantes (RAJAGOPALAN et al., 1996).

Apesar de este esquema atingir compartilhamento de corrente e regulação da tensão de carga, seu grau de redundância é reduzido visto que uma falha na unidade mestre desabilita todo o sistema.

2.5.5.2 Mestre rotatório

O esquema do método de programação de corrente por mestre rotatório é obtido através das mesmas condições do método por mestre dedicado, exceto que cada módulo possui a capacidade e chance de se tornar a unidade mestre através de uma lógica de controle e seleção específica (IU; PJEVALICA; ROBERT, 2004). A rotatividade da posição mestre garante ao sistema maior redundância nesta estratégia, porém esta troca constante pode causar flutuações na tensão da carga.

2.5.5.3 Mestre automático

Nesta técnica, as funções a_1, \dots, a_i tornam-se retificadores unidirecionais ideais e o módulo com maior corrente de saída é selecionado como o mestre, ajustando os sinais de controle para controlar o desequilíbrio entre as correntes compartilhadas (THOTTUVELIL; VERGHESE, 1998). Este esquema é semelhante ao esquema de programação básica por corrente média, exceto que um diodo ideal é utilizado no lugar do resistor.

2.6 Conclusão

Neste capítulo, a eletrônica de potência aplicada sob o enfoque possíveis topologias para conexão de conversores em sistemas distribuídos de potência foi revisada. Também foram examinados as conexões entre conversores estáticos constituintes de uma fonte distribuída de potência encontradas na literatura. Ainda, como objeto de estudo desta dissertação, destacou-se no presente capítulo o paralelismo entre conversores chaveados, bem como o controle orientado a este tipo de conexão, para compartilhamento de corrente à carga entre módulos de potência. Das estratégias de controle revistas, o controle por decaimento apresenta-se como uma alternativa eficaz para possibilitar a minimização do desequilíbrio entre correntes dos conversores em paralelo.

3 PARALELISMO ENTRE CONVERSORES

3.1 Introdução

Neste capítulo, são obtidas as corrente de saída para regime permanente em função das tensões, correntes e resistências de linha para a topologia de paralelismo escolhida. Destas correntes, é derivado um modelo generalizado de corrente para topologia contendo n conversores conectados em paralelo e modelados como fontes de tensão controladas. Após esta etapa, as conclusões e considerações para este capítulo são apresentadas.

3.2 Correntes de saída para o paralelismo entre conversores

Um conversor CC-CC é projetado para fornecer tensão e/ou corrente regulada de acordo com os requisitos da carga. Em um SDP, cada conversor pode ser representado como uma fonte de tensão ou uma fonte de corrente, conforme (HUANG; TSE, 2007). Tendo em vista as características de cada topologia mostradas na seção 2.4, concluiu-se que a estratégia mais simples para controle de um sistema de potência garantindo redundância real, autonomia e escalabilidade, contendo conversores em paralelo que operam compartilhando suas correntes de saída entre si para a carga, é o emprego do controle local em cada conversor. Desta maneira:

- É possível adicionar ou remover unidades de potência à fonte conforme mudança na demanda da carga sem a necessidade de realizar mudanças no controle de compartilhamento de corrente;
- O sistema apresentará redundância real; na presença de falha de um dos conversores, os outros poderão assumir a parcela de potência produzida pela unidade defeituosa;

- Os pontos comuns de falha no sistema serão minimizados ou possivelmente eliminados;

Logo, neste trabalho a configuração tipo I (n fontes de tensão em paralelo) é considerada como modelo de paralelismo do sistema distribuído de potência e estratégias de controle propostas. Assim, cada conversor presente na fonte é modelado como uma fonte de tensão controlada, e uma resistência de linha conectando esta fonte ao barramento de carga.

A Fig. 3.1 mostra um SDP representado pelo modelo de paralelismo citado, com corrente de saída, tensão de saída e resistência de linha para o i -ésimo conversor sendo I_i , V_i e R_i e a tensão de barramento e corrente da carga como V_o e I_o , respectivamente.

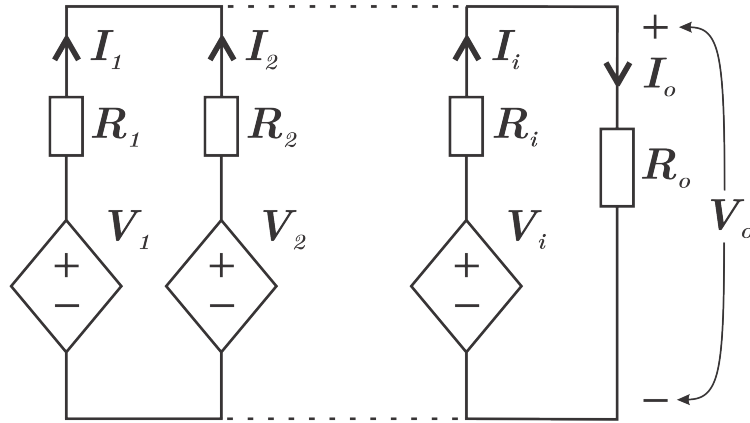


Figura 3.1: Sistema distribuído de potência representado por fontes dependentes de tensão.

Através das leis de Kirchhoff, as tensões e correntes em cada laço estão relacionadas umas às outras conforme (3.1) e (3.2):

$$V_1 - I_1 \cdot R_1 = V_2 - I_2 \cdot R_2 = \dots = V_i - I_i \cdot R_i = V_o \quad (3.1)$$

$$\sum_{i=1}^n I_n = I_o \quad (3.2)$$

A partir destas considerações e da topologia de paralelismo escolhida, são derivadas as correntes de saída para os sistemas descritos a seguir.

3.2.1 Sistema com dois conversores em paralelo

Para a presente análise, é considerado um sistema contendo dois conversores conectados em paralelo, cujo circuito é mostrado na Fig. 3.2. O funcionamento de cada conversor em regime permanente é observado através de sua corrente de saída em função das variáveis locais (resistência de linha, tensão de saída e corrente de saída) e a resistência da carga.

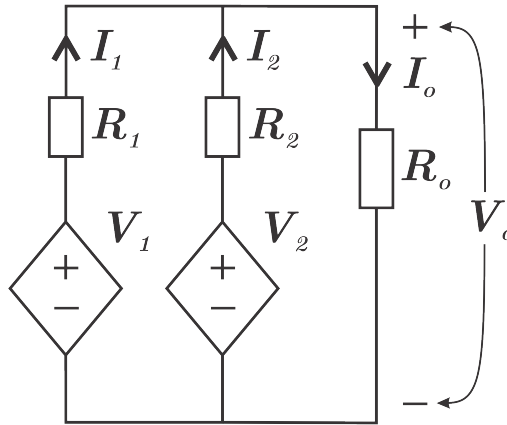


Figura 3.2: Modelo de sistema distribuído de potência contendo dois conversores conectados em paralelo.

Através de (3.1), a relação entre as correntes de saída I_1 e I_2 pode ser definida por (3.3) abaixo:

$$V_1 - I_1 \cdot R_1 = V_2 - I_2 \cdot R_2 \quad (3.3)$$

A corrente I_o na carga é definida como:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.4)$$

De (3.2), a corrente de carga I_o equivale à soma das correntes de saída dos conversores, I_1 e I_2 , ou seja:

$$I_o = I_1 + I_2 \quad (3.5)$$

Isolando I_1 em (3.3):

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 - I_2 \cdot R_2}{R_1} = \frac{V_1 - V_2 - (I_o - I_1) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.6)$$

Substituindo I_o em (3.6):

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 - \left(\frac{V_o}{R_o} - I_1\right) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.7)$$

Substituindo $V_o = V_1 - I_1 \cdot R_1$ em (3.7):

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 - \left(\frac{V_1 - I_1 \cdot R_1}{R_o} - I_1\right) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.8)$$

$$I_1 = \frac{(V_1 - V_2) \cdot R_o - V_1 \cdot R_2 + I_1 \cdot R_1 \cdot R_2 + I_1 \cdot R_o \cdot R_2}{R_o \cdot R_1} \quad (3.9)$$

Expressando a corrente I_1 em função das tensões, correntes e resistências dos conversores presentes na fonte, tem-se:

$$I_1 = \frac{(V_1 - V_2) \cdot R_o + V_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_o \cdot (R_1 + R_2)} \quad (3.10)$$

De maneira equivalente, a corrente I_2 pode ser expressa por:

$$I_2 = \frac{(V_2 - V_1) \cdot R_o + V_2 \cdot R_1}{R_1 \cdot R_2 + R_o \cdot (R_1 + R_2)} \quad (3.11)$$

3.2.2 Sistema com três conversores em paralelo

Considera-se agora uma fonte contendo três conversores conectados em paralelo, cujo circuito equivalente é mostrado na Fig. 3.3.

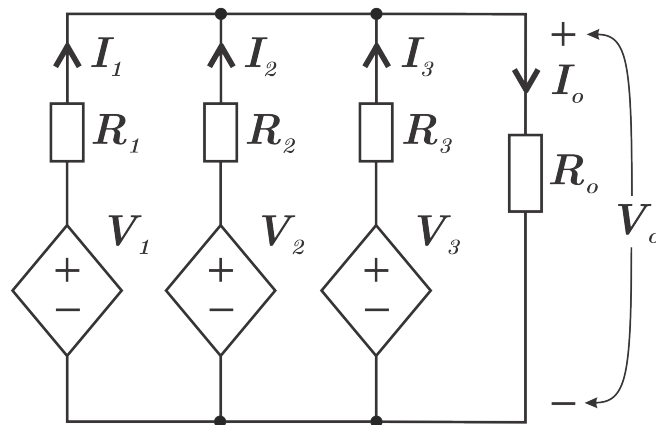


Figura 3.3: Modelo de sistema distribuído de potência contendo três conversores conectados em paralelo.

A corrente de saída para cada conversor pode ser encontrada através de manipulação algébrica similar à forma realizada na seção anterior. Pela lei das correntes de Kirchhoff:

$$I_o = I_1 + I_2 + I_3 \quad (3.12)$$

De (3.1), utiliza-se a igualdade abaixo:

$$V_1 - I_1 \cdot R_1 = V_2 - I_2 \cdot R_2 \quad (3.13)$$

Logo:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 + I_2 \cdot R_2}{R_1} = \frac{V_1 - V_2 + (I_o - I_1 - I_3) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.14)$$

Substituindo a corrente de carga $I_o = \frac{V_o}{R_o}$ em (3.14):

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 + \left(\frac{V_o}{R_o} - I_1 - I_3 \right) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.15)$$

Agora, substituindo as correntes I_1 e I_3 em (3.15):

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 + \left(\frac{V_o}{R_o} - \frac{V_1 - V_o}{R_1} - \frac{V_3 - V_o}{R_3} \right) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.16)$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 + \left(\frac{V_o}{R_o} - \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_o}{R_1} - \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_o}{R_3} \right) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.17)$$

Substituindo $V_o = V_1 - I_1 \cdot R_1$ em (3.17):

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 + \left(\frac{V_1 - I_1 \cdot R_1}{R_o} - \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_1 - I_1 \cdot R_1}{R_1} - \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_1 - I_1 \cdot R_1}{R_3} \right) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.18)$$

Isolando I_1 :

$$I_1 = \frac{R_o \cdot [V_1 \cdot (R_2 + R_3) - V_2 \cdot R_3 - V_3 \cdot R_2] + V_1 \cdot R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 + R_o \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)} \quad (3.19)$$

De maneira semelhante à manipulação algébrica realizada para a corrente I_1 , é possível derivar as correntes I_2 e I_3 , mostradas em (3.20) e (3.21), respectivamente.

$$I_2 = \frac{R_o \cdot [V_2 \cdot (R_1 + R_3) - V_1 \cdot R_3 - V_3 \cdot R_1] + V_2 \cdot R_1 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 + R_o \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)} \quad (3.20)$$

$$I_3 = \frac{R_o \cdot [V_3 \cdot (R_1 + R_2) - V_1 \cdot R_2 - V_2 \cdot R_1] + V_3 \cdot R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 + R_o \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)} \quad (3.21)$$

3.2.3 Sistema com quatro conversores em paralelo

Agora, uma topologia distribuída contendo quatro conversores conectados em paralelo é analisada, cujo modelo de circuito é apresentado na Fig. 3.4 abaixo.

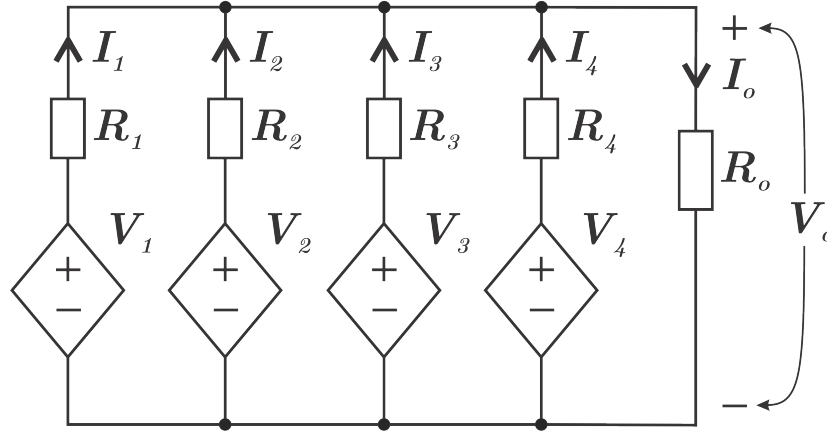


Figura 3.4: Modelo de sistema distribuído de potência contendo quatro conversores conectados em paralelo.

As correntes de saída de cada conversor presente na topologia obedecem à relação imposta por (3.1). Assim:

$$I_o = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (3.22)$$

De (3.1), utiliza-se a igualdade abaixo:

$$V_1 - I_1 \cdot R_1 = V_2 - I_2 \cdot R_2 \quad (3.23)$$

Isolando I_1 de (3.23) e substituindo I_2 :

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 + I_2 \cdot R_2}{R_1} = \frac{V_1 - V_2 + (I_o - I_1 - I_3 - I_4) \cdot R_2}{R_1} \quad (3.24)$$

De (3.4), substitui-se I_o em (3.24), resultando em:

$$I_1 = \frac{(V_1 - V_2) \cdot R_o + V_o \cdot R_2 + R_o \cdot R_2 \cdot (I_1 + I_3 + I_4)}{R_o \cdot R_1} \quad (3.25)$$

Novamente de (3.1), isola-se I_3 e I_4 e ambas as correntes são substituídas em (3.25):

$$I_1 = \frac{(V_1 - V_2) \cdot R_o + V_o \cdot R_2 + R_o \cdot R_2 \cdot \left(\frac{V_3 - V_1 + I_1 \cdot R_1}{R_3} - \frac{V_4 - V_1 + I_1 \cdot R_1}{R_4} \right)}{R_o \cdot (R_1 + R_2)} \quad (3.26)$$

Substituindo a tensão na carga $V_o = V_1 - I_1 \cdot R_1$ e isolando a corrente I_1 , obtém-se:

$$I_1 = \frac{R_o \cdot V_1 \cdot (R_2 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_4 + R_3 \cdot R_4)}{R_{eq4}} - \frac{V_2 \cdot R_o \cdot R_3 \cdot R_4}{R_{eq4}} - \frac{V_3 \cdot R_o \cdot R_2 \cdot R_4}{R_{eq4}} - \frac{V_4 \cdot R_o \cdot R_2 \cdot R_3}{R_{eq4}} + \frac{V_1 \cdot R_o \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot R_4}{R_{eq4}} \quad (3.27)$$

onde:

- $R_{eq4} = R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot R_4 + R_o \cdot (R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2 \cdot R_4 + R_1 \cdot R_3 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_3 \cdot R_4)$.

As correntes I_2 , I_3 e I_4 são obtidas através de manipulação similar das grandezas do sistema, resultando respectivamente em:

$$I_2 = \frac{R_o \cdot V_2 \cdot (R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_4 + R_3 \cdot R_4)}{R_{eq4}} - \frac{V_1 \cdot R_o \cdot R_3 \cdot R_4}{R_{eq4}} - \frac{V_3 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_4}{R_{eq4}} - \frac{V_4 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_3}{R_{eq4}} + \frac{V_2 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_3 \cdot R_4}{R_{eq4}} \quad (3.28)$$

$$I_3 = \frac{R_o \cdot V_3 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_4)}{R_{eq4}} - \frac{V_1 \cdot R_o \cdot R_2 \cdot R_4}{R_{eq4}} - \frac{V_2 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_4}{R_{eq4}} - \frac{V_4 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_2}{R_{eq4}} + \frac{V_3 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_4}{R_{eq4}} \quad (3.29)$$

$$I_4 = \frac{R_o \cdot V_4 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)}{R_{eq4}} - \frac{V_1 \cdot R_o \cdot R_2 \cdot R_3}{R_{eq4}} - \frac{V_2 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_3}{R_{eq4}} - \frac{V_3 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_2}{R_{eq4}} + \frac{V_4 \cdot R_o \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}{R_{eq4}} \quad (3.30)$$

3.2.4 Sistema com n conversores em paralelo

Conforme as equações das correntes de saída derivadas anteriormente, estabeleceu-se que a corrente de saída do i -ésimo conversor é dependente de grandezas locais (tensão de saída V_i e resistência de linha R_i) e da tensão de saída e da resistência de linha dos outros conversores presentes na fonte distribuída. Assim, é possível obter um modelo generalizado da corrente de saída em regime permanente para este i -ésimo conversor em uma fonte distribuída contendo n conversores em paralelo, descrita em (3.31) a seguir:

$$I_i = \frac{R_o \cdot \left(V_i \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j \\ k \neq i}}^n R_k - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_j \cdot \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j \\ k \neq i}}^n R_k \right) + V_i \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n R_j}{\prod_{i=1}^n R_i + R_o \cdot \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^n R_k + \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n R_j \right)} \quad (3.31)$$

Através da análise dos modelos derivados de corrente para o paralelismo entre conversores, uma possível limitação de operação do sistema deve ser destacada. Conforme (3.31), a corrente de saída I_i do i -ésimo conversor depende não somente de sua tensão de saída V_i e resistência de linha R_i , mas também das tensões de saída e resistência de linha pertencentes aos outros conversores presentes na fonte. Assim, se ocorrer uma grande diferença entre tensões de saída ou resistências de linha entre quaisquer conversores, o conversor com menor resistência de linha ou maior tensão de saída irá forçar o desligamento do conversor com maior resistência de linha e/ou menor tensão de saída. Esta característica é brevemente mencionada por (BATARSEH; SIRI; LEE, 1994), necessitando estudo mais aprofundado. O estudo desta característica permitirá definir uma faixa com limites de variação das tensões e resistências de linha, capaz de garantir a estabilidade do sistema ao mesmo tempo que evita o desligamento de um ou mais conversores presentes. Como consequência, será possível validar o modelo proposto por (3.31) para qualquer conjunto de parâmetros definidos (V_i e R_i) dos conversores.

3.3 Conclusão

Neste capítulo, o conceito de paralelismo entre conversores foi apresentado. Este paralelismo implica na adoção de um modelo em regime permanente da saída característica de cada conversor presente na fonte. Sendo o compartilhamento uniforme da corrente de

saída o principal requisito de um sistema de potência contendo conversores conectados em paralelo, a obtenção dos modelos de corrente de saída em regime permanente para os conversores constituintes permite a análise do comportamento do sistema, destacando o efeito dos parâmetros e saídas de todos os conversores na corrente do i -ésimo conversor. Conforme requisitos definidos para a aplicação que se destina a fonte distribuída, o modelo das correntes do sistema servirá como base para o projeto de controle para compartilhamento da corrente de saída entre os conversores presentes na fonte.

4 *CONTROLE DO PARALELISMO ENTRE CONVERSORES*

4.1 *Introdução*

Neste capítulo, o projeto da topologia e controle dos conversores é detalhado e analisado. Na seção 4.2, as especificações da lâmpada de LEDs são apresentadas para o ponto de operação escolhido. Os projetos do estágio de potência e controle local do conversor CC-CC são descritos nas seções 4.3 e 4.4, respectivamente. Na seção 4.5, o comportamento das correntes de saída é analisado para uma fonte de potência baseada no paralelismo entre três conversores *Buck* idênticos. É analisado o desequilíbrio entre correntes dos conversores presentes na fonte desenvolvida com controle local da tensão de saída em cada unidade e com controle por decaimento convencional (CDC).

4.2 *Especificações da carga*

As fontes distribuídas de potência são comumente destinadas a cargas com características de tensão reduzida e corrente elevada. Outra necessidade comum deste tipo de carga é a alta disponibilidade de serviço, ou seja, uma fonte capaz de prover energia à carga de maneira ininterrupta. Aplicações deste tipo incluem sistemas de telecomunicações, fontes ininterruptas de energia destinadas a sistemas computacionais e sistemas de suporte à vida em equipamentos hospitalares.

Uma carga com característica de fonte de tensão necessita de uma corrente regulada em seus terminais, enquanto que uma carga cujo modelo assemelha-se a uma fonte de corrente necessita de uma tensão regulada para correta operação. Para alimentar uma carga com eficiência elevada, um conversor CC-CC pode ser utilizado como interface entre a fonte de entrada e a carga referida. Com o objetivo de atingir as especificações de

funcionamento da carga, este mesmo conversor pode ser compensado através de malha de controle por realimentação utilizando tensão ou corrente desejada na carga como referência. Desta maneira, a carga será alimentada por tensão ou corrente regulada com magnitude e resposta dinâmica desejadas, e possíveis perturbações na entrada (tensão de alimentação) ou na saída (variação nos parâmetros da carga) do sistema deverão ser compensadas.

Neste trabalho, uma lâmpada para iluminação pública composta por um arranjo série de LEDs de potência é considerada como a carga. Conforme (PINTO, 2009), na conexão em série todos os LEDs são submetidos à mesma corrente. Devido a luminosidade emitida ser proporcional à corrente de polarização direta, este tipo de ligação possibilita a manutenção de fluxo luminoso igual em todos os dispositivos. Como vantagem adicional, é possível monitorar e controlar a corrente através de um único braço, simplificando o circuito de realimentação.

Um diodo emissor de luz (LED) possui comportamento de fonte de tensão, com a corrente em função da tensão direta em seus terminais possuindo característica exponencial como modelo. Assim, uma variação de pequena magnitude nesta tensão provoca uma grande variação na corrente que passa através do dispositivo (LENK; LENK, 2011). Logo, a estratégia mais eficiente para operação correta de um arranjo de LEDs consiste em uma malha de controle por realimentação da corrente de saída deste dispositivo.

Uma lâmpada composta por LEDs de potência, assim como lâmpadas de descarga, necessita de um circuito capaz de controlar a potência entregue da fonte de alimentação à carga e limitar a corrente no dispositivo semicondutor (PINTO, 2009). O circuito orientado ao acionamento de LEDs, composto pelo estágio de potência e seu respectivo esquema de controle, é comumente conhecido como *driver*. Outras exigências no projeto do *driver* incluem a norma NBR 16026:2012, que impõe um limite inferior igual a 0,92 no fator de potência para dispositivos eletrônicos com potência igual ou maior que 25W, e a norma internacional IEC 61000-3-2 Classe C, que limita o conteúdo harmônico da corrente de entrada do circuito aplicado à iluminação. Assim, no projeto do sistema deve ser prevista a inclusão de um estágio para correção do FP e a manutenção dos níveis de harmônicos de corrente abaixo dos limites da norma correspondente. Visto que o foco deste trabalho são as estratégias de controle para o compartilhamento da corrente na carga, os estágios necessários à correção do FP e limitação do conteúdo harmônico não são implementados nas simulações.

Para o projeto do *driver*, é considerada suficiente a utilização do modelo simplificado

do LED, representado como um diodo ideal com uma fonte de tensão V_J constante e sua resistência dinâmica R_{LED} em série (SA et al., 2009), como mostra a Fig. 4.1 e modelo apresentado em (4.1).

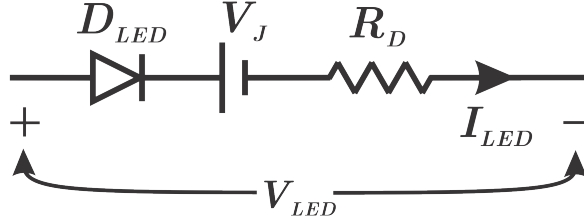


Figura 4.1: Modelo elétrico simplificado do LED (SA et al., 2009).

$$V_{LED} = V_J + R_D \cdot I_{LED} \quad (4.1)$$

Onde:

- V_{LED} – tensão entre os terminais anodo e catodo do LED (V).
- V_J – tensão de joelho do LED (V).
- R_D – resistência dinâmica do LED (Ω).
- I_{LED} – corrente direta do LED (A).

A lâmpada destina-se à iluminação pública e seu projeto obedece a critérios estabelecidos na norma NBR 5101:1992. Para compor a lâmpada, foi escolhido o LED modelo Luxeon Rebel LXML-PWC1-0100. A tensão direta V_{f_lamp} do arranjo série e a tensão V_{lamp} necessária na lâmpada para obtenção da corrente I_{LED} desejada são calculadas através de (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$V_{f_lamp} = n_{LED} \cdot V_J \quad (4.2)$$

$$V_{lamp} = V_{f_lamp} + n_{LED} \cdot R_D \cdot I_{LED} \quad (4.3)$$

A tabela 4.1 a seguir apresenta os principais parâmetros do arranjo série de LEDs que compõe a lâmpada projetada.

Tabela 4.1: Parâmetros da lâmpada de estado sólido.

Parâmetro	Valor	Observações
E_{med_min}	20 <i>Lux</i>	Iluminância média mínima para via arterial, qualquer volume de tráfego (NBR 5101:1992).
P_{lamp}	75 <i>W</i>	Potência nominal da lâmpada.
LED	LXML-PWC1-0100	Modelo comercial do LED.
V_J	2,85 <i>V</i>	Tensão de joelho do LED.
I_{LED}	0,6 <i>A</i>	Corrente escolhida para acionamento do LED.
V_{LED}	3,16 <i>V</i>	Tensão direta em função de I_{LED} escolhida.
R_D	0,5166 Ω	Resistência dinâmica do LED em função de I_{LED} escolhida;
Conexão	Série	Tipo de conexão entre os LEDs;
n_{LED}	40	Número de LEDs utilizados na lâmpada;
V_{f_lamp}	114 <i>V</i>	Queda de tensão direta da lâmpada;
I_{lamp}	0,6 <i>A</i>	Corrente escolhida para acionamento da lâmpada;
V_{lamp}	126,4 <i>V</i>	Tensão direta da lâmpada em função de I_{lamp} escolhida;
R_{lamp}	20,664 Ω	Resistência da lâmpada em função de I_{lamp} escolhida;

4.3 Estágio de potência

A topologia do conversor escolhido para alimentar a lâmpada consiste em um conversor CC-CC Buck operando em Modo de Condução Contínuo (MCC). O arranjo em paralelo dos conversores ocasiona aumento na ondulação da corrente de saída do sistema, sendo proporcional à soma das ondulações de corrente de cada conversor presente na arquitetura. Assim, a ondulação de corrente em uma topologia em paralelo depende do valor da indutância de filtro, frequência de chaveamento, número de conversores e fase das correntes de saída, logo o projeto de cada conversor a ser conectado em paralelo na fonte de potência deve considerar o projeto dos outros conversores especificados para compor a topologia. Conforme (BENDER, 2011), uma ondulação de corrente inferior a 50% não causa desvio significativo no fluxo luminoso produzido pela lâmpada composta por LEDs. No presente projeto, especificou-se o número de conversores em paralelo no sistema sendo igual a três. Cada conversor foi projetado para ser idêntico aos demais e com máxima ondulação de corrente igual a 16,667%, totalizando uma ondulação teórica máxima de 50% na corrente da lâmpada. Os principais requisitos para o projeto do estágio de potência

dos conversores são mostrados na tabela 4.2 abaixo.

Tabela 4.2: Parâmetros de projeto para circuito do conversor CC-CC *Buck*.

Parâmetro	Valor	Observações
v_{ac}	220 V	Tensão RMS da rede
f_{ac}	60 Hz	Frequência da tensão da rede
V_{in}	311 V	Tensão de entrada (valor de pico da tensão retificada)
ΔI_{out_max}	$0,5 \cdot I_{LED}$	Amplitude máxima da ondulação para corrente da lâmpada
ΔV_{out_max}	$0,1 \cdot V_{lamp}$	Amplitude máxima da ondulação para tensão da lâmpada
i	3	Número de conversores presentes na topologia
$\Delta I_{out_max_i}$	$\frac{\Delta I_{out_max}}{i}$	Amplitude máxima da ondulação para corrente de cada conversor
f_s	40 kHz	Frequência de chaveamento

4.3.1 Etapas de operação

A seguir, as etapas de operação do conversor são analisadas, cujo circuito é mostrado na Fig. 4.2.

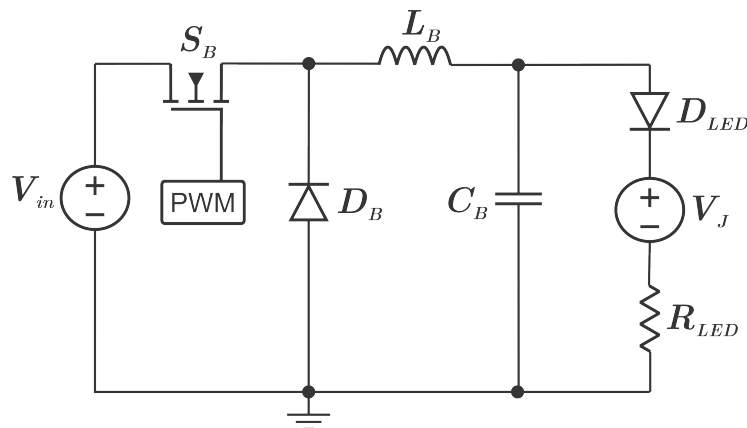


Figura 4.2: Circuito ideal do conversor CC-CC *Buck*.

Na primeira etapa de funcionamento do conversor, a chave S_1 encontra-se fechada e o diodo está inversamente polarizado, conforme esquema da Fig. 4.3. A fonte de tensão V_{in} fornece energia diretamente para a carga e para a magnetização do indutor L_b .

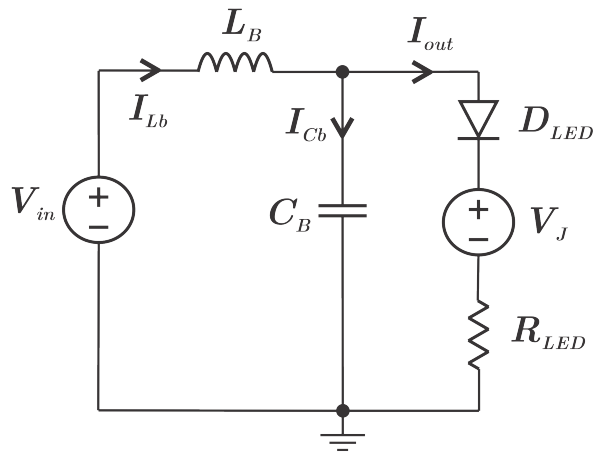


Figura 4.3: Primeira etapa de operação do conversor CC-CC *Buck*.

Na segunda etapa, cujo esquema é mostrado na Fig. 4.4, a chave está aberta e o diodo encontra-se em estado de condução, fazendo com que o indutor seja desmagnetizado, fornecendo energia à carga.

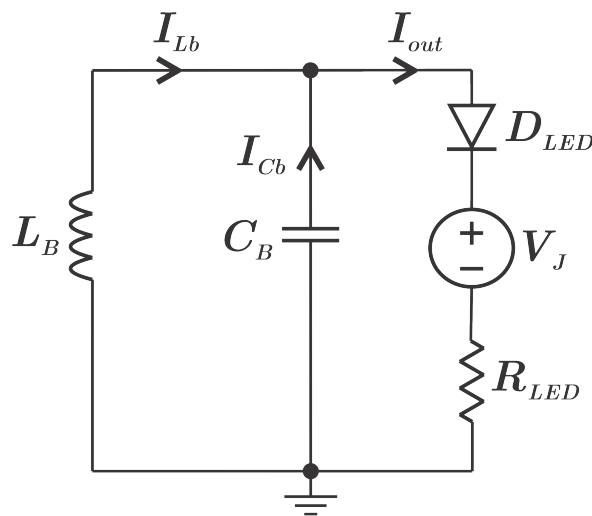


Figura 4.4: Segunda etapa de operação do conversor CC-CC *Buck*.

4.3.2 Projeto do circuito

O projeto de potência de um conversor pode ser realizado através do cálculo dos filtros de entrada e saída da topologia para o modo de condução e ponto de operação nominal desejados. A razão cíclica nominal da topologia é dada pela relação entre a tensão de saída na lâmpada necessária para obtenção da corrente de saída especificada (I_{lamp}), conforme (4.4):

$$D_{nom} = \frac{V_{lamp}}{V_{in}} = \frac{126,4}{311} = 0,4064 \quad (4.4)$$

onde:

- D_{nom} – razão cíclica nominal.
- V_{lamp} – tensão de saída na lâmpada (V).
- V_{in} – tensão de entrada no circuito (V).

Conforme (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), o projeto do indutor L_b é realizado considerando a ondulação máxima especificada para corrente de saída de cada conversor, $\Delta I_{out_max.i}$:

$$L_b = \frac{V_{in} \cdot D_{nom} \cdot (1 - D_{nom})}{f_s \cdot \Delta I_{out_max.i}} = 0,0183 \text{ H} \quad (4.5)$$

O capacitor de saída C_b é projetado em função da amplitude de ondulação na carga, $\Delta V_{out_max.i}$:

$$C_b = \frac{V_{in} \cdot D_{nom} \cdot (1 - D_{nom})}{8 \cdot L_b \cdot \Delta V_{out_max.i} \cdot (f_s)^2} = 2,4723 \cdot 10^{-8} \text{ F} \quad (4.6)$$

4.3.3 Resultados de simulação - conversor não compensado

A simulação do circuito do conversor é realizada no software PSIM[®] com o objetivo de averiguar o comportamento dinâmico do mesmo mediante perturbações de entrada e saída e validar o projeto do filtro de saída para as especificações exigidas. Na Fig. 4.5, o ambiente de simulação é apresentado. A fonte D_{nom} gera nível CC de tensão equivalente à razão cíclica desejada para operação do conversor. O comparador fornece em sua saída a onda quadrada resultante da comparação entre D_{nom} e onda moduladora dente-de-serra. O modelo da lâmpada e o circuito do LED utilizados nas simulações são mostrados nas Figs. 4.6 e 4.7, respectivamente.

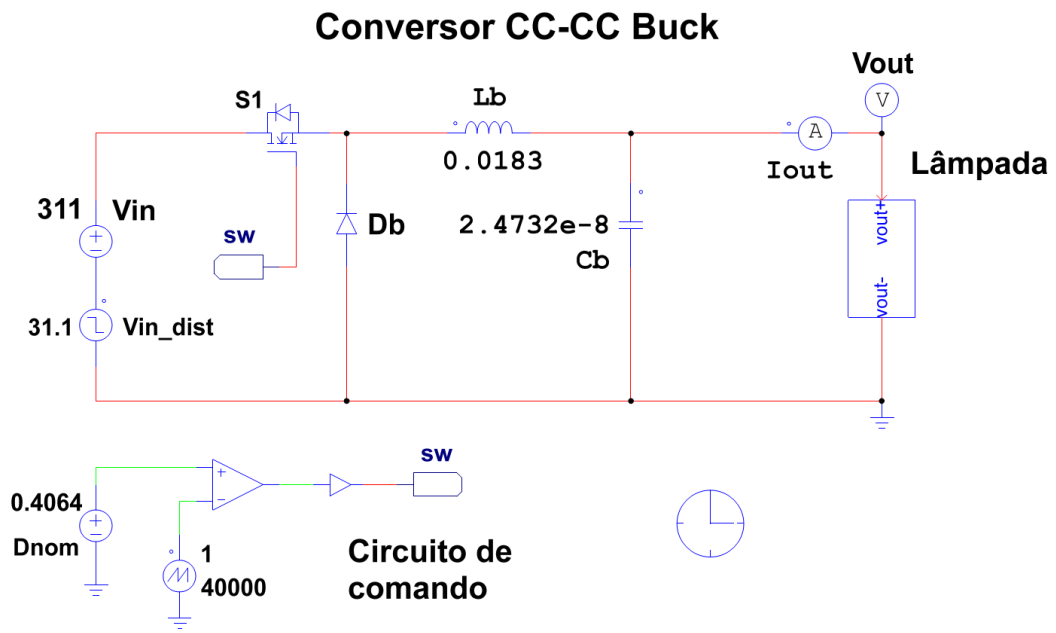


Figura 4.5: Circuito do conversor *Buck* implementado no programa PSIM[®] para simulação.

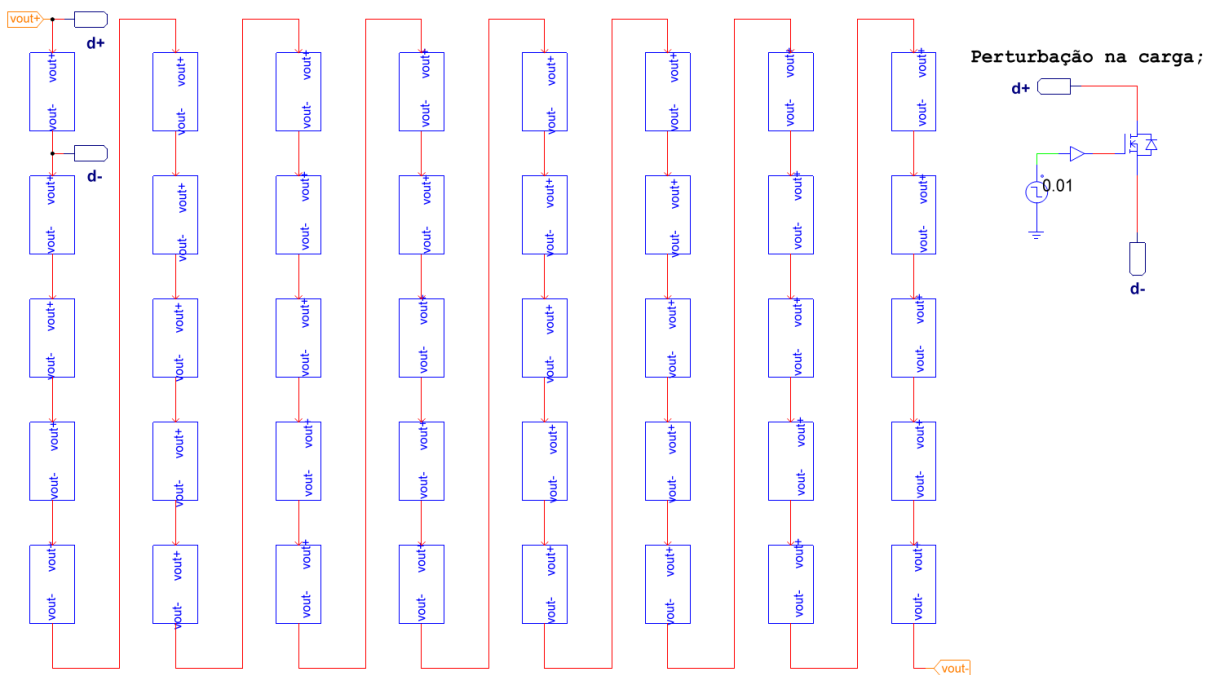


Figura 4.6: Modelo da lâmpada simulada no programa PSIM[®].

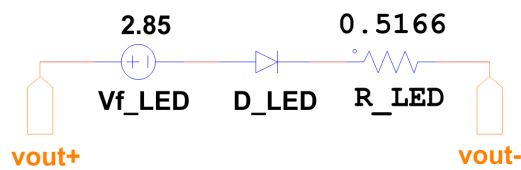


Figura 4.7: Circuito do LED utilizado nas simulações.

Na Fig. 4.8, um degrau de tensão V_{in_dist} com magnitude de +6% da tensão V_{in} é inserido na entrada em $t = 0,01\text{ s}$ para averiguar o comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do conversor.

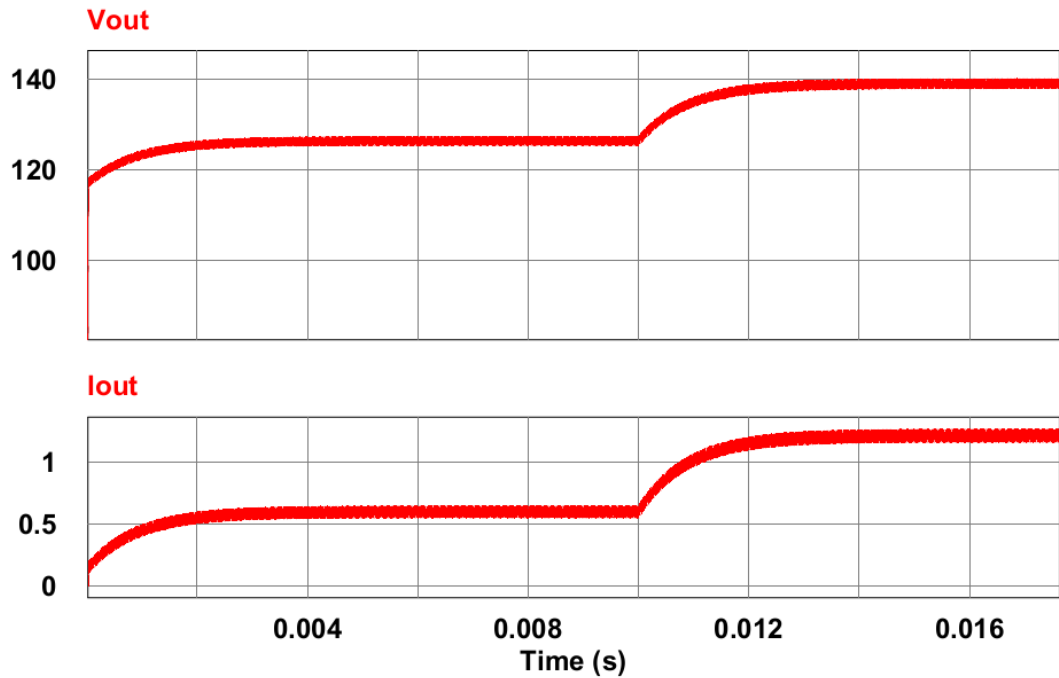


Figura 4.8: Perturbação na entrada: degrau de tensão (+6%) na tensão de alimentação.

Na Fig. 4.9, um LED é curto circuitado em $t = 0,01\text{ s}$, mostrando a resposta do sistema para uma perturbação na carga.

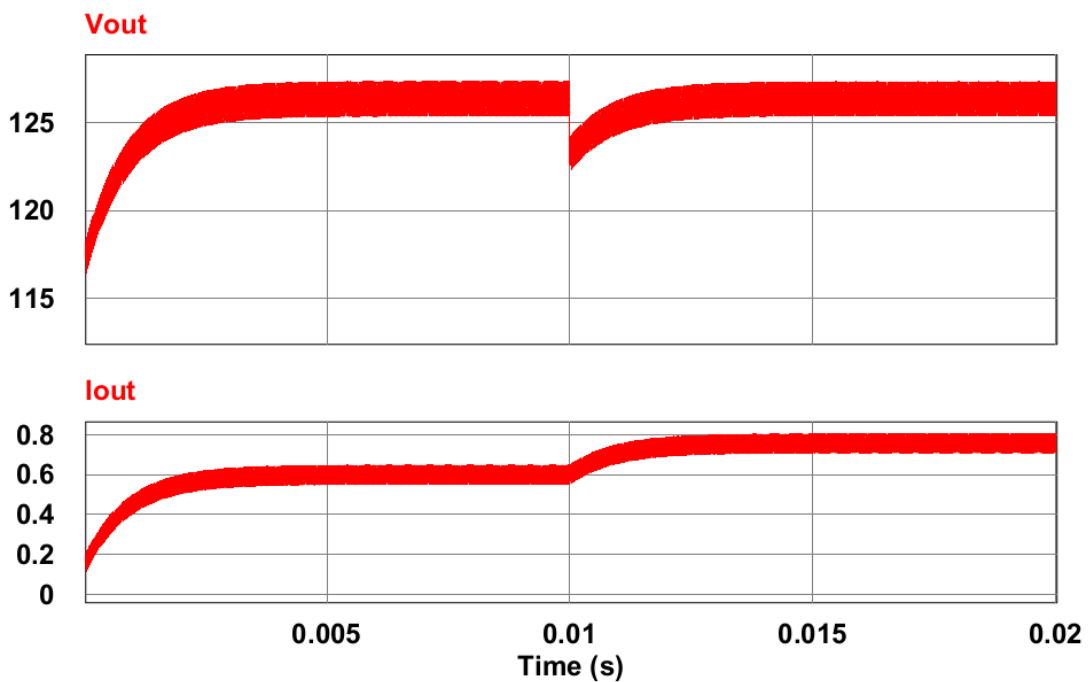


Figura 4.9: Perturbação na saída: curto circuito de um LED.

Conforme resultados mostrados acima, o conversor sem compensação não é capaz de rejeitar perturbações em sua entrada e saída. Para operar conforme luminância e vida útil desejadas, a lâmpada de LEDs necessita de uma fonte de corrente regulada. Do comportamento para o modelo de paralelismo escolhido na seção 3.2, os conversores deverão operar como fontes de tensão controladas. Conseqüentemente, o projeto do compensador da tensão de saída dos conversores é realizado e descrito na seção 4.4.

4.4 Projeto de controle local

4.4.1 Modelo CA

Para o projeto de controle, é necessário obter o modelo CA de pequenos sinais no domínio da frequência para a topologia do circuito do conversor utilizado. Na estratégia de controle proposta, os conversores são representados como fontes controladas de tensão, conectados a um barramento comum por uma resistência de linha individual a cada módulo. Assim, o modelo da planta da tensão de saída do conversor *Buck* é utilizado para o projeto do respectivo controlador. Para a obtenção do modelo simplificado, o circuito simplificado da topologia mostrado na Fig. 4.10 é considerado para a obtenção das equações que modelam o comportamento do conversor. A tensão de entrada $v_{in}(t)$ é representada em função da razão cíclica $d_1(t)$ e a tensão de saída $v_{out}(t)$ equivale à soma da tensão de junção V_J com a queda de tensão na resistência dinâmica dos LEDs.

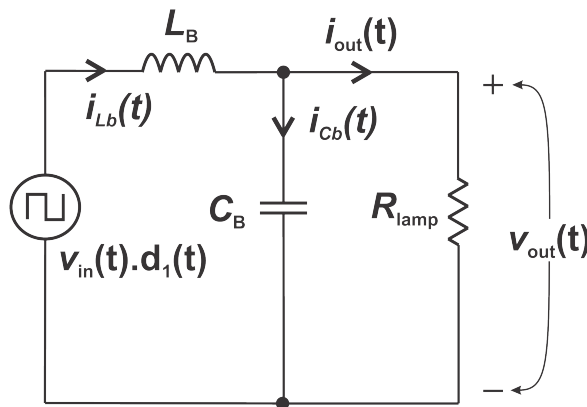


Figura 4.10: Circuito simplificado do conversor *Buck* considerando a razão cíclica $d_1(t)$.

Pelas leis de Kirchhoff para tensão e corrente, as seguintes equações são válidas para o funcionamento da topologia simplificada:

$$-v_{in}(t).d_1(t) + L_b \cdot \frac{di_{Lb}(t)}{dt} + v_{out}(t) = 0 \quad (4.7)$$

$$i_{Lb}(t) = i_{Cb}(t) + \frac{v_{out}(t)}{R_{lamp}} \quad (4.8)$$

$$i_{Cb}(t) = C_b \cdot \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = C_b \cdot \frac{dv_{out}(t)}{dt} \quad (4.9)$$

Substituindo (4.6) e (4.7) em (4.8), obtém-se:

$$L_b \cdot C_b \cdot \frac{d^2 v_{out}(t)}{dt^2} + \frac{L_b}{R_{lamp}} \cdot \frac{dv_{out}(t)}{dt} + v_{out}(t) = v_{in}(t) \cdot d_1(t) \quad (4.10)$$

O valor médio instantâneo $\langle f(t) \rangle_T$ de uma função $f(t)$ define o valor médio de uma grandeza em um intervalo de tempo T . Para obtenção do modelo médio, considera-se que as constantes de tempo do conversor são muito maiores do que o período de chaveamento T_S . Assim, é possível realizar a média das formas de onda de interesse em um intervalo de tempo suficientemente reduzido se comparado às constantes de tempo do conversor, sem alterar significativamente a resposta do sistema (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). O modelo médio resultante destas médias é capaz de descrever o comportamento em baixa frequência do circuito, enquanto despreza as componentes harmônicas produzidas pelo efeito da comutação do interruptor. O valor médio das variáveis presentes na função descrita em (4.10), realizada em função do período de chaveamento T_S , é descrita por:

$$L_b \cdot C_b \cdot \frac{d^2 \langle v_{out}(t) \rangle}{dt^2} + \frac{L_b}{R_{lamp}} \cdot \frac{d \langle v_{out}(t) \rangle}{dt} + \langle v_{out}(t) \rangle = \langle v_{in}(t) \rangle \cdot \langle d_1(t) \rangle \quad (4.11)$$

Através da perturbação e linearização do modelo matemático do circuito, é possível obter o modelo CA linear do conversor para o ponto de operação escolhido. Neste método é realizada uma pequena perturbação nos sinais de entrada $d_1(t)$ e $v_{in}(t)$ e esta variação provoca uma perturbação na variável de saída $v_{out}(t)$. Esta perturbação nos sinais citados é descrita em (4.12) a (4.14).

$$\langle d_1(t) \rangle = D + \hat{d}_1(t) \quad (4.12)$$

$$\langle v_{in}(t) \rangle = V_{in} + \hat{v}_{in}(t) \quad (4.13)$$

$$\langle v_{out}(t) \rangle = V_{out} + \hat{v}_{out}(t) \quad (4.14)$$

Aplicando esta perturbação nas variáveis da equação (4.11), é obtido:

$$\begin{aligned} L_b \cdot C_b \cdot \frac{d^2 [V_{out} + \hat{v}_{out}(t)]}{dt^2} + \frac{L_b}{R_{lamp}} \cdot \frac{d [V_{out} + \hat{v}_{out}(t)]}{dt} \\ + [V_{out} + \hat{v}_{out}(t)] = [V_{in} + \hat{v}_{in}(t)] \cdot [D + \hat{d}_1(t)] \end{aligned} \quad (4.15)$$

Desprezando os termos CC e os termos de ordem superior à ordem unitária, aplicando a transformada de Laplace em (4.15) e rearranjando a equação resultante, obtém-se a função de transferência $G_{vd}(s)$ do conversor *Buck* projetado:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_{in}}{L_b \cdot C_b}}{s^2 + \frac{1}{R_{lamp} \cdot C_b} \cdot s + \frac{1}{L_b \cdot C_b}} \quad (4.16)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{6,8740 \cdot 10^{11}}{s^2 + 1,9574 \cdot 10^6 \cdot s + 2,2103 \cdot 10^9} \quad (4.17)$$

O lugar das raízes e a resposta em frequência da planta $G_{vd}(s)$ são mostrados nas Figs. (4.11) e (4.12) abaixo, respectivamente.

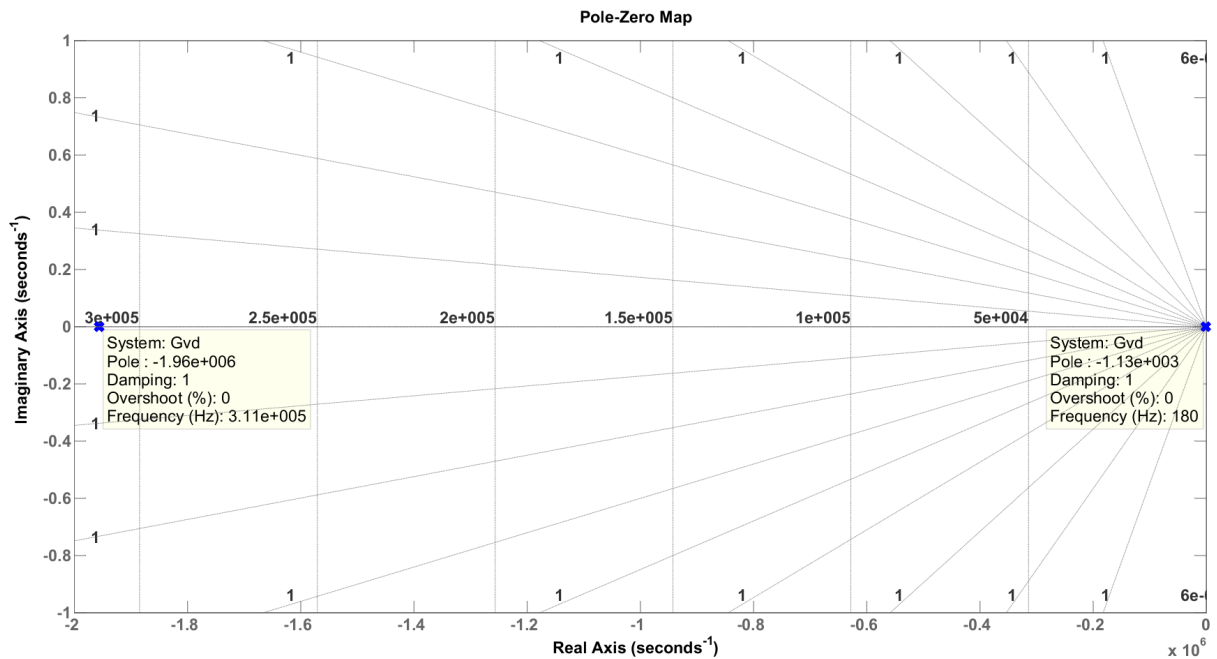


Figura 4.11: Lugar das raízes da função $G_{vd}(s)$.

A planta $G_{vd}(s)$ apresenta dois pólos, sendo um em baixa frequência (180 Hz) e outro pólo em alta frequência (311 kHz), causados pelo indutor e pelo capacitor, respectivamente, e nenhum zero. O comportamento da planta de tensão $G_{vd}(s)$ é linear para a realização ideal do circuito projetado. Conforme resposta em frequência obtida na Fig. (4.12), a margem de ganho é infinita e a margem de fase é igual a $80,2^\circ$ a uma frequência de 55,1 kHz .

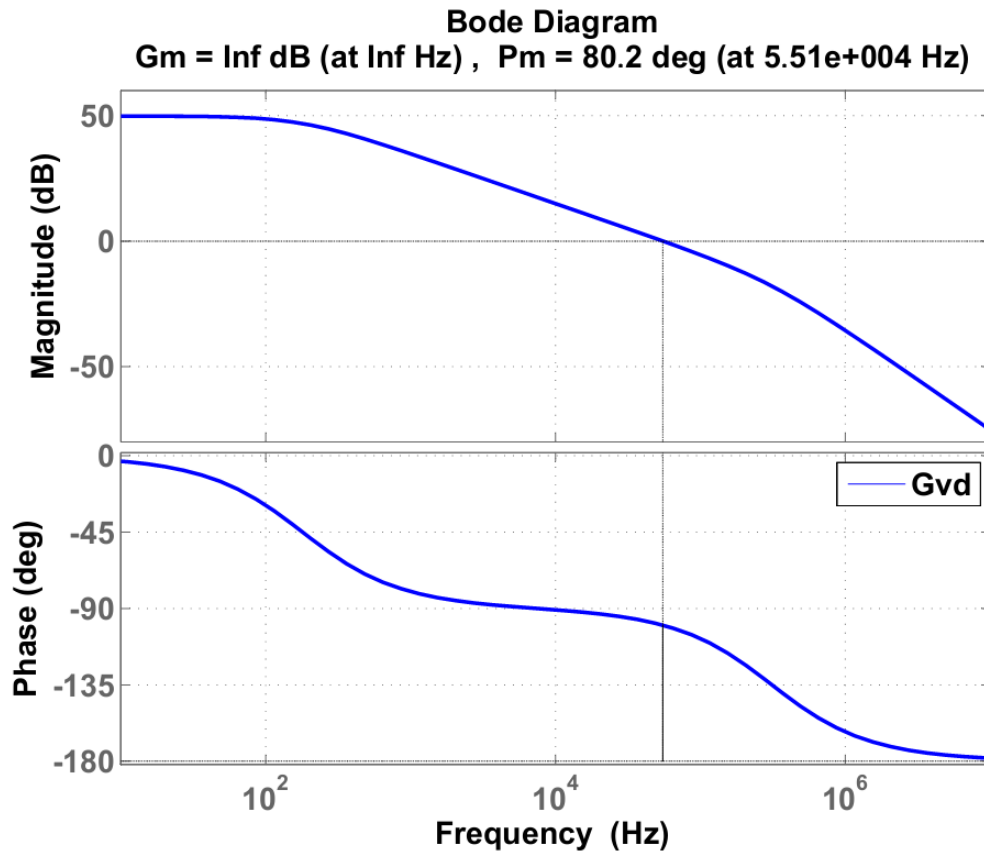


Figura 4.12: Resposta em frequência da planta $G_{vd}(s)$.

4.5 Controle da tensão de saída

A estratégia de controle local corresponde ao método de controle utilizado para garantir que a variável de saída desejada do sistema obedeça às especificações de projeto impostas. Utilizou-se o controle por realimentação da tensão de saída do conversor, cujo diagrama de blocos é mostrado na Fig. (4.13).

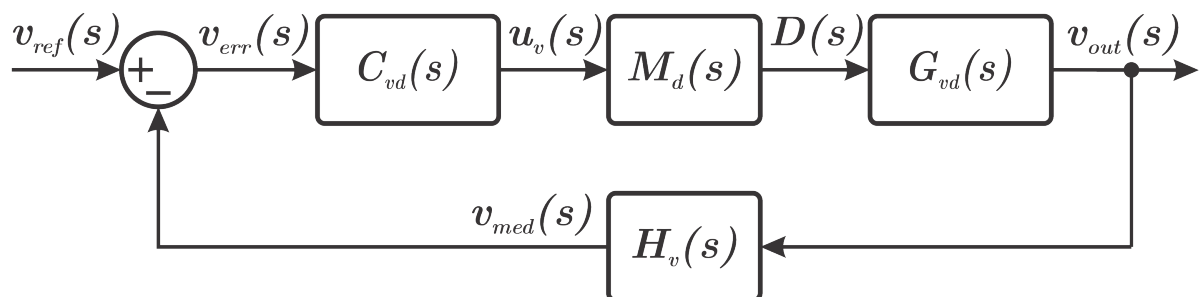


Figura 4.13: Diagrama de blocos da planta $G_{vd}(s)$ compensada.

O princípio de operação da malha de controle é o seguinte: a tensão de saída $v_{out}(s)$ do conversor é medida por sensor de tensão com modelo $H_v(s)$, resultando em uma tensão $v_{med}(s)$. Esta variável é subtraída da referência de tensão $v_{ref}(s)$ desejada, gerando o erro

$v_{err}(s)$. O controlador atua no sistema gerando uma saída $u_v(s)$ para minimizar $v_{err}(s)$ em sua entrada, reduzindo ou aumentando a razão cíclica $D(s)$ gerada pelo bloco modulador $M_d(s)$.

A Tabela 4.3 apresenta as especificações para o projeto do controlador de cada conversor. A corrente máxima i_{max} que o LED escolhido suporta equivale a 1 A. Com a referência escolhida de corrente i_{ref} igual a 0,6 A, é possível dimensionar em (4.18) a máxima ultrapassagem percentual permitida de corrente de saída, OP_i , como parâmetro de projeto para o controle do conversor.

$$OP_i \leq \left(\frac{i_{max} - i_{ref}}{i_{ref}} \right) \cdot 100\% \leq \left(\frac{i_{max} - i_{ref}}{i_{ref}} \right) \cdot 100\% \leq 66,67\% \quad (4.18)$$

Tabela 4.3: Parâmetros de projeto para compensador local.

Parâmetro	Valor	Observações
OP_i (<i>overshoot</i> percentual)	$\leq 66,6667\%$	Máxima ultrapassagem (<i>overshoot</i>) percentual da corrente de saída para degrau de tensão na entrada.
$e_{i_{ref}}(\infty)\%$	$\leq \pm 1\%$	Valor relativo percentual do erro de rastreamento da referência (em regime permanente).
t_{st}	$\leq 100 \text{ ms}$	Tempo de acomodação.
MF	$\geq 60^\circ$	Margem de fase.
MG	$\geq 20 \text{ dB}$	Margem de ganho.

Dados os parâmetros de projeto acima, um controlador tipo integral foi projetado para atingir as especificações requeridas. A função de transferência $C_I(s)$ que representa o modelo do controlador tipo integral no domínio de tempo contínuo é dada em (4.19) abaixo:

$$C_I(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{k_I}{s} \quad (4.19)$$

onde:

- $U(s)$ – saída do controlador;
- $E(s)$ – entrada do controlador (diferença entre variável medida e referência);
- k_I – ganho integral;

Para atingir as especificações impostas acima, o controlador $C_{vd}(s)$ foi projetado na ferramenta SISOTool[®] do programa MATLAB[®], com o ganho k_I ajustado manualmente

na ferramenta de projeto. Para medição da tensão de saída, utilizou-se um filtro passa baixas de primeira ordem com função de transferência $G_{fv}(s)$ mostrada na (4.20) abaixo.

$$G_{fv}(s) = \frac{\omega_{c-fv}}{s + \omega_{c-fv}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{c-fv}}{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{c-fv}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1000}{s + 2 \cdot \pi \cdot 1000} = \frac{6283}{s + 6283} \quad (4.20)$$

onde:

- ω_{c-fv} – frequência angular de corte (rad/s);

O ganho k_I , as funções de transferência $C_{vd}(s)$ do compensador de tensão, do bloco modulador $M_d(s)$ e do sensor de corrente $H_v(s)$ são mostradas em (4.21) a (4.24) abaixo, respectivamente:

$$k_I = 1,4963 \quad (4.21)$$

$$C_{vd}(s) = \frac{1,4963}{s} \quad (4.22)$$

$$M_d(s) = 1 \quad (4.23)$$

$$H_v(s) = G_{fv}(s) = \frac{6283}{s + 6283} \quad (4.24)$$

A seguir, as funções de transferência que representam o sistema compensado em malha aberta e em malha fechada são mostradas em (4.25) e (4.26), respectivamente.

$$G_{FTMAc}(s) = C_{vd}(s) \cdot M_d(s) \cdot G_{vd}(s) \quad (4.25)$$

$$G_{FTMAc}(s) = \frac{1,029 \cdot 10^{12}}{s^3 + 1,957 \cdot 10^6 s^2 + 2,21 \cdot 10^9 \cdot s} \quad (4.26)$$

$$G_{FTMF}(s) = \frac{C_{vd}(s) \cdot M_d(s) \cdot G_{vd}(s)}{1 + H_v(s) \cdot C_{vd}(s) \cdot M_d(s) \cdot G_{vd}(s)} \quad (4.27)$$

$$G_{FTMF}(s) = \frac{1,029 \cdot 10^{12} \cdot s^4 + 2,02 \cdot 10^{18} \cdot s^3}{s^7 + 3,921 \cdot 10^6 s^6 + 3,86 \cdot 10^{12} \cdot s^5 + 3,275 \cdot 10^{16} \cdot s^4 + 1,492 \cdot 10^{22} \cdot s^2 + 1,428 \cdot 10^{25} \cdot s + 5,926 \cdot 10^{19} s^3 + 4,335 \cdot 10^{22} \cdot s^2 + 1,428 \cdot 10^{25} \cdot s} \quad (4.28)$$

Para uma entrada $R(s)$ do tipo degrau unitário em um sistema com realimentação não unitária, o erro $E(s)$ é dado por (4.29):

$$E(s) = [R(s) - Y(s)] = \left[R(s) - \frac{C_{vd}(s) \cdot M_d(s) \cdot G_{vd}(s) \cdot R(s)}{1 + H_v(s) \cdot C_{vd}(s) \cdot M_d(s) \cdot G_{vd}(s)} \right] \quad (4.29)$$

Através do teorema do valor final, calculou-se o erro em estado estacionário $e_{ss}(t)$ da tensão de saída do conversor para o degrau de tensão $R(s)$ em sua entrada, conforme

(4.30).

$$e_{ss}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} [s \cdot E(s)] \quad (4.30)$$

$$e_{ss}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{126,4 \cdot s^9 + 4,956 \cdot 10^8 \cdot s^8 + 4,88 \cdot 10^{14} \cdot s^7}{s^9 + 3,921 \cdot 10^6 \cdot s^8 + 3,86 \cdot 10^{12} \cdot s^7 + 3,275 \cdot 10^{16} \cdot s^6 + 4,14 \cdot 10^{18} \cdot s^6 + 7,235 \cdot 10^{21} \cdot s^5 + 3,593 \cdot 10^{24} \cdot s^4} \right) = 0 \quad (4.31)$$

onde:

- $R(s) = \frac{126,4}{s}$ – degrau de tensão na entrada do conversor.

4.5.1 Resultados de simulação - conversor com compensador local

Para validar as restrições impostas no projeto, a resposta em frequência do sistema compensado é mostrada na Fig. (4.14) e analisada. A margem de fase é igual a 69° em $69,1 \text{ Hz}$ e a margem de ganho equivale a $72,5 \text{ dB}$ em 7480 Hz , atendendo as especificações impostas.

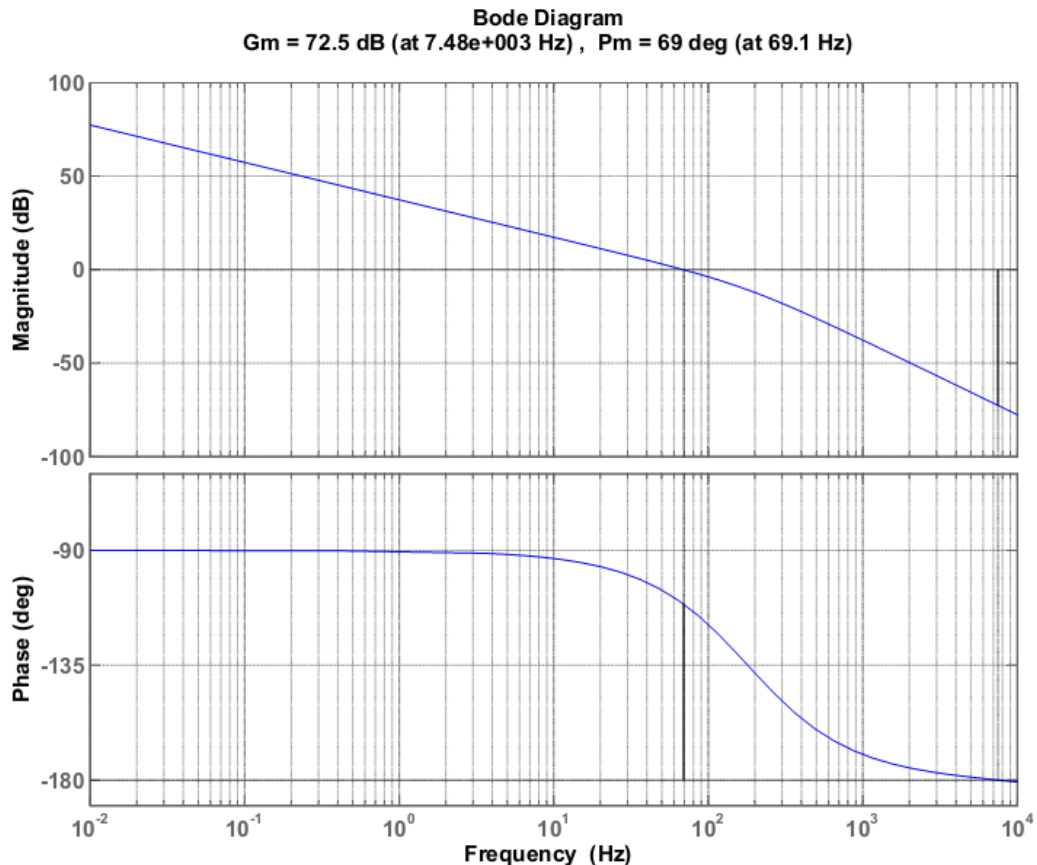


Figura 4.14: Resposta em frequência do sistema compensado.

O sistema de controle foi simulado no programa PSIM[®] para validar as especificações realizadas no projeto. Nas Figs. (4.15) e (4.16), o *driver* conectado à lâmpada e o circuito do conversor compensado são mostrados, respectivamente.

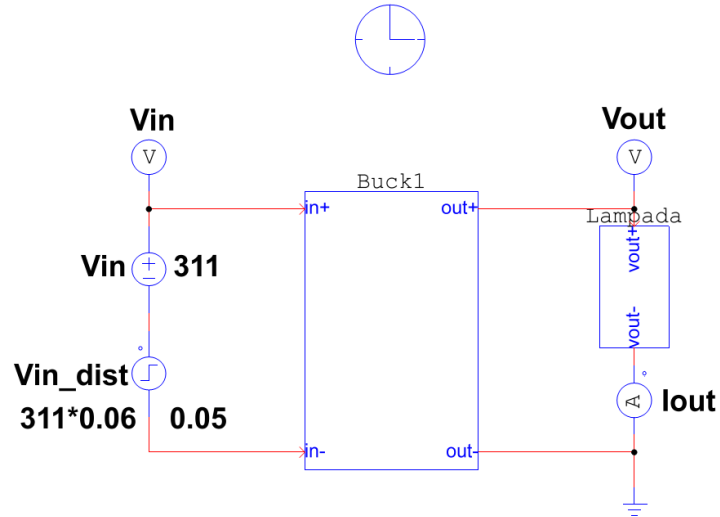


Figura 4.15: *Driver* aplicado à alimentação da lâmpada de LEDs implementado no programa PSIM[®].

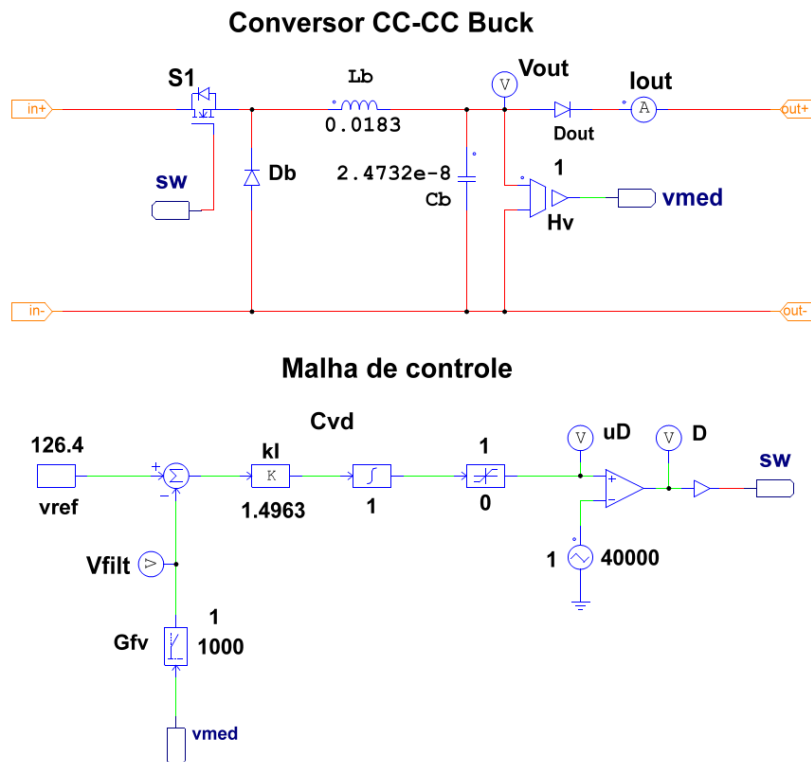


Figura 4.16: Circuito do *driver*: conversor *Buck* compensado no programa de simulação PSIM[®].

O desempenho do *driver* é validado através de simulações; a primeira simulação, mostrada na Fig. (4.17), consiste em um degrau de tensão de 126,4 V aplicado na entrada do circuito. O compensador integral fornece sinal $u_v(s)$ proporcional ao erro acumulado entre tensão de saída medida $v_{med}(s)$ e referência $v_{out}(s)$.

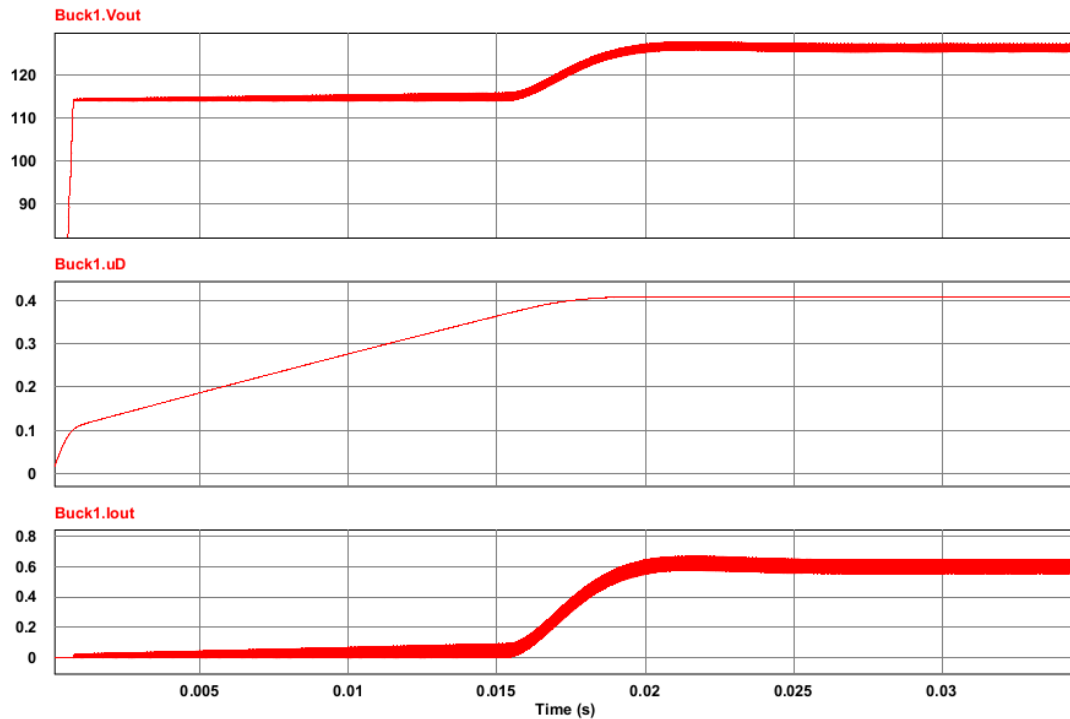


Figura 4.17: Comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do conversor *Buck* compensado para degrau de tensão na entrada.

Após a tensão de saída $v_{out}(s)$ ter ultrapassado a tensão $v_{flamp}(s) = 114 V$, a tensão **Buck1.Vout** rastreia a referência desejada, mantendo a corrente de saída **Buck1.Iout** em regime permanente na magnitude especificada. É possível aferir também que a corrente de saída não ultrapassa o valor máximo especificado para o LED escolhido, atingindo regime permanente em tempo inferior a t_{st} determinado.

Conforme (ANEEL, 2011), a faixa de variação para a tensão de atendimento classificada como crítica em tensão nominal igual ou inferior a $1 kV$ para $220 V/110 V$ compreende limite superior equivalente a $233 V$. Desta maneira, para a tensão nominal de $220 V$, estabeleceu-se como perturbação máxima de entrada como um desvio de $+6\%$ na tensão de entrada do conversor. Logo, na segunda simulação, incluiu-se esta perturbação de entrada equivalente a $+6\%$ de V_{in} na entrada do conversor em $t = 0,05 s$, mostrada na Fig. (4.18) abaixo.

Mostrada na Fig. (4.19), um LED é curto circuitado na lâmpada em $t = 0,05 s$ na terceira simulação. Obviamente, a compensação da tensão de saída não é capaz de manter a corrente **Iout** regulada para a lâmpada.

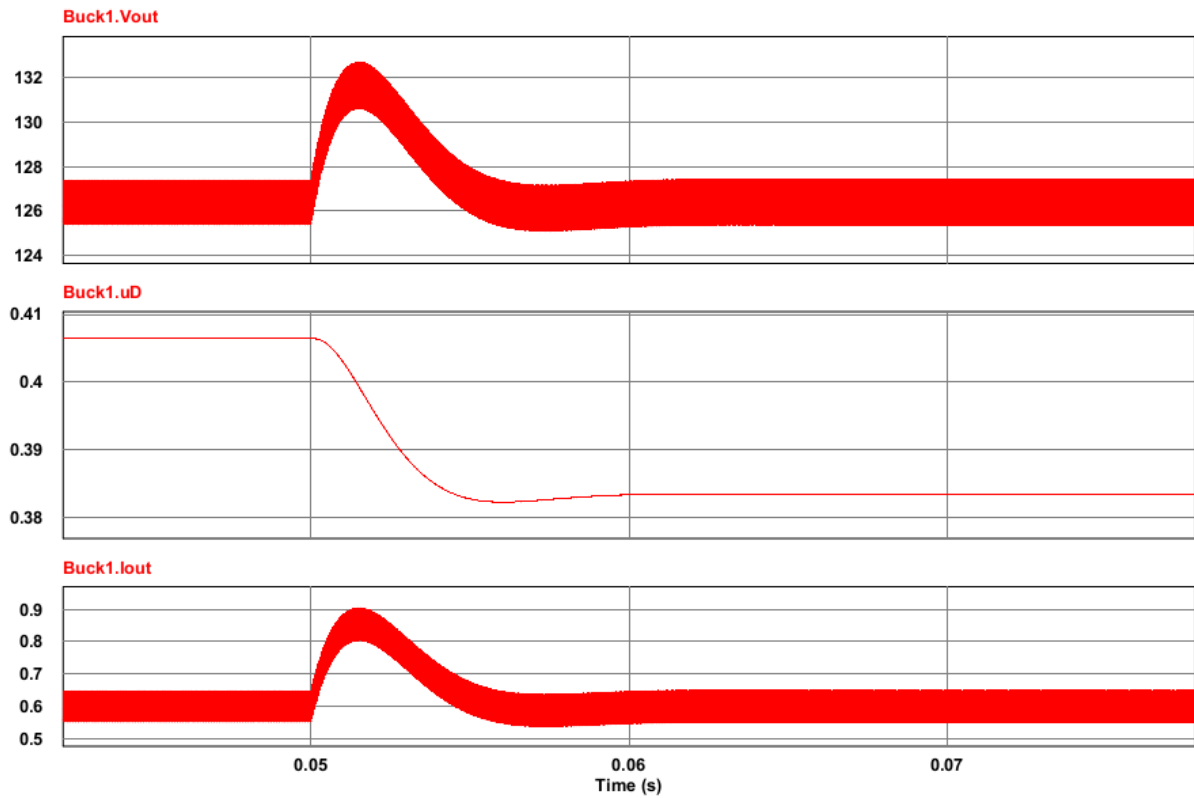


Figura 4.18: Comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do conversor *Buck* compensado para perturbação na entrada (degrau de +6% de V_{in}).

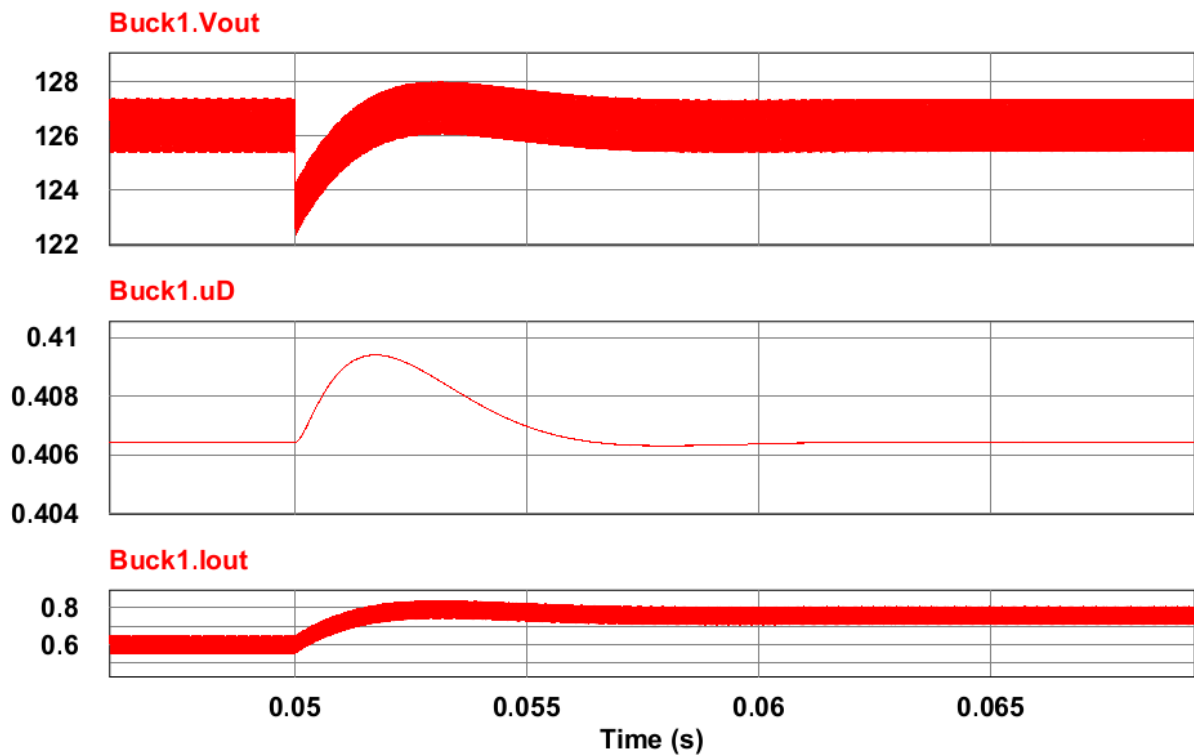


Figura 4.19: Comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do conversor *Buck* compensado para perturbação na saída (curto circuito de um LED em $t = 0,05$ s).

4.6 Projeto de controle global

4.6.1 Característica de carga para o paralelismo entre três conversores

Uma fonte distribuída de potência contendo três conversores compensados individualmente através de malha de tensão projetado na seção anterior é apresentada na Fig. (4.20). Conforme circuito do conversor Buck mostrado na Fig. 4.16, utilizou-se um diodo D_{out} em cada conversor para evitar curto circuito entre as unidades e a referência de tensão v_{ref} é idêntica em todos os conversores. As resistências de linha R_1 , R_2 e R_3 equivalem a $0,5 \Omega$, $1,0 \Omega$ e $1,5 \Omega$, respectivamente.

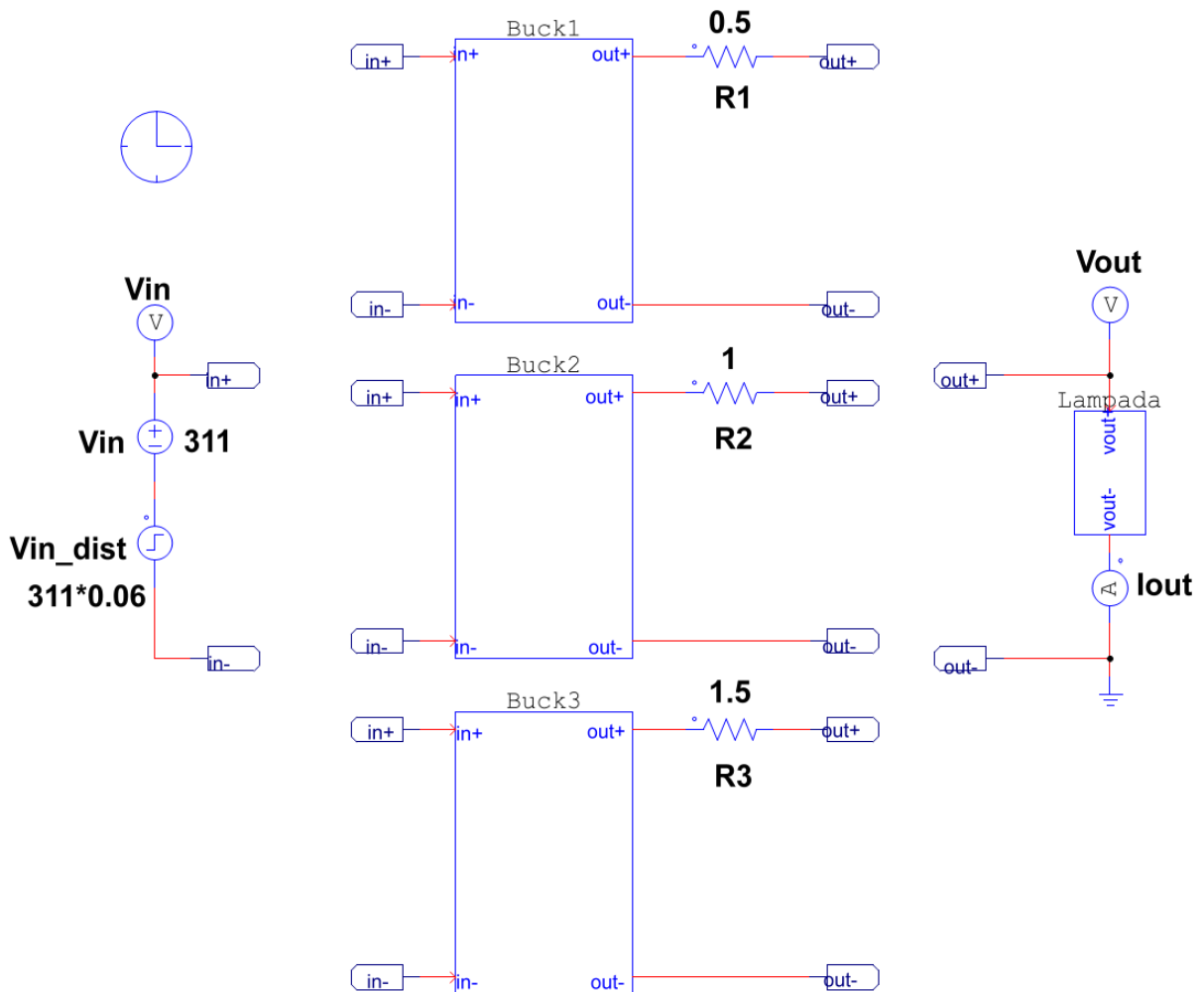


Figura 4.20: Fonte distribuída de potência contendo três conversores em paralelo com controle local.

Utilizando (2.23), (2.24) e (2.25), é possível calcular as correntes de saída I_1 , I_2 e I_3 para a topologia analisada, respectivamente:

$$I_1 = \frac{20,664 \cdot [12,4 \cdot (1 + 1,5) - 12,4 \cdot 1,5 - 12,4 \cdot 1] + 12,4 \cdot 1 \cdot 1,5}{0,5 \cdot 1 \cdot 1,5 + 20,664 \cdot (0,5 \cdot 1 + 0,5 \cdot 1,5 + 1 \cdot 1,5)} \quad (4.32)$$

$$I_1 = 0,3231 \text{ A} \quad (4.33)$$

$$I_2 = \frac{20,664 \cdot [12,4 \cdot (0,5 + 1,5) - 12,4 \cdot 0,5 - 12,4 \cdot 1,5] + 12,4 \cdot 0,5 \cdot 1,5}{0,5 \cdot 1 \cdot 1,5 + 20,664 \cdot (0,5 \cdot 1 + 0,5 \cdot 1,5 + 1 \cdot 1,5)} \quad (4.34)$$

$$I_2 = 0,1615 \text{ A} \quad (4.35)$$

$$I_3 = \frac{20,664 \cdot [12,4 \cdot (0,5 + 1) - 12,4 \cdot 0,5 - 12,4 \cdot 1] + 12,4 \cdot 0,5 \cdot 1}{0,5 \cdot 1 \cdot 1,5 + 20,664 \cdot (0,5 \cdot 1 + 0,5 \cdot 1,5 + 1 \cdot 1,5)} \quad (4.36)$$

$$I_3 = 0,1077 \text{ A} \quad (4.37)$$

A corrente I_{lamp} da lâmpada corresponde à soma das correntes dos conversores, sendo calculada a seguir:

$$I_{lamp} = I_1 + I_2 + I_3 = 0,5923 \text{ A} \quad (4.38)$$

Nas Figs. (4.21) e (4.22), as correntes de saída de cada conversor para o sistema contendo três conversores em paralelo na simulação são mostradas, para um degrau de $126,4 \text{ V}$ na entrada e o valor médio das correntes em regime permanente, respectivamente.

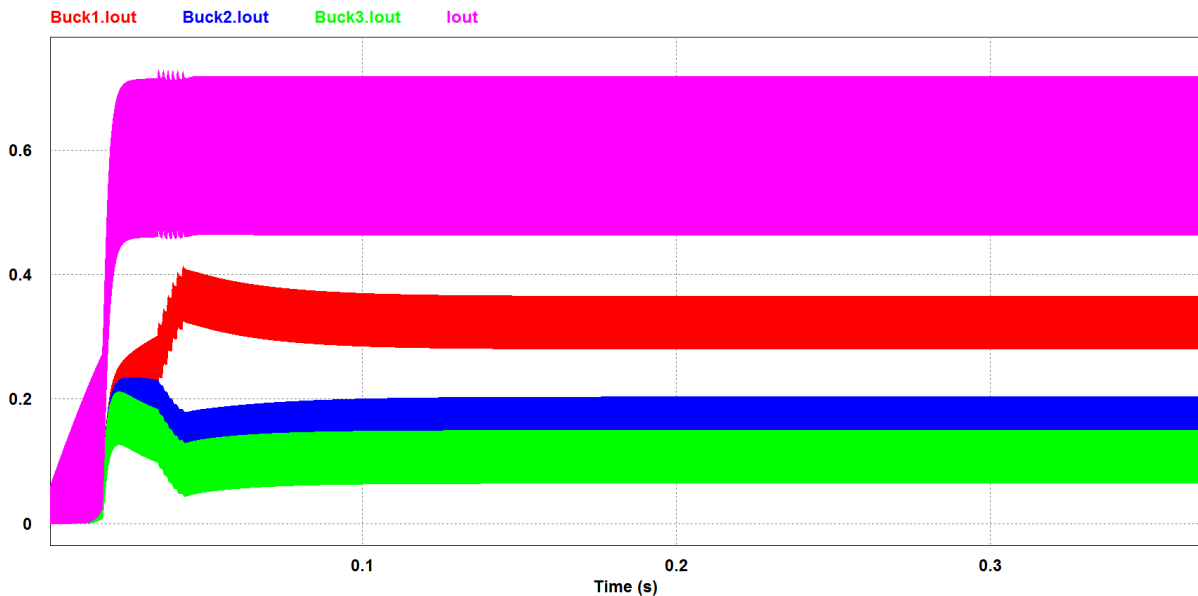


Figura 4.21: Correntes de saída (**Buck1.iout**, **Buck2.iout** e **Buck3.iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída contendo três conversores em paralelo - degrau de tensão ($126,4 \text{ V}$) na entrada.

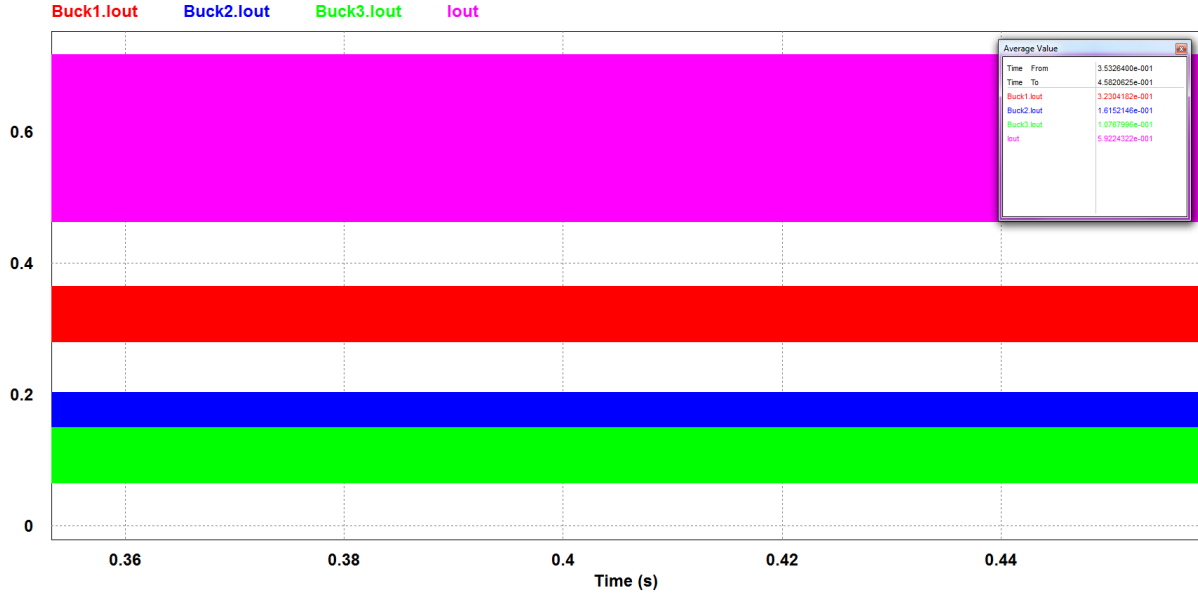


Figura 4.22: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída contendo três conversores em paralelo - correntes médias em regime permanente.

Novamente, nota-se a influência no desvio do compartilhamento das correntes de saída e na regulação de carga causada pelas resistências de linha que conectam os conversores ao barramento da carga. Para um i -ésimo conversor, a sua corrente de saída I_i é proporcional à relação definida em (4.39) abaixo.

$$I_i \propto \frac{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n R_j}{\sum_{i=1}^n R_i} \quad (4.39)$$

As correntes de saída I_1 , I_2 e I_3 calculadas em (4.32), (4.32) e (4.32), respectivamente, equivalem aos valores das correntes médias em regime permanente observadas na simulação da Fig. 4.22.

4.6.2 Controle por decaimento convencional (CDC)

Para minimizar o erro de compartilhamento entre as correntes de saída dos conversores, o projeto do controlador por decaimento convencional é realizado para a fonte com três conversores em paralelo utilizada na seção 4.6.1. Na implementação desta estratégia de controle, é empregado sensor de corrente com modelo $H_{i,i}(s)$ na saída de cada conversor, cujo valor medido fornece ajuste na referência de tensão em cada malha. Em outras palavras, o ajuste da referência em cada malha é realizado através do sinal $v_{dr-i}(s)$,

proporcional à corrente medida no respectivo conversor, com ganho de inclinação $k_{dr-i}(s)$. O projeto do ganho $k_{dr-i}(s)$ foi realizado de maneira iterativa em simulação, obedecendo ao compromisso de desempenho dinâmico, compartilhamento de corrente e estabilidade para o sistema, com magnitudes iniciais idênticas para todos os conversores. O diagrama de blocos da estratégia CDC é mostrado na Fig. 4.23.

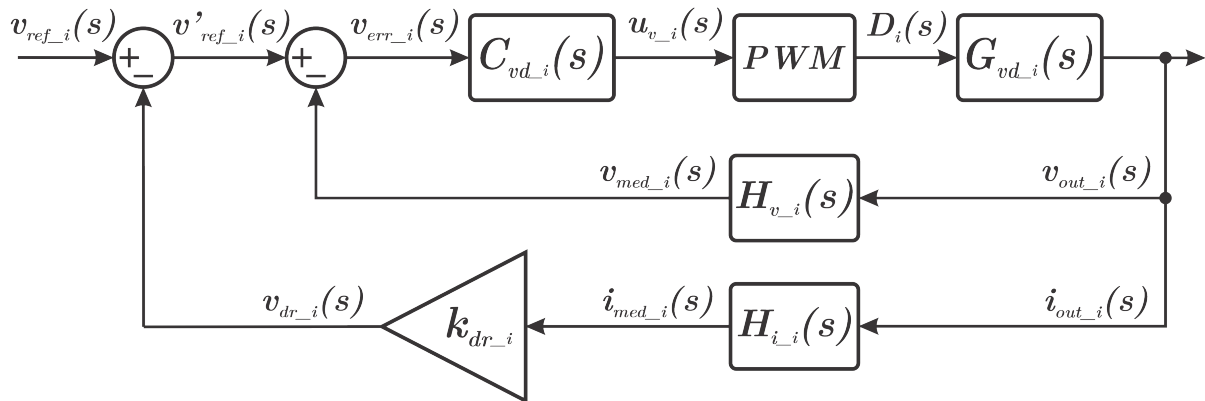


Figura 4.23: Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento convencional (CDC).

O circuito do conversor compensado com a estratégia CDC no programa PSIM[®] é mostrado na Fig. 4.24.

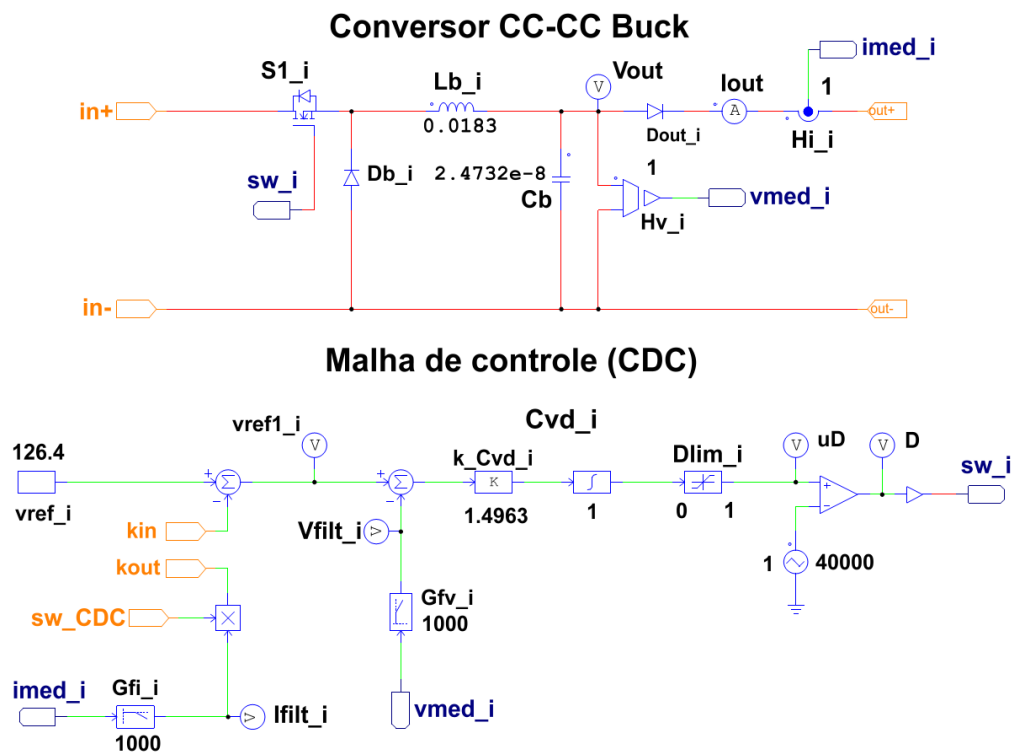


Figura 4.24: Circuito do conversor compensado com a estratégia CDC.

4.6.2.1 Fonte distribuída com 3 conversores em paralelo e estratégia CDC - resultados de simulação

O ambiente de simulação do controle por decaimento convencional aplicado a um sistema contendo três conversores conectados em paralelo é apresentado na Fig. 4.25. O circuito dos conversores obedece aos parâmetros projetados em destaque na Fig. 4.16 e o ganho de decaimento k_{i_CDC} , $i = [1, 3]$, permanece igual a 1 (um) para todas as unidades.

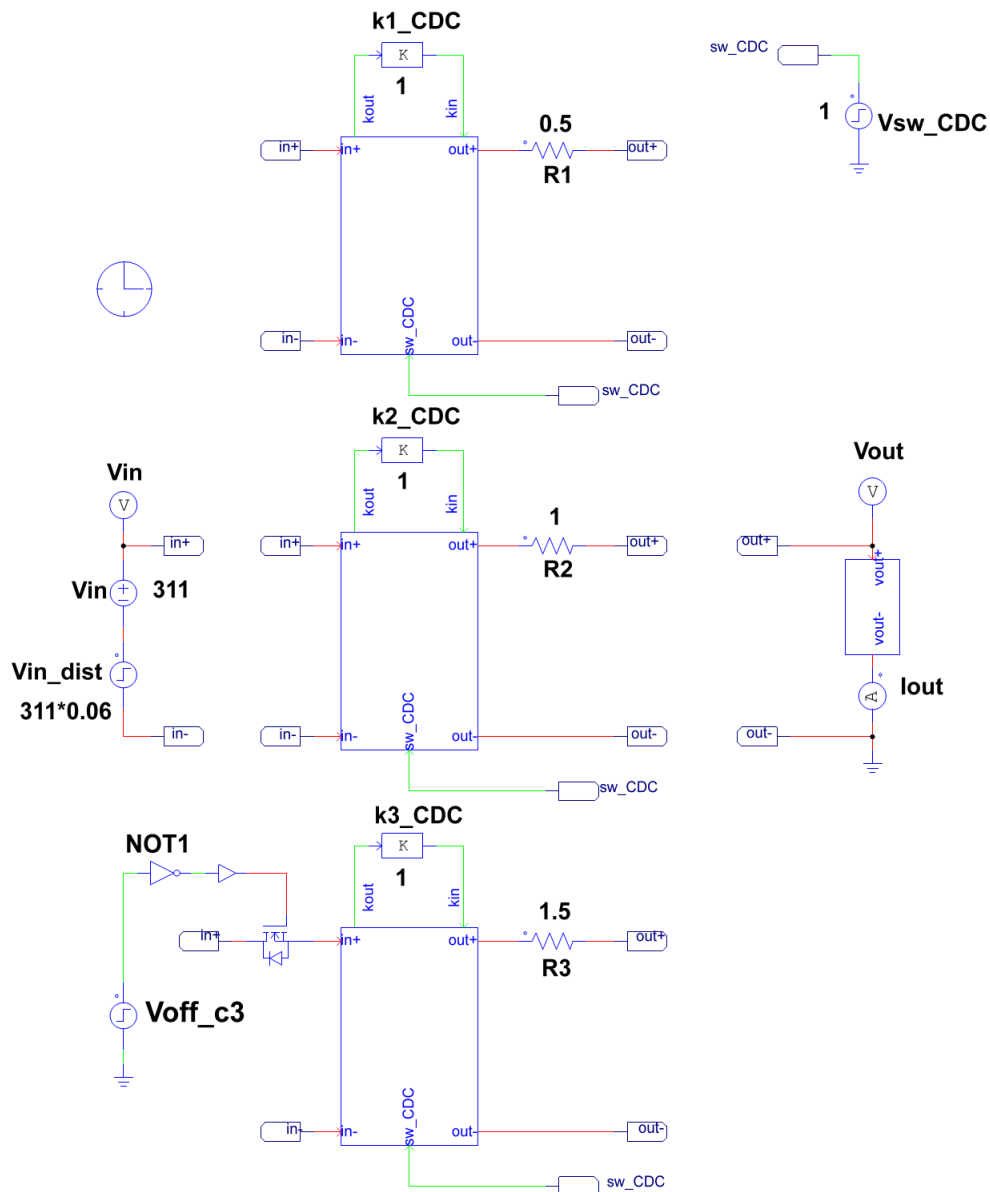


Figura 4.25: Fonte distribuída de potência contendo três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC).

Em $t = 0,4 \text{ s}$, a malha de ajuste de tensão é acionada na simulação da Fig. 4.26 para comparar o comportamento das correntes de saída e da corrente na lâmpada na ausência e na presença do ajuste de tensão. É possível observar que o desequilíbrio entre

as correntes é minimizado, enquanto que a corrente na carga sofre desvio em relação à referência desejada.

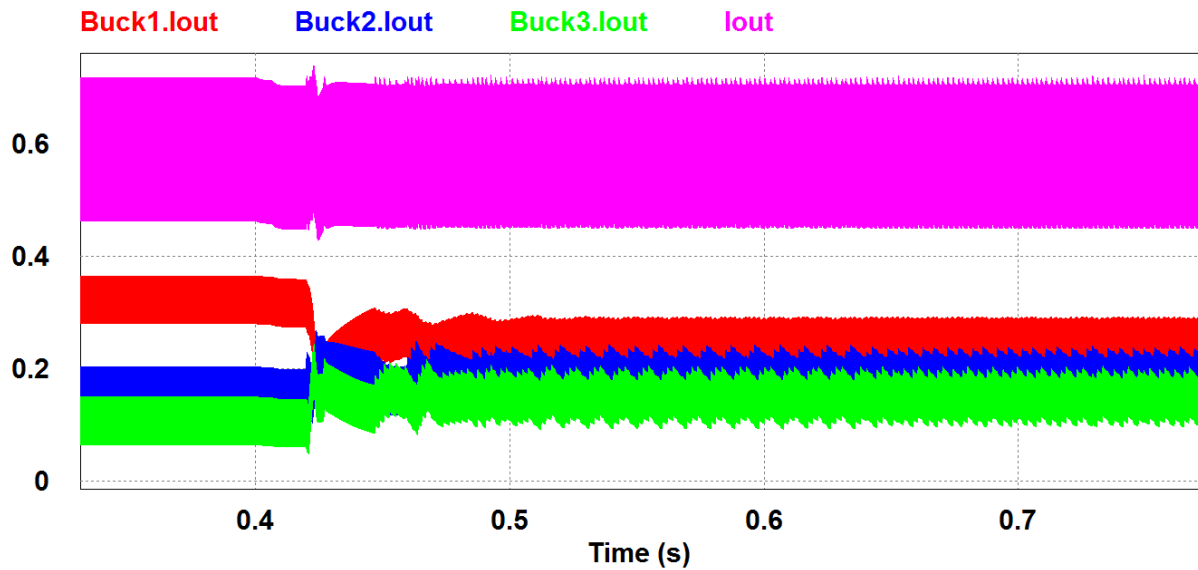


Figura 4.26: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) acionado em $t = 0,4$ s.

Uma perturbação de +6% na tensão de entrada V_{in} do conversor é inserida na simulação mostrada na Fig. 4.27, em $t = 0,4$ s. Em comparação à topologia com um único conversor, a corrente de saída da lâmpada alimentada pela fonte distribuída com três conversores ultrapassa o valor máximo de corrente (1 A) permitido para o LED escolhido. Após a perturbação, as correntes entram em regime, porém apresentando oscilação.

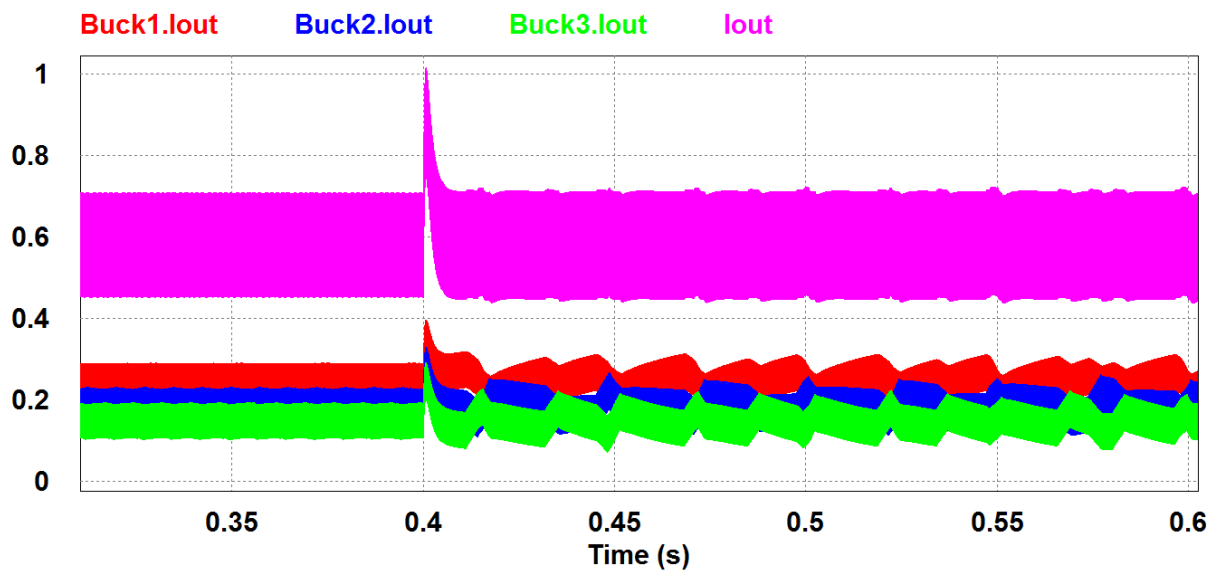


Figura 4.27: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - perturbação de +6% de V_{in} em $t = 0,4$ s.

Causando uma perturbação na saída em $t = 0,4$ s através do curto circuito de um LED presente na lâmpada, o comportamento do sistema a este distúrbio pode ser observado na Fig. 4.28. Nota-se que o controle por decaimento não é capaz de rejeitar distúrbios em corrente na saída.

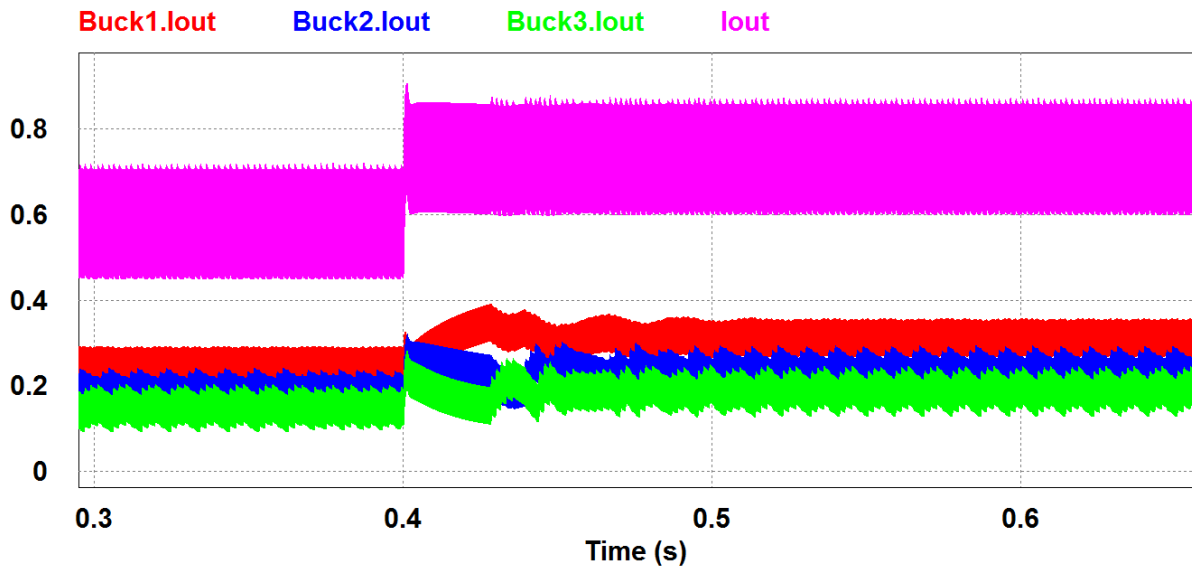


Figura 4.28: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - perturbação na saída (curto circuito de 1 LED) em $t = 0,4$ s.

Para testar a redundância do sistema, a fonte V_{off_c3} desconecta a alimentação do terceiro conversor em $t = 0,7$ s, simulando uma falha na mesma unidade. A Fig. 4.29 mostra o comportamento das correntes do sistema para este tipo de perturbação.

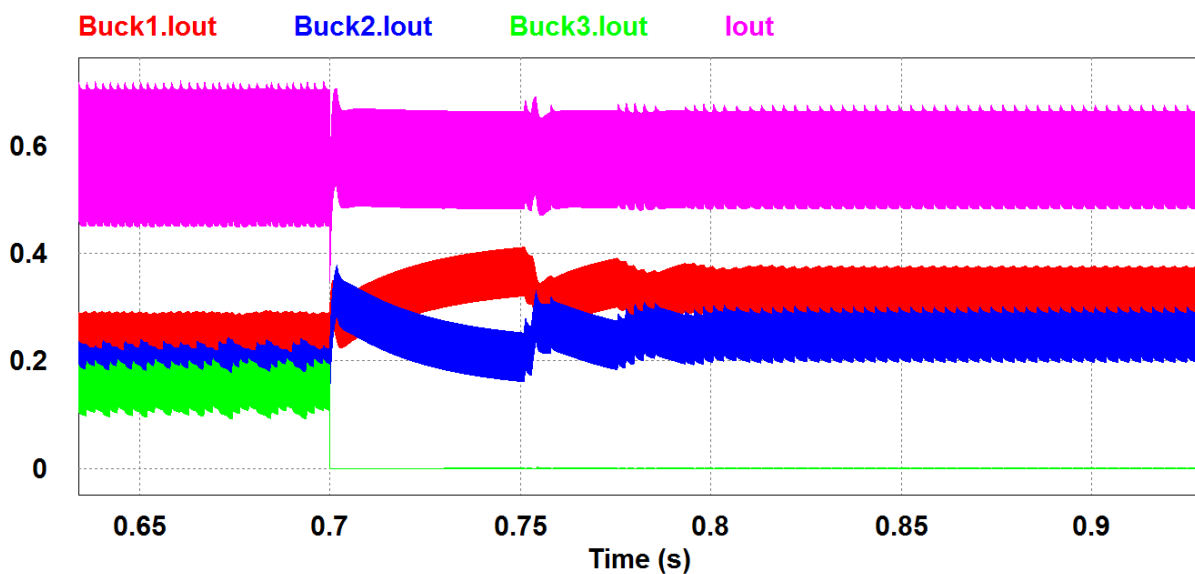


Figura 4.29: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - desligamento do terceiro conversor em $t = 0,7$ s.

Os conversores em operação assumem a parcela de potência produzida pelo conversor defeituoso, mantendo a corrente total com magnitude próxima ao valor de referência desejado.

Nas simulações apresentadas nas Figs. 4.30 e 4.31, comparou-se o comportamento dinâmico das correntes de saída e corrente total com os ganhos k_{i_CDC} ajustados iguais e para ajustes individuais visando menor desequilíbrio entre correntes, respectivamente. Todos os ganhos k_{1_CDC} , k_{2_CDC} e k_{3_CDC} para o sistema avaliado na simulação da Fig. 4.30 equivalem a 1, enquanto que os mesmos ganhos k_{1_CDC} , k_{2_CDC} e k_{3_CDC} , ajustados para a simulação da Fig. 4.31, são iguais a 1, 0,5 e 0,335, respectivamente.

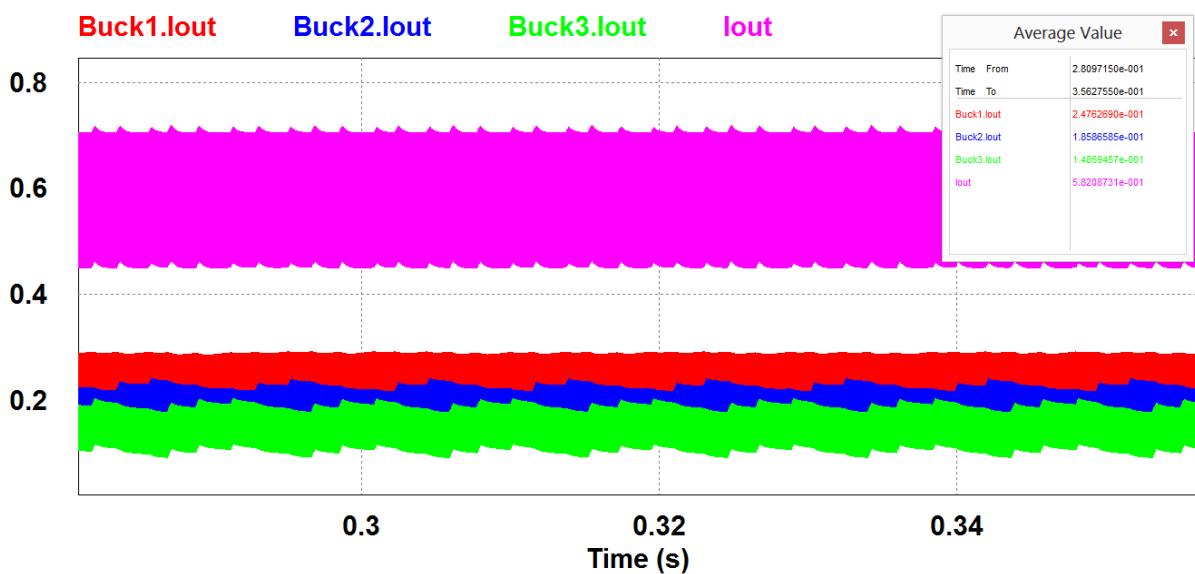


Figura 4.30: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - correntes médias em regime permanente com ganhos k_{1_CDC} , k_{2_CDC} e k_{3_CDC} iguais a 1.

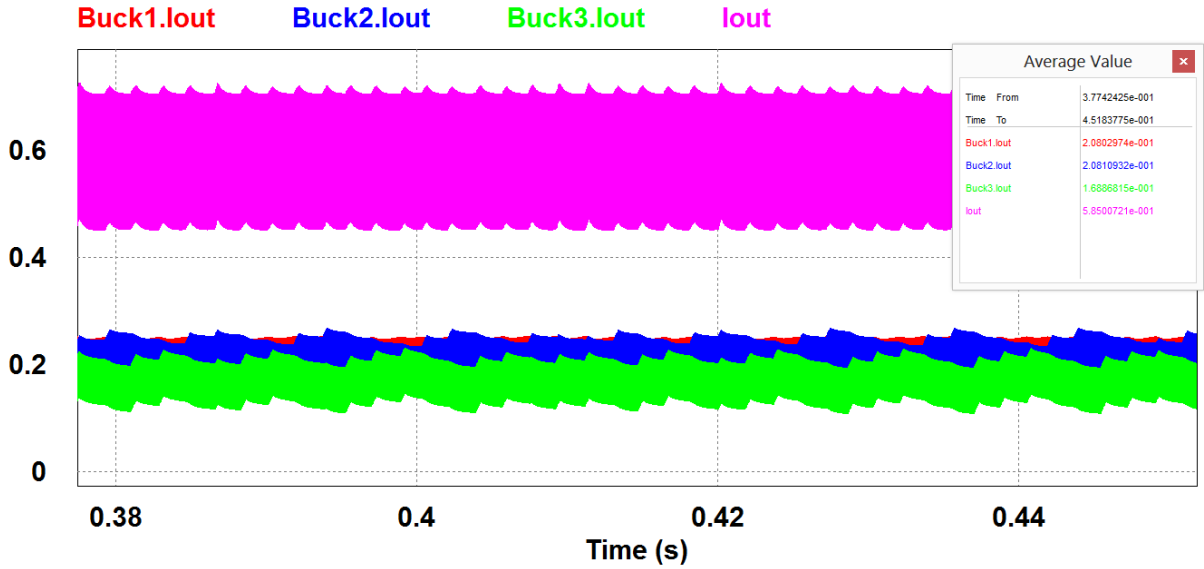


Figura 4.31: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) - correntes médias em regime permanente com ganhos $k_{1_CDC} = 1$, $k_{2_CDC} = 0,5$ e $k_{3_CDC} = 0,35$.

Desta maneira, é possível ajustar o ganho k_{i_CDC} individualmente para cada unidade de forma a aumentar a precisão do compartilhamento de corrente ou mesmo fazer com que cada unidade forneça corrente de saída proporcional à sua potência ou especificação individual desejada.

4.6.3 Projeto do controlador de tensão $C_{PID}(s)$

O controlador tipo integral implementado na estratégia CDC não foi capaz de atender ao requisito de máxima ultrapassagem estabelecido para o modelo de LED escolhido, conforme simulação mostrada na Fig. 4.27. Ainda nesta simulação, as correntes apresentaram oscilação em baixa frequência. Assim, utilizou-se um controlador do tipo proporcional integral derivativo (PID) para substituir este controlador integral. O projeto deste controlador foi realizado iterativamente na ferramenta SISOTool[®] do programa MATLAB[®] objetivando atingir as especificações descritas na seção 4.5. O modelo $C_{PID}(s)$ do compensador projetado é mostrado em 4.40.

$$C_{PID}(s) = \frac{0,0041772 \cdot (s + 52,84) \cdot (s + 1097)}{s \cdot (s + 265,9)} \quad (4.40)$$

A resposta em frequência de um conversor compensado por $C_{PID}(s)$ é mostrado na Fig. 4.32. A margem de fase equivale a $86,4^\circ$ a uma frequência de 222 Hz e a margem de ganho é igual a $62,9 \text{ dB}$ a 18 kHz .

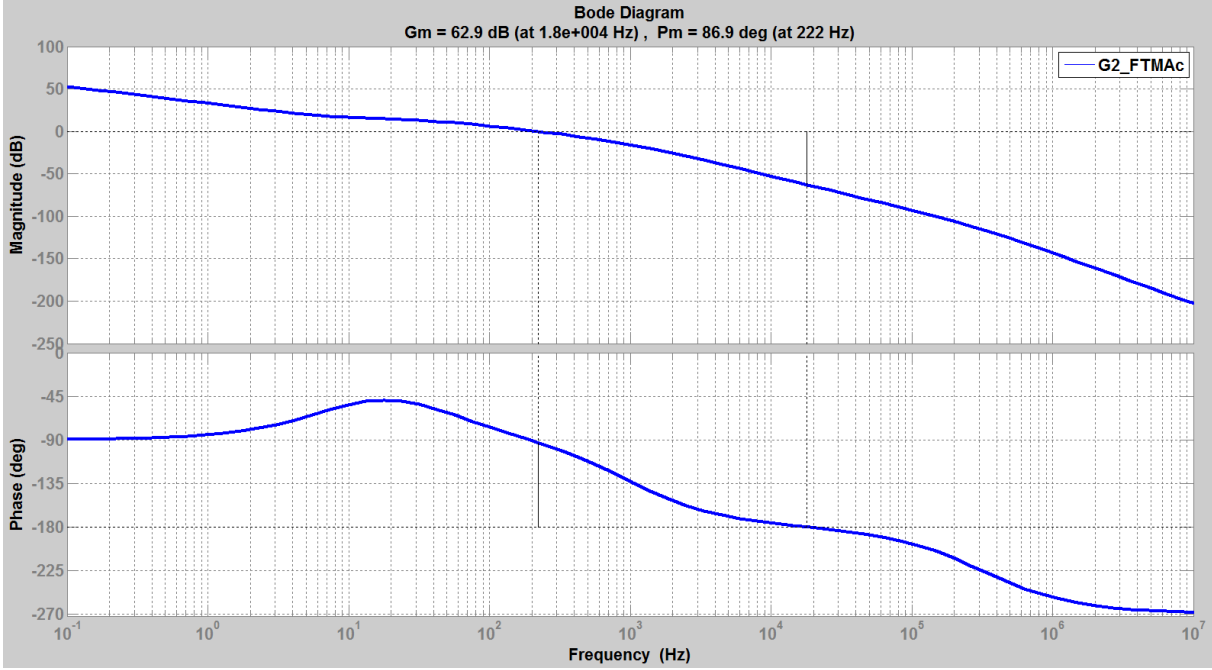


Figura 4.32: Resposta em frequência do conversor *Buck* compensado pelo controlador $C_{PID}(s)$.

O erro $E_{PID}(s)$ é dado por (4.41):

$$E_{PID}(s) = [R(s) - Y_{PID}(s)] = \left[R(s) - \frac{C_{PID}(s) \cdot M_d(s) \cdot G_{vd}(s) \cdot R(s)}{1 + H_v(s) \cdot C_{PID}(s) \cdot M_d(s) \cdot G_{vd}(s)} \right] \quad (4.41)$$

Utilizando o teorema do valor final, calculou-se o erro em estado estacionário $e_{ss_PID}(t)$ da tensão de saída do conversor para o degrau de tensão $R(s)$ em sua entrada, conforme (4.42).

$$e_{ss_PID}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} [s \cdot E_{PID}(s)] \quad (4.42)$$

$$e_{ss_PID}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{b_{13} \cdot s^{13} + b_{12} \cdot s^{12} + b_{11} \cdot s^{11} + b_{10} \cdot s^{10} + b_9 \cdot s^9 + b_8 \cdot s^8 + b_7 \cdot s^7}{a_{13} \cdot s^{13} + a_{12} \cdot s^{12} + a_{11} \cdot s^{11} + a_{10} \cdot s^{10} + a_9 \cdot s^9 + a_8 \cdot s^8 + a_7 \cdot s^7} \cdot \frac{b_6 \cdot s^6 + b_5 \cdot s^5 + b_4 \cdot s^4 + b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s}{a_6 \cdot s^6 + a_5 \cdot s^5 + a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3} \right) = 0 \quad (4.43)$$

onde:

- $b_{13} = 126,4$; $b_{12} = 4,973 \cdot 10^8$; $b_{11} = 4,945 \cdot 10^{14}$; $b_{10} = 1,055 \cdot 10^{19}$; $b_9 = 7,981 \cdot 10^{22}$;
 $b_8 = 2,646 \cdot 10^{26}$; $b_7 = 4,089 \cdot 10^{29}$; $b_6 = 2,979 \cdot 10^{32}$; $b_5 = 9,378 \cdot 10^{34}$; $b_4 = 1,034 \cdot 10^{37}$;
 $b_3 = 2,217 \cdot 10^{34}$; $b_2 = 5,817 \cdot 10^{30}$; $b_1 = 8,712 \cdot 10^4$; $a_{13} = 1$; $a_{12} = 3,934 \cdot 10^6$; $a_{11} =$
 $3,912 \cdot 10^{12}$; $a_{10} = 8,35 \cdot 10^{16}$; $a_9 = 6,669 \cdot 10^{20}$; $a_8 = 2,628 \cdot 10^{24}$; $a_7 = 5,829 \cdot 10^{27}$;
 $a_6 = 6,79 \cdot 10^{30}$; $a_5 = 3,667 \cdot 10^{33}$; $a_4 = 6,834 \cdot 10^{35}$; $a_3 = 2,426 \cdot 10^{37}$.

4.6.3.1 Fonte distribuída com 3 conversores em paralelo, estratégia CDC e compensador local $C_{PID}(s)$ - resultados de simulação

Para validar o projeto do compensador $C_{PID}(s)$, a fonte sofre perturbação de +6% na tensão de entrada V_{in} , cuja simulação é mostrada na Fig. 4.33, em $t = 0,4$ s. A corrente de saída da lâmpada alimentada pela fonte distribuída com três conversores não ultrapassa o valor máximo de corrente (1 A) permitido para o LED escolhido. Após esta perturbação, as correntes de saída dos conversores entram em regime permanente sem apresentar oscilações.

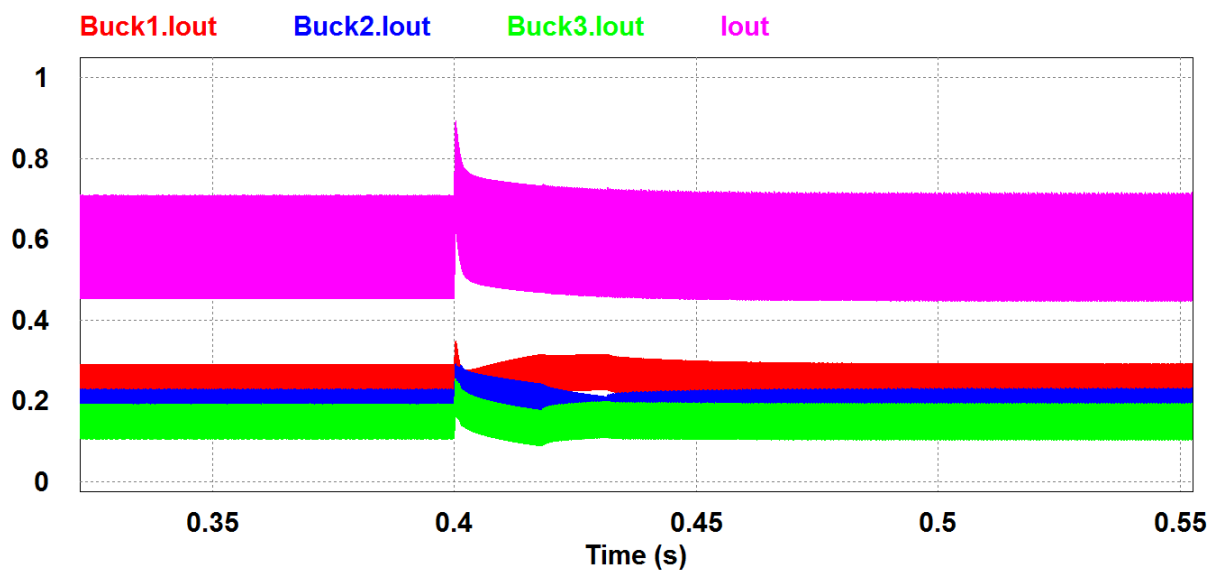


Figura 4.33: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento convencional (CDC) e compensador $C_{PID}(s)$ - perturbação de +6% de V_{in} em $t = 0,4$ s.

4.7 Conclusão

Neste capítulo, o projeto de circuito do conversor *Buck* e seu sistema de controle foram realizados. Uma malha de compensação da tensão de saída foi escolhida para integrar a malha de controle em cada conversor, garantindo que o sistema funcione de acordo com o modelo de paralelismo escolhido. A seguir, projetou-se uma fonte distribuída contendo três conversores *Buck* conectados em paralelo destinada a uma lâmpada de LEDs para iluminação pública e as correntes de saída de cada conversor foram analisadas. Das simulações realizadas, observou-se que as correntes são dependentes das resistências de linha que conectam os conversores ao barramento de carga. Assim, aplicou-se a estratégia de controle por decaimento convencional (CDC) à fonte de potência, visando minimizar ou mesmo selecionar o desequilíbrio entre correntes de cada conversor.

A estratégia CDC consiste em uma estrutura de controle local que possibilitou a minimização do desequilíbrio entre correntes de saída, porém não garantiu regulação precisa de tensão e corrente na carga e não foi capaz de rejeitar distúrbios de corrente na saída. Com o compensador tipo integral projetado, a perturbação de tensão na entrada da fonte ocasionou elevação de corrente na lâmpada acima da magnitude máxima permitida para o modelo de LED escolhido, além da presença de oscilações nas correntes após o sistema entrar em regime permanente.

Com o objetivo de minimizar estas ondulações e reduzir a ultrapassagem da corrente da lâmpada, projetou-se um controlador do tipo PID para substituir o compensador integral inicialmente utilizado. As simulações realizadas mostraram que os conversores compensados pelo controlador PID possibilitaram que a fonte distribuída atingisse todas as especificações elicidadas neste projeto. Finalmente, a utilização do controle por decaimento convencional não foi capaz de rejeitar distúrbios em corrente na carga considerando o modelo de paralelismo adotado para a fonte.

5 CONTRIBUIÇÕES PROPOSTAS

5.1 Introdução

No presente capítulo, são apresentadas as duas principais contribuições desta dissertação: o Controle por Decaimento Modificado (CDM) e o Controle por Decaimento com Potência (CDP). Ambas as estratégias propostas são aplicadas à lâmpada de LEDs adotada como carga, considerando a fonte distribuída contendo três conversores conectados em paralelo projetado no quarto capítulo. As estratégias propostas são comparadas com a técnica CDC, destacando-se as vantagens e desvantagens de cada tipo no final deste capítulo.

5.2 Controle por decaimento modificado (CDM)

Nesta seção, é apresentado o desenvolvimento do controlador por decaimento modificado (CDM). Conforme constatado sobre o controle por decaimento convencional, a regulação pobre de carga e a impossibilidade de rejeição de perturbações na corrente de saída motivam o uso de uma estrutura que mitigue estas desvantagens sem invalidar o modelo de paralelismo escolhido. Ainda, tal estratégia deverá estar em conformidade com o requisito de redundância para a fonte, ou seja, a solução deverá minimizar o acréscimo de pontos comuns de falha no sistema e reduzir ou eliminar as conexões de controle entre os módulos. Assim, uma das propostas deste trabalho é a modificação da estratégia clássica de controle por decaimento, tendo em vista cumprir o requisito de regulação de corrente necessário para a lâmpada de LEDs.

Na estratégia proposta, é adicionada em cada conversor uma malha de controle por realimentação com a corrente desejada na carga, $i_{ref-i}(s)$, como referência. Emprega-se um sensor de corrente $H_{ilamp-i}(s)$ na carga, cuja corrente medida $i_{med-i}(s)$ é comparada

com a corrente de referência $i_{ref_i}(s)$ em cada unidade. O erro $i_{err_i}(s)$ resultante faz com que o controlador $C_{i_i}(s)$ gere ação de controle $u_{i_i}(s)$ com o objetivo de minimizar este erro. Este sinal de controle é utilizada como um ajuste adicional na referência de tensão $v_{ref_i}(s)$ na malha principal de controle no conversor. O diagrama de blocos da estratégia CDM é mostrado na Fig. 5.1

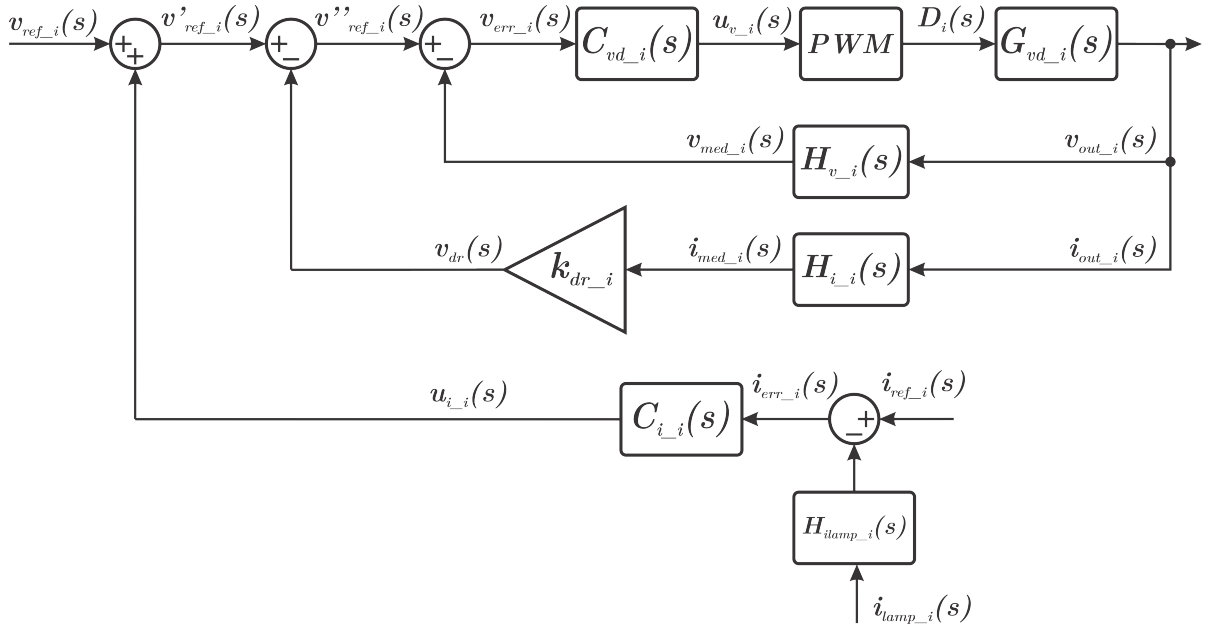


Figura 5.1: Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento modificado (CDM).

O controlador $C_{i_i}(s)$ empregado na malha de corrente é do tipo integral e possui função de transferência conforme (5.1).

$$C_{i_i}(s) = \frac{200}{s} \quad (5.1)$$

O sistema de controle proposto e o conversor compensado são mostrados na Fig. 5.2.

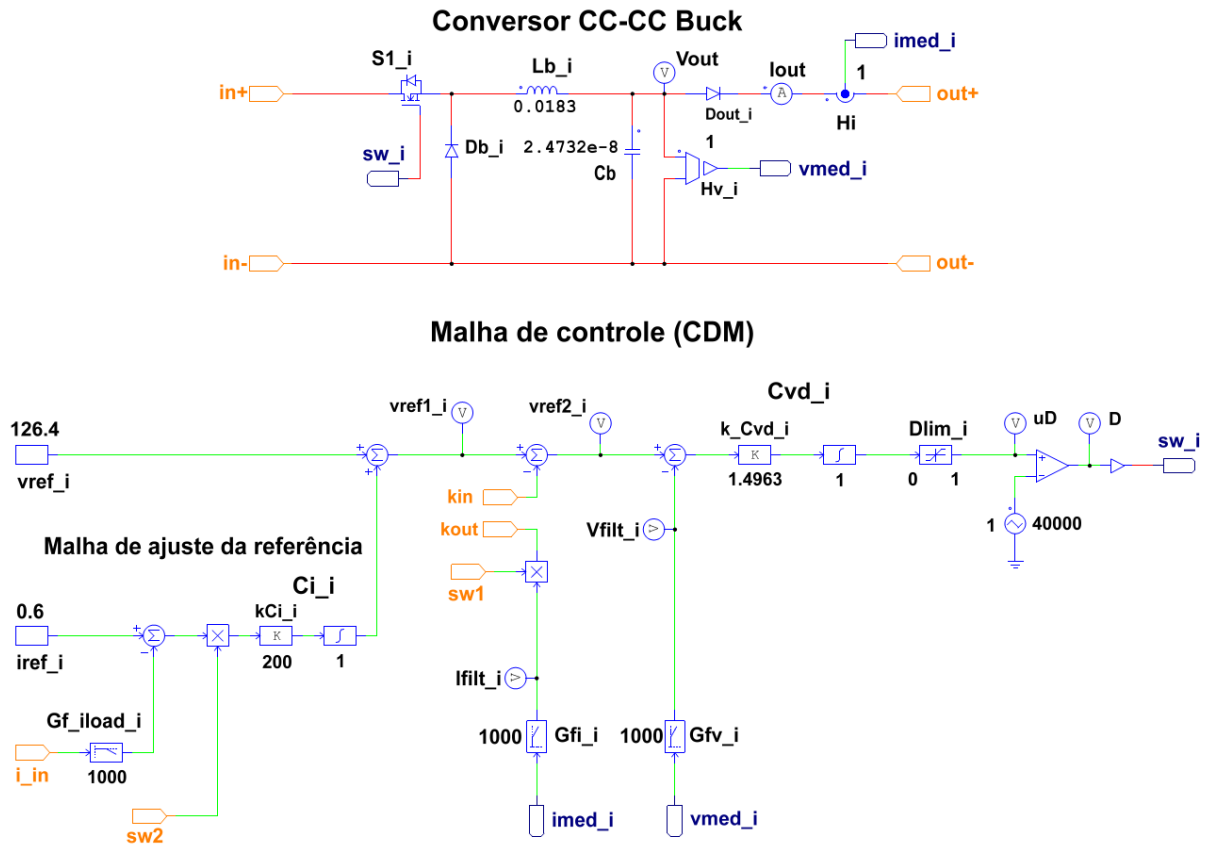


Figura 5.2: Circuito do conversor compensado com controle por decaimento modificado (CDM) implementado no programa PSIM®.

5.2.1 Fonte distribuída com três conversores e estratégia CDM - resultados de simulação

O controlador $C_{PID}(s)$ projetado no capítulo 4 é empregado nos conversores, junto com a malha de ajuste de referência. O circuito da fonte implementada com a estratégia CDM e simulada no programa PSIM[®] é mostrado na Fig. 5.3.

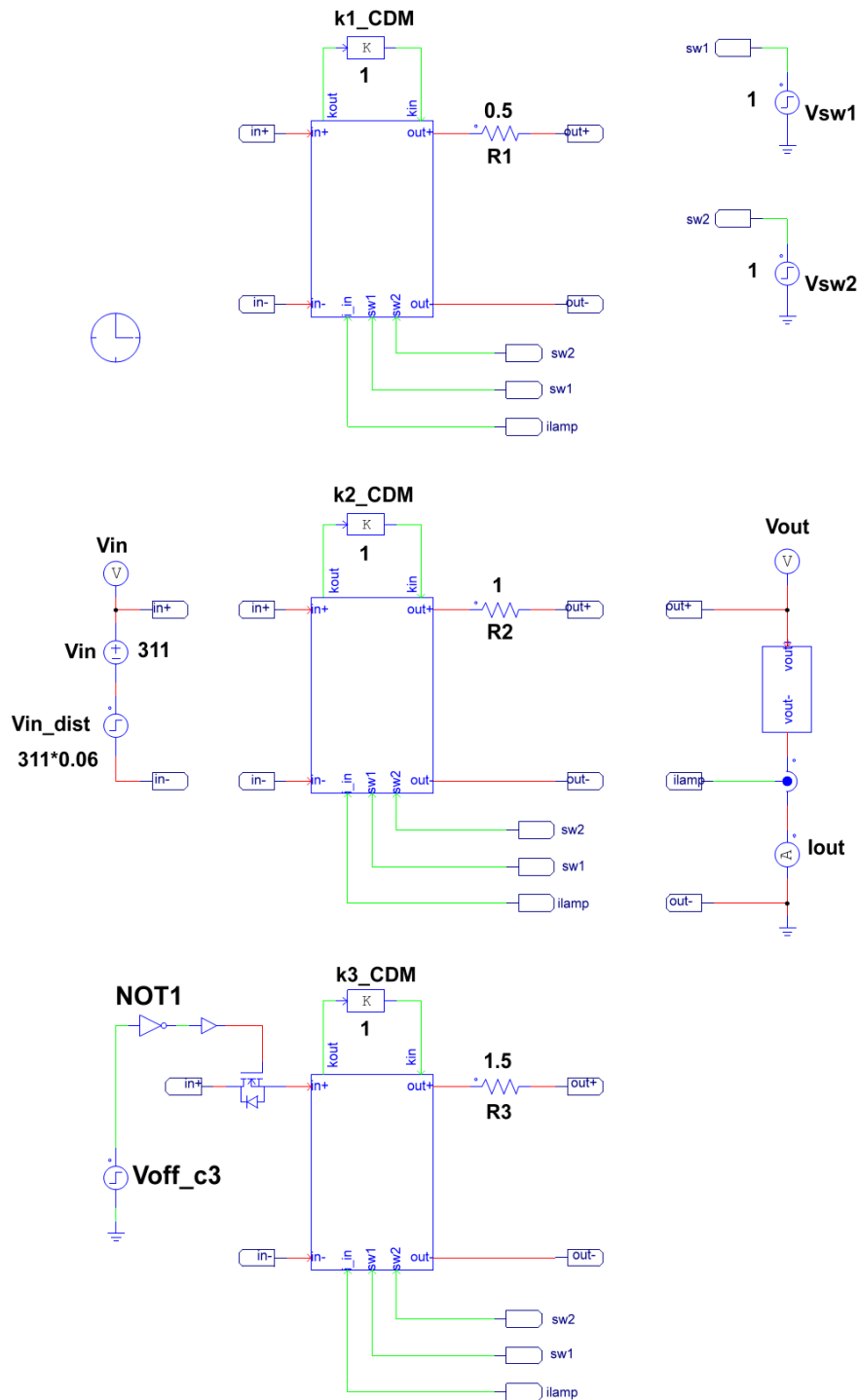


Figura 5.3: Fonte distribuída contendo três conversores com controle por decaimento modificado (CDM) para simulação no programa PSIM[®].

A malha de ajuste da referência $v_{ref-i}(s)$ é acionada em $t = 0,4$ s e as correntes de saída dos conversores são mostradas na simulação da Fig. 5.4.

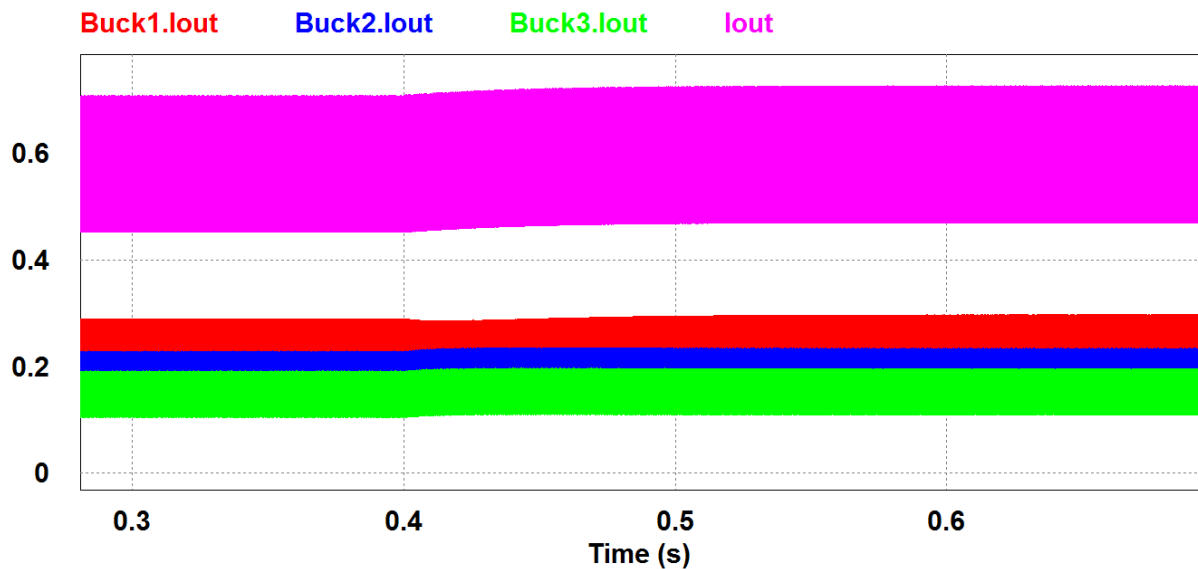


Figura 5.4: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com controle por decaimento modificado (CDM) acionado em $t = 0,4$ s.

Na Fig. 5.5, é possível observar a resposta das correntes de saída da fonte para um degrau de tensão equivalente a $126,4$ V em sua entrada. Nota-se que a corrente na lâmpada entra em regime permanente sem ultrapassar a corrente máxima permitida para o LED.

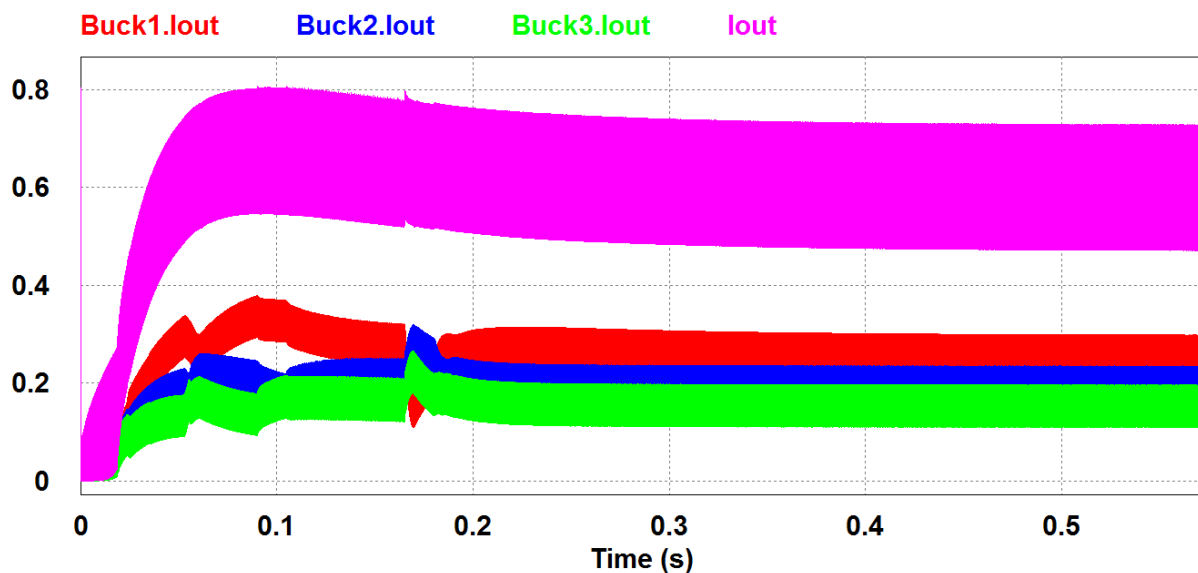


Figura 5.5: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com controle por decaimento modificado (CDM) - resposta a um degrau de $126,4$ V na entrada.

As correntes médias em regime permanente dos conversores e da lâmpada são avaliadas para as duas configurações de ganhos k_{i_CDM} . Na primeira simulação, as correntes para $k_{1_CDM} = k_{2_CDM} = k_{3_CDM} = 1$ são mostradas na Fig. 5.6. Na segunda simulação, é possível observar as correntes de saída da fonte para $k_{1_CDM} = 1$, $k_{2_CDM} = 0,5$ e $k_{3_CDM} = 0,35$ conforme Fig. 5.7.

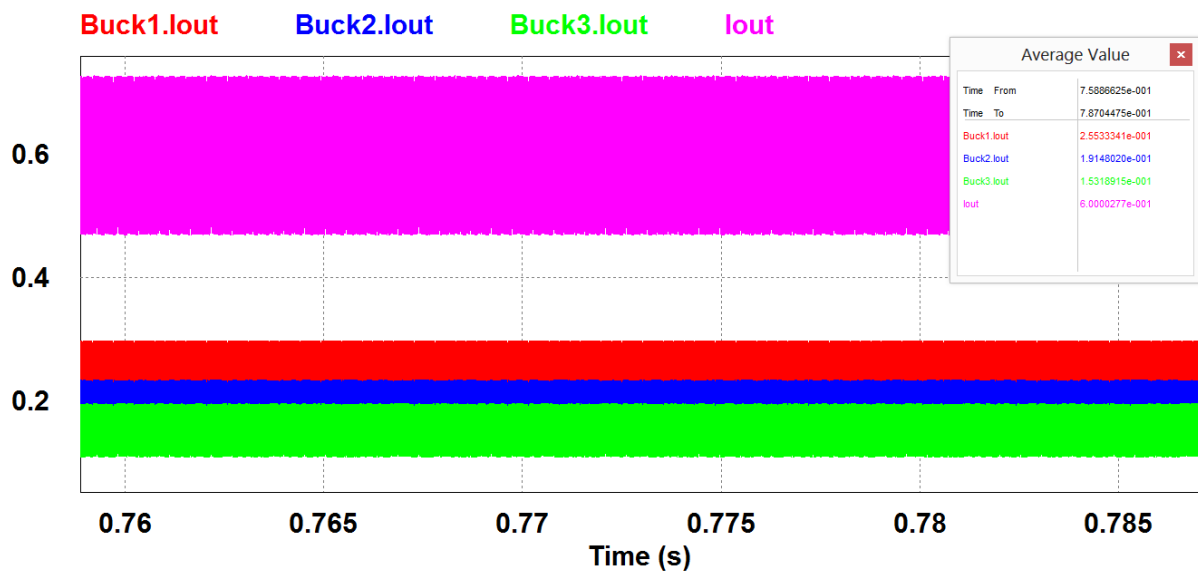


Figura 5.6: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) e ganhos k_{1_CDM} , k_{2_CDM} e k_{3_CDM} iguais a 1.

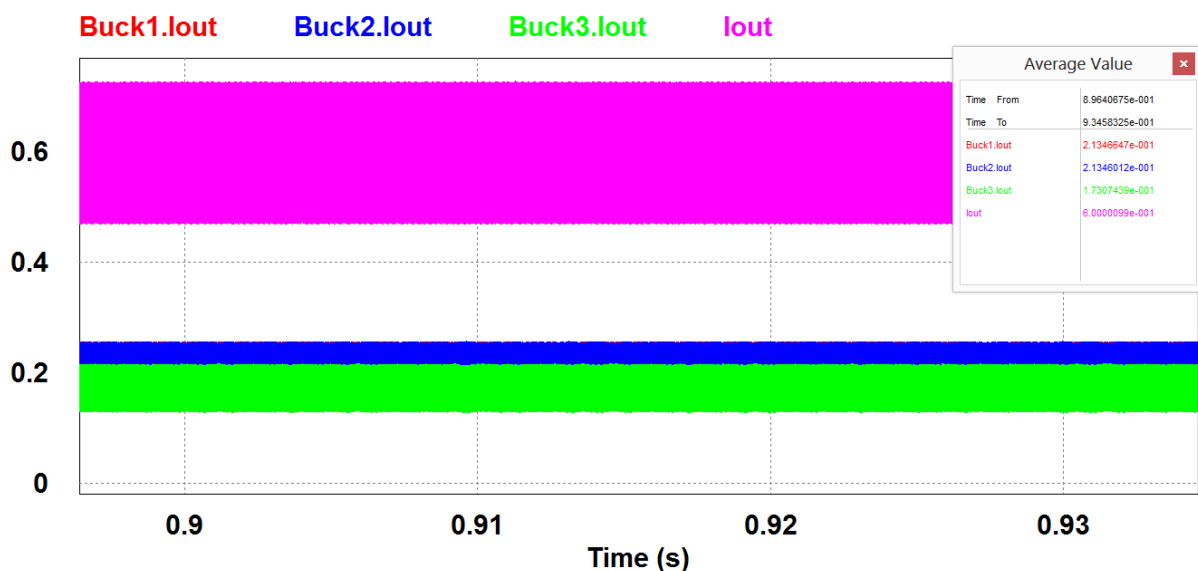


Figura 5.7: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) em regime permanente para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) e ganhos $k_{1_CDM} = 1$, $k_{2_CDM} = 0,5$ e $k_{3_CDM} = 0,35$.

Para avaliar o efeito da rejeição de perturbações na saída com o esquema de controle proposto, um LED sofre curto circuito em $t = 0,4 \text{ s}$ e o comportamento das correntes de saída da fonte é mostrado na Fig. 5.8. A tensão de referência é ajustada pela saída da malha de corrente em cada conversor, fazendo com que a corrente da lâmpada retorne à referência especificada sem ultrapassar o valor máximo previsto para o LED escolhido.

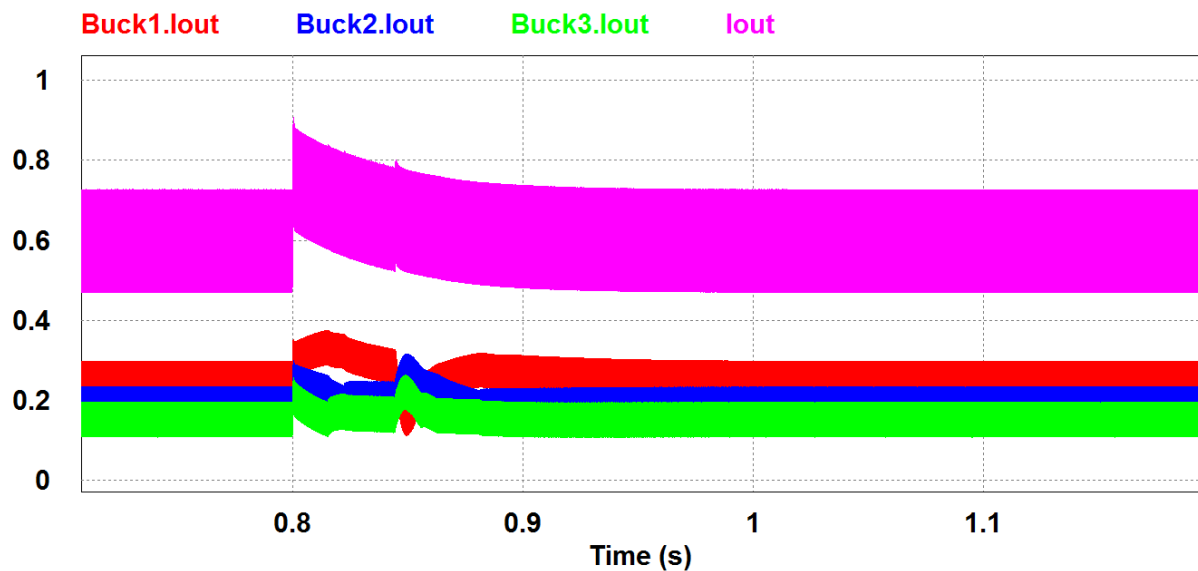


Figura 5.8: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) - perturbação na saída (curto circuito de 1 LED) em $t = 0,4 \text{ s}$.

Com o objetivo de avaliar a redundância do sistema, a tensão V_{off-c1} é utilizada para desligar o terceiro conversor em $t = 0,6 \text{ s}$, mostrada na simulação da Fig. 5.9.

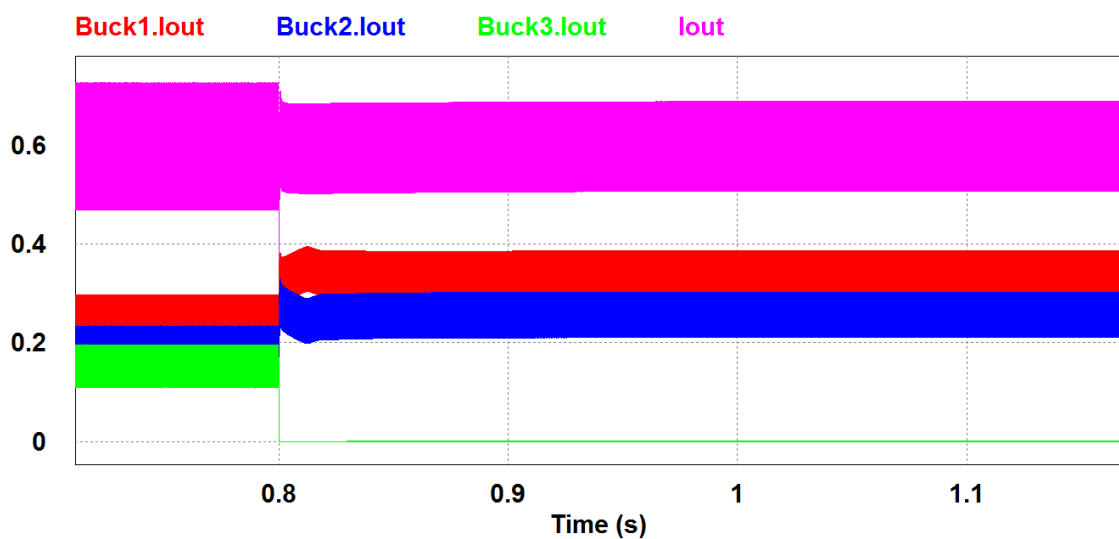


Figura 5.9: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e da lâmpada (**Iout**) para a fonte distribuída com três conversores em paralelo com controle por decaimento modificado (CDM) - desligamento do terceiro conversor em $t = 0,6 \text{ s}$.

Comparando os resultados das simulações mostradas nas Figs. 4.29 e 5.9, o uso de uma malha auxiliar de compensação de corrente para ajustar a referência da malha principal de controle de tensão é capaz de melhorar a regulação de corrente na carga. Ainda, esta malha extra garante a regulação de carga em caso de defeito em um dos conversores, no momento onde as unidades de potência restantes na fonte são capazes de assumir a parcela da potência produzida pelo conversor defeituoso.

5.3 Controle por decaimento com potência (CDP)

Nesta seção, é apresentado o controlador por decaimento com potência (CDP). No compartilhamento de corrente utilizando as técnicas CDC e CDM, o ajuste na referência é realizado por sinal proporcional à corrente de saída de cada unidade. Visto que a corrente pode possuir apenas magnitude positiva, o ajuste sempre será uma queda de tensão vista pelo sistema. Esta queda de tensão distinta na referência de cada unidade ocasiona um limite na precisão máxima possível para o compartilhamento de corrente.

Tendo em vista melhorar a regulação de tensão e corrente na carga e possibilitar a rejeição de distúrbios em corrente na lâmpada, a técnica CDP acrescentou ao controle por decaimento convencional uma malha extra de controle de corrente idêntica à malha utilizada na técnica CDM. Este laço utiliza como referência a corrente desejada na carga e um sensor é adicionado na mesma carga. O sinal de saída do controlador é utilizado para gerar um desvio positivo na referência, cuja magnitude é aumentada até que o erro na entrada do controlador $C_{i,i}(s)$ tenda a zero.

Na estratégia CDC, o desvio $\theta_{v,i}(s)$ causado na referência de tensão $v_{ref,i}(s)$ em função de $v_{dr,i}(s)$ é um valor de magnitude positiva. Isto ocasiona uma queda nesta referência de tensão, proporcional à corrente de saída c.c. do i -ésimo conversor. Esta queda de tensão ocorre em todos os conversores, visando aproximar as correntes de saída de um valor comum ou valor específico desejado para cada unidade em projeto, conforme ganhos $k_{i,CDC}$ projetados. No entanto, este ajuste no desequilíbrio entre correntes penaliza a regulação de tensão e corrente na carga, além de não garantir, caso se deseje, um equilíbrio mais preciso entre correntes das unidades de potência.

Para compensar esta queda em $v_{ref,i}(s)$, a estratégia CDM introduziu um novo método para ajuste desta referência de tensão. Além do sinal $v_{dr,i}(s)$, a técnica utiliza uma malha de corrente em cada conversor, que compara a corrente da lâmpada a uma referência de corrente desejada. O erro $i_{err,i}(s)$ desta comparação gera uma saída $u_{i,i}(s)$ do

compensador $C_{i.i}(s)$, que serve como o segundo ajuste da referência de tensão $v_{ref-i}(s)$. Este ajuste possibilitou melhorar a regulação na carga, mantendo a corrente fornecida à lâmpada conforme referência desejada.

Uma desvantagem observada nas duas estratégias (CDC e CDM) é a redução na modularidade do sistema em função da escolha de ganhos de decaimento k_{iCDC} ou k_{iCDM} distintos. Observando esta particularidade, foi proposta e desenvolvida neste trabalho a estratégia de controle por decaimento com potência (CDP).

O controle por decaimento com potência introduz o conceito do desvio de tensão causado pela potência calculada na frequência de chaveamento. Este novo método de ajuste da referência de tensão possibilita maior equilíbrio entre a magnitude das correntes de saída dos conversores em paralelo, visto que oferece um ajuste de referência individual dependente dos demais sinais de ajuste dos outros conversores em paralelo. A técnica CDP também oferece a possibilidade de padronizar a estratégia de controle do compartilhamento para fontes com conversores idealmente idênticos destinados a fornecer corrente de saída idênticas entre si, mantendo os ganhos de decaimento iguais. A visão geral desta estratégia e o princípio de operação de seus blocos são descritos a seguir.

5.3.1 Visão geral e princípio de operação

Na técnica proposta, a malha principal de controle (MPC_i) consiste em um laço de realimentação com a tensão de referência $v_{ref-i}(s)$ ajustada por um segundo bloco, o Bloco de Ajuste de Referência (BAR_i). Esse ajuste é realizado através da soma ponderada da saída $u_{i.i}(s)$ fornecida por um controlador de corrente de carga, em um segundo laço de realimentação e a potência reativa $q_{i f-fs}(s)$ medida, com ganho $k_{Q.i}$. O terceiro bloco, Bloco de Mudança de Fase (BMF_i), gera um desvio de fase $\theta_{v.i}(s)$ proporcional à resistência de saída vista pelo respectivo conversor. Neste trabalho, adotou-se que todas as referências são globais, ou seja, a tensão na carga $v_{ref-i}(s)$, a corrente na carga $i_{ref-i}(s)$ e o ganho $k_{Q.i}$ são iguais para todos os conversores, tornando possível a estratégia de controle ser padronizada para todas as unidades presentes no sistema ao mesmo tempo que possibilita uma maior redução no desequilíbrio entre correntes, quando comparada às técnicas CDC e CDM com ganhos de decaimento configurados de maneira similar. A Fig. 5.10 mostra o diagrama da técnica de controle proposta para o i -ésimo conversor.

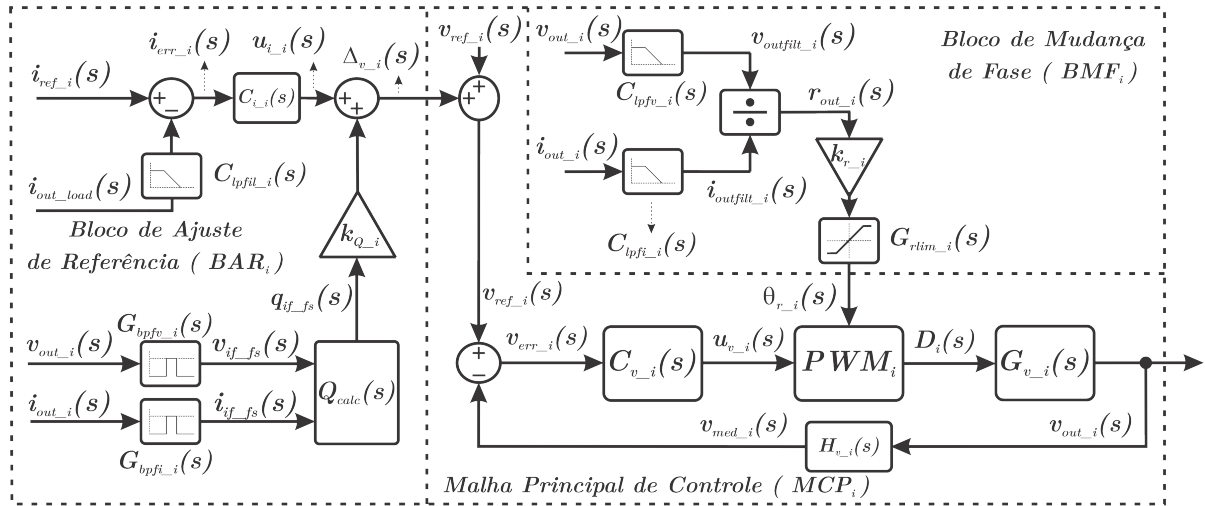


Figura 5.10: Diagrama de blocos da estratégia de controle por decaimento com potência.

No bloco BAR_i , a tensão de saída $v_{out_i}(t)$ e corrente de saída $i_{out_i}(t)$ do i -ésimo conversor são medidas e filtradas por filtros passa-faixa $G_{bpfv_i}(s)$ e $G_{bpfi_i}(s)$, respectivamente. As ondas fundamentais $v_{if_fs}(t)$ e $i_{if_fs}(t)$ são utilizadas para estimar a potência reativa $q_{if_fs}(t)$ através do bloco $Q_{calc}(s)$.

Na parte superior esquerda, a corrente de carga $i_{out_load}(t)$ é medida e filtrada pelo filtro passa-baixa $C_{lpfil_i}(s)$. O controlador $C_{i_i}(s)$ fornece um sinal de saída que minimiza o erro entre corrente de referência da carga e da corrente de carga filtrada. O ganho k_{Q_i} é determinado de forma iterativa para a melhor precisão no compartilhamento de corrente e o desvio de tensão $\Delta_{v_i}(t)$ é dado por (5.2).

$$\Delta_{v_i}(t) = k_{Q_i} \cdot q_{if_fs}(t) + u_{i_i}(t) \quad (5.2)$$

onde:

- $q_{if_fs}(t)$ – potência reativa das componentes fundamentais de tensão e corrente na frequência de chaveamento f_{s_i} relativa ao i -ésimo conversor.

Para gerar a fase dos sinais fundamentais, o bloco BMF_i é utilizado. Este bloco mede $v_{out_i}(t)$ e $i_{out_i}(t)$ e filtra-os com filtros passa-baixa $G_{lpfv_i}(s)$ e $G_{lpfi_i}(s)$, respectivamente. Assim, a resistência de saída $r_{out_i}(t)$ é estimada, depois amplificada pelo ganho k_{R_i} e limitada pelo bloco $G_{lim_i}(s)$ a fim de manter o ângulo pequeno e reduzir o efeito não linear da forma de onda senoidal, garantindo uma estimativa mais precisa da fase $\theta_{v_i}(t)$. Este cálculo é realizado de maneira local, sendo capaz de estimar o parâmetro não modelado de interesse, ou seja, a resistência de linha do respectivo conversor, e o seu peso em relação às demais resistências de linha pertencentes ao conversores em operação na fonte.

5.3.2 Modelo de defasamento para o sinal PWM

A onda triangular que representa a tensão e corrente instantâneas de saída das unidades possui modelo generalizado na forma da série de Fourier descrita em (5.3).

$$x_{out.i}(t) = x_{cc.i}(t) + \sum_{n=1}^{\infty} [x_{n.i}(t)] \quad (5.3)$$

onde:

$$x_{n.i}(t) = \frac{2 \cdot \text{sen}(D_i \cdot \pi \cdot n_i)}{(\pi \cdot n_i)^2 \cdot D_i (1 - D_i)} \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_{s.i} \cdot n_i \cdot t + n_i \cdot \theta_{x.i}) \quad (5.4)$$

- D_i – razão cíclica;
- n_i – ordem dos harmônicos múltiplos de $f_{s.i}$;
- $x_{cc.i}(t)$ – componente de baixa frequência da onda $x_{out.i}(t)$;
- $\theta_{x.i}$ – fase da onda $x_{n.i}(t)$.

A componente fundamental $x_{if.fs}(t)$ desta forma de onda na frequência de chaveamento pode ser extraída através do uso de filtro passa faixa com frequência central igual à $f_{s.i}$. Sua forma retangular e forma polar complexa são descritas em (5.5) e (5.7), respectivamente.

$$x_{if.fs}(t) = X_{p.i} \cdot \text{sen}(\omega_{f_{s.i}} \cdot t + \theta_{x.i}) \quad (5.5)$$

$$x_{if.fs}(t) = X_{p.i} \cdot e^{j \cdot (\omega_{f_{s.i}} \cdot t + \theta_{x.i})} \quad (5.6)$$

$$x_{if.fs}(t) = X_{p.i} \cdot [\cos(\omega_{f_{s.i}} \cdot t + \theta_{x.i}) + j \cdot \text{sen}(\omega_{f_{s.i}} \cdot t + \theta_{x.i})] \quad (5.7)$$

A forma conjugada das ondas acima é dada, respectivamente, por

$$x_{if.fs}(t)^* = X_{p.i} \cdot e^{-j \cdot (\omega_{f_{s.i}} \cdot t + \theta_{x.i})} \quad (5.8)$$

$$x_{if.fs}(t)^* = X_{p.i} \cdot [\cos(\omega_{f_{s.i}} \cdot t + \theta_{x.i}) - j \cdot \text{sen}(\omega_{f_{s.i}} \cdot t + \theta_{x.i})] \quad (5.9)$$

Na estratégia CDP, é gerado um defasamento $\theta_{r.i}(t)$ proporcional ao cálculo local de resistência, $r_{out.i}(s)$. Este cálculo é realizado através da relação entre a tensão de saída $v_{out.filt.i}(s)$ e a corrente de saída $i_{out.filt.i}(s)$. O ganho $k_{r.i}$ reduz a magnitude da resistência $r_{out.i}(s)$ calculada e o bloco $G_{rlim.i}(s)$ limita esta magnitude entre zero e trinta graus, visando reduzir a não linearidade causada pelo formato da onda senoidal e consequentemente reduzir a distorção em $\theta_{r.i}(t)$. Assim, o ângulo $\theta_{r.i}(t)$ no domínio da frequência é dado por

$$\theta_{r_i}(s) = k_{r_i} \cdot r_{out_i}(s) = k_{r_i} \cdot \frac{v_{out_{filt_i}}(s)}{i_{out_{filt_i}}(s)} \quad (5.10)$$

Considerando o defasamento $\theta_{r_i}(t)$ gerado, a componente fundamental $x_{if_{fs}}(t)$ da onda PWM possui modelo generalizado descrito em (5.11) a seguir.

$$x_{if_{fs}}(t) = X_{p_i} \cdot \text{sen}[\omega_{fs_i} \cdot t + \theta_{x_i} + \theta_{r_i}(t)] \quad (5.11)$$

5.3.3 Fluxo de potências entre dois conversores

As fontes de tensão $v_{1f_{fs}}(t)$ e $v_{2f_{fs}}(t)$ e as fontes de corrente $i_{1f_{fs}}(t)$ e $i_{2f_{fs}}(t)$ representam ondas senoidais fundamentais na frequência de chaveamento, extraídas das ondas triangulares correspondentes de cada conversor. O fluxo de potência no barramento ocorre para estas componentes fundamentais de tensão e corrente filtradas das ondas triangulares.

A magnitude da resistência de carga é considerada muito maior se comparada à magnitude das resistências de linha, logo é esperado que este fluxo de potência ocorra majoritariamente entre os conversores. Assim, o modelo resultante apresenta apenas a resistência equivalente de linha $R_{x_{ij}}$ entre os conversores. Na Fig. 5.11, é mostrado o circuito CA simplificado de uma fonte distribuída com dois conversores em paralelo.

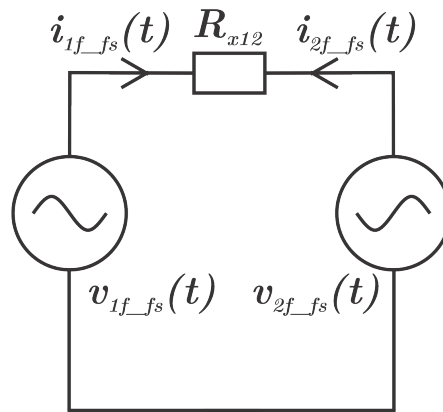


Figura 5.11: Modelo CA na frequência de chaveamento da fonte distribuída com dois conversores em paralelo.

Do modelo da Fig. 5.11, a corrente $i_{1f_{fs}}(t)$ pode ser expressa como:

$$i_{1f_{fs}}(t) = \frac{v_{1f_{fs}}(t) - v_{2f_{fs}}(t)}{R_{x_{12}}} \quad (5.12)$$

Para $\omega_{fs1} = \omega_{fs2}$, $\theta_{v1} = \theta_{v2}$ e $\theta_{i1} = \theta_{i2}$, a potência aparente $s_{1f-fs}(t)$ é dada por:

$$s_{1f-fs}(t) = p_{1f-fs}(t) + j \cdot q_{1f-fs}(t) = \frac{1}{2} \cdot v_{1f-fs}(t) \cdot \left(\frac{v_{1f-fs}(t)^* - v_{2f-fs}(t)^*}{R_{x12}} \right) \quad (5.13)$$

$$s_{1f-fs}(t) = \frac{1}{2} \cdot V_{p1} \cdot e^{j \cdot [\omega_{fs1} \cdot t + \theta_{v1} + \theta_{r1}(t)]} \cdot \left\{ \frac{V_{p1} \cdot e^{-j \cdot [\omega_{fs1} \cdot t + \theta_{v1} + \theta_{r1}(t)]} - V_{p2} \cdot e^{-j \cdot [\omega_{fs2} \cdot t + \theta_{v2} + \theta_{r2}(t)]}}{R_{x12}} \right\} \quad (5.14)$$

$$s_{1f-fs}(t) = \frac{V_{p1}^2}{2 \cdot R_{x12}} \cdot e^{j[\theta_{r1}(t) - \theta_{r1}(t)]} - \frac{V_{p1} \cdot V_{p2}}{2 \cdot R_{x12}} \cdot e^{j[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)]} \quad (5.15)$$

$$s_{1f-fs}(t) = \frac{V_{p1}^2 - V_{p1} \cdot V_{p2} \cdot \{ \cos[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)] + j \cdot \text{sen}[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)] \}}{2 \cdot R_{x12}} \quad (5.16)$$

Desta maneira, a potência ativa $p_{1f-fs}(t)$ e a potência reativa $q_{1f-fs}(t)$ são descritas como:

$$p_{1f-fs}(t) = \frac{V_{p1}^2 - V_{p1} \cdot V_{p2} \cdot \cos[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2 \cdot R_{x12}} \quad (5.17)$$

$$q_{1f-fs}(t) = \frac{-V_{p1} \cdot V_{p2} \cdot \text{sen}[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2 \cdot R_{x12}} \quad (5.18)$$

De maneira semelhante, acha-se a potência ativa $p_{2f-fs}(t)$ e a potência reativa $q_{2f-fs}(t)$ para o segundo conversor:

$$i_{2f-fs}(t) = \frac{v_{2f-fs}(t) - v_{1f-fs}(t)}{R_{x21}} \quad (5.19)$$

$$s_{2f-fs}(t) = p_{2f-fs}(t) + j \cdot q_{2f-fs}(t) = \frac{1}{2} \cdot v_{2f-fs}(t) \cdot \left(\frac{v_{2f-fs}(t)^* - v_{1f-fs}(t)^*}{R_{x21}} \right) \quad (5.20)$$

$$s_{2f-fs}(t) = \frac{1}{2} \cdot V_{p2} \cdot e^{j \cdot [\omega_{fs2} \cdot t + \theta_{v2} + \theta_{r2}(t)]} \cdot \left\{ \frac{V_{p2} \cdot e^{-j \cdot [\omega_{fs2} \cdot t + \theta_{v2} + \theta_{r2}(t)]} - V_{p1} \cdot e^{-j \cdot [\omega_{fs1} \cdot t + \theta_{v1} + \theta_{r1}(t)]}}{R_{x21}} \right\} \quad (5.21)$$

$$s_{2f-fs}(t) = \frac{V_{p2}^2}{2 \cdot R_{x21}} \cdot e^{j[\theta_{r2}(t) - \theta_{r2}(t)]} - \frac{V_{p2} \cdot V_{p1}}{2 \cdot R_{x21}} \cdot e^{j[\theta_{r2}(t) - \theta_{r1}(t)]} \quad (5.22)$$

$$s_{2f-fs}(t) = \frac{V_{p2}^2 - V_{p2} \cdot V_{p1} \cdot \{ \cos[\theta_{r2}(t) - \theta_{r1}(t)] + j \cdot \text{sen}[\theta_{r2}(t) - \theta_{r1}(t)] \}}{2 \cdot R_{x21}} \quad (5.23)$$

$$p_{2f-fs}(t) = \frac{V_{p2}^2 - V_{p2} \cdot V_{p1} \cdot \cos[\theta_{r2}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2 \cdot R_{x21}} \quad (5.24)$$

$$q_{2f-fs}(t) = \frac{-V_{p2} \cdot V_{p1} \cdot \text{sen}[\theta_{r2}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2 \cdot R_{x21}} \quad (5.25)$$

5.3.4 Fluxo de potências entre três conversores

Considere a arquitetura modular de potência contendo três conversores em paralelo mostrados na Fig. 5.12 abaixo. As mesmas restrições feitas para o caso anterior foram aplicadas a este sistema.

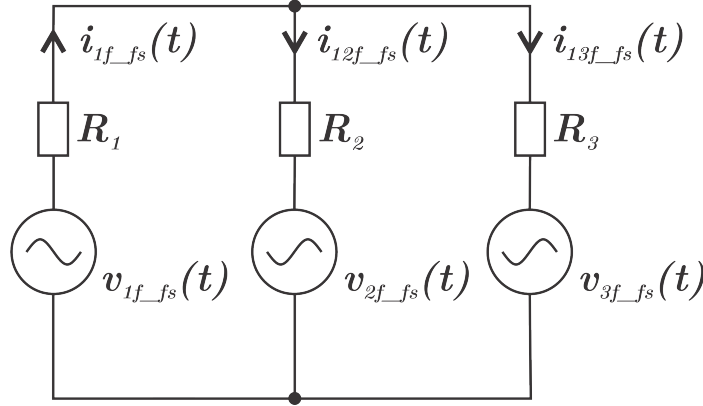


Figura 5.12: Modelo CA na frequência de chaveamento da fonte distribuída com três conversores em paralelo.

Pela lei das correntes de Kirchhoff,

$$i_{1f_fs}(t) = i_{12f_fs}(t) + i_{13f_fs}(t) \quad (5.26)$$

Para se obter a potência $p_{1f_fs}(t)$ do primeiro conversor, são consideradas as contribuições de corrente $i_{12f_fs}(t)$ e $i_{13f_fs}(t)$. Assim:

$$i_{12f_fs}(t) = \frac{v_{1f_fs}(t) - v_{2f_fs}(t)}{R_{x12}} \quad (5.27)$$

$$i_{13f_fs}(t) = \frac{v_{1f_fs}(t) - v_{3f_fs}(t)}{R_{x13}} \quad (5.28)$$

onde:

- $R_{xij} = R_i + R_j$ – resistência de linha equivalente entre o i -ésimo e o j -ésimo conversor.

As contribuições de potência ativa e reativa $p_{12f_fs}(t)$, $p_{13f_fs}(t)$, $q_{12f_fs}(t)$ e $q_{13f_fs}(t)$ são dadas, respectivamente, por:

$$p_{12f_fs}(t) = \frac{V_{p1}^2 - V_{p1} \cdot V_{p2} \cdot \cos[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2 \cdot R_{x12}} \quad (5.29)$$

$$p_{13f_fs}(t) = \frac{V_{p1}^2 - V_{p1} \cdot V_{p3} \cdot \cos[\theta_{r1}(t) - \theta_{r3}(t)]}{2 \cdot R_{x13}} \quad (5.30)$$

$$q_{12f-fs}(t) = \frac{-V_{p.1} \cdot V_{p.2} \cdot \text{sen}[\theta_{r.1}(t) - \theta_{r.2}(t)]}{2 \cdot R_{x12}} \quad (5.31)$$

$$q_{13f-fs}(t) = \frac{-V_{p.1} \cdot V_{p.3} \cdot \text{sen}[\theta_{r.1}(t) - \theta_{r.3}(t)]}{2 \cdot R_{x13}} \quad (5.32)$$

Visto que a tensão nos ramos é igual à tensão na carga, as potências de cada conversor são equivalentes à soma das contribuições deduzidas acima. Assim, é possível deduzir a potência ativa $p_{1f-fs}(t)$ e potência reativa $q_{1f-fs}(t)$ do conversor 1, respectivamente,

$$p_{1f-fs}(t) = \frac{V_{p.1}^2}{2 \cdot R_{x12}} + \frac{V_{p.1}^2}{2 \cdot R_{x13}} - \frac{V_{p.1} \cdot V_{p.2} \cdot \text{cos}[\theta_{r.1}(t) - \theta_{r.2}(t)]}{2 \cdot R_{x12}} - \frac{V_{p.1} \cdot V_{p.3} \cdot \text{cos}[\theta_{r.1}(t) - \theta_{r.3}(t)]}{2 \cdot R_{x13}} \quad (5.33)$$

$$q_{1f-fs}(t) = -V_{p.1} \cdot \left\{ \frac{V_{p.2} \cdot \text{sen}[\theta_{r.1}(t) - \theta_{r.2}(t)]}{2 \cdot R_{x12}} + \frac{V_{p.3} \cdot \text{sen}[\theta_{r.1}(t) - \theta_{r.3}(t)]}{2 \cdot R_{x13}} \right\} \quad (5.34)$$

As mesmas deduções realizadas para o cálculo das potências do primeiro conversor valem para os outros conversores presentes no sistema. Assim,

$$p_{2f-fs}(t) = \frac{V_{p.2}^2}{2 \cdot R_{x21}} + \frac{V_{p.2}^2}{2 \cdot R_{x23}} - \frac{V_{p.2} \cdot V_{p.1} \cdot \text{cos}[\theta_{r.2}(t) - \theta_{r.1}(t)]}{2 \cdot R_{x21}} - \frac{V_{p.2} \cdot V_{p.3} \cdot \text{cos}[\theta_{r.2}(t) - \theta_{r.3}(t)]}{2 \cdot R_{x23}} \quad (5.35)$$

$$q_{2f-fs}(t) = -V_{p.2} \cdot \left\{ \frac{V_{p.1} \cdot \text{sen}[\theta_{r.2}(t) - \theta_{r.1}(t)]}{2 \cdot R_{x21}} + \frac{V_{p.3} \cdot \text{sen}[\theta_{r.2}(t) - \theta_{r.3}(t)]}{2 \cdot R_{x23}} \right\} \quad (5.36)$$

$$p_{3f-fs}(t) = \frac{V_{p.3}^2}{2 \cdot R_{x31}} + \frac{V_{p.3}^2}{2 \cdot R_{x32}} - \frac{V_{p.3} \cdot V_{p.1} \cdot \text{cos}[\theta_{r.3}(t) - \theta_{r.1}(t)]}{2 \cdot R_{x31}} - \frac{V_{p.3} \cdot V_{p.2} \cdot \text{cos}[\theta_{r.3}(t) - \theta_{r.2}(t)]}{2 \cdot R_{x32}} \quad (5.37)$$

$$q_{3f-fs}(t) = -V_{p.3} \cdot \left\{ \frac{V_{p.1} \cdot \text{sen}[\theta_{r.3}(t) - \theta_{r.1}(t)]}{2 \cdot R_{x31}} + \frac{V_{p.2} \cdot \text{sen}[\theta_{r.3}(t) - \theta_{r.2}(t)]}{2 \cdot R_{x32}} \right\} \quad (5.38)$$

5.3.5 Fluxo de potências entre quatro conversores

De maneira semelhante à arquitetura modular com três conversores, é possível achar as potências ativas e reativas de cada conversor através da contribuição de potências injetadas na rede através das resistências equivalentes entre os módulos. O circuito simplificado para esta configuração com as contribuições de corrente oriundas do primeiro conversor é mostrado na Fig. 5.13.

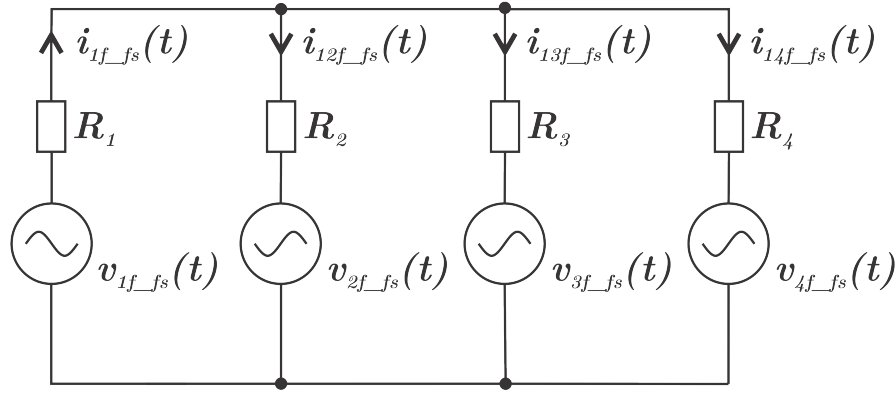


Figura 5.13: Modelo CA na frequência de chaveamento da fonte distribuída com quatro conversores em paralelo.

Seguindo o mesmo modelo dos casos anteriores, as potências ativa e reativa dos conversores 1 a 4 são, respectivamente:

$$p_{1f_fs}(t) = \frac{V_{p1}^2}{2.R_{x12}} + \frac{V_{p1}^2}{2.R_{x13}} + \frac{V_{p1}^2}{2.R_{x14}} - \frac{V_{p1} \cdot V_{p2} \cdot \cos[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2.R_{x12}} - \frac{V_{p1} \cdot V_{p3} \cdot \cos[\theta_{r1}(t) - \theta_{r3}(t)]}{2.R_{x13}} - \frac{V_{p1} \cdot V_{p4} \cdot \cos[\theta_{r1}(t) - \theta_{r4}(t)]}{2.R_{x14}} \quad (5.39)$$

$$q_{1f_fs}(t) = -V_{p1} \cdot \left\{ \frac{V_{p2} \cdot \text{sen}[\theta_{r1}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2.R_{x12}} + \frac{V_{p3} \cdot \text{sen}[\theta_{r1}(t) - \theta_{r3}(t)]}{2.R_{x13}} + \frac{V_{p4} \cdot \text{sen}[\theta_{r1}(t) - \theta_{r4}(t)]}{2.R_{x14}} \right\} \quad (5.40)$$

$$p_{2f_fs}(t) = \frac{V_{p2}^2}{2.R_{x21}} + \frac{V_{p2}^2}{2.R_{x23}} + \frac{V_{p2}^2}{2.R_{x24}} - \frac{V_{p2} \cdot V_{p1} \cdot \cos[\theta_{r2}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2.R_{x21}} - \frac{V_{p2} \cdot V_{p3} \cdot \cos[\theta_{r2}(t) - \theta_{r3}(t)]}{2.R_{x23}} - \frac{V_{p2} \cdot V_{p4} \cdot \cos[\theta_{r2}(t) - \theta_{r4}(t)]}{2.R_{x24}} \quad (5.41)$$

$$q_{2f_fs}(t) = -V_{p2} \cdot \left\{ \frac{V_{p1} \cdot \text{sen}[\theta_{r2}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2.R_{x21}} + \frac{V_{p3} \cdot \text{sen}[\theta_{r2}(t) - \theta_{r3}(t)]}{2.R_{x23}} + \frac{V_{p4} \cdot \text{sen}[\theta_{r2}(t) - \theta_{r4}(t)]}{2.R_{x24}} \right\} \quad (5.42)$$

$$p_{3f_fs}(t) = \frac{V_{p3}^2}{2.R_{x31}} + \frac{V_{p3}^2}{2.R_{x32}} + \frac{V_{p3}^2}{2.R_{x34}} - \frac{V_{p3} \cdot V_{p1} \cdot \cos[\theta_{r3}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2.R_{x31}} - \frac{V_{p3} \cdot V_{p2} \cdot \cos[\theta_{r3}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2.R_{x32}} - \frac{V_{p3} \cdot V_{p4} \cdot \cos[\theta_{r3}(t) - \theta_{r4}(t)]}{2.R_{x34}} \quad (5.43)$$

$$q_{3f_fs}(t) = -V_{p3} \cdot \left\{ \frac{V_{p1} \cdot \text{sen}[\theta_{r3}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2.R_{x31}} + \frac{V_{p2} \cdot \text{sen}[\theta_{r3}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2.R_{x32}} + \frac{V_{p4} \cdot \text{sen}[\theta_{r3}(t) - \theta_{r4}(t)]}{2.R_{x34}} \right\} \quad (5.44)$$

$$p_{4f-fs}(t) = \frac{V_{p4}^2}{2.R_{x41}} + \frac{V_{p4}^2}{2.R_{x42}} + \frac{V_{p4}^2}{2.R_{x43}} - \frac{V_{p4} \cdot V_{p1} \cdot \cos[\theta_{r4}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2.R_{x41}} - \frac{V_{p4} \cdot V_{p2} \cdot \cos[\theta_{r4}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2.R_{x42}} - \frac{V_{p4} \cdot V_{p3} \cdot \cos[\theta_{r4}(t) - \theta_{r3}(t)]}{2.R_{x43}} \quad (5.45)$$

$$q_{4f-fs}(t) = -V_{p4} \cdot \left\{ \frac{V_{p1} \cdot \text{sen}[\theta_{r4}(t) - \theta_{r1}(t)]}{2.R_{x41}} + \frac{V_{p2} \cdot \text{sen}[\theta_{r4}(t) - \theta_{r2}(t)]}{2.R_{x42}} + \frac{V_{p3} \cdot \text{sen}[\theta_{r4}(t) - \theta_{r3}(t)]}{2.R_{x43}} \right\} \quad (5.46)$$

5.3.6 Fluxo de potências entre n conversores

Através das deduções realizadas para as fontes modulares, é possível generalizar fórmulas para a potência ativa e reativa dos conversores conectados em paralelo a uma carga em (5.47) e (5.48), respectivamente.

$$p_{if-fs}(t) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left\{ \frac{V_{p-i}^2}{2.R_{xij}} - V_{p-i} \cdot \left[\frac{V_{p-j} \cdot \cos(\theta_{r-i}(t) - \theta_{r-j}(t))}{2.R_{xij}} \right] \right\} \quad (5.47)$$

$$q_{if-fs}(t) = -V_{p-i} \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left[\frac{V_{p-j} \cdot \text{sen}(\theta_{r-i}(t) - \theta_{r-j}(t))}{2.R_{xij}} \right] \quad (5.48)$$

Dos modelos de potência obtidos na seção anterior, é possível observar que a potência ativa $p_{if-fs}(t)$ para um i -ésimo conversor possui forte dependência da amplitude da tensão V_{p-i} . Já a potência reativa $q_{if-fs}(t)$ depende majoritariamente do somatório das diferenças entre o ângulo de fase de tensão $\theta_{r-i}(t)$ e o ângulo de fase de tensão $\theta_{r-j}(t)$, pertencente a todo exceto o i -ésimo conversor presente na fonte. Para gerar o fluxo de potência no barramento, cada conversor estima localmente sua resistência de saída através da medida de sua tensão de saída c.c. e corrente de saída c.c.. Visto que a resistência de linha R_i é um parâmetro não modelado, a medida e cálculo local da resistência de saída serve como estimativa de seu valor sem a necessidade de medição específica. A fase gerada através deste sinal em cada conversor proporciona um fluxo de potência no barramento.

A potência reativa medida pelo i -ésimo conversor possui magnitude proporcional ao peso de sua resistência de linha em relação a todas as resistências de linha que conectam os conversores em funcionamento no sistema. Assim, esta potência é utilizada como ajuste de referência em cada unidade, proporcionando um compartilhamento mais preciso de corrente entre conversores.

5.3.7 Cálculo da potência reativa $q_{if_fs}(t)$

O cálculo da potência reativa $q_{if_fs}(t)$ é realizado pelo bloco $Q_{calc}(s)$ mostrado na Fig. 5.14. Este método de cálculo é baseado na potência aparente complexa, que é definida para tensões e correntes senoidais com formato descrito em (5.5).

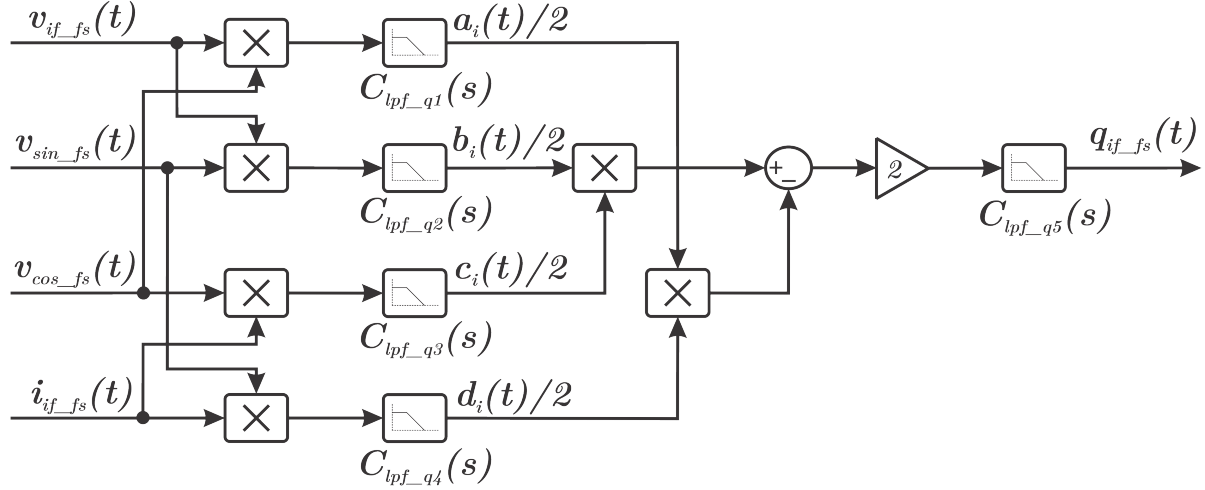


Figura 5.14: Bloco para cálculo de potência reativa, $Q_{calc}(s)$.

Usando a notação complexa mostrada em (5.7), a potência aparente $s_{if_fs}(t)$ pode ser escrita como

$$s_{if_fs}(t) = p_{if_fs}(t) + j \cdot q_{if_fs}(t) = \frac{(a_i(t) + j \cdot b_i(t)) \cdot (c_i(t) - j \cdot d_i(t))}{2} \quad (5.49)$$

onde:

$$q_{if_fs}(t) = \frac{(b_i(t) \cdot c_i(t) - a_i(t) \cdot d_i(t))}{2} \quad (5.50)$$

Para obter ambas as componentes real e imaginária da tensão e da corrente de saída, dois sinais com amplitude unitária $v_{sen_fs}(t) = \text{sen}(\omega_i \cdot t)$ e $v_{cos_fs}(t) = \text{cos}(\omega_{fs_i} \cdot t)$ são empregados. Estes componentes $a_i(t)$, $b_i(t)$, $c_i(t)$ e $d_i(t)$ podem ser determinados utilizando séries de Fourier, através da média temporal dos produtos de $v_{if_fs}(t)$ e $i_{if_fs}(t)$ por $v_{sen_fs}(t) = \text{sen}(\omega_{fs_i} \cdot t)$ e $v_{cos_fs}(t) = \text{cos}(\omega_{fs_i} \cdot t)$, conforme (5.51) e (5.52), respectivamente.

$$\text{Re}[x_{if_fs}(t)] = \frac{2}{T} \cdot \int_{\tau}^{\tau+T} x_{if_fs}(t) \cdot \text{cos}(\omega_{fs_i} \cdot t) \cdot dt \quad (5.51)$$

$$\text{Im}[x_{if_fs}(t)] = \frac{2}{T} \cdot \int_{\tau}^{\tau+T} x_{if_fs}(t) \cdot \text{sen}(\omega_{fs_i} \cdot t) \cdot dt \quad (5.52)$$

onde $x_{if_fs}(t)$ é a forma geral de $v_{if_fs}(t)$ e $i_{if_fs}(t)$. De acordo com (4.40), os termos

$x_{if_fs}(t).cos(\omega_{fs_i}.t)$ e $x_{if_fs}(t).sen(\omega_{fs_i}.t)$ de (5.51) e (5.52) se tornam:

$$x_{if_fs}(t).cos(\omega_{fs_i}.t) = X_{Ocos_i}.cos(\omega_{fs_i}.t) + x_{k_cos}(t) \quad (5.53)$$

$$x_{if_fs}(t).sen(\omega_{fs_i}.t) = X_{Osen_i}.sen(\omega_{fs_i}.t) + x_{k_sen}(t) \quad (5.54)$$

onde:

$$x_{k_cos}(t) = \sum_{k=1}^n [sen(k.\omega_{fs_i}.t + \theta_{kx_i}).cos(\omega_{fs_i}.t)]$$

$$x_{k_sen}(t) = \sum_{k=1}^n [sen(k.\omega_{fs_i}.t + \theta_{kx_i}).sen(\omega_{fs_i}.t)]$$

Ao invés de utilizar um integrador para calcular a média temporal descrita em (5.53) e (5.54), um filtro passa baixas é implementado, atenuando frequências uma década abaixo de θ_i . Ainda, as componentes harmônicas $x(k.\theta_i.t)$ produzem termos de média nula. Assim,

$$\frac{1}{T} \cdot \int_{\tau}^{\tau+T} x_i(t).cos(\omega_{fs_i}.t).dt = \frac{x_1}{2} \cdot sen(\theta_{xf_i}(t)) \quad (5.55)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_{\tau}^{\tau+T} x_i(t).sen(\omega_{fs_i}.t).dt = -\frac{x_1}{2} \cdot cos(\theta_{xf_i}(t)) \quad (5.56)$$

onde θ_{1x_i} é a componente fundamental de fase da onda $x_{if_fs}(t)$. A amplitude de uma componente contínua de $x_{if_fs}(t)$ irá resultar nos coeficientes $a_i(t)$, $b_i(t)$, $c_i(t)$ e $d_i(t)$ encontrados em (5.50).

Expandindo (5.50) com o uso de (5.55) e (5.56), a potência reativa $q_{if_fs_med}(t)$ medida é dada por:

$$q_{if_fs_med}(t) = \frac{1}{2} \cdot \{sen[\theta_{vf_i}(t)].cos[\theta_{if_i}(t)] - sen[\theta_{if_i}(t)].cos[\theta_{vf_i}(t)]\} \quad (5.57)$$

5.3.8 Fonte distribuída com três conversores e estratégia CDP - projeto de controle

Uma fonte distribuída composta por três conversores *Buck* conectados em paralelo empregando a técnica CDP é projetada para avaliar o desempenho do estratégia de controle proposta. A implementação virtual do circuito da fonte é mostrada na Fig. (5.15).

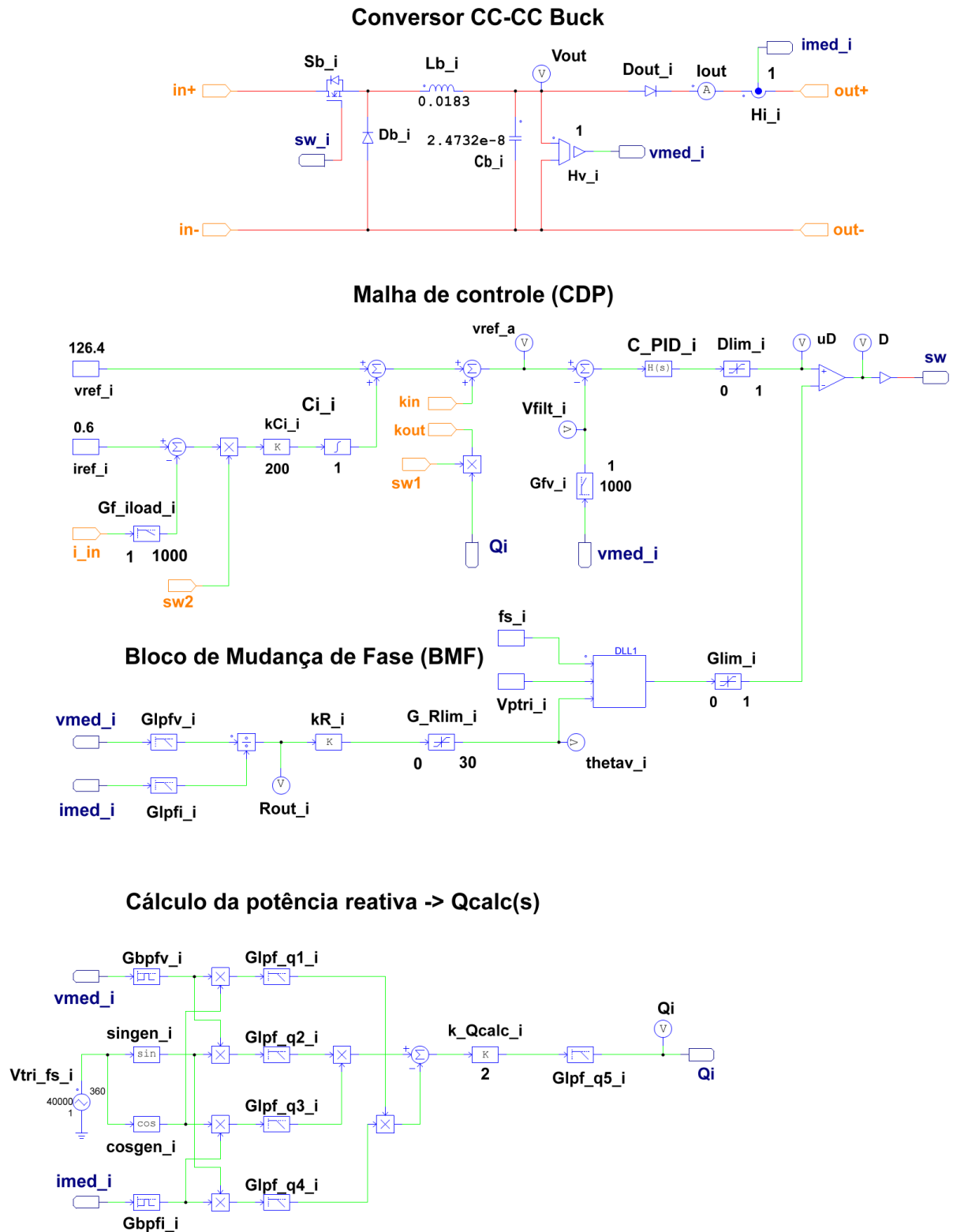


Figura 5.15: Conversor com técnica CDP implementada em ambiente de simulação no programa PSIM®.

Todos os filtros passa baixa presentes no sistema utilizam modelo com aproximação *Butterworth* de segunda ordem. O modelo destes filtros e dos filtros passa faixa são mostrados em (5.58) e (5.59), respectivamente.

$$G_{lpf-i}(s) = \frac{k_{lpf-i} \cdot \omega_{lpf-i}}{s^2 + 2 \cdot \xi_i \cdot \omega_{lpf-i} \cdot s + (\omega_{lpf-i})^2} \quad (5.58)$$

$$G_{bpf-i}(s) = \frac{k_{bpf-i} \cdot \left(\frac{\omega_{bpf-i}}{Q_{f_i}} \right) \cdot s}{s^2 + \left(\frac{\omega_{bpf-i}}{Q_{f_i}} \right) \cdot s + (\omega_{bpf-i})^2} \quad (5.59)$$

onde:

- $\omega_{lpf-i} = 2 \cdot \pi \cdot f_{lpf-i}$ – frequência angular de corte do filtro passa baixa (rad/s);
- $\omega_{bpf-i} = 2 \cdot \pi \cdot f_{bpf-i}$ – frequência angular de corte do filtro passa faixa (rad/s);
- $Q_{f-i} = \frac{f_{bpf-i}}{f_{B_bpf-i}}$ – fator de qualidade do filtro passa faixa;

A Tabela 4.4 mostra os parâmetros especificados no projeto para a implementação desta técnica de controle na fonte distribuída.

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema distribuído com a técnica CDP

<i>Componente</i>	<i>Especificação</i>	<i>Valor</i>
1. Malha principal		
$v_{ref-i}(s)$	Referência de tensão	126.4 V
$C_{v-i}(s)$	Compensador de tensão	$C_{v-i}(s) = \frac{s+200}{s}$
2. Bloco de ajuste de referência		
$i_{ref-i}(s)$	Referência de corrente	0.6A
$C_{i-i}(s)$	Compensador de corrente	$C_{i-i}(s) = \frac{2500}{s}$
k_{q-i}	Ganho para potência reativa	1000
2.1. Filtros passa faixa		
f_{bpf-i}	Frequência central	40kHz
$f_{B.bpf-i}$	Largura de banda passante	40kHz
k_{bpf-i}	Ganho do filtro	1
ξ_i	Fator de amortecimento	0,7
2.2. Filtros passa baixa ($G_{lpf-q1-i}$ – $G_{lpf-q5-i}$ e $G_{lpfil-i}$)		
$f_{c.lpfq-i}$	Frequência de corte ($G_{lpf-q1-i}$ – $G_{lpf-q4-i}$)	4kHz
$f_{c.lpfil-i}$	Frequência de corte ($G_{lpfil-i}$)	1kHz
$f_{c.lpfout-i}$	Frequência de corte ($G_{lpf-q5-i}$)	5Hz
k_{lpf-i}	Ganho do filtro	1
3. Bloco de mudança de fase		
k_{r-i}	Ganho para resistência de saída	0,03
$G_{rlim-i}(s)$	Bloco limitador de ângulo de fase	$[0^\circ, 30^\circ]$
3.1. Filtros passa baixa (G_{lpfv-i} e G_{lpfi-i})		
$f_{c.lpfph-i}$	Frequência de corte	1kHz

5.3.9 Fonte distribuída com três conversores e estratégia CDP - resultados de simulação

Para validar a estratégia de controle proposta, o comportamento das correntes dos conversores e lâmpada a um degrau de tensão na entrada no SDP projetado com técnica CDP é mostrado nos resultados de simulação da Fig. 5.16.

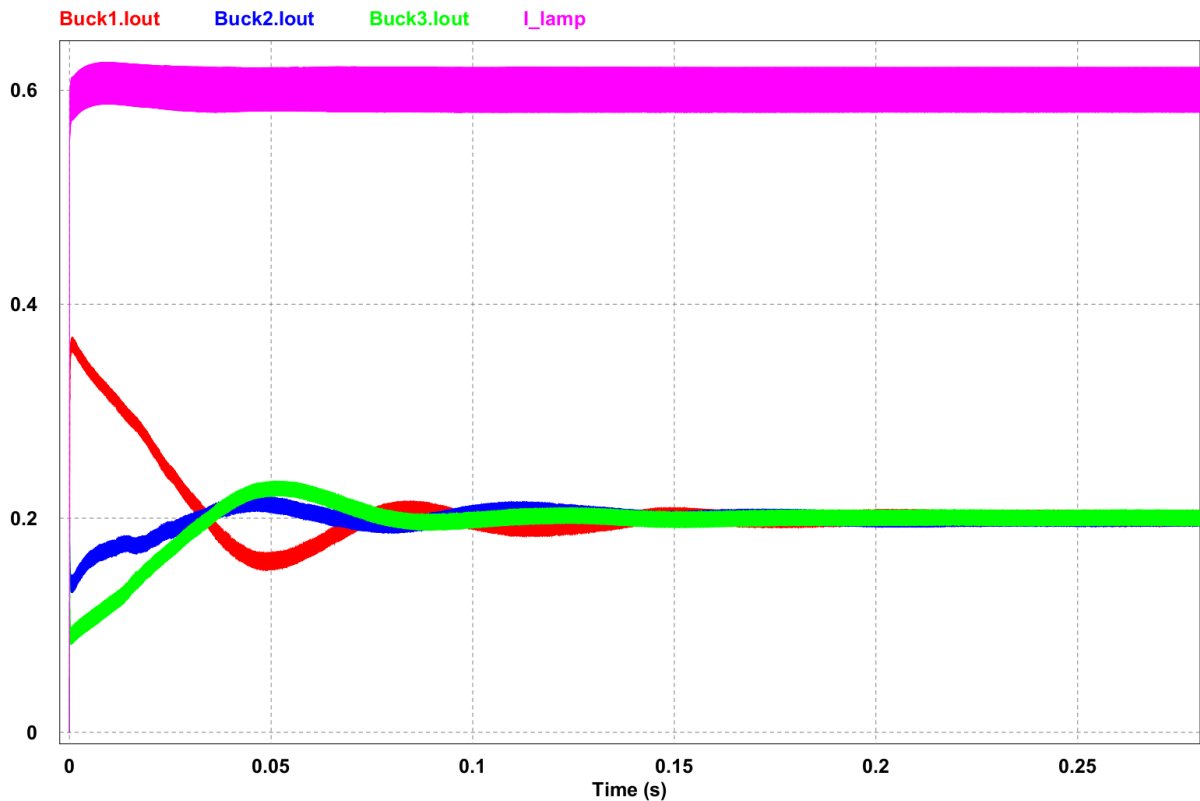


Figura 5.16: Comportamento das correntes de saída (conversores - **Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout** - e lâmpada - **L_lamp**) de um SDP para degrau de tensão equivalente a 126,4 V na entrada da fonte.

É possível notar que o desequilíbrio entre as correntes dos conversores é menor se comparada às outras variações do controle por decaimento. No entanto, a resposta dinâmica do sistema é influenciada pela frequência de corte dos filtros passa baixa, em especial o filtro $G_{lpf_q5_i}$, com frequência de corte igual a 5 Hz. Esta frequência é escolhida para obtenção da potência reativa estimada com o mínimo de ondulações em sua magnitude, visto que pequenas ondulações na tensão ocasionam grandes ondulações de corrente, o que é indesejável para o funcionamento correto da lâmpada.

Na Fig. 5.17, o terceiro conversor é desconectado do sistema em $t = 0,3 \text{ s}$ e o comportamento das correntes em simulação é mostrado.

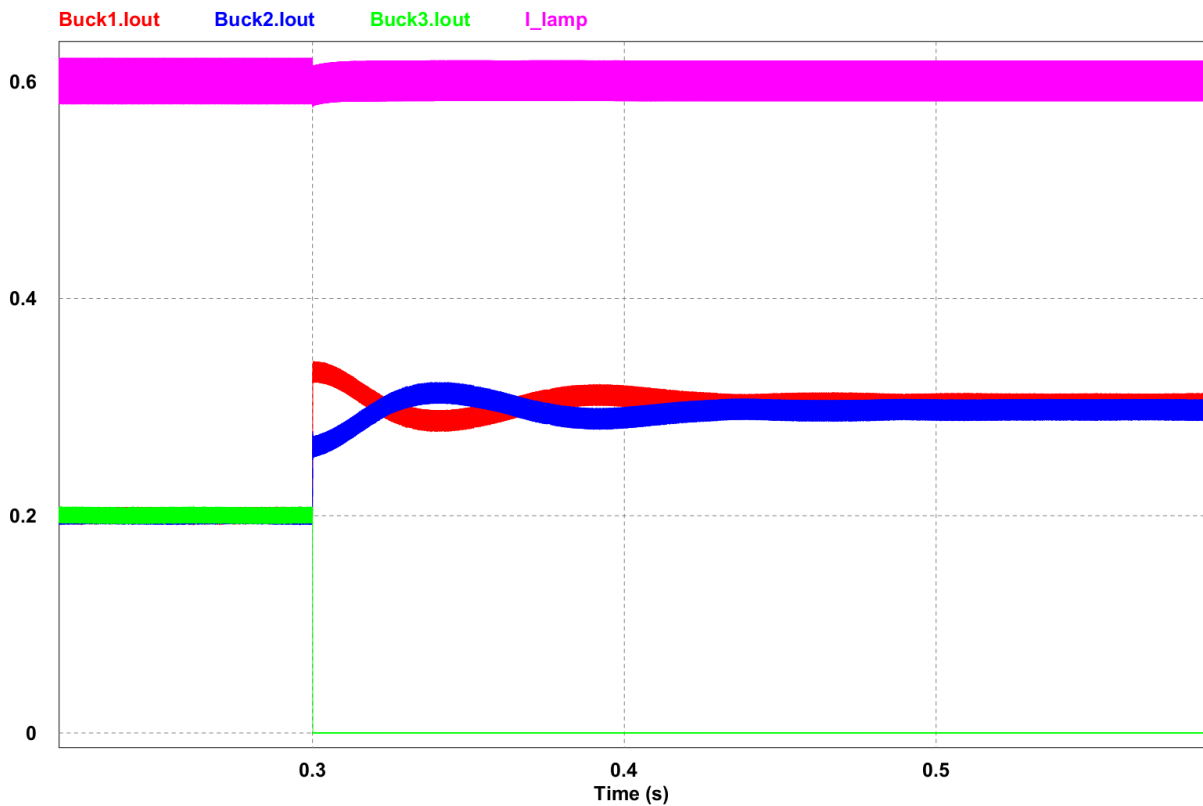


Figura 5.17: Perturbação no sistema com técnica CDP - desligamento do terceiro conversor em $t = 0,3 \text{ s}$.

Nota-se que os conversores em operação são capazes de suprir a potência produzida pelo conversor desconectado, garantindo ainda desequilíbrio reduzido entre suas correntes e minimizando efeitos transitórios na corrente da lâmpada.

Logo após, o terceiro conversor é reconectado à fonte e a resposta transitória das correntes é averiguada na Fig. 5.18.

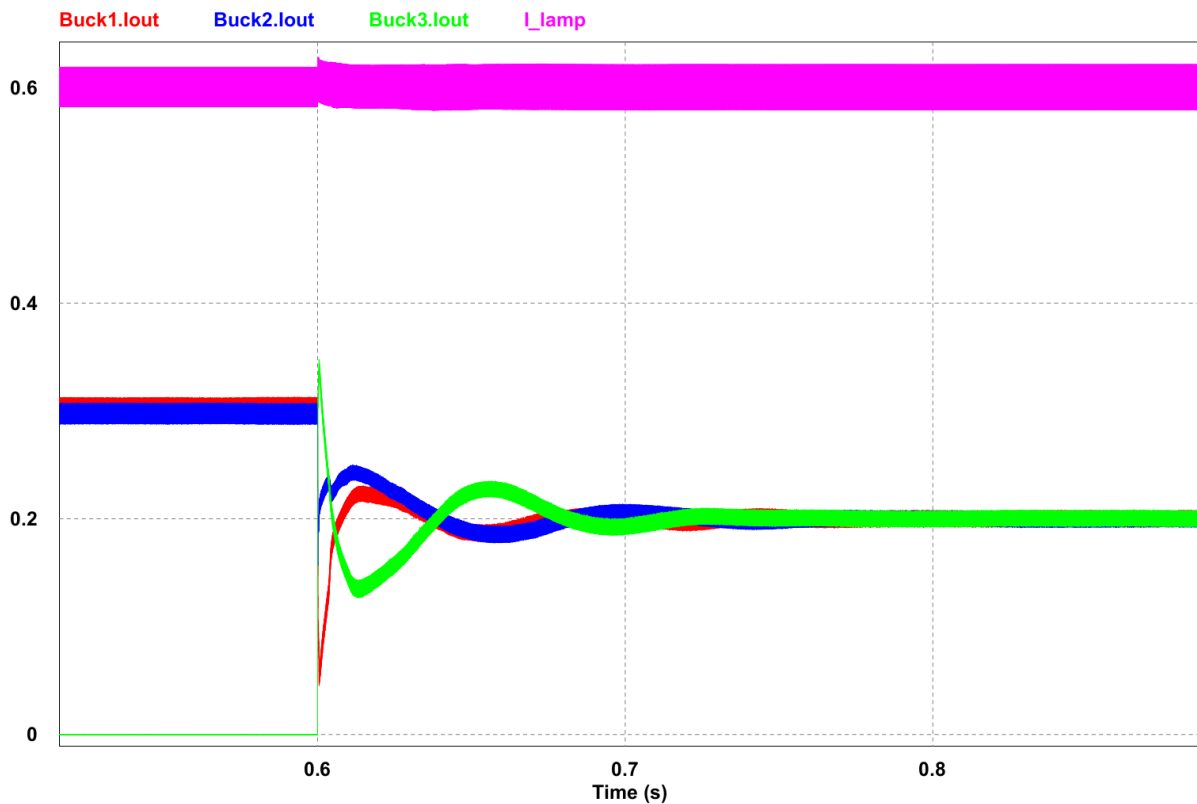


Figura 5.18: Perturbação no sistema com técnica CDP - religamento do terceiro conversor em $t = 0,6$ s.

O religamento do terceiro conversor ao sistema ocasiona a introdução da potência reativa deste mesmo conversor nas medições locais. Conforme as relações de potência deduzidas anteriormente, a potência reativa estimada na frequência de chaveamento de um conversor é dependente do ângulo de fase de todas as unidades em funcionamento no sistema. Assim, ocorre uma reconfiguração de magnitude das correntes dos conversores, fazendo com que cada unidade forneça uma corrente proporcional à relação entre a referência desejada e os número de conversores em operação no sistema.

A última perturbação no sistema compreende em um curto circuito de um LED presente na lâmpada. O comportamento das correntes do sistema para este distúrbio é mostrado na Fig. 5.19.

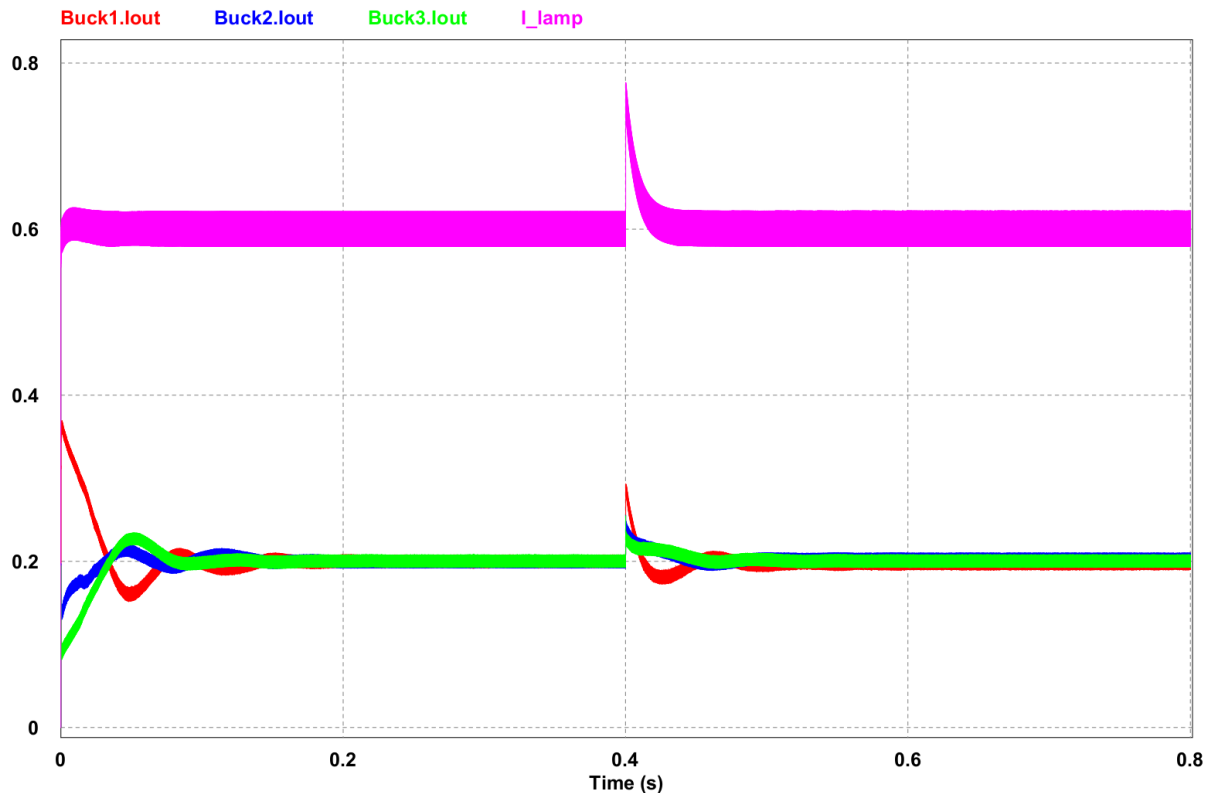


Figura 5.19: Perturbação no sistema com técnica CDP - curto circuito de um LED em $t = 1,2$ s.

Esta perturbação ocasiona uma elevação momentânea nas correntes do sistema, porém a ação de cada compensador de corrente ($C_{i,i}(s)$) ajusta a respectiva referência para a malha de controle correspondente, reduzindo assim a tensão final de referência para o conversor e por consequência a sua corrente. Desta maneira, um rastreamento eficiente da referência de corrente especificada é garantido, minimizando o desequilíbrio entre as correntes locais.

O ajuste das tensões de saída e as saídas dos controladores de correntes para a perturbação na carga são mostrados na simulação da Fig. 5.20.

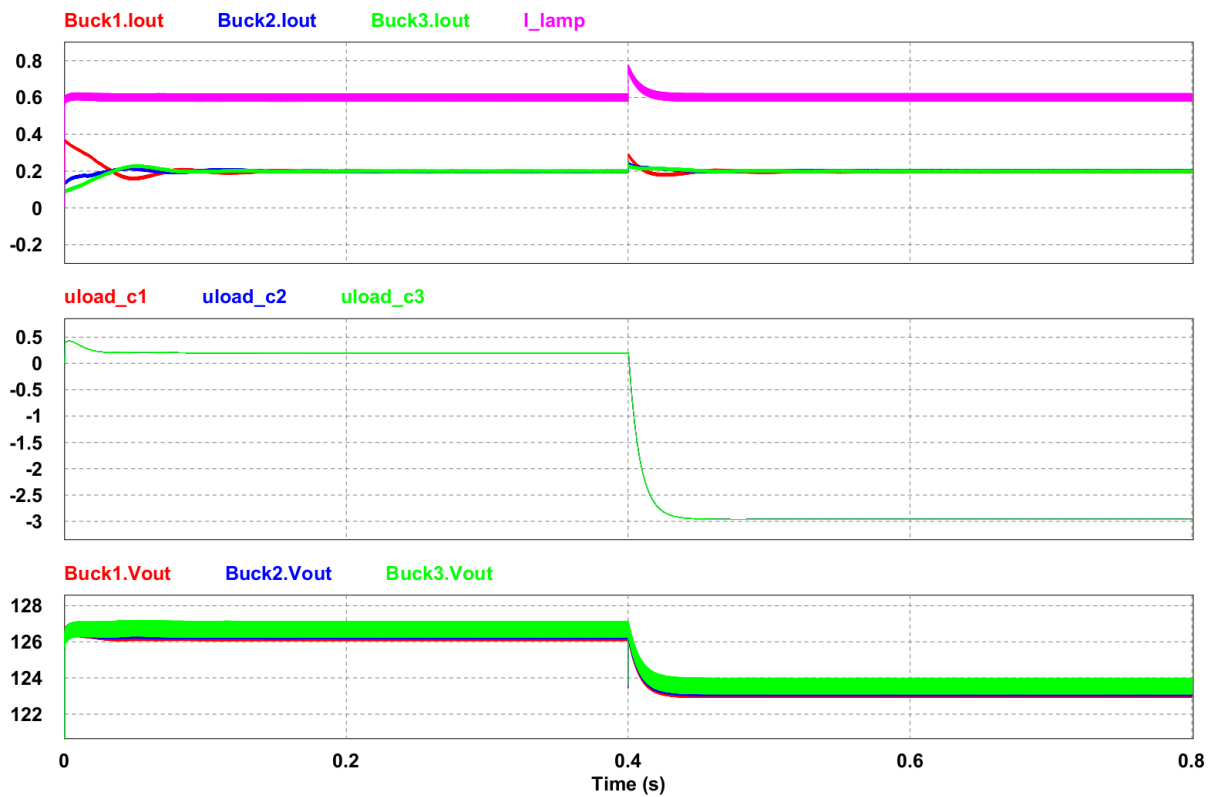


Figura 5.20: Correntes (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**), saídas dos compensadores de corrente (**uload_c1**, **uload_c2** e **uload_c3**) e tensões de saída (**Buck1.Vout**, **Buck2.Vout** e **Buck3.Vout**) do sistema com técnica CDP para perturbações simuladas (exceto perturbação na carga).

O comportamento do sistema (correntes de saída e potências reativas) para as perturbações simuladas (exceto perturbação na carga) é mostrado na simulação da Fig. 5.21.

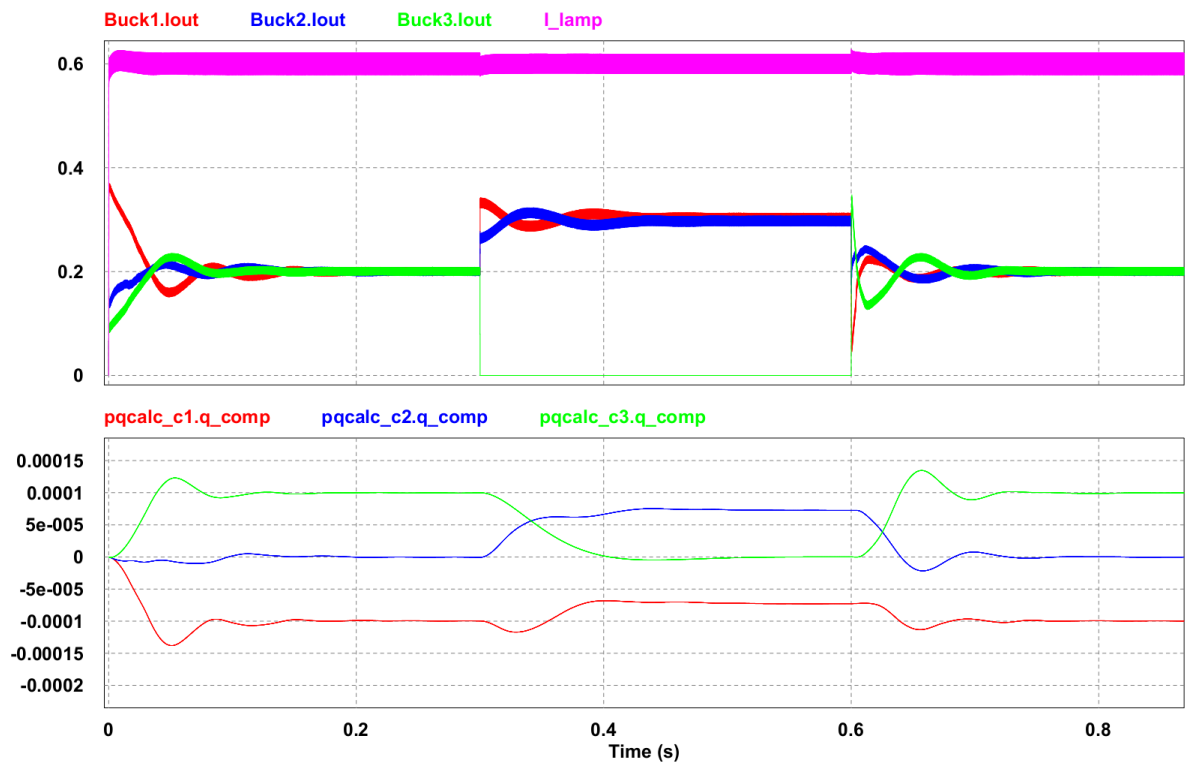


Figura 5.21: Correntes (`Buck1.Iout`, `Buck2.Iout` e `Buck3.Iout`) e potências reativas (`pqcalc_c1.pcomp`, `pqcalc_c2.pcomp` e `pqcalc_c3.pcomp`) do sistema com técnica CDP para perturbações simuladas (exceto perturbação na carga).

Na simulação da Fig. 5.22, são mostrados os ajustes individuais das tensões de saída em função do compartilhamento de corrente.

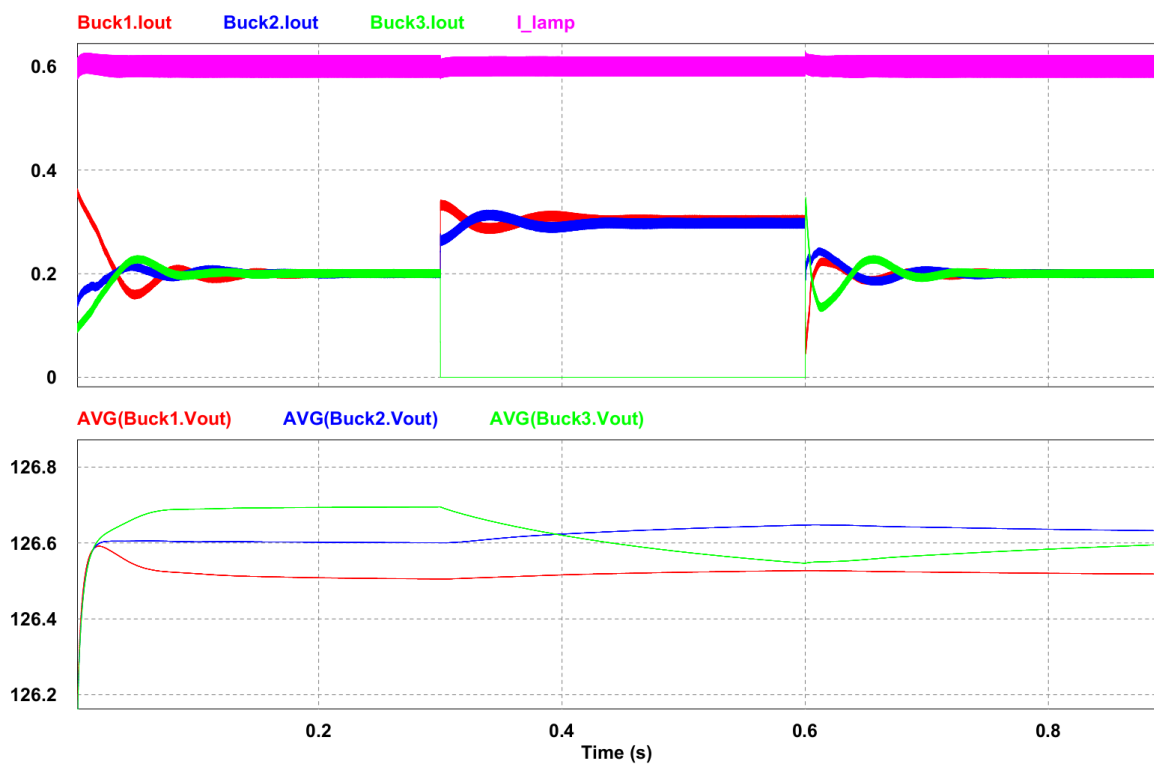


Figura 5.22: Correntes de saída (**Buck1.Iout**, **Buck2.Iout** e **Buck3.Iout**) e tensões médias de saída (**AVG(Buck1.Vout)**, **AVG(Buck2.Vout)** e **AVG(Buck3.Vout)**) do sistema com técnica CDP para perturbações simuladas (exceto perturbação na carga).

5.4 Conclusão

Neste capítulo, duas novas estratégias de controle, CDM e CDP, foram apresentadas e desenvolvidas. Tais estratégias baseiam-se no controle por decaimento convencional mostrado e projetado no Capítulo 4 para a lâmpada de LEDs.

Na estratégia CDM, incluiu-se uma malha de controle da corrente da carga em cada conversor para garantir a regulação de corrente necessária ao funcionamento desejado da carga, obedecendo ao modelo de paralelismo escolhido para o sistema. Ainda, esta malha adicional proveu a capacidade de rejeição de distúrbios em corrente na saída, como um curto circuito de um LED.

A estratégia CDP utilizou um desvio de fase na onda PWM para gerar um fluxo de potência na frequência de chaveamento no barramento da carga. A medida local da potência reativa nesta frequência foi utilizada como ajuste da referência de tensão individual em cada conversor. Desta maneira, foi possível manter os ganhos de decaimento k_{Q_i} idênticos e assim possibilitar a padronização do circuito de controle para o compartilhamento de corrente entre as unidades. Conforme simulações realizadas para a configuração de ganhos k_{Q_i} idênticos entre si, a técnica CDP minimizou o erro no compartilhamento de corrente fornecida à carga pelos conversores em comparação às outras técnicas analisadas neste trabalho. O custo desta precisão na estratégia CDP é a sua complexidade elevada em relação às técnicas CDC e CDM.

A tabela 5.2 mostra as principais características das estratégias CDC, CDM e CDP comparadas entre si.

Tabela 5.2: Diagrama comparativo entre as características principais das estratégias CDC, CDM e CDP.

Parâmetro	Estratégia		
	CDC	CDM	CDP
Precisão no compartilhamento entre correntes (ganhos de decaimento iguais)	Baixa	Média	Alta
Rejeição de distúrbios em corrente na saída	Não	Sim	Sim
Tempo de acomodação	Rápida	Rápida	Lenta
Complexidade de implementação	Baixa	Média	Alta

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, contribuições para o controle orientado ao compartilhamento de corrente em fontes distribuídas são apresentadas. As técnicas propostas baseiam-se no paralelismo sem comunicação, em especial a técnica de controle por decaimento. O paralelismo entre conversores possibilita modularizar o sistema e obter redundância em sua operação, entre outras vantagens.

No segundo capítulo, foram revisadas as topologias de conexão para sistemas distribuídos de potência e as estratégias de controle orientadas ao paralelismo entre conversores. A seguir no terceiro capítulo, o comportamento em regime permanente dos conversores foi modelado como uma fonte de tensão dependente conectado ao barramento através de uma resistência de linha distinta. Desta classificação, os modelos c.c. para as correntes de saída em regime permanente do sistema foram deduzidas. Estes modelos foram capazes de prever o comportamento destas correntes e o efeito da interação de todas as variáveis do sistema na corrente do i -ésimo conversor. No entanto, estes modelos necessitam de estudo adicional quanto aos limites de operação e parâmetros existentes, visto que um conversor poderá apresentar comportamento dominante e desligar o conversor com menor tensão de saída ou maior resistência de linha.

A obtenção dos modelos de corrente do sistema distribuído possibilitou o projeto e análise do controle orientado ao compartilhamento de corrente entre conversores. Uma lâmpada de LEDs foi utilizada como carga para um fonte de potência contendo três conversores em paralelo. Considerando sua característica de fonte de tensão, uma lâmpada de estado sólido necessita de uma corrente regulada em seus terminais. Visto que os conversores em paralelo foram modelados como fontes de tensão e compensados com malha de tensão, o sistema não apresentou capacidade de rejeição de distúrbios em corrente na saída, além da pobre regulação de carga.

Para compensar as desvantagens descritas acima, foi proposta a modificação do controle por decaimento convencional através da inclusão de uma malha de corrente em cada conversor, cuja técnica foi denominada Controle por Decaimento Modificado (CDM).

Nesta estratégia, a malha extra é responsável por comparar a corrente da carga a uma referência desejada, fornecendo erro a um compensador, que fornece saída para minimizar este erro em sua entrada. Esta saída serve como ajuste da referência de tensão na malha principal do sistema de controle. Assim, foi possível compensar a queda de tensão na carga e rejeitar distúrbios em corrente na saída.

Como motivação para melhoria do compartilhamento de corrente, uma segunda modificação na técnica de controle por decaimento foi proposta, denominada Controle por Decaimento com Potência (CDP). Nesta técnica, o ajuste na referência é realizado por dois sinais: a saída do compensador de corrente (idêntico à técnica CDM) e um sinal proporcional à potência reativa medida na frequência de chaveamento dos conversores. Esta potência reativa $q_{if_fs}(t)$ reflete uma estimativa do peso da resistência de linha R_i em relação às outras resistências de linha. Este cálculo é efetuado localmente em cada conversor, sem a necessidade de comunicação entre as unidades.

As estratégias propostas (CDM e CDP) necessitam de um sensor de corrente posicionado na carga. Dependendo da distribuição física deste sistema, a transmissão da corrente medida na carga aos conversores necessitará de esquema e projeto apropriados para evitar erros na transmissão e problemas na compensação. Além disso, uma desvantagem específica da estratégia CDP é sua alta complexidade de implementação, restringindo sua aplicação. Das simulações, concluiu-se que o ganho fixo k_{q_i} resulta em um desequilíbrio entre correntes dependente do número de conversores em operação na fonte de potência.

As principais contribuições identificadas desse trabalho são:

1. obtenção de modelo generalizado para corrente de saída do i -ésimo conversor modelado como fonte dependente de tensão, presente em fonte distribuída de potência, válido para operação de todos conversores presentes na topologia;
2. estratégias de controle (CDM e CDP) orientadas ao paralelismo entre conversores, destinadas a cargas com característica de fonte de corrente; estas estratégias possibilitam redução no desequilíbrio entre correntes, regulação precisa de tensão na carga e rejeição de distúrbios na entrada e saída;

As principais sugestões para expansão da pesquisa realizada neste trabalho são citadas a seguir.

6.1 Sugestões de trabalhos futuros

Para futuras contribuições a este trabalho, o autor sugere os seguintes itens para pesquisa:

- determinação dos limites de tensão e resistências de linha para o modelo generalizado das correntes deduzido em (3.31), a fim de gerar um modelo válido para quaisquer V_i e R_i dos conversores;
- aplicação das estratégias propostas a carga com característica de fonte de tensão; para tal abordagem, o compensador de corrente e o sensor de corrente na carga poderão ser substituídos por compensador de tensão e sensor de tensão na carga, respectivamente;
- aplicar as estratégias propostas considerando impedâncias de linha como conexão dos conversores ao barramento principal e utilização de outras cargas não lineares ou cargas comutadas;
- determinar estratégia de controle que possibilite o defasamento adaptativo entre correntes de saída em regime permanente, visando minimizar a ondulação na corrente de saída da fonte, possibilitando assim a redução do tamanho dos filtros dos conversores;
- utilização de diferentes topologias de circuito para os conversores conectados em paralelo, com potências iguais e com potências distintas. Para o segundo caso, definir ganho da potência reativa estimada em função da potência individual produzida pelo conversor, de forma que cada unidade compartilhe corrente proporcional à sua potência de saída produzida;
- projeto de metodologia para determinação do número ótimo de conversores para constituir a fonte, em função do custo, necessidade, aplicação e outras características desejáveis a aplicação específica;
- discretização e implementação das estratégias de controle propostas em protótipos; estudar o efeito da variação paramétrica dos componentes na estabilidade do sistema;
- modelagem da interação entre as unidades através da teoria dos jogos (GIOVANINI, 2011);(SAAD; HAN; POOR, 2011), gerando estratégia de controle para equilíbrio (co-alizão) e cooperação entre unidades, visando eliminar o desequilíbrio entre correntes ou otimização do fornecimento conforme capacidade individual de cada conversor;

REFERÊNCIAS

- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) - Módulo 8: Qualidade de Energia Elétrica*. [S.l.], Janeiro 2011.
- BATARSEH, I.; SIRI, K.; LEE, H. Investigation of the output droop characteristics of parallel-connected dc-dc converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 1342–1351 vol.2.
- BENDER, V. C. *Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2011.
- CHEN, W. et al. Dc/dc conversion systems consisting of multiple converter modules: Stability, control, and experimental verifications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 6, p. 1463–1474, 2009. ISSN 0885-8993.
- DONOSO-GARCIA, P. F. et al. Sliding-mode control for current distribution in parallel-connected dc-dc converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 145, n. 4, p. 333–338, 1998. ISSN 1350-2352.
- ERDOGAN, A.; AYDEMIR, M. Application of adaptive droop method to boost converters operating at the output of fuel cells. In: *Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. I–321–I–325.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)*. 2nd. ed. Springer, 2001. Hardcover. ISBN 0792372700. Disponível em: <<http://www.worldcat.org/isbn/0792372700>>.
- GIOVANINI, L. Game approach to distributed model predictive control. *Control Theory Applications, IET*, v. 5, n. 15, p. 1729–1739, 2011. ISSN 1751-8644.
- HEATH, C. The market for distributed power systems. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, 1991., Sixth Annual*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 225–229.
- HUANG, Y.; TSE, C. Circuit theoretic classification of parallel connected dc ndash;dc converters. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 5, p. 1099–1108, 2007. ISSN 1549-8328.
- IRVING, B.; JOVANOVIC, M. Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 235–241 vol.1.
- IU, H.-C.; PJEVALICA, V.; ROBERT, B. Implementation of a simple rotating master control scheme for parallel converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004*.

- PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 1494–1499 Vol.2. ISSN 0275-9306.
- LENK, R.; LENK, C. *Practical Lighting Design With LEDs*. [S.l.]: Springer, 2011. Hardcover. ISBN 978-1-118-00821-8.
- LINDMAN, P.; THORSELL, L. Applying distributed power modules in telecom systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 2, p. 365–373, 1996. ISSN 0885-8993.
- LUO, S. A review of distributed power systems part i: Dc distributed power system. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, v. 20, n. 8, p. 5–16, 2005. ISSN 0885-8985.
- MISHRA, S.; ZHOU, X. Design considerations for a low-voltage high-current redundant parallel voltage regulator module system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 4, p. 1330–1338, 2011. ISSN 0278-0046.
- MOUSSAOUI, Z. et al. An overview of the control scheme for distributed power systems. In: *Southcon/96. Conference Record*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 584–591. ISSN 1087-8785.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering (4th Edition)*. Prentice Hall, 2001. Hardcover. ISBN 0130609072. Disponível em: <<http://www.worldcat.org/isbn/0130609072>>.
- PERREAULT, D.; SELDERS, R.; KASSAKIAN, J. Frequency-based current-sharing techniques for paralleled power converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 4, p. 626–634, 1998. ISSN 0885-8993.
- PINTO, R. A. *Projeto e Implementação de Lâmpadas para Iluminação de Interiores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs)*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2009.
- RAJAGOPALAN, J. et al. Modeling and dynamic analysis of paralleled dc/dc converters with master-slave current sharing control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 678–684 vol.2.
- ROMERO-CADAVAL, E.; MILANES-MONTERO, M. Cooperative converters in power electronic systems. In: *Electronics Conference (BEC), 2010 12th Biennial Baltic*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 51–60. ISSN 1736-3705.
- SA, E. et al. Self-oscillating flyback driver for power leds. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2827–2832.
- SAAD, W.; HAN, Z.; POOR, H. Coalitional game theory for cooperative micro-grid distribution networks. In: *Communications Workshops (ICC), 2011 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5.
- SIRA-RAMÍREZ, H.; SILVA-ORTIGOZA, R. *Control Design Techniques in Power Electronics Devices (Power systems)*. [S.l.]: Springer, 2006. Hardcover. ISBN 9781846284588.
- TABISZ, W.; JOVANOVIĆ, M.; LEE, F. Present and future of distributed power systems. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 11–18.

TEPPER, J. et al. A simple frequency-independent method for calculating the reactive and harmonic current in a nonlinear load. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 43, n. 6, p. 647–654, 1996. ISSN 0278-0046.

THOTTUVELIL, V.; VERGHESE, G. C. Analysis and control design of paralleled dc/dc converters with current sharing. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 4, p. 635–644, 1998. ISSN 0885-8993.

TULADHAR, A.; JIN, K. A novel control technique to operate dc/dc converters in parallel with no control interconnections. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 892–898 vol.1. ISSN 0275-9306.

ZHOU, X.; XU, P.; LEE, F. A novel current-sharing control technique for low-voltage high-current voltage regulator module applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 6, p. 1153–1162, 2000. ISSN 0885-8993.

APÊNDICE A - PUBLICAÇÕES

A.1 Publicações aceitas em congressos internacionais

"A Decentralized Current Sharing Control Strategy for Output Parallel-Connected DC-DC Converters with True Redundancy". *IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference*, 2013. IECON 2013.